Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Micro-ondas e Óptica

Conversão em Comprimento de Onda de Sinais Modulados em Fase por Mistura de Quatro Ondas em SOAs

Autor: Eduardo Cavalcanti Magalhães

Orientador: Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

Dissertação de Mestrado apresentada à comissão de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração **Telecomunicações e Telemática**.

Comissão Examinadora:

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

Dr. Júlio Cesar Rodrigues Fernandes de Oliveira — Fundação CPqD

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza — Consultor

Campinas, 15 de Abril de 2011.

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

M27c

Magalhães, Eduardo Cavalcanti
Conversão em comprimento de onda de sinais modulados em fase por mistura de quatro ondas em SOAs / Eduardo Cavalcanti Magalhães. --Campinas, SP: [s.n.], 2011.

Orientador: Aldário Chrestani Bordonalli.
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Amplificadores óticos. 2. Mistura de quatro ondas. 3. Modulação de fase. 4. Dispositivos optoeletrônicos. I. Bordonalli, Aldário Chrestani. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Wavelength conversion of phase modulated channels by four-wave mixing in SOAs
Palavras-chave em Inglês: Optical amplifiers, Four-wave mixing, Phase modulation, Optoelectronic devices
Área de concentração: Telecomunicações e Telemática
Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica
Banca examinadora: Júlio Cesar Rodrigues Fernandes de Oliveira, Rui Fragassi Souza
Data da defesa: 15/04/2011
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Eduardo Cavalcanti Magalhães

Data da Defesa: 15 de abril de 2011

Título da Tese: "Conversão em Comprimento de Onda de Sinais Modulados em Fase por Mistura de Quatro Ondas em SOAs"

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (Presidente): _____

Dr. Júlio César Rodrigues Fernandes de Oliveira: _____

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza: _____

Resumo

Nos últimos anos, os amplificadores ópticos a semicondutor (SOA) têm sido foco de interesse em diversas aplicações. Uma das mais comuns é a de conversor de comprimentos de onda, onde o dispositivo transfere informação entre portadoras ópticas, sem a necessidade de passagem para o domínio elétrico. A mistura de quatro ondas (FWM), a modulação cruzada de ganho (XGM) e a modulação cruzada de fase (XPM) são os principais efeitos não-lineares que ocorrem no SOA e contribuem de forma distinta no processo de conversão. Estes efeitos, e, em particular, o XGM e o FWM, tornam-se proeminentes ao se submeter o dispositivo a elevados níveis de potência de entrada (regime de saturação). Com isso, conversão com ampla banda para sinais modulados em amplitude é relativamente simples para SOAs. Entretanto, estes tendem a falhar quando se utilizam canais modulados em fase, já que a informação não pode ser preservada pelo XGM ou XPM. Assim, este trabalho apresenta um estudo de caracterização empírica de um conversor de comprimentos de onda baseado no efeito FWM de um SOA utilizando-se canais modulados em fase por sinais senoidais de 10 GHz e chaveados (BPSK) a taxas de até 14 Gbps.

Palavras-chave: amplificador óptico a semicondutor, conversão em comprimento de onda, mistura de quatro ondas, modulação/chaveamento de fase.

Abstract

Recently semiconductor optical amplifiers (SOAs) have been the focus of interest in several applications. One of the most common SOA roles is as a wavelength converter, where the device transfers information content among optical carriers in the optical domain. Four wave mixing (FWM), cross-gain modulation (XGM), and cross-phase modulation (XPM) are major nonlinear effects that occur in SOAs and contribute differently in the process of wavelength conversion. These effects, in particular, XGM and FWM, become more prominent when subjecting the device to high levels of input power (saturation regime). SOAs can provide intensity-modulated carrier wavelength conversion with large conversion range. However, they tend to fail for phase modulated carriers since phase information cannot be preserved by either XGM or XPM. Thus, an empirical characterization of wavelength conversion for phase modulated channels based on SOA FWM properties is presented in this work. Phase modulation was implemented by using 10 GHz sinusoidal signals and by BPSK with rates up to 14 Gbps.

Keywords: semiconductor optical amplifier, wavelength conversion, four-wave mixing, phase modulation, phase shift keying.

Agradecimentos

Ao infinito Deus, por literalmente tudo.

Ao meu professor e orientador Aldário Bordonalli, pela amigável e competente orientação durante todo período do mestrado.

Ao Prof. Evandro Conforti, por toda paciência, dedicação, incentivo e por todas as discussões, atenção e disposição em sempre me ajudar.

Ao Prof. José Ewerton P. de Farias, por ter me impulsionado ao campo de pesquisa nas comunicações ópticas.

À CAPES, pelo apoio financeiro (bolsa) durante o mestrado.

À Fapesp e ao CNPq, pelo apoio financeiro na aquisição de equipamentos utilizados no trabalho de pesquisa (via CePOF e Fotonicom).

Ao Vagner Cardoso e ao Prof. Hugo Fragnito, pelo empréstimo de alguns equipamentos.

Aos meus pais, Marcos e Veronica Magalhães, que nunca mediram esforços para que eu pudesse realizar meus sonhos.

Aos meus irmãos, Marcos e Manuela Magalhães, e demais familiares, pelo amor, apoio, incentivo e amizade.

À Roberta Cirne, por acreditar em mim, dando-me força, ânimo, suporte, companheirismo, amor e carinho todos os dias.

Aos amigos Andrey Melo, Davi Anders, Johannes Dantas, Ricardo Souza, Tiago Machado e demais amigos pela amizade, companheirismo, e pelo apoio nas horas difíceis.

Aos amigos do LAPCOM Andrea Martin, Eduardo Bertonha, Ernesto Barrientos, Marcelo Ribeiro e Rafael Figueiredo, pelo apoio, pelas críticas, pelas sugestões, e pela conversa jogada fora nas horas vagas.

Ao Napoleão Ribeiro, pela ajuda na realização, concepção e aquisição das medições e pelo incentivo à submissão de artigos.

À minha querida família,
por todo apoio e carinho
que me deram ao longo
desta caminhada;

Sumário

Resumo **iv**

Abstract **v**

Glossário **xi**

Símbolos **xiv**

1 Introdução **1**

2 Fundamentação Teórica **5**

2.1 Técnicas de Modulação e Demodulação em Fase 5

2.1.1 Modulação em Fase 6

2.1.2 Demodulação de Sinais Modulados em Fase 7

2.2 Amplificador Óptico a Semicondutor 11

2.2.1 Análise estática do ganho no SOA 15

2.2.1.1 Ganho do SOA não-saturado 16

2.2.1.2 Ganho do SOA saturado 18

2.2.2 Análise dinâmica do ganho no SOA 20

2.2.3 Efeitos não-lineares em SOAs 25

2.2.3.1 Efeitos Intrabanda 26

2.2.3.2 Efeitos Interbandas 26

2.3 Conversores em comprimento de onda 28

2.4 Mistura de Quatro Ondas (FWM) 30

3 Estrutura Experimental **35**

3.1 Projeto Optoeletrônico 35

3.1.1 Equipamentos 36

3.1.1.1 Lasers Santec 37

3.1.1.2 Modulador de fase 38
3.1.1.3 Gerador de sinal analógico 40
3.1.1.4 Gerador de padrão de pulsos 40
3.1.1.5 Filtro óptico JDS VCF050 41
3.1.1.6 Amplificador óptico a semicondutor CIP NL-OEC-1550 . . . 42
3.1.2 Montagens Experimentais 44
3.1.2.1 Caracterização da geração de FWM no SOA 44
3.1.2.2 Conversor em comprimento de onda baseado em FWM . . . 49

4 Resultados Experimentais **52**
4.1 Resposta espectral do modulador de fase 52
4.2 Conversor em comprimento de onda baseado em FWM de um SOA 55

5 Conclusões e Trabalhos Futuros **67**

Referências Bibliográficas **70**

Lista de Figuras

2.1 Exemplo de (a) modulação em fase (PM) e (b) modulação em fase binária (BPSK) com sinais modulantes m(t) e as respectivas portadoras s(t), com f_m e f_c iguais a 250 Hz (período 4 ms) e 1 kHz (período 1 ms), respectivamente. 8

2.2 Exemplo de configuração de um receptor PSK balanceado que utiliza DI. 10

2.3 (a) Exemplo de um filtro utilizado como discriminador de frequências na conversão da modulação em fase em modulação de amplitude e (b) sinal resultante da saída do discriminador de frequências com f_c e f_m iguais a 20 Hz e 2 Hz, respectivamente. 11

2.4 (a) Fabry-Perot SOA (FP-SOA) e (b) *Traveling-wave* SOA (TW-SOA) (redesenhado de [15]). 14

2.5 (a) Representação da mistura de quatro ondas para geração de novas componentes de frequência e (b) espectro típico da saída do conversor baseado em FWM. . . . 31

3.1 Laser Santec (a) TS-210V e (b) MLS-2100. 37

3.2 Modulador de fase Covega Mach-10 053. 39

3.3 Impedância do modulador de fase Covega Mach-10 053. 40

3.4 Gerador Agilent E8257D. 41

3.5 Gerador de padrão de pulsos Agilent 81141A. 41

3.6 Espectro de ASE do SOA CIP em função da corrente de polarização. 43

3.7 Visão ampliada de parte do espectro de ASE do amplificador. 43

3.8 Montagem experimental para análise da eficiência da conversão em comprimento de onda via FWM utilizando SOA. CP1 e CP2: controles de polarização; 3-dB: acoplador direcional 3 dB; ISO: isolador; OSA: analisador óptico de espectro. . . . 45

3.9 (a) Espectro das portadoras, espaçadas em 1 nm, na entrada do SOA e (b) espectro na saída do SOA mostrando as portadoras geradas por FWM com espaçamento de 1 nm. 46

3.10 OSNR medida para as duas novas portadoras geradas à direita (FWM+1 e FWM+2) e à esquerda (FWM-1 e FWM-2) dos sinais λ_1 e λ_2 de entrada. 47

3.11 OSNR mantendo uma das portadoras de entrada e variando o nível da portadora: (a) λ_1 (canal da esquerda) e (b) λ_2 (canal da direita). 48
3.12 Influência da variação da polarização óptica dos sinais: (a) melhor caso e (b) pior caso. 48
3.13 Esquemático da montagem experimental utilizada para análise das características do conversor em comprimento de onda baseado em SOA longo (2 mm). DCA: osciloscópio digital. 50
3.14 Montagem experimental realizada para análise da conversão em comprimento de onda com modulação digital. 50

4.1 Resposta espectral do modulador de fase *Covega* até 20 GHz. 53
4.2 Espectros da portadora (a) não-modulada e (b) modulada senoidalmente em 10 GHz medidos pelo OSA e (c) o sinal de saída do filtro discriminador obtido pelo DCA. 54
4.3 (a) Espectro em escala linear do filtro óptico sintonizável utilizado como discriminador e (b) sinais discriminados tendo a potência do gerador de sinal analógico como parâmetro. 55
4.4 Amplitude pico-a-pico resultante da conversão de modulação de fase em modulação de intensidade da portadora em função da potência de saída do gerador, tendo o acoplamento de λ_{cw} como parâmetro. 57
4.5 Amplitude pico-a-pico em função do *detuning* para dois produtos de intermodulação gerados por FWM: FWM+1 e FWM-1. 58
4.6 Amplitudes da (a) portadora e dos produtos de FWM com *detuning* de 4 nm em *up-conversion* (b) FWM+1 e (c) FWM-1, e com *detuning* de -1 nm em *down-conversion* (d) FWM+1 e (e) FWM-1. 60
4.7 Amplitude pico-a-pico da portadora (λ_s) com a ausência e presença do canal λ_{cw} em função da taxa de transmissão. 62
4.8 Amplitude pico-a-pico em função do *detuning* $\Delta\lambda_0$, para taxas de transmissão de 2 a 14 Gbps dos produtos de intermodulação (a) FWM-1 e (b) FWM+1. 63
4.9 Amplitudes em 14 Gb/s da (a) portadora e dos produtos de FWM com *detuning* de -1 nm em *down-conversion* (b) FWM+1 e (c) FWM-1, e com *detuning* de 1 nm em *up-conversion* (d) FWM+1 e (e) FWM-1. 65

Lista de Tabelas

3.1 Equipamentos utilizados nas montagens experimentais 36
3.2 Parâmetros dos Lasers Santec TS-210V e MLS-2100 37
3.3 Parâmetros do modulador de fase Covega Mach-10 053 40
3.4 Parâmetros do filtro óptico JDS VCF050 42
3.5 Parâmetros do SOA CIP NL-OEC-1550 42

Glossário

ASE - *Amplified Spontaneous Emission* - emissão espontânea amplificada

BPSK - *Binary Phase-shift Keying* - modulação por chaveamento binário de fase

DC - *Direct Current* - corrente contínua

DCA - *Digital Communication Analyzer* - analisador de comunicações digitais

DI - *Delay Interferometer* - interferômetro de atraso

DP-QPSK - *Dual-Polarization Quadrature Phase-shift Keying* - chaveamento de quadrifase em duas polarizações

DQPSK - *Differencial Quadrature Phase-shift Keying* - modulação por chaveamento diferencial de fase em quadratura

EDFA - *Erbium-Doped Fiber Amplifier* - amplificador a fibra dopada com érbio

FEEC - Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

FFT - *Fast Fourier Transform* - transformada rápida de Fourier

FP-SOA - *Fabry-Perot SOA* - SOA Fabry-Perot

FWM - *Four-wave Mixing* - mistura de quatro ondas

FWHM - *Full Width at Half Maximum* - largura total de meia altura

GPIB - *General Purpose Interface Bus* - barramento de interface de propósito geral

HDTV - *High Definition Television* - televisão de alta definição

IM-DD - *Intensity Modulation Direct Detection* - modulação por intensidade e detecção direta

LAPCOM - Laboratório de Pesquisas em Comunicações Ópticas e Micro-ondas

Laser - *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*

NRZ - *Non-Return to Zero* - não retorno a zero

OIL - *Optical Injection Locking* - travamento por injeção óptica

OIPLL - *Optical Injection Phase-locked Loop* - travamento de fase com injeção óptica

OPLL - *Optical Phase-locked Loop* - laço de travamento de fase óptica

OSA - *Optical Spectrum Analyser* - analisador de espectro óptico

OSNR - *Optical Signal-to-noise Ratio* - razão sinal ruído óptica

OTF - *Optical Tunable Filter* - filtro óptico sintonizável

PM - *Phase Modulation* - modulação em fase

PMD - *Polarization Mode Dispersion* - dispersão de modo de polarização

PSK - *Phase-shift Keying* - modulação por chaveamento de fase

RF - Rádio frequência

ROADM - *Reconfigurable Optical Add-drop Multiplexer* - multiplexador reconfigurável de inserção e remoção de canais ópticos

RZ - *Return to Zero* - retorno a zero

SLALOM - *Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror*

SMA - *Sub-miniature Version A* - subminiatura versão A

SOA - *Semiconductor Optical Amplifier* - amplificador óptico a semicondutor

SPM - *Self-phase Modulation* - auto-modulação de fase

TW-SOA - *Traveling Wave SOA* - SOA de onda caminhante

TOAD - *Terahertz Optical Asymetric Demultiplexer*

VoIP - *Voice over Internet Protocol* - voz sobre protocolo internet

WDM - *Wavelength Division Multiplexing* - multiplexação por divisão de comprimento de onda

XGM - *Cross-gain Modulation* - modulação cruzada de ganho

XPM - *Cross-phase Modulation* - modulação cruzada de fase

Símbolos

a - ganho diferencial
A_c - amplitude da portadora
A_m - amplitude da modulante
A_{nr} - taxa de recombinações não-radiativas
$A\,(z,t)$ - envoltória associada ao pulso
B_{sp} - coeficiente de recombinações radiativas
c - velocidade da luz no vácuo
C_a - coeficiente de recombinação Auger
d - espessura da região ativa
D - coeficiente de difusão dos portadores
$e(t)$ - sinal resultante
E - energia do fóton
$\overrightarrow{E}$ - vetor campo elétrico
E_{sat} - energia de saturação do amplificador
f - frequência
f_0 - frequência de transição atômica
f_c - frequência da portadora
f_m- frequência da modulante
$F\,(x,y)$ - distribuição modal do guia de onda
g_i - ganho interno
g_L - ganho líquido interno
g_m - ganho por unidade de comprimento
g_0 - valor de pico do ganho
G_A - ganho de amplificação
G_{A0} - valor não-saturado do fator de amplificação
h - constante de Planck

$\hbar$ - contante reduzida de Planck

hf - energia do fóton

I - corrente injetada na cavidade

I_0 - corrente de transparência

J - densidade de corrente na cavidade

k_p - sensibilidade de fase do modulador

$k_p A_m$ - índice de modulação

L - comprimento da cavidade do SOA

$m(t)$ - sinal modulante ou informação

n_b - índice de refração de fundo

n_g - índice de refração de grupo

$\overline{n}$ - índice de refração efetivo

N - densidade de portadores por unidade espacial de volume

N_0 - densidade de portadores na transparência

N_{DC} - parte constante da densidade de portadores

$P\left(N, z'\right)$ - potência de todos os sinais de entrada

$P\left(z, \tau\right)$ - potência do pulso

P_{ave} - potência óptica espacialmente distribuída

P_{DC} - parte constante da potência óptica

P_{in} - potência de entrada

P_{out} - potência de saída

P_{sat} - potência de saturação

P_{out}^{sat} - potência de saturação de saída

q - carga do elétron

R - taxa total de recombinação

$s(t)$ - sinal modulado em fase

$s(t)_{AM,PM}$ - sinal modulado em amplitude e fase

$S\left(\omega\right)$ - espectro do pulso na saída do SOA

S_{11} - parâmetro de espalhamento (*S-Parameter*)

t - tempo

T_1 - tempo de fluorescência

T_2 - tempo de relaxação do dipolo

V - volume da região ativa

V_p - tensão de polarização

V_{pp} - Volts pico-a-pico

W - largura da região ativa
W_{pp} - Watts pico-a-pico
$\widehat{x}$ - vetor unitário de polarização
z - posição ao longo da cavidade

α_H - fator de alargamento de linha (*linewidth enhancement factor*)
α_{int} - perda interna por unidade de comprimento
β_0 - constante de propagação do modo óptico
Γ - fator de confinamento
ε - permissividade do meio
ΔA - variação de amplitude
Δf - variação da frequência
Δf_g ou $\Delta\omega_g$ - largura de banda de ganho
$\Delta\upsilon_A$ - largura de banda do amplificador
ΔN - magnitude da modulação da densidade de portadores
$\Delta\lambda$ - intervalo espectral medido entre os picos dos modos de Fabry-Perot
$\Delta\lambda_0$ ou $\Delta\omega$ - diferença de frequência entre as portadoras óptica (*detuning*)
$\Delta\upsilon_g$ - largura de banda do ganho
$\theta_c(t)$ - fase instantânea da portadora
λ - comprimento de onda
υ_g - velocidade de grupo
τ - atraso diferencial
τ_c - tempo de vida dos portadores elétricos
τ_{eff} - tempo efetivo de vida dos portadores
$\phi(z,\tau)$ - fase do pulso
ϕ_{in} - fase do sinal de entrada
ϕ_{out} - fase do sinal de saída
χ - susceptibilidade do meio
$\chi^{(3)}$ - susceptibilidade de 3^a ordem
$\Psi(t)$ - série de Fourier da onda quadrada
ω - frequência angular do sinal óptico
ω_c - frequência da portadora óptica
ω_0 - frequência angular de transição atômica

Capítulo 1

Introdução

Na Era da Informação, tem-se visto nos sistemas de telecomunicações cada vez mais o aumento da demanda por largura de banda. Esta demanda está diretamente relacionada aos novos serviços oferecidos pelas operadoras de telecomunicações, tais como internet, voz sobre o protocolo internet (*voice over internet protocol* - VoIP), televisão de alta definição (*high definition television* - HDTV), entre outros. Para suprir esta demanda de serviços, faz-se necessário o uso de taxas de transmissão cada vez mais altas. Nesse contexto, a fibra óptica se insere como solução que atende às necessidades presentes e futuras, devido à sua ampla largura de banda [1].

O sistema de multiplexação por divisão em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* - WDM) é utilizado para se ter um melhor aproveitamento da capacidade da fibra óptica, podendo chegar a uma taxa de 100 Gb/s por canal, atingindo taxas agregadas de transmissão da ordem de terabits por segundo. Neste sistema, um comprimento de onda é atribuído a cada usuário e logo em seguida ocorre a transmissão dos sinais numa única fibra. As informações são transmitidas através da variação da potência óptica conforme o sinal modulante. Já no receptor, as variações na potência do sinal óptico são transformadas em variações de corrente por meio de um fotodetector. Esta técnica de modulação amplamente difundida nas redes atuais é conhecida como modulação por intensidade e detecção direta

(*intensity modulation direct detection* - IM-DD). Porém, existem diversas desvantagens da modulação IM-DD, dentre as quais podem-se destacar a baixas seletividade, sensibilidade e eficiência espectral [1].

O aumento de capacidade impõe complexos desafios aos pesquisadores, uma vez que os efeitos dispersivos e não-lineares tornam-se mais críticos para taxas acima de 100 Gb/s e exigem soluções como o uso de fibras ópticas avançadas que são mais tolerantes à distorção do sinal, ou através da utilização de algoritmos de processamento digital de sinais para compensar tais efeitos dispersivos, como a dispersão cromática e a dispersão de modo de polarização (*polarization mode dispersion* - PMD) [2], e efeitos não-lineares que são intrínsecos à fibra óptica [3]. Algumas tecnologias pesquisadas atualmente visam proporcionar sistemas ópticos com alta eficiência espectral, ou seja, uma forma de utilizar melhor o espectro, introduzindo uma maior quantidade de informação na menor largura de banda possível. Dentre elas, pode-se destacar o uso dos chamados formatos avançados de modulação óptica [4]. No entanto, vale salientar que muitos destes formatos de modulação já são amplamente empregados em sistemas de micro-ondas e de rádio frequência.

A detecção coerente de sinais ópticos em sistemas WDM torna-se imprescindível à medida que aumenta a taxa de transmissão por canal. Dentre as principais vantagens, pode-se destacar o aumento da sensibilidade do receptor, apresentando a melhor sensibilidade para formatos de modulação de fase dentre todos os formatos de modulação expressos em fótons/bit [5].

Com a utilização da tecnologia WDM, é interessante se trabalhar com uma rede totalmente óptica, pois, em redes eletro-ópticas, o desempenho do sistema poderia ser afetado pela transição do domínio óptico para o elétrico e vice-versa (limitação na capacidade de processamento de informação por componentes eletrônicos). A princípio, o número de comprimentos de onda numa rede WDM determinavam o número de endereços independentes de comprimentos de onda ou caminhos que podem ser utilizados. Com a evolução das redes, surgiram os multiplexadores reconfiguráveis de inserção e remoção de canais ópticos (*reconfigurable optical*

add-drop multiplexer - ROADM) e os módulos de conexão cruzada (*cross-connects*) utilizados para rotear comprimentos de onda, proporcionando aos sistemas de comunicações um considerável aumento em sua flexibilidade. Embora inicialmente o número de canais podesse ser suficientemente grande para atingir a capacidade de informação requerida pela rede, ele não era normalmente grande o suficiente para suportar o número de nós. Nesses casos, a probabilidade de bloqueio aumenta devido a possíveis choques quando dois canais no mesmo comprimento de onda são roteados para mesma saída. Uma outra solução para superar limitações no número de canais é converter sinais de um comprimento de onda para outro. A partir dos conversores ópticos, que são dispositivos ópticos que convertem a informação contida num comprimento de onda para outro comprimento de onda através de técnicas que serão abordadas posteriormente, podem-se também bloquear determinados comprimentos de onda, permitindo, desta forma, um gerenciamento menos centralizado da rede. Assim, a conversão em comprimento de onda torna-se importante, principalmente à medida que o tráfego de informações na rede aumenta [6].

Como mencionado anteriormente, é interessante que, numa rede WDM, todos os dispositivos operem no domínio óptico. Dessa forma, é conveniente trabalhar com conversores totalmente ópticos, uma vez que estes apresentam simplificação nos circuitos que o compõem, capacidade de integração, energia requerida próxima à usada pelo seu equivalente eletrônico e um considerável aumento na velocidade. Nesta categoria, pode-se destacar a utilização dos amplificadores ópticos a semicondutor (*semiconductor optical amplifier* - SOA) como conversor óptico; dentre suas características, este dispositivo possui pequeno tamanho, podendo ser integrado com outros componentes optoeletrônicos, possui características de largura de banda e dinâmica de portadores favoráveis à sua utilização como conversor [6].

Os amplificadores ópticos são de fundamental importância no funcionamento das redes transparentes, permitindo que o sinal percorra longas distâncias, diminuindo perdas e problemas com dispersão do sinal (em particular o SOA). O SOA, além de funcionar como amplificador, também pode ser utilizado como conversor de comprimento de onda devido a

seus efeitos não-lineares. Utilizar o SOA na conversão de comprimento de onda é possível devido a diferentes processos não-lineares que ocorrem no interior do dispositivo. Em particular, podem-se destacar a modulação cruzada de ganho (*cross-gain modulation* - XGM), modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation* - XPM) e a mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* - FWM). Estas propriedades permitem que se realize o processamento totalmente no domínio óptico. De modo geral, independente da propriedade de conversão em comprimento de onda utilizada, o domínio da tecnologia de conversores ópticos é de fundamental importância, permitindo o atendimento das necessidades de largura de banda atuais [6].

Desta forma, este trabalho irá abordar a conversão em comprimento de onda de canais modulados em fase desempenhada por um SOA, por meio do processo de mistura de quatro ondas. Para tanto, no Capítulo 2, apresentam-se o estudo da técnica de modulação e demodulação em fase, bem como a modelagem matemática e uma breve apresentação do funcionamento do SOA e do efeito de mistura de quatro ondas. No Capítulo 3, apresenta-se todo o processo de montagem experimental e descrição dos equipamentos utilizados, mostrando suas características funcionais e físicas. O Capítulo 4 contém os resultados experimentais e discussões relativas à caracterização empírica do conversor em comprimento de onda baseado no efeito da mistura de quatro ondas de amplificadores ópticos a semicondutor. Por fim, no Capítulo 5 traçam-se as conclusões do trabalho, e sugerem-se linhas futuras de pesquisa nessa área.

Capítulo 2

Fundamentação Teórica

Apresentam-se, neste capítulo, aspectos teóricos relativos à técnica de modulação e demodulação em fase, assim como os conceitos e equações que tratam dos amplificadores ópticos a semicondutor. Por fim, as equações relativas à conversão de comprimento de onda, via FWM de SOAs, são apresentadas.

2.1 Técnicas de Modulação e Demodulação em Fase

As técnicas de modulação aplicadas aos sistemas de comunicações digitais permitem mapear os símbolos ou bloco de símbolos de um alfabeto discreto em formas de onda compatíveis com as características do meio físico de propagação. Tal procedimento é necessário por diversos motivos, em especial, quando um canal de comunicação tem, associado a ele, uma faixa de frequência sobre a qual a transmissão do sinal é mais adequada e fora da qual a comunicação é severamente degradada. O processo geral de incorporar um sinal que contém informação, denominado sinal modulante, num outro sinal, denominado sinal de portadora, é tipicamente chamado de modulação. A operação inversa, ou seja, extrair o sinal que contém informação é um processo conhecido como demodulação [7].

2.1.1 Modulação em Fase

Os formatos de modulação óptica podem ser classificados de acordo com as características do campo elétrico que transporta a mensagem, como intensidade, frequência, fase ou polarização. Há também esquemas mistos de modulação, nos quais mais de um parâmetro é alterado, por exemplo, a modulação em quadratura, onde a fase e a amplitude da portadora são modificadas [7].

Na modulação em fase (*phase modulation* - PM), pode-se definir o sinal modulado em fase como sendo [7]:

$$s(t) = A_c \cos[\theta_c(t)] \tag{2.1}$$

onde,

$$\theta_c(t) = 2\pi f_c t + k_p m(t) \tag{2.2}$$

onde A_c é a amplitude da portadora, θ_c é a fase instantânea da portadora, f_c é a frequência da portadora, k_p é a sensibilidade de fase do modulador e $m(t)$ é o sinal modulante. Neste tipo de modulação, a amplitude e a frequência da portadora são mantidas constantes, sendo apenas a fase ($k_p m(t)$) variada linearmente com o sinal modulante. Dessa forma, ao se unificarem (2.1) e (2.2), tem-se que:

$$s(t) = A_c \cos\left[2\pi f_c t + k_p A_m \cos(2\pi f_m t)\right] \tag{2.3}$$

onde A_m é a amplitude da modulante, f_m é a frequência da modulante e $k_p A_m$ é o desvio máximo de fase introduzido pelo sinal modulante, também denominado de índice de modulação ou profundidade de modulação. Pode-se notar que o desvio de fase é proporcional à amplitude e independe da frequência do sinal modulante [7].

A denominação PM é usualmente utilizada nos casos para os quais a modulação em fase é analógica. Por outro lado, em sistemas que utilizam modulação em fase digital (transmissão

de dados), por exemplo, quando da digitalização de sinais de voz ou vídeo, a modulação em fase é denominada modulação por chaveamento de fase (*phase-shift keying - PSK*) [7]. Vale salientar que os conceitos e equações supracitados são válidos tanto para os casos de modulação analógica quanto digital. A modulação PSK é um esquema de modulação digital na qual as variações da fase da portadora representam símbolos ou bloco de símbolos. Por exemplo, no caso binário, nas transições entre os bits 0 e 1, ocorre uma inversão de 180^o ou π radianos na fase da portadora; caso não ocorram mudanças nos bits, a fase permanece inalterada. Esta forma particular da modulação PSK é denominada de modulação por chaveamento de fase binária (*binary phase shift keying - BPSK*) [7]. Nas Fig. 2.1 (a) e (b), ilustra-se um exemplo de dois sinais modulantes $m(t)$ com frequência f_m igual a 250 Hz (Fig. 2.1 (b) o período$_{\text{modulante}}$ = 4 ms), que atuam sobre duas portadoras, com frequência f_c de 1 kHz (Fig. 2.1 (b) o período$_{\text{portadora}}$ = 1 ms), utilizando modulação PM e BPSK, respectivamente. Como se constata, a amplitude A_c da portadora modulada s(t) permanece constante e, a cada transição de nível, do sinal modulante m(t) (indicado pelas setas na Fig. 2.1), apenas a fase é variada.

De maneira geral, o número de símbolos define a classificação da modulação em fase digital utilizada, ou seja, pode-se definir uma modulação do tipo M-PSK onde M representa o número de símbolos da modulação. Contudo, o formato binário é um dos mais simples e mais utilizado atualmente, pois, ao se aumentar o número de bits por símbolo, há uma melhoria na eficiência da modulação, porém, com custo de um acréscimo em complexidade na implementação e aumento da SNR necessária [7].

2.1.2 Demodulação de Sinais Modulados em Fase

O processo de demodulação em fase é o inverso do da modulação em fase, no sentido de permitir a recuperaçao do sinal modulante original a partir do sinal modulado. Nos receptores ópticos, deseja-se obter a informação transmitida a partir das características do

campo elétrico do sinal. Na detecção direta, um fotodiodo é capaz de recuperar apenas a intensidade do sinal óptico, mas não a sua fase. Desta forma, faz-se necessário o uso de outros esquemas de detecção para os quais seja possível a recuperação da informação da fase ou a transferência de alguma parte da informação de fase para a amplitude do sinal.

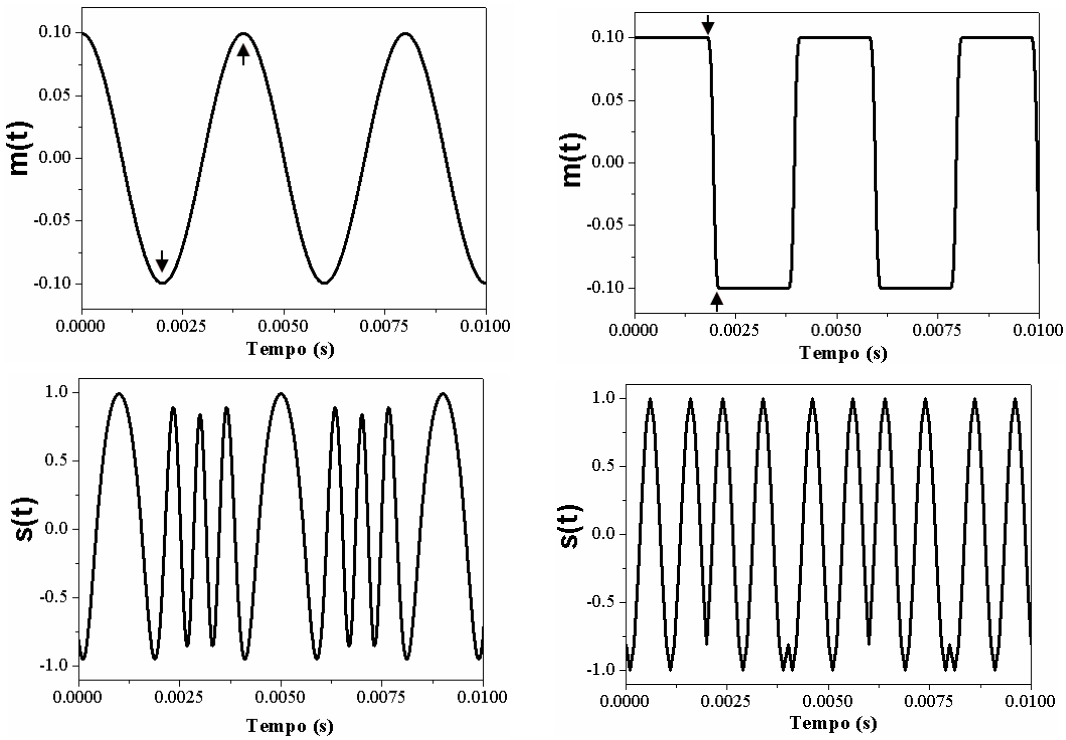


Figura 2.1: Exemplo de (a) modulação em fase (PM) e (b) modulação em fase binária (BPSK) com sinais modulantes m(t) e as respectivas portadoras s(t), com f_m e f_c iguais a 250 Hz (período 4 ms) e 1 kHz (período 1 ms), respectivamente.

O laço de travamento de fase óptica (*optical phase-locked loop* - OPLL) [8], o travamento por injeção óptica (*optical injection locking* - OIL) [9] e o laço de travamento de fase com injeção óptica (*optical injection phase-locked loop* - OIPLL) [10] são exemplos de esquemas de configurações utilizadas em receptores coerentes, os quais, na recepção, fazem o batimento do sinal óptico de entrada com o de um oscilador local. São configurações bem difundidas atualmente. Porém, faz-se necessário o uso de um laser no receptor, de circuitos optoeletrônicos com baixo tempo de atraso e controles de temperatura, dentre outros, que podem tornar o sistema inviável no ponto de vista econômico. Além disso, os esquemas que utilizam trava-

mento de fase são fortemente dependente da largura de linha do laser, sensíveis ao atraso no laço de realimentação e há necessidade de casamento de polarização óptica dos sinais dos lasers na entrada do fotodetector. No entanto, mesmo com a degradação do sinal recebido há possibilidade da recuperação através de algoritmos de processamento digital de sinais.

Uma forma de detecção não-coerente mais simples pode ser feita através da conversão da modulação em fase em modulação de amplitude, que é, em seguida, diretamente fotodetectada. Esta operação de conversão pode ser realizada por dispositivos tais como um discriminador de frequências [11, 12] ou um interferômetro de atraso (*delay interferometer* - DI) [4], entre outros [13].

O DI é um dispositivo óptico composto por dois caminhos ópticos, no qual um dos braços do interferômetro insere um atraso diferencial relativo a um período de bit no sinal óptico de entrada. O resultado disto faz com que dois bits adjacentes interfiram de forma construtiva ou destrutiva na saída, dependo da fase dos dois pulsos envolvidos nos processo. Caso a interferência entre os pulsos seja construtiva, haverá potência óptica na saída do DI; no entanto, se for destrutiva, resulta na ausência de potência. Assim, o bit precedente atua como uma referência de fase para a demodulação do bit corrente [4].

Idealmente, uma das portas de saída do DI é ajustada para se obter interferência destrutiva, enquanto a outra porta, devido à conservação de energia, exibe interferência construtiva. Por esta razão, as duas portas de saída do DI apresentarão trens de bits idênticos, porém com lógica invertida. Visto que ambas as portas de saída do DI carregam a informação completa, embora invertidas na lógica, ela pode ser detectada através de apenas uma delas, ou conectadas a dois fotodetectores balanceados [4]. Na Fig. 2.2, apresenta-se a configuração de um receptor óptico PSK utilizando um DI, onde em um dos braços o sinal sofre atraso diferencial τ relativo a um período de bit e o sinal de saída do DI é conectado a um receptor balanceado.

O discriminador de frequências é um outro exemplo de dispositivo óptico que converte, variações de frequência em variações de amplitude, e pode ser implementado, por exemplo,

com um filtro óptico. A frequência de corte do filtro é sintonizada de forma que a frequência da portadora modulada em fase fique posicionada na região linear da banda de rejeição do filtro, para minimizar distorções no sinal óptico de saída. Desta forma, na saída do filtro, as variações em frequência serão transformadas em variações de amplitude [11, 12].

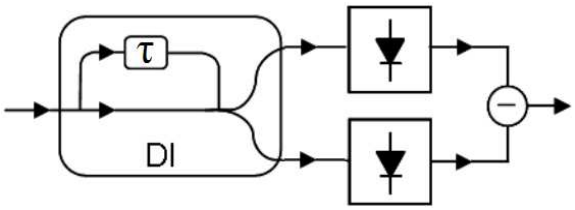


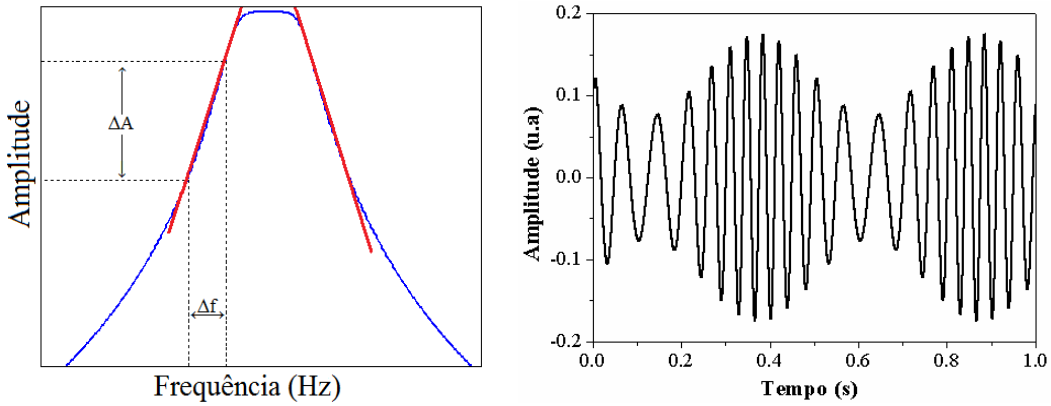
Figura 2.2: Exemplo de configuração de um receptor PSK balanceado que utiliza DI.

Um discriminador de frequências ideal funciona como um diferenciador. Assim, chega-se a [7]:

$$s(t)_{AM,PM} = \frac{d}{dt}\left\{A_c \cos\left[2\pi f_c t + m(t)\right]\right\} \tag{2.4}$$

$$s(t)_{AM,PM} = -A_c\left[2\pi f_c + \frac{dm(t)}{dt}\right] \operatorname{sen}\left[2\pi f_c t + m(t)\right] \tag{2.5}$$

onde o sinal resultante na saída do discriminador $s(t)_{AM,PM}$ é modulado em amplitude e em fase, e, portanto, pode ser diretamente fotodetectado (a fotodetecção direta elimina o efeito de modulação de fase). A Fig. 2.3 ilustra um exemplo de um filtro utilizado como discriminador de frequências e o sinal resultante na saída modulado em amplitude, onde os f_c e f_m utilizados foram, respectivamente, 20 Hz e 2 Hz. Pode-se notar que a variação de frequência (uma vez que a frequência é proporcional à derivada da fase), Δf, na subida do filtro, é transformada na variação de amplitude, ΔA.



(a) (b)

Figura 2.3: (a) Exemplo de um filtro utilizado como discriminador de frequências na conversão da modulação em fase em modulação de amplitude e (b) sinal resultante da saída do discriminador de frequências com f_c e f_m iguais a 20 Hz e 2 Hz, respectivamente.

Chien et al. [14] realizaram simulações e medidas experimentais utilizando modulação por chaveamento diferencial de fase em quadratura (*differencial quadrature phase-shift keying* - DQPSK) comparando dois receptores ópticos que utilizam em sua configuração o discriminador de frequências com detecção direta e o DI com detecção balanceada. Os resultados mostraram que o receptor que utiliza o discriminador de frequências é mais tolerante a dispersão cromática e ao ruído de fase não-linear (efeito Gordon-Millenauer). Entretanto, esse tipo de abordagem não é amplamente utilizado, pois impõe atenuação no sinal.

2.2 Amplificador Óptico a Semicondutor

Os sinais ópticos presentes nos enlaces de comunicações ópticas de longa distância são atenuados ao longo da transmissão, seja pelas perdas das fibras ópticas ou pelos dispositivos ópticos utilizados ao longo da rede. Com isso, os sinais atingem baixo nível de potência após certa distância, o que acarreta em má detecção e possível perda de informação. Os regeneradores optoeletrônicos solucionavam tais problemas por meio da conversão do domínio óptico para o elétrico, onde o sinal era amplificado, reformatado, e, novamente, convertido para o domínio óptico antes da retransmissão. Com o surgimento das redes WDM, onde vários

canais com diferentes comprimentos de onda são transmitidos simultaneamente numa mesma fibra óptica, as taxas de transmissão dos sistemas ópticos aumentaram sensivelmente. Devido à baixa escalabilidade dos regeneradores, que, em sua maioria, eram específicos para determinada taxa de transmissão e um formato de modulação, juntamente com a complexidade dos circuitos optoeletrônicos, os custos com regeneradores se tornaram elevados [15, 16].

O amplificador óptico é um dispositivo que amplifica um sinal óptico de entrada no próprio domínio óptico. Dentre suas principais características estão o alto valor de ganho (pode chegar a ser maior que 30 dB em alguns dispositivos e condições de operação), largura de banda no mínimo três ordens de magnitude maior que qualquer valor alcançado pelos amplificadores eletrônicos, entre outras [15]. Existem dois principais tipos de amplificadores ópticos, classificados de acordo com o meio físico que promove o processo de amplificação: os amplificadores a semicondutor e os amplificadores a fibra. Os amplificadores a fibra utilizam as propriedades físicas da própria fibra ou a ação de dopantes para prover ganho, tendo como principal dispositivo o amplificador a fibra dopada com érbio (*erbium-doped fiber amplifier - EDFA*). Já os amplificadores a semicondutor baseiam o fornecimento de ganho no mecanismo de geração de luz em semicondutores. De maneira geral, ambos os tipos de amplificadores são capazes de compensar a atenuação dos sinais ópticos. Em particular, o SOA destaca-se por apresentar características favoráveis à sua utilização em aplicações diversas à amplificação, uma vez que o comportamento não-linear que o dispositivo apresenta (sob efeito de saturação) causa efeitos indesejáveis em sistemas com amplificação simultânea de vários canais, como a mistura do conteúdo de informação de canais em sistemas WDM. Ademais, os amplificadores ópticos a semicondutor são dispositivos compactos o que viabiliza sua integração com outros componentes optoeletrônicos [17].

Os amplificadores ópticos a semicondutor são constituídos, basicamente, por uma junção do tipo p-n. Mas, assim como nos lasers semicondutores, apresentam em sua estrutura uma camada intrínseca entre as regiões p e n, formando uma dupla heterojunção que melhora o confinamento de portadores na região ativa. Tal estrutura é composta por elementos semi-

condutores tais como o GaAs/AlGaAs, o InP/InGaAs, o InP/InGaAsP e o InP/InAlGaAs. O dispositivo é construído a partir de uma cavidade laser e pode ser classificado em dois tipos: o SOA Fabry-Perot (FP-SOA) e o SOA de onda caminhante (*traveling-wave* SOA - TW-SOA). O FP-SOA possui valores significativos de refletividade residual, caracterizando-se pelo caráter de ressonância da cavidade. Assim, o sinal acoplado ao dispositivo é amplificado através das sucessivas passagens pelo amplificador quando este opera abaixo do seu limiar de oscilação. O TW-SOA tem suas facetas recobertas com um material antirreflexivo que faz com que o caráter de ressonância da cavidade seja reduzido e, desta forma, o sinal é amplificado ao passar apenas uma vez pelo dispositivo [15]. A refletividade residual precisa estar abaixo de 0,1 % e, para isso, o material antirreflexivo é usado com mecanismos adicionais para diminuição da refletividade, como por exemplo, a inclinação da região ativa ou o uso de regiões transparentes entre a região ativa e o material antirrefletivo. O TW-SOA, em comparação ao FP-SOA, é menos sensível às variações de corrente, temperatura e polarização óptica. A Fig. 2.4 ilustra uma versão simplificada do funcionamento e os respectivos espectros de emissão das estruturas básicas dessas duas formas de SOA.

Um SOA obtém ganho através de transições entre bandas de energia, que são regiões de valores de energia permissíveis para os portadores. Em um semicondutor, três principais processos de transição entre bandas podem ocorrer, assumindo-se um sistema simplificado de dois níveis: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada [15]. Tais transições ocorrem entre as bandas de condução e de valência. A diferença entre os limites das energias destas duas bandas é chamada energia da banda proibida (*bandgap*) [15]. No processo de absorção, um fóton incidente na região ativa do semicondutor poderá ser absorvido por um elétron da banda de valência, passando para a banda de condução. Isto ocorre somente se o fóton incidente possuir energia igual ou superior à energia do *bandgap* [15].

Na emissão espontânea, há uma probabilidade não-nula de que um elétron na banda de condução se recombine com uma lacuna da banda de valência, dando origem a um fóton com direção e fase aleatórias, dita como radiação incoerente [17]. Já na emissão estimulada, um

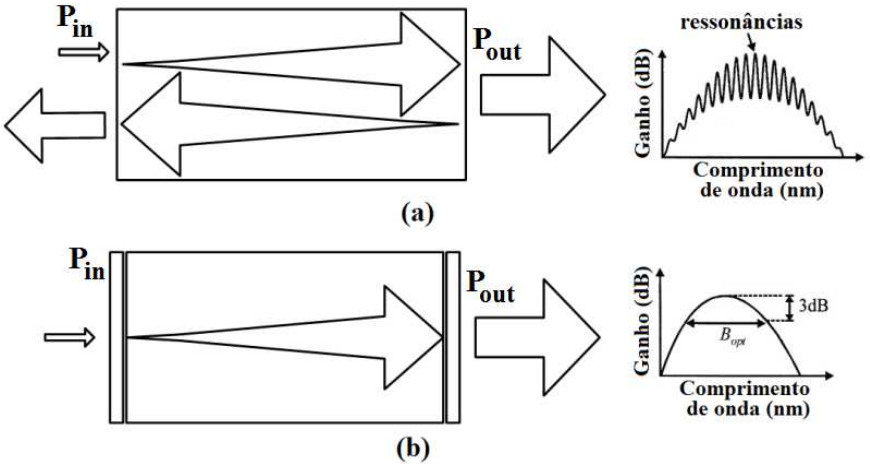


Figura 2.4: (a) Fabry-Perot SOA (FP-SOA) e (b) *Traveling-wave* SOA (TW-SOA) (redesenhado de [15]).

fóton incidente de energia equivalente à energia entre os níveis de quase-Fermi das bandas de condução e de valência, havendo elétrons excitados da banda de condução, pode interagir com um destes elétrons, causando a recombinação radiativa com uma lacuna da banda de valência. Nesse processo de recombinação, novos fótons, réplicas do incidente, são gerados com as mesmas características: frequência, fase, direção e polarização [17]. O processo de amplificação é iniciado com um bombeio elétrico externo de portadores através da corrente de polarização do SOA. À medida que a corrente injetada aumenta, o ganho óptico cresce e, quando se iguala à soma da absorção, emissão espontânea e perdas, tem-se uma condição denominada de condição de transparência. Quando a corrente injetada no SOA é tal que o efeito de emissão estimulada suplanta todas as perdas envolvidas, absorção e emissão espontânea, e a população de elétrons no estado excitado é maior do que a população no estado de equilíbrio energético, ocorre a chamada inversão de população [17]. Tal inversão de população possibilida ganho ao SOA, uma vez que há maior ocupação de portadores na banda de condução se comparado à da banda de valência [17]. O sinal na saída no dispositivo é amplificado e acompanhado de um ruído adicional, chamado de ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* - ASE), produzido pelo processo de emissão espontânea [17]. O ganho óptico varia com o comprimento de onda e com a potência óptica

do sinal de entrada, como será apresentado posteriormente neste capítulo.

2.2.1 Análise estática do ganho no SOA

O ganho é uma figura de mérito de amplificadores e pode ser definida como a razão entre uma grandeza de saída e outra de entrada. Nos amplificadores ópticos a semicondutor, o ganho interno resulta da diferença líquida entre a emissão estimulada e os outros processos somados às perdas no interior do dispositivo. Em outras palavras, quando a probabilidade de se ter emissão estimulada é maior do que as probabilidades de absorção e de emissão espontânea somadas às perdas. O ganho material por unidade de comprimento utilizado na cavidade do amplificador, g_m, numa primeira aproximação, é uma função linear da densidade de portadores na camada de condução [17]:

$$g_m(N) = a\,(N - N_0) \tag{2.6}$$

onde a é o ganho diferencial que relaciona o ganho a N, N é a densidade de portadores na região ativa e N_0 é a densidade de portadores na transparência. Definindo g_i como o ganho interno, tem-se que [17]:

$$g_i(N) = \Gamma g_m(N) = \Gamma a\,(N - N_0) \tag{2.7}$$

onde Γ é o fator de confinamento do campo óptico na região ativa. O ganho líquido interno g_L é o ganho interno menos as perdas internas por unidade de comprimento. Assim [17],

$$g_L(N) = g_i(N) - \alpha_{int} = \Gamma a\,(N - N_0) - \alpha_{int} \tag{2.8}$$

onde α_{int} representa as perdas totais no dispositivo, somando-se as perdas no semicondutor às perdas devido à refletividade residual das faces do dispositivo.

Afim de ilustrar os conceitos gerais do ganho óptico do SOA, supõe-se o caso em que o

meio semicondutor é modelado com níveis de energia de bandas simplificado para dois níveis homogeneamente distribuídos e considera-se que o ganho independe do tempo. Desta forma, pode-se definir o coeficiente de ganho longitudinal deste meio como [16, 17]:

$$g(\omega, P) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + \frac{P}{P_{sat}}} \tag{2.9}$$

onde g_0 é o ganho de pico do amplificador, no caso do SOA, determinado pela corrente, ω_0 é a frequência angular de transição atômica do material da região ativa, ω é a frequência angular do sinal incidente, P é a potência óptica do sinal que está sendo amplificado, P_{sat} é a potência óptica de saturação, que depende dos parâmetros do meio, tais como o tempo de fluorescência (T_1) e a seção de transição cruzada, e T_2 é o tempo de relaxação do dipolo.

O SOA não é utilizado apenas como amplificador óptico, mas também em outras aplicações funcionais devido a efeitos não-lineares inerentes ao dipositivo, quando este é operado na região de saturação do ganho. Inicialmente, o SOA será analisado como amplificador óptico.

2.2.1.1 Ganho do SOA não-saturado

A partir de (2.9), podem-se analisar diversas características dos amplificadores ópticos, como largura de banda de ganho, fator de amplificação e potência óptica de saturação de saída [17]. Considerando-se que o amplificador está operando fora da condição de saturação, e que esta condição não é atingida durante o processo de amplificação, ou seja, $\frac{P}{P_{sat}} \ll 1$, pode-se desconsiderar este termo de (2.9) e [16, 17]:

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2} \tag{2.10}$$

Essa equação demostra que ocorre o ganho máximo quando a frequência do sinal incidente, ω, coincide com a frequência de transição atômica, ω_0. A redução do ganho, para $\omega \neq \omega_0$, é governada por um perfil lorentziano que é uma característica do sistema de dois níveis

homogeneamente distribuídos [17]. A largura de banda do ganho é definida como a largura total de meia altura (*full width at half maximum* - FWHM) do espectro de ganho $g(\omega)$. Para um espectro lorentziano, a largura de banda do ganho é dada por $\Delta\omega_g = \frac{2}{T_2}$ ou por [16, 17]:

$$\Delta f_g = \frac{\Delta\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2} \tag{2.11}$$

O conceito chamado de largura de banda de amplificação é comumente utilizado ao invés de largura de banda do ganho. Define-se o ganho de amplificação G_A, também conhecido como fator de amplificação, como [16, 17]:

$$G_A = \frac{P_{out}}{P_{in}} \tag{2.12}$$

no qual, P_{out} e P_{in} são a potências óptica de entrada e saída do sinal que está sendo amplificado. Uma expressão para G_A pode ser obtida pela relação da variação de potência ao longo da cavidade, dada por [16, 17]:

$$\frac{dP\left(\omega, z\right)}{dz} = g\left(\omega\right) P\left(z\right) \tag{2.13}$$

onde $P(z)$ é a potência óptica na distância z da entrada. Considerando que a potência de entrada $P(0) = P_{in}$, (2.13) tem como solução [16, 17]:

$$P(z) = P_{in} \exp(gz) \tag{2.14}$$

e observa-se que a potência óptica cresce exponencialmente ao longo do SOA [16, 17]. É importante destacar que g não varia ao longo do amplificador, ou seja, foi assumido uniforme ao longo de z no dispositivo. Sabendo que $P(L) = P_{out}$, e utilizando-se (2.12), tem-se que o fator de amplificação G_A, para um SOA de comprimento da região ativa da cavidade igual a L, pode ser dado por [16, 17]:

$$G_A(\omega) = \exp[g(\omega)L] \tag{2.15}$$

Desta equação, percebe-se explicitamente que G_A e g depende da frequência. Tanto G_A quanto g apresentam seus máximos quando $\omega = \omega_0$ e descrescem com o aumento da diferença $\omega - \omega_0$. Entretanto, $G_A(\omega)$ descesce mais rapidamente que $g(\omega)$ devido à dependência exponencial de G_A com g [16, 17]. A largura de banda do amplificador $\Delta\upsilon_A$ é definida como o FWHM de $G_A(\omega)$ e está relacionada com a largura de banda do ganho Δf_g por meio de [16, 17]:

$$\Delta\upsilon_A = \Delta f_g \left(\frac{\ln 2}{g_0 L - \ln 2}\right) \tag{2.16}$$

Como esperado, a largura de banda do amplificador (dipositivo) é menor que a largura de banda do ganho (cavidade), e tal diferença depende do próprio ganho do amplificador [16, 17].

2.2.1.2 Ganho do SOA saturado

Além da aplicação como amplificador óptico, o SOA também é utilizado no processamento do sinal óptico, em aplicações tais como conversor de comprimento de onda, porta lógica, gerador de pulsos, entre outras. Para tais aplicações, é necessário que o SOA opere na região de saturação do ganho. Desta forma, considerando o caso no qual o amplificador encontra-se no regime de saturação, ou seja, quando P é comparável a P_{sat}, tomando $\omega = \omega_0$ para facilitar a análise e substituindo g de (2.9) em (2.13), obtém-se [16, 17]:

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_0 P}{1 + \frac{P}{P_{sat}}} \tag{2.17}$$

A Eq. (2.17) pode ser integrada utilizando condições iniciais onde $P(0) = P_{in}$ e $P(L) = P_{out} = G_A P_{in}$. Assim, chega-se a [17]:

$$G_A = G_{A0} \exp(-\frac{G_A - 1}{G_A} \frac{P_{out}}{P_{sat}}) \tag{2.18}$$

onde $G_{A0} = \exp(g_0 L)$ é o valor não saturado do fator de amplificação ($P_{out} \ll P_s$).

A Eq. (2.18) mostra que o fator de amplificação G_A decresce para o valor não-saturado G_{A0} quando P_{out} se torna da mesma ordem de grandeza que P_{sat} [17]. Na análise do ganho do SOA saturado, o parâmetro de importância é a potência de saturação de saída, P_{out}^{sat} , definida como a potência de saída na qual o ganho do amplificador G_A é reduzido à metade do valor do ganho do amplificador não saturado G_{A0}. Assim, utilizando $G_A = \frac{G_{A0}}{2}$ em (2.18), tem-se que [17]:

$$P_{out}^{sat} = \left(\frac{G_{A0} \ln 2}{G_{A0} - 2} \right) P_{sat} \tag{2.19}$$

Considerando-se que a potência dentro da cavidade varia ao longo de z (no sentido de propagação dentro da cavidade) e que g varia com a potência, conclui-se que g deve também ser função de z. Neste caso a variação de potência ao longo do amplificador se torna [17]:

$$\frac{dP(\omega, z)}{dz} = [g(P, \omega, z) - \alpha_{int}] \, P(\omega, z) \tag{2.20}$$

onde α_{int} é o coeficiente de perdas totais internas, que considera as perdas por espalhamento, difração e absorção no interior do SOA. Integrando (2.20) em todo comprimento da cavidade do dispositivo, a expressão da potência fica [17]:

$$P(L) = P(0) \exp\left(\int_0^L g(z) dz - L\alpha_{int} \right) \tag{2.21}$$

Observando (2.20), pode-se concluir que a potência de saída do amplificador é uma função do ganho ao longo de z, subtraindo-se as perdas totais ao longo do comprimento total do dispositivo. Ainda na análise do regime de saturação, um parâmetro importante que pode

ser obtido é o valor da potência de saturação, definido por [17]:

$$P_{sat} = \frac{hf}{\Gamma a \tau_c} \tag{2.22}$$

onde hf é a energia dos fótons e τ_c é o tempo de vida dos portadores. Um fato importante a ser analisado nesta equação é que a potência de saturação está relacionada com a corrente por meio do tempo de vida dos portadores τ_c, uma vez que, quanto maior a corrente, menor o tempo de vida e maior a potência de saturação [6].

2.2.2 Análise dinâmica do ganho no SOA

Nesta seção, serão apresentadas as equações de taxa para a análise dinâmica de ganho do SOA, propostas por Agrawal e Olsson [18]. Para isso, considera-se que a região ativa do amplificador óptico a semicondutor é modelada como um conjunto de sistemas de dois níveis sem interação entre si, com energias de transição estendendo-se sobre todo o intervalo das bandas de valência e condução [18]. Consideráveis simplificações podem ser feitas ao assumir-se a largura dos pulsos muito maior que o tempo de relaxação intrabandas [18].

A equação de onda que governa a propagação do campo eletromagnético no interior do amplificador é dada por [18]:

$$\nabla^2 \overrightarrow{E} - \frac{\varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \overrightarrow{E}}{\partial t^2} = 0 \tag{2.23}$$

onde $\overrightarrow{E}$ é o vetor intensidade de campo elétrico, c é a velocidade da luz no vácuo, ε é a permissividade relativa do meio, onde $\varepsilon = n_b^2 + \chi$, n_b é o índice de refração de fundo e χ é a suceptibilidade (função da densidade de portadores e representa a contribuição da carga do portador dentro da região ativa do amplificador, com valores típicos entre 3 e 8 para SOAs). A relação entre a densidade de portadores N e χ depende de detalhes da estrutura de bandas do SOA, sendo demasiadamente complexa. De forma simplificada, pode ser assumida como

uma função linear de N [18]:

$$\chi(N) = -\frac{\overline{n}c}{\omega}(\alpha_H + j)\, a\,(N - N_0) \tag{2.24}$$

onde $\overline{n}$ é o índice de refração efetivo e α_H é o fator de alargamento de linha (*linewidth enhancement factor*).

A equação de taxa da densidade de portadores descreve a resposta do meio ao campo $\overrightarrow{E}$ da seguinte forma [18]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D\nabla^2 N + \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{a\,(N - N_0)}{\hbar\omega_0}\left|\overrightarrow{E}\right|^2 \tag{2.25}$$

onde D é o coeficiente de difusão dos portadores, I é a corrente injetada, q é a carga do elétron, V é o volume da região ativa, $\hbar$ é a constante de Planck reduzida e $\frac{1}{\tau_c} = A_{nr} + B_{sp}N + C_a N^2$, onde A_{nr} é a taxa de recombinações não-radiativas, B_{sp} é o coeficiente de recombinações radiativas e C_a é o coeficiente de recombinação Auger.

As Eq. (2.23), (2.24) e (2.25) fornecem uma visão geral da propagação de pulsos ópticos em amplificadores ópticos a semicondutor. Considerando um TW-SOA ideal, assumindo que as dimensões da região ativa são tais que esta suporte um único modo de guia de onda e admitindo um sinal de entrada linearmente polarizado, cuja polarização é mantida ao longo da cavidade, pode-se escrever o campo elétrico como [18]:

$$\overrightarrow{E}(\boldsymbol{r}, t) = \mathrm{Re}\left\{\widehat{x}F(x, y)\, A(z, t) \exp\left[j\left(\beta_0 z - \omega_0 t\right)\right]\right\} \tag{2.26}$$

onde $F(x, y)$ é a distribuição modal do guia de onda, $A(z, t)$ é a envoltória associada ao pulso (de variação temporal lenta), $\widehat{x}$ é o vetor unitário de polarização e β_0 é a constante de propagação do modo óptico com índice de refração $\overline{n}$, definido como $\beta_0 = \frac{\overline{n}\omega_0}{c}$.

Desta forma, substituindo-se (2.26) em (2.23), desprezando-se as derivadas segundas de A com relação a z e t e integrando-se ao longo das dimensões transversais, obtêm-se [18]:

$$\frac{\partial^2 F(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 F(x,y)}{\partial y^2} + \left(n_b^2 + \overline{n}^2\right) \frac{\omega_0^2}{c^2} F\left(x,y\right) = 0 \tag{2.27}$$

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} + \frac{1}{v_g}\frac{\partial A(z,t)}{\partial t} = \frac{j\Gamma\omega_0}{2\overline{n}c}\chi A\left(z,t\right) - \frac{1}{2}\alpha_{int} A\left(z,t\right) \tag{2.28}$$

onde v_g é a velocidade de grupo, definida como $v_g = \frac{c}{n_g}$ e n_g é o índice de refração de grupo, dado por $n_g = \overline{n} + \omega_0\left(\frac{\partial \overline{n}}{\partial \omega}\right)$. O último termo de (2.28) leva em consideração as perdas internas α_{int} experimentadas pelo modo quando $\chi = 0$ e é introduzido na equação fenomenologicamente [18]. O fator de confinamento é dado por [18]:

$$\Gamma = \frac{\int_0^W \int_0^d \left|F\left(x,y\right)\right|^2 dxdy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left|F\left(x,y\right)\right|^2 dxdy} \tag{2.29}$$

sendo W a largura e d a espessura da região ativa. A solução de (2.27) fornece a distribuição transversal de campo $F(x,y)$ e o índice de refração efetivo $\overline{n}$. A Eq. (2.28) mostra como se comporta a amplitude do pulso ao longo do comprimento do SOA [18].

A Eq. (2.25) pode ser simplificada assumindo-se que as dimensões transversais e longitudinais da região ativa são, respectivamente, muito menores e muito maiores que o comprimento de difusão. Uma vez que a densidade de portadores é praticamente uniforme ao longo das dimensões transversais, pode-se utilizar um valor médio, para uma boa aproximação, e desprezar a difusão dos portadores [18]. Assim, o primeiro termo é desprezado e [18]:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g\left(N\right)}{\hbar\omega_0}\left|\overrightarrow{A}\right|^2 \tag{2.30}$$

Ao processo de amplificação está associado uma parcela de ruído, denominado de ruído de emissão espontânea amplificada (ruído ASE). A emissão espontânea gera fotóns com fase e frequência aleatórias que competem com o sinal pelo ganho do amplificador. Na Eq. (2.30), não foi levado em conta o consumo de portadores devido à amplificação dos fotons emitidos espontaneamente [18]. Assumindo o ganho g como uma função linear de N, como em (2.6),

pode-se obter a equação de taxa para o ganho [18]:

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{g\left|\overrightarrow{A}\right|^2}{E_{sat}} \tag{2.31}$$

onde E_{sat} é a energia de saturação do amplificador, que representa a energia de pulso a partir da qual o amplificador se encontra pronfundamente saturado, não amplificando significativamente o sinal, e é dada por [18]:

$$E_{sat} = \frac{hf_0Wd}{\Gamma a} \tag{2.32}$$

O ganho para pequenos sinais, g_0, é definido por [18]:

$$g_0 = \Gamma a N_0 \left[\left(\frac{I}{I_0}\right) - 1\right] \tag{2.33}$$

onde $I_0 = \frac{qN_0V}{\tau_c}$ é a corrente de transparência. Em (2.31), A está normalizado de forma que $\left|\overrightarrow{A}\right|^2$ representa potência [18].

As Eq. (2.28) e (2.31) descrevem a propagação do pulso nos amplificadores ópticos a semicondutor, podendo ser simplificada utilizando-se um sistema de referência que se movimenta em relação ao amplificador com velocidade igual à velocidade do pulso. Assim, fazendo [18]:

$$\tau = t - \frac{z}{v_g} \tag{2.34}$$

Além disso, faz-se também a separação da amplitude e da fase do pulso, por meio de [18]:

$$A = \sqrt{P}\exp\left(j\phi\right), \tag{2.35}$$

onde $P\left(z,\tau\right)$ e $\phi\left(z,\tau\right)$ são a potência e a fase do pulso, respectivamente.

Relacionando (2.28) e (2.31) à (2.6) e (2.24), encontra-se [18]:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{int})\, P \tag{2.36}$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha_H g \tag{2.37}$$

$$\frac{\partial g}{\partial \tau} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{gP}{E_{sat}} \tag{2.38}$$

A automodulação de fase (*self-phase modulation* - SPM) é modelada através de (2.37), na qual a dependência temporal do ganho saturado $g(z,\tau)$ leva a uma modulação temporal da fase, ou seja, o pulso modula sua própria fase como consequência da saturação do ganho [18]. As Eqs. (2.36) a (2.38) podem ser resolvidas analiticamente para $\alpha_{int} \ll g$. Desse modo, assumindo-se $\alpha_{int} = 0$, integra-se sobre o comprimento do amplificador e [18]:

$$P_{out}(\tau) = P_{in}(\tau) \exp[h(\tau)] \tag{2.39}$$

$$\phi_{out}(\tau) = \phi_{in}(\tau) - \frac{1}{2}\alpha_H h(\tau) \tag{2.40}$$

onde $P_{in}(\tau)$ e $\phi_{in}(\tau)$ são, respectivamente, a potência e a fase do sinal de entrada. A função $h(\tau)$ é definida por [18]:

$$h(\tau) = \int_0^L g(z,\tau)\, dz \tag{2.41}$$

A função $h(\tau)$ representa, fisicamente, o ganho da cavidade integrado por toda sua extensão, para cada ponto do perfil do pulso. Integrando (2.38) ao longo do comprimento do amplificador e utilizando-se (2.36) para eliminar o produto gP, obtem-se $h(\tau)$ como a solução para a seguinte equação diferencial ordinária [18]:

$$\frac{dh}{d\tau} = \frac{g_0 L - h}{\tau_c} - \frac{P_{in}(\tau)}{E_{sat}} [\exp(h) - 1] \tag{2.42}$$

A Eq. (2.42) modela o comportamento de $h(\tau)$ para sinais variantes no tempo e permite a obtenção do ganho do amplificador [18]. O formato e a variação da fase do pulso de saída são conseguidos em seguida, por meio de (2.39) e (2.40) [18]. O espectro do pulso é alcançado utilizando-se [18]:

$$S(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} [P_{out}(\tau)]^{1/2} \exp[j\phi_{out}(\tau) + j(\omega - \omega_0)\tau] \, d\tau \right|^2 \tag{2.43}$$

O estudo do ganho dos amplificadores ópticos, bem como as equações de taxa do ganho, são importantes pois permitem um melhor entendimento do funcionamento do dispositivo. Com isso, podem-se utilizar seus efeitos não-lineares para aplicações como a conversão em comprimento de onda e regeneração de sinais [19], chaveamento óptico [20], monitoramento de dispersão [21], e apagamento da informação contida na portadora [22], entre outras. Estas aplicações funcionais são obtidas através da saturação do ganho do dispositivo e, sob essas condições de operação, emergem alguns efeitos não-lineares que são intrínsecos ao mesmo.

2.2.3 Efeitos não-lineares em SOAs

A densidade de portadores N varia expressivamente à medida que se opera um SOA com um sinal de entrada alto o suficiente, para atingirem-se os níveis de saturação de ganho. Desta forma, ocorre a variação do ganho e do índice de refração na cavidade do dispositivo. Esse comportamento não-linear do SOA causa efeitos indesejáveis em sistemas com amplificação simultânea de vários canais, como a mistura do conteúdo de informação de canais em sistemas que utilizam multiplexação por divisão de comprimento de onda. Entre os efeitos, estão a saturação do ganho e a interferência por saturação induzida e por modulação induzida da densidade de portadores [23]. As não-linearidades do dispositivo têm sido alvo de pesquisas para utilização no processamento de sinais no domínio óptico, tornando-se um atrativo para

as redes ópticas transparentes. Dentre as aplicações funcionais podem-se destacar a conversão de comprimento de onda [24], a regeneração de sinais [25], a compensação de dispersão [26], a geração de pulso de micro-ondas [27] e a multiplexação e demultiplexação de sinais [28]. Tais aplicações são baseadas em efeitos não-lineares que são intrínsecos ao SOA, como a auto-modulação de fase (*self-phase modulation* - SPM), a modulação cruzada de ganho (*cross-gain modulation* - XGM), a modulação cruzada de fase (*cross-phase modulation* - XPM) e a mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* - FWM). Essas não-linearidades podem ser classificadas como provenientes de efeitos intrabanda e interbandas.

2.2.3.1 Efeitos Intrabanda

Os efeitos intrabanda estão relacionados às mudanças na distribuição energética dos portadores dentro da própria banda de estado. Estes processos alteram a distribuição dos portadores nas bandas de energia, porém, não alteram sua concentração total. Alguns exemplos de efeitos intrabanda são o aquecimento de portadores (*carrier heating*), a queima espectral de lacunas (*spectral hole-burning*) e a absorção de dois fótons (*two-photon absorption*) [29]. O aquecimento de portadores e a queima espectral de lacunas são efeitos muito rápidos, da ordem de 750 e 125 fs, respectivamente [29]. Para pulsos curtos, cujas durações são muito menores que o tempo de vida dos portadores, a saturação do ganho é determinada pela energia de saturação, definida anteriormente por (2.31), não dependendo da largura do pulso. Entretanto, para pulsos ultra-curtos com largura da ordem de picosegundos, é observado experimentalmente que a energia de saturação não é mais fornecida por aquela expressão simples e depende da largura do pulso. Tal fato foi explicado por um modelo teórico que inclui os processos de aquecimento de portadores e a queima espectral de lacunas [20, 29].

2.2.3.2 Efeitos Interbandas

Os efeitos interbandas estão associados às variações na concentração dos elétrons nas bandas de valência e condução. Um exemplo de não-linearidade interbanda é o fenômeno

da saturação do ganho do SOA. Quando um sinal de alta potência incide na cavidade do SOA, a absorção ou ganho podem sofrer saturação. Tais efeitos ocorrem devido ao número finito de estados possíveis na banda de condução do dispositivo. A saturação do ganho (ou da absorção) denota a ocupação (ou desocupação) destes estados. Associado do efeito de saturação do ganho/absorção, existe um processo de não-linearidade do índice de refração, que contém contribuições do efeito de plasma de portadores livres e do efeito de dispersão anômala na fronteira da banda [20]. Uma manipulação das equações de taxa no estado estacionário mostra a dependência aproximada do índice de refração n sobre a potência óptica incidente [23]:

$$n = n_b - g_0 \left(\frac{dn/dN}{dg/dN} \right) \frac{P_{in}/P_{sat}}{1 + P_{in}/P_{sat}} \tag{2.44}$$

onde dn/dN representa a variação do índice de refração com a densidade de portadores. A razão dn/dN para dg/dN é diretamente proporcional ao fator de alargamento de largura de linha [23]. A alteração no índice de refração com a potência do sinal óptico provoca uma diferença de fase no sinal amplificado que pode ser utilizada em configurações interferométricas [23]. A mais simples dessas configurações é a utilização de um FP-SOA, onde, à medida que se aumenta a potência óptica do sinal, a mudança não-linear de fase age de forma a mudar o comprimento do caminho óptico na cavidade e desviar as ressonâncias para comprimentos de onda maiores [23]. Um outro exemplo de configuração para explorar a mudança de fase induzida opticamente é o acoplador direcional não-linear ativo, formado por dois amplificadores com cavidades próximas uma da outra, como num acoplador eletro-óptico. O comprimento do dispositivo é calculado de forma que, para baixas potências de entrada, ele opera no modo "cruzado", enquanto que, para potências de entrada suficientemente altas (∼mW), o acoplamento é alterado devido à diferença de fase induzida, com a operação passando para o modo "direto" [23]. Outro exemplo de exploração do índice de refração não-linear em SOAs é a configuração em laço-espelho (*loop mirror*) ou interferômetro de Sagnac [23].

As propriedades dinâmicas das não-linearidades interbanda são governadas pelo tempo efetivo de vida dos portadores [23]:

$$\frac{1}{\tau_{eff}} = \frac{1}{\tau_c} + \frac{P}{E_{sat}} \tag{2.45}$$

Combinando alta corrente de alimentação com potências ópticas de entradas moderadas, τ_{eff} pode ser reduzido a valores da ordem de algumas dezenas de picosegundos. Para tanto, a potência óptica deve estar presente continuamente ou em uma alta frequência, de maneira que a população de portadores não consiga restaurar seu valor significativamente em relação ao valor de saturação. Tal princípio é utilizado para se obter resposta rápida na conversão em comprimento de onda, pela saturação cruzada de ganho em SOAs. Outra forma de utilização desse desempenho de alta velocidade é através da configuração TOAD (*terahertz optical asymetric demultiplexer*) [23]. Uma outra aplicação dos efeitos não-lineares interbanda do SOA é na conversão de comprimento de onda do sinal óptico com efeitos não-lineares obtidos pela saturação do ganho como XGM, XPM e FWM [24]. Mais adiante neste capítulo, será apresentado uma abordagem mais detalhada do processo de FWM em SOAs.

2.3 Conversores em comprimento de onda

Os conversores em comprimento de onda são dispositivos que transferem dados de um comprimento de onda de entrada para outro comprimento de onda de saída. São componentes adequados para as redes ópticas WDM, pois, através destes, é possível a reutilização de comprimentos de onda em redes onde existam a limitação no número de canais disponíveis ou diminuir a concentração de comprimentos de onda em determinados nó da rede [30]. O benefício da conversão em comprimento de onda varia de acordo com a arquitetura e com o tráfego da rede. Em pequenas redes, não há necessidade de conversores; já em grandes redes faz-se uso tendo em vista o considerável tráfego.

Existem diferentes técnicas para realização da conversão em comprimento de onda, que podem-se agrupar em dois grupos: as que utilizam métodos optoeletrônicos e as que utilizam métodos totalmente ópticos. Os métodos optoeletrônicos são métodos que implicam conversão do sinal do domínio óptico para o domínio elétrico. Neste método, é utilizado um conversor eletroóptico, no qual o sinal de informação é lido por um detector e convertido para o domínio elétrico, onde sofre amplificação, resincronização e reformatação, antes de ser entregue a um laser que retransmite o sinal no comprimento de onda de interesse. Este método é limitado, pois apenas um sinal pode ser convertido por vez, e o dispositivo não possui escalabilidade, ou seja, caso exista necessidade do aumento da taxa de transmissão, ou do formato de modulação, será necessário a troca do mesmo. Tais limitações estimularam o desenvolvimento dos conversores que utilizam métodos totalmente ópticos [31, 32].

Nos métodos totalmente ópticos, toda manipulação do sinal é feita no domínio óptico. Podem-se subdividir esses métodos em mais duas subcategorias: conversores por chaveamento óptico (ou gatilho óptico) e conversores por mistura de ondas. Os conversores por chaveamento óptico utilizam dispositivos que operam como "chaves" que permitem a passagem ou não de um sinal óptico, desta forma transferindo o conteúdo de informação para este sinal. Essa categoria inclui a modulação cruzada de fase com SOA, modulação cruzada de ganho com SOA, o laser semicondutor com absorção saturada e espelhos ópticos de volta não-lineares. Já os conversores por mistura de ondas criam uma nova frequência que contêm a modulação do sinal a ser convertido. Essa categoria inclui a mistura de ondas óptico-acústicas, a mistura de ondas óptico-elétricas e a mistura de ondas ópticas não-lineares [31, 32].

Como qualquer componente físico presente nos enlaces de transmissão, os requisitos exigidos aos conversores serão dependentes dos sistemas nos quais estão inseridos e, de maneira geral, algumas características são exigidas: transparência à taxa de transmissão e ao formato de modulação utilizado, alta relação sinal-ruído na saída, ampla faixa de comprimentos de onda de operação, insensibilidade à polarização e simples implementação. A conversão em comprimento de onda tem sido amplamente estudada pelas facilidades que podem agregar

às futuras redes ópticas, com o amplificador óptico a semicondutor sendo um dispositivo promissor devido ao seu relativo baixo custo e por sua capacidade de integração [31, 32].

2.4 Mistura de Quatro Ondas (*FWM*)

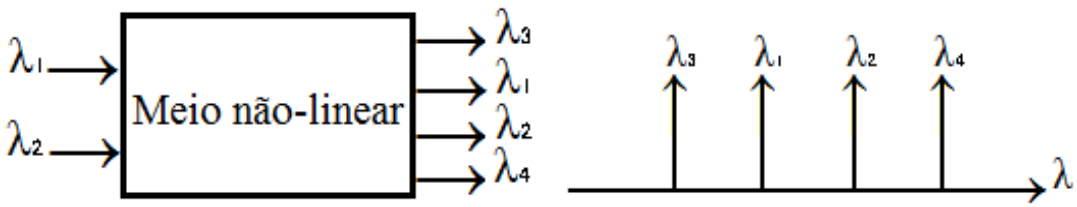
A resposta não-linear dos elétrons de um meio à aplicação de um campo óptico intenso origina os denominados processos paramétricos, sendo um destes a mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* - FWM). A causa da existência de não-linearidades em um meio está relacionada à mudança da população de elétrons entre os vários níveis quânticos após transições causadas pela passagem de uma onda óptica [16].

A polarização não-linear induzida devido a campos intensos contém termos não-lineares cujas magnitudes são governadas pelas susceptibilidades ópticas [33]. Nos amplificadores ópticos a semicondutor o fenômeno de FWM está relacionado à não-linearidade do índice de refração da região ativa, em particular, à susceptibilidade de 3^a ordem, usualmente definida por $\chi^{(3)}$. Este efeito é mais proeminente quando o meio não-linear está submetido a elevados níveis de potência e, desta forma, operando sob efeito de saturação. Assim, se duas ou mais frequências distintas se propagam no meio não-linear saturado, há troca de energia entre as ondas incidentes, de maneira a ocorrer perda de energia das ondas para o meio, com a formação de novas componentes de frequências, chamadas de produtos de intermodulação [34]. É um fenômeno dito coerente [15, 16, 33]. As Fig. 2.5 (a) e (b) ilustram o caso em que duas portadoras ópticas, λ_1 e λ_2, incidem no meio não-linear, interagem entre si, e há formação dos produtos de intermodulação, λ_3 e λ_4. Este efeito é bem rápido, ocorrendo em uma escala de tempo de 0,1 ps [16].

Em termos quânticos, o FWM ocorre quando fótons de uma ou mais ondas são aniquilados e novos fótons são criados em frequências diferentes, tal que a energia líquida e o momento dos fótons são conservados durante a interação paramétrica [33].

Como o fenômeno é coerente, há necessidade de que os sinais possuam casamento de fase

(*phase matching*) e a polarização controlada [31]. A necessidade do casamento de fase vem da conservação do momento [16]. A amplitude das ondas geradas é proporcional ao produto das amplitudes das ondas de entrada, enquanto que a frequência e a fase das ondas resultantes são combinações lineares das fases e frequências de entrada. Esse fato faz com que o conversor baseado em FWM seja independente do formato de modulação de entrada [31, 32].



(a) (b)

Figura 2.5: (a) Representação da mistura de quatro ondas para geração de novas componentes de frequência e (b) espectro típico da saída do conversor baseado em FWM.

Admitindo-se a situação onde dois ou mais feixes incidem sobre a mesma face do SOA, pode-se modelar o comportamento da densidade de portadores dentro do amplificador por [35]:

$$\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{2\Gamma a\left[N(t) - N_0\right]}{hfA} P_{ave}(t)\, dz \tag{2.46}$$

onde P_{ave} é a potência óptica média espacial e $I = JL$ onde J é a densidade de corrente na cavidade. Desde que duas portadoras ópticas incidam no amplificador óptico, a potência óptica total dentro do dispositivo é a combinação das duas portadoras:

$$P_{ave}(t) \propto \left|E_1 e^{j(\omega_1+\phi_1)t} + E_2 e^{j(\omega_2+\phi_2)t}\right|^2 \tag{2.47}$$

onde ω_1, ω_2, ϕ_1 e ϕ_2 são a frequência e a fase das portadoras ópticas e E_1 e E_2 são as amplitudes dos campos elétricos das portadoras, respectivamente.

Expandindo (2.47), tem-se que:

$$P_{ave}(t) = P_{DC} + 2E_1E_2\cos(\Delta\omega t) \tag{2.48}$$

onde $P_{DC} \propto E_1^2 + E_2^2$ é a parte constante (estática) da potência e $\Delta\omega = (\omega_2 - \omega_1 + \phi_2 - \phi_1)$ é a diferença de frequência e fase entre as portadoras ópticas (*detuning*).

Como consequência da modulação da potência óptica na frequência $\Delta\omega$, como visto em (2.48), devido à saturação do ganho, a densidade dos portadores N e, consequentemente, o ganho do dispositivo, também será modulado na mesma frequência [35]:

$$N(t) = N_{DC} + \Delta N\cos(\Delta\omega t) \tag{2.49}$$

onde N_{DC} é a parte constante (estática) da densidade de portadores e ΔN é a magnitude da modulação da densidade de portadores. Substituindo (2.48) e (2.49) em (2.46), e separando a parte constante da parte variante com o tempo, podem-se determinar os valores de N_{DC} e ΔN por [35]:

$$N_{DC} = \frac{\frac{I\tau_c}{q} + N_0\frac{P_{DC}}{P_{sat}^{opt}}}{1 + \frac{P_{DC}}{P_{sat}^{opt}}} \tag{2.50}$$

e

$$\Delta N = \frac{2(N_{DC} - N_0)E_1E_2}{P_{sat}^{opt}\left(1 + \frac{P_{DC}}{P_{sat}^{opt}} + j\Delta\omega\tau_c\right)} \tag{2.51}$$

onde P_{sat}^{opt} é dado por $P_{sat}^{opt} = \frac{Ahf}{2\Gamma\tau_c a}$.

Uma vez que o ganho óptico do amplificador é exponencialmente proporcional à densidade de portadores [16], como $G \propto \exp\{\Gamma a[(N(t) - N_0) - \alpha_{int}]L\}$, a magnitude da modulação da densidade de portadores se reflete na eficiência do FWM. De (2.51), pode-se observar que a influência de ΔN só passa a ser significativa quando as amplitudes dos campos elétricos são tais que o produto começa a ficar da ordem de grandeza da potência de saturação, con-

firmando que, para que o processo de mistura possa acontecer, é necessário que o dispositivo esteja operando sob saturação. A Eq. (2.51) indica que a eficiência do FWM é menor quando a diferença de frequência $\Delta\omega$ é alta, e, sobretudo, que a largura de banda do FWM é determinada pelo tempo de vida dos portadores (τ_c) do SOA [36]. Por exemplo, tomando-se a densidade portadores na ordem de alguns nanosegundos, limita a largura de banda do FWM a valores da ordem de gigahertz [36].

A ampla largura de banda do FWM medida em SOAs indica que a saturação do ganho não é só determinada por τ_c, uma vez que a origem do FWM está relacionada à dinâmica interbanda e intrabanda dos portadores. Outros efeitos intrabanda como o aquecimento de portadores e a queima espectral de lacunas, têm que ser considerados para explicar o mecanismo ultrarrápido de recombinação dos portadores [37].

Amplificadores ópticos a semicondutor com região ativa longa (maior que 2 mm) apresentam boa eficiência no FWM [34]. No entanto, o limite em se aumentar o tamanho da cavidade irá ocorrer devido aos efeitos térmicos gerados pela alta corrente injetada na cavidade que seria necessária para saturar o dispositivo. Uma consequência da geração de novos comprimentos de onda através do FWM é a possibilidade de se converter vários canais simultaneamente. Outra característica do sinal convertido por esta técnica apresenta inversão espectral ou conjugação de fase [35]. Essa característica pode ser utilizada para mitigar o efeito da dispersão cromática do sinal em fibras ópticas [35].

Ademais, comparado aos conversores totalmente ópticos que utilizam as técnicas XGM ou XPM, o conversor baseado em FWM é transparente à taxa de transmissão e ao formato de modulação utilizado no enlace, um atrativo para redes que utilizam formatos avançados de modulação [38]. Porém, é necessário controle de polarização para os lasers em uso ou uma configuração que seja insensível à mesma, visto que há necessidade do casamento de polarização na região ativa do SOA [24]. Uma outra característica deste tipo de conversor é a de ser utilizado como regenerador, isto é, pode realizar a reamplificação e reformatação dos pulsos [31].

Neste capítulo foi apresentado um estudo da técnica de modulação e demodulação de fase, bem como os conceitos e equações que modelam os SOAs. Por fim, as equações relativas à conversão em comprimento de onda utilizando SOA através do FWM foram introduzidas.

Capítulo 3

Estrutura Experimental

Neste capítulo, apresentam-se as montagens optoeletrônicas dos experimentos de conversão em comprimento de onda de sinais modulados em fase baseado nas não-linearidades do SOA, bem como os equipamentos utilizados. Todas as medições necessárias para a realização deste trabalho foram efetuadas no Laboratório de Pesquisas em Comunicações Ópticas e Micro-ondas Prof. Attílio J. Giarola (LAPCOM), situado na Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

3.1 Projeto Optoeletrônico

A realização de medições experimentais é de fundamental importância para o desenvolvimento do projeto e obtenção de resultados, uma vez que possibilita maior sensibilidade em relação às dificuldades de implementação da montagem prática, melhor entendimento de como o dispositivo tem seu comportamento modificado por determinados parâmetros de entrada e a familiarização com equipamentos e procedimentos necessários para a montagem. Assim sendo, descrevem-se os equipamentos utilizados nos experimentos, afim de prover um entendimento de toda a montagem.

3.1.1 Equipamentos

A lista de equipamentos utilizados nas montagens experimentais descritas nesta dissertação está apresentada na Tabela 3.1. Com o objetivo de se obter um entendimento minucioso das montagens experimentais apresentadas nesta dissertação, será realizada uma explicação detalhada de alguns dos equipamentos utilizados, assim como serão abordados os principais parâmetros e características de funcionamento.

Tabela 3.1: Equipamentos utilizados nas montagens experimentais

Equipamentos	**Marca/Modelo**	**Especificações**
Laser 1	Santec TSL-210V	Sintonizável
Laser 2	Santec MLS-2100	Sintonizável
Modulador de fase	Covega Mach-10 053	10 GHz
Polarizador óptico	Photonetics 3688 - PR15	- - -
Gerador de sinal analógico	Agilent E8257D	250 kHz a 40 GHz
Gerador de padrão pulsos	Agilent 81141A	14 Gpbs
Amplificador RF	Agilent 83006A	1 GHz a 26,5 GHz
Isolador óptico	JDSU	- - -
Acoplador direcional de 3 dB	Optolink	- - -
SOA	CIP NL-OEC-1550	Otimizado para conversão
Filtro óptico	JDS VCF050	1525 - 1570 nm
Chave óptica	Agilent 81591B e 81594B	- - -
Cordões de fibra óptica	- - -	FC-PC/APC
Analisador de espectro óptico	Agilent 86146B	0,6 - 1,7 μm
Analisador de espectro óptico	Anritsu - MS96A	0,6 - 1,6 μm
Analisador de rede	Agilent N5230C PNA-L	10 MHz - 40 GHz
Osciloscópio óptico digital	HP DCA 83480A	30 GHz ópt. / 40 GHz elétr.

3.1.1.1 Lasers Santec

Tanto o modelo TS-210V quanto o MLS-2100 são lasers do tipo semicondutor sintonizáveis por cavidade externa da marca *Santec*. Os lasers foram desenvolvidos para permitir fácil sintonização do comprimento de onda e/ou da potência óptica de saída. São do tipo Fabry-Perot e possuem uma das facetas recobertas por um material anti-reflexivo. Além disso, possuem lentes e isoladores internos para evitar o retorno de luz para o laser e cavidade externa. Através de uma grade de difração ajustável, o comprimento de onda desejado é selecionado. As Fig. 3.1 (a) e (b) apresentam os lasers utilizados como fonte de luz para conversão em comprimento de onda. Na Tabela 3.2, são apresentados os principais parâmetros de ambos os lasers.

(a) (b)

Figura 3.1: Laser Santec (a) TS-210V e (b) MLS-2100.

Tabela 3.2: Parâmetros dos Lasers Santec TS-210V e MLS-2100

Parâmentos	**TS-210V**	**MLS-2100**
Faixa de sintônia	1510 - 1630 nm	1530 - 1630 nm
Resolução	5 pm	
Tipo de conector	FC-APC	
Potência máxima de saída	10 dBm	

Para que seja possível a conversão em comprimento de onda, é necessário que o SOA esteja operando sob regime de saturação. Para isso, necessita-se de elevado nível de potência. Estes

lasers permitem não só alta potência de saída como a possibilidade de sintonia, permitindo, por exemplo, a determinação da janela possível de conversão.

3.1.1.2 Modulador de fase

O modulador de fase externo utilizado foi o *Covega Mach-10 053*. Dois métodos básicos podem ser utilizados para imprimir uma variação de fase em um sinal óptico, originalmente de fase fixa. O primeiro deles é através da variação do índice de refração do meio no qual o sinal óptico se propaga. Com isso, varia-se a velocidade de propagação ($v = \frac{c}{n}$) da onda eletromagnética associada ao sinal, fazendo com que apareça uma modulação de fase desse sinal que dependerá da amplitude da variação do índice de refração desse meio, do comprimento do caminho percorrido pela onda dentro desse meio e pelo comprimento de onda dessa radiação. O segundo método é através da variação do comprimento percorrido pela onda eletromagnética. Dessa forma, a velocidade de propagação da onda eletromagnética associada ao sinal óptico é mantida, no entanto varia-se a distância total percorrida por essa onda, fazendo com que o sinal atinja seu objetivo com fase variável dependendo da variação do espaço percorrido por ela e do comprimento de onda da radiação. O modulador de fase utilizado é baseado no primeiro método, cujo substrato é composto por niobato de lítio ($LiNbO_3$). Na Fig. 3.2 é apresentado o modulador de fase da marca *Covega*, onde um conector GPO é necessário para conectar o dispositivo a cabos do tipo SMA.

Uma das grandes desvantagens deste tipo de modulador de fase está no fato de ser necessário a aplicação de campos elétricos muito intensos para conseguir-se variações sensíveis de fase do sinal óptico. O dispositivo não necessita de alimentação DC (*direct current - corrente contínua*), porém, sua alimentação é feita através de rádio frequência (RF), sendo necessário 25 dBm de potência de entrada para bom funcionamento do dispositivo.

A princípio, a impedância do equipamento não foi levada em consideração, contudo será mostrado no próximo capítulo que a impedância possivelmente influenciou nos resultados experimentais, pois, tendo em vista o elevado nível de potência típica necessária para ali-

mentar o modulador e a alta frequência utilizada, nessas condições, é indispensável atenção quanto ao casamento de impedâncias entre o equipamento que irá prover a potência (fonte) e o modulador (carga), evitando possíveis reflexões de sinal que possam prejudicar o sistema ou provocar danos no gerador de sinais.

Na prática, foi realizado um estudo da impedância do modulador de fase. A medição foi realizada utilizando o analisador de rede N5230C PNA-L da marca *Agilent*, obtendo-se 20001 pontos em uma faixa de frequência de 10 MHz a 40 GHz, com potência de -10 dBm, onde apenas uma porta elétrica do equipamento foi utilizada para medição do parâmetro de espalhamento (*S-Parameter*) S_{11}. Em seguida, através de algumas manipulações matemáticas com o parâmetro de espalhamento S_{11}, pode-se determinar a impedância do modulador.

Na Fig. 3.3, apresenta-se a impedância de entrada do modulador de fase obtida na faixa de 10 MHz a 40 GHz. Observa-se que, para 10 GHz, a faixa de frequência de operação do dispositivo utilizado no experimentos, a impedância medida do modulador de fase foi de 45 Ω. Para realizar o casamento de impedâncias entre os equipamentos utilizou-se um elemento de transição (um atenuador 3 dB) entre os mesmos. Segue-se, na Tabela 3.3, de forma resumida, alguns parâmetros do modulador de fase. No próximo capítulo, será apresentado um estudo da resposta espectal do modulador.

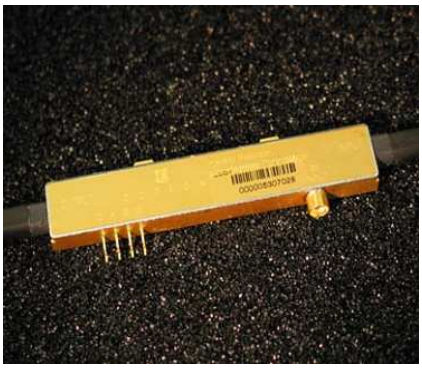


Figura 3.2: Modulador de fase Covega Mach-10 053.

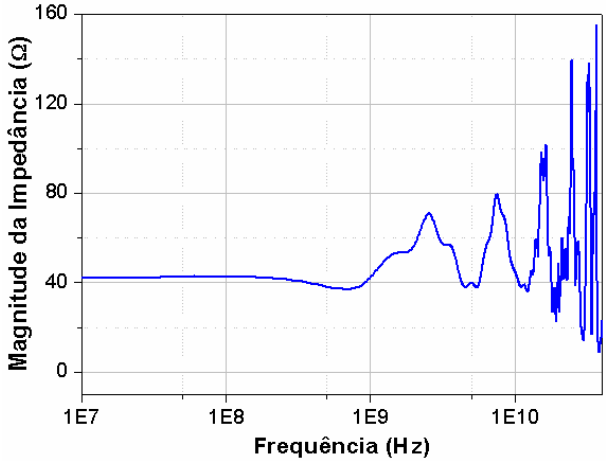


Figura 3.3: Impedância do modulador de fase Covega Mach-10 053.

Tabela 3.3: Parâmetros do modulador de fase Covega Mach-10 053

Parâmentos	**Mach-10 053**
Faixa de sintonia	1525 - 1605 nm
Perda de inserção óptica	4 dB
Largura de banda em -3 dB	10 GHz
Potência necessária para V_p (dBm)	25 dBm

3.1.1.3 Gerador de sinal analógico

O *Agilent* E8257D é um gerador de sinal totalmente sintetizado com alta potência de saída (até 25 dBm), baíxo ruído de fase e possui a capacidade opcional de varredura via rampa. Opera com elevada precisão na faixa de frequências de 250 kHz a 40 GHz e permite fácil controle via interface GPIB. Na Fig. 3.4, apresenta-se uma vista frontal do equipamento.

3.1.1.4 Gerador de padrão de pulsos

O gerador de padrão de pulsos utilizado foi o modelo 81141A, da marca *Agilent*, e é ilustrado na Fig. 3.5. Pode operar com taxa máxima de até 14 Gbps, utilizando formato

Figura 3.4: Gerador Agilent E8257D.

de pulso dos tipos retorno a zero (*return to zero* - RZ) e não retorno ao zero (*non-return to zero* - NRZ). Devido à baixa potência de saída do equipamento ($\sim$ 2,4 V), fez-se o uso de um amplificador de RF, modelo 83006A da marca *Agilent*, na faixa de 1 GHz a 26,5 GHz, para melhorar o acoplamento ao modulador de fase disponível.

Figura 3.5: Gerador de padrão de pulsos Agilent 81141A.

3.1.1.5 Filtro óptico JDS VCF050

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

A seleção do comprimento de onda central de operação é precisamente sintonizável, via motor de passo alimentado por um circuito integrado de controle externo. O espectro óptico de transmissão do filtro é otimizado para pequenas perdas de inserção, alta rejeição e baixa

dispersão cromática. A Tabela 3.4 exibe as principais características do filtro óptico.

Tabela 3.4: Parâmetros do filtro óptico JDS VCF050

Parâmentos	**JDS VCF050**
Faixa espectral	1525 - 1570 nm
Perda de inserção óptica	3 dB
Perda de retorno	40 dB
Largura de banda (3 dB)	0,4 nm

3.1.1.6 Amplificador óptico a semicondutor CIP NL-OEC-1550

O SOA utilizado é próprio para aplicações de processamento de sinais no domínio óptico como, por exemplo, a conversão em comprimento de onda. Apresenta como principais características uma ampla largura de banda óptica, elevado ganho óptico e baixa potência de saturação. Seus principais dados encontram-se na Tabela 3.5.

Tabela 3.5: Parâmetros do SOA CIP NL-OEC-1550

Parâmentos	**Condições de teste**	**CIP NL-OEC-1550**
Ganho de pequenos sinais	I = 200-300 mA	25 a 30 dB
PDG	I = 300 mA, $P_{in} > 0$ dBm	6 a 8 dBm
Corrente de polarização	- - -	até 400 mA
Tempo de recuperação	I = 300 mA, $P_{in} > 0$ dBm	16 a 25 ps
Largura de banda de 3 dB	I = 200 mA	45 nm

A Fig. 3.6 apresenta o espectro de ruído de emissão espontânea amplificada (ASE) em função da corrente de polarização do SOA, obtido através de um analisador de espectro óptico. Como pode ser observado, o nível de ruído ASE aumenta com a amplitude da corrente acoplada ao dispositivo e tem o seu pico deslocado para comprimentos de onda menores.

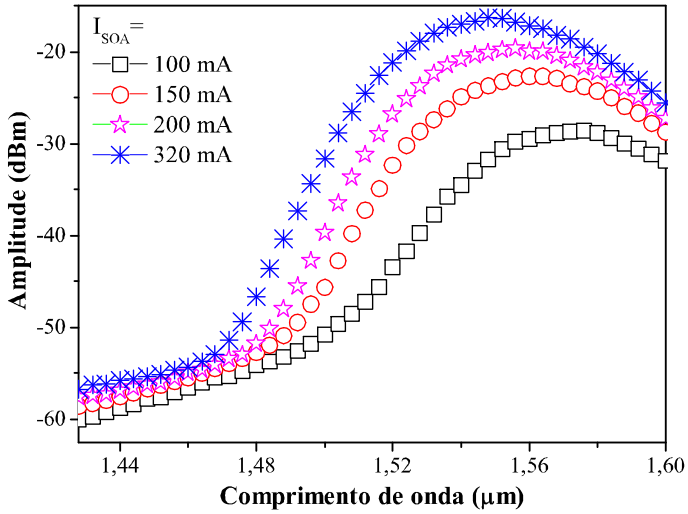


Figura 3.6: Espectro de ASE do SOA CIP em função da corrente de polarização.

Através do espectro de ASE do SOA, pode-se extrair o comprimento da cavidade do amplificador. Em altas correntes de polarização, os modos Fabry-Perot da cavidade podem ser vizualizados no espectro de ASE e consegue-se estimar o comprimento da cavidade através da distância óptica entre picos adjacentes dos modos. O espectro de ASE do amplificador para uma corrente de 320 mA é ilustrado na Fig. 3.7.

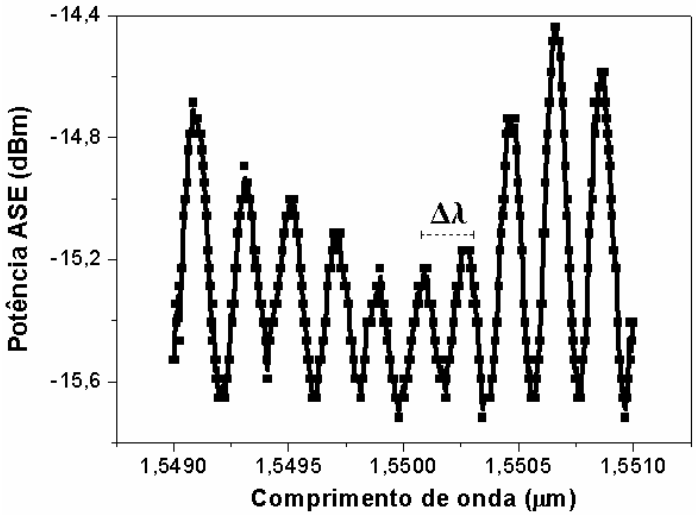


Figura 3.7: Visão ampliada de parte do espectro de ASE do amplificador.

Com a observação da Fig. 3.7, obtêm-se a distância entre os modos:

$$\Delta\lambda = |1,550095 - 1,55027| = 0,175 \text{ nm} \tag{3.1}$$

Em seguida, pode-se estimar o comprimento da cavidade do SOA, sabendo-se que $n = 3,46$, por meio de [16]:

$$L = \frac{\lambda^2}{2n\Delta\lambda} \cong 2 \text{ mm} \tag{3.2}$$

onde L é o comprimento da cavidade do SOA, λ é o comprimento de onda central entre os picos (1550,1825 nm), n é o índice de refração da cavidade do SOA e $\Delta\lambda$ é o intervalo espectral medido entre os picos.

3.1.2 Montagens Experimentais

Antes de começar a análise da conversão em comprimento de onda via FWM, foi feita a análise de alguns parâmetros como: a variação de potência entre as portadoras, a distância espectral dos sinais envolvidos no processo e o efeito da polarização óptica da luz na caracterização da geração de portadoras ópticas pela mistura de quatro ondas no SOA.

3.1.2.1 Caracterização da geração de FWM no SOA

Após a familiarização com os equipamentos, foram iniciados os procedimentos experimentais para análise da eficiência da geração de portadoras ópticas via mistura de quatro ondas em amplificadores ópticos a semicondutor. Inicialmente, para caracterizar a eficiência da geração de novas portadoras através da mistura de quatro ondas em regime contínuo, foi realizada a montagem experimental apresentada na Fig. 3.8. Mediram-se as respostas para sinais de entrada com variação na potência (de um sinal por vez com posição espectral fixa) e com variação no comprimento de onda (com potência fixa). Por fim, com os melhores resultados dos dois procedimentos anteriores, foi avaliado o efeito da polarização.

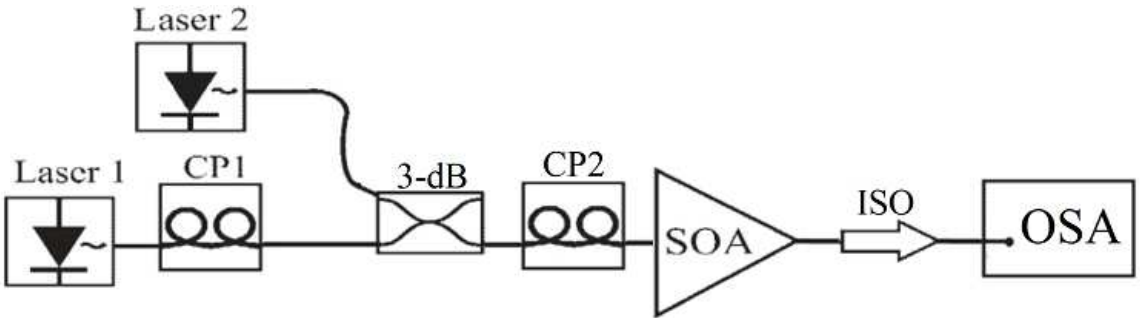
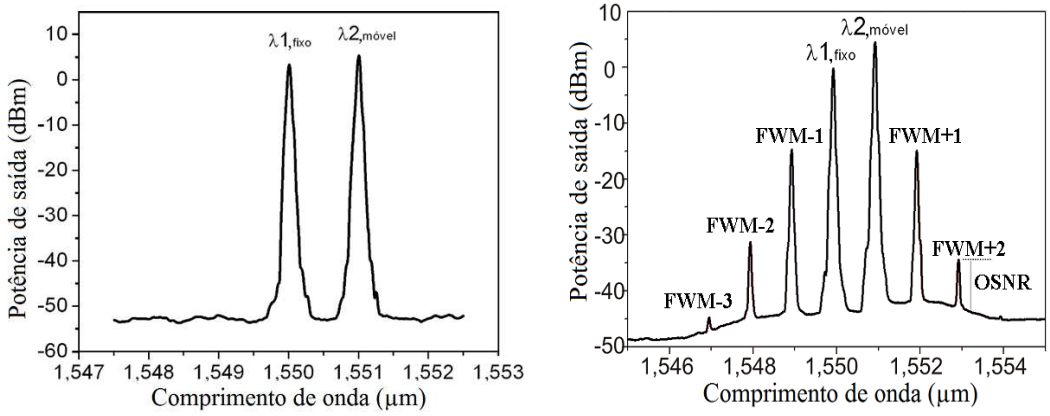


Figura 3.8: Montagem experimental para análise da eficiência da conversão em comprimento de onda via FWM utilizando SOA. CP1 e CP2: controles de polarização; 3-dB: acoplador direcional 3 dB; ISO: isolador; OSA: analisador óptico de espectro.

Para tais medições, dois lasers fornecendo portadoras sintonizáveis, com potência óptica de saída fixada em 10 dBm, foram combinados através de um acoplador direcional de 3-dB, antes de serem acoplados ao SOA conforme a Fig. 3.8. O Laser 1 (λ_1) foi mantido fixo em 1550 nm, enquanto que, para uma primeira análise, o Laser 2 (λ_2) foi variado em até 2 nm (± 1 nm) em torno de λ_1. O SOA foi polarizado com uma corrente de 320 mA e teve sua saída acoplada a um isolador para prevenir possíveis reflexões do sinal. Na Fig. 3.9 (a), é apresentado o espectro da saída do acoplador 3-dB obtido pelo analisador óptico de espectro (*optical spectrum analyzer* - OSA). As portadoras apresentaram 5 dB de perda total em relação a seus valores nas saídas dos Lasers 1 e 2. O mesmo OSA foi deslocado para depois do isolador (ISO) da Fig. 3.8 e foi utilizado para coletar os sinais de saída do SOA. A Fig. 3.9 (b) mostra os resultados produzidos pelo FWM no SOA.

A nomenclatura adotada é a mesma que em [34], na qual os comprimentos de onda gerados por FWM maiores e menores que λ_1 são denominados de FWM+i e FWM-i, respectivamente, com i inteiro.

Além disso, na Fig. 3.9 (b), define-se também a razão sinal-ruído óptica (*optical signal-to-noise ratio - OSNR*) para os canais gerados por FWM, que indica razão entre a potência óptica máxima do canal FWM e o nível de ruído de fundo do OSA. Foram medidas as OSNR das novas portadoras geradas a esquerda e a direita (FWM-i e FWM+i, respectivamente) das



(a) (b)

Figura 3.9: (a) Espectro das portadoras, espaçadas em 1 nm, na entrada do SOA e (b) espectro na saída do SOA mostrando as portadoras geradas por FWM com espaçamento de 1 nm.

duas portadoras de entrada, λ_1 e λ_2, considerando-se a variação da distância espectral entra as portadoras, que será chamada de dessintonia (*detuning*, $\Delta\lambda_0 = \lambda_1 - \lambda_2$). Os resultados são apresentados na Fig. 3.10, onde os valores negativos e positivos da dessintonia são definidos como $\lambda_1 - \lambda_2 < 0$ e $\lambda_1 - \lambda_2 > 0$, respectivamente. Observa-se que as portadoras do FWM podem apresentar uma razão sinal ruído óptica maior que 30 dB e que em geral as amplitudes dos canais descrescem com o aumento do valor absoluto da dessintonia. Além disso, observa-se que o efeito do FWM tem uma OSNR maior para FWM-1 se comparada à do FWM+1, com o mesmo acontecendo para o caso do FWM-2 e FWM+2. Em outras palavras, a maior eficiência na troca de energia para os componentes à esquerda do espectro óptico tende a ser maior para os experimentos realizados. Isto possivelmente é uma consequência da ocupação da banda do semicondutor em condições de saturação profunda, menos intensa para maiores energias (menores comprimentos de onda), visto que $E = hf$ [34].

Em seguida, mantendo o espaçamento de 0,5 nm entre λ_1 e λ_2 ($\lambda_1 < \lambda_2$), variou-se a potência de apenas uma das portadoras de entrada, mantendo-se a outra em nível máximo, e mediu-se a OSNR para os canais gerados. Os resultados estão ilustrados nas Fig. 3.11 (a) e (b). Este tipo de análise é interessante, pois geralmente as portadoras moduladas que chegam ao conversor apresentam uma potência muito inferior à potência da outra portadora

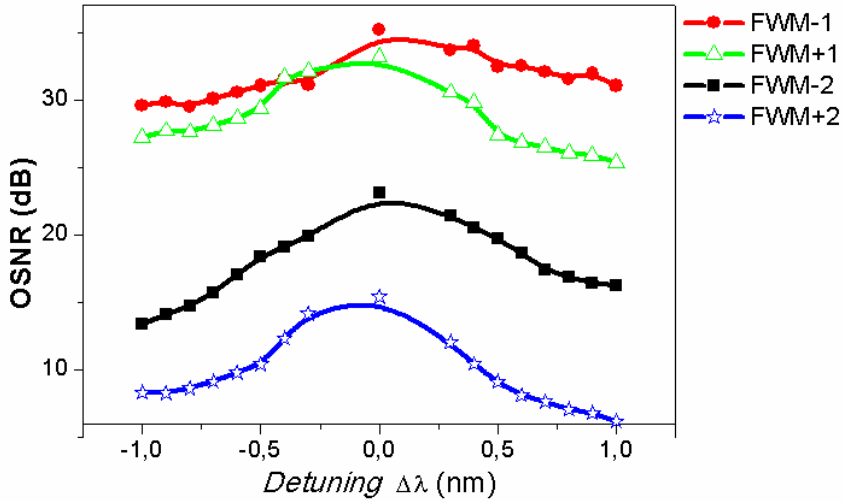


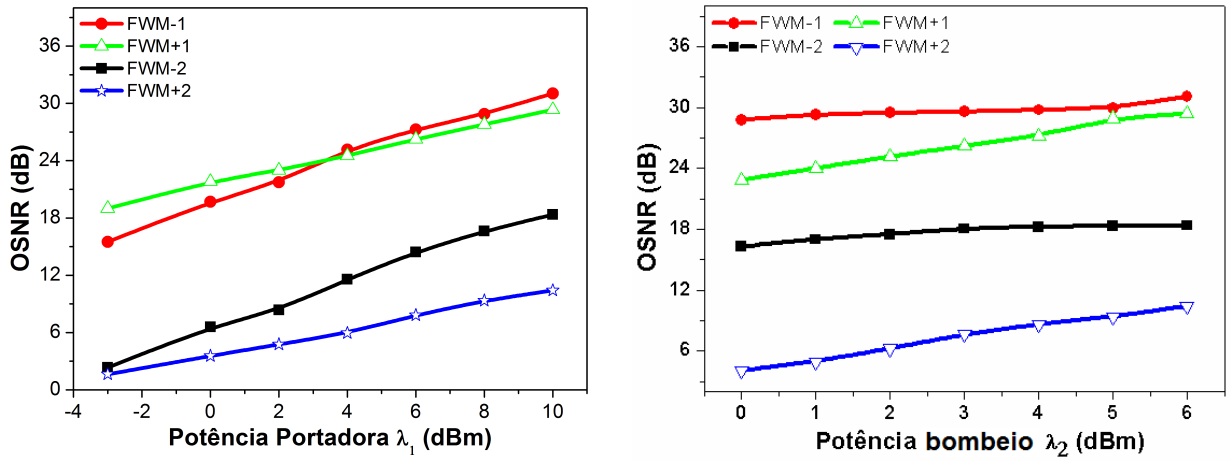
Figura 3.10: OSNR medida para as duas novas portadoras geradas à direita (FWM+1 e FWM+2) e à esquerda (FWM-1 e FWM-2) dos sinais λ_1 e λ_2 de entrada.

(bombeio). Pode-se constatar, na Fig. 3.11 (a), que 4 dBm na portadora à esquerda (λ_1) é suficiente para que o canal FWM-1, o qual é gerado nesse mesmo lado do espectro, se equipare ao nível de FWM+1 (OSNR∼24dB). Para se obter a mesma OSNR para FWM-1 quando da variação de potência da portadora à direita (λ_2), é necessário apenas 1 dBm, como pode ser constatado na Fig. 3.11 (b). Deve-se destacar que os resultados indicam que a OSNR cresce sempre com o aumento da potência dos sinais até o limite de potência de entrada recomendado pelo fabricante do SOA.

O estudo da influência da polarização óptica dos sinais de entrada nos conversores em comprimento de onda que utilizam a mistura de quatro ondas é importante, uma vez que faz-se necessário o casamento da polarização óptica dos sinais na região ativa do SOA, ou seja, os vetores de onda devem coincidir para que se consiga um comportamento não-linear e desta forma o efeito do FWM seja maximizado. Assim sendo, por meio do ajuste dos controles de polarização CP1 e CP2 da Fig. 3.8, foram obtidos o melhor e pior caso da variação na polarização óptica dos sinais, que estão ilustrados nas Fig. 3.12 (a) e (b), respectivamente.

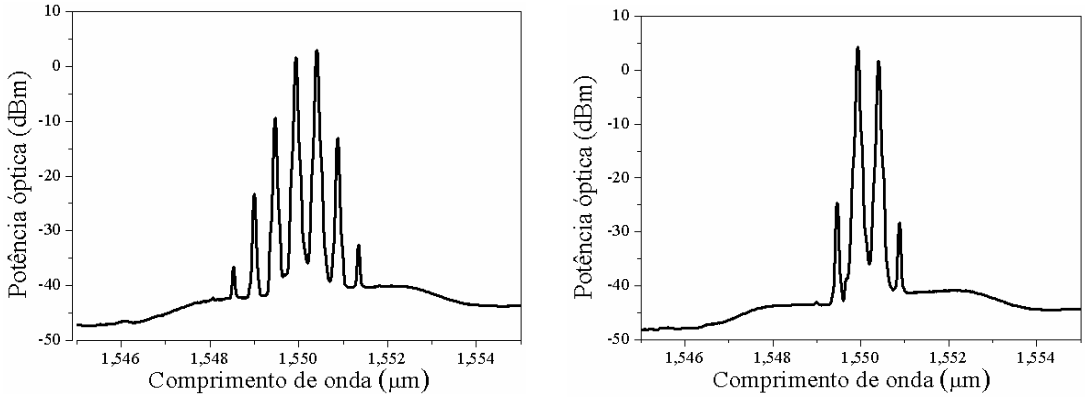
É interessante observar na Fig. 3.12 que uma pequena variação no controle de polarização da luz advinda das fontes faz com que a OSNR de FWM+1 chegue a variar de cerca de 15 dB,

com o completo desaparecimento de FWM+2, FWM-2, e FWM-3. A sensibilidade do FWM com a polarização óptica tem um efeito prático em sistemas reais, onde a polarização do sinal que entra na fibra não é controlada. O uso de controle de polarização para se obter uma polarização otimizada é uma tarefa difícil, no entanto, muitos estudos estão sendo realizados com o intuito de que se utilize configurações que sejam insensíveis a variação da polarização [39].



(a) (b)

Figura 3.11: OSNR mantendo uma das portadoras de entrada e variando o nível da portadora: (a) λ_1 (canal da esquerda) e (b) λ_2 (canal da direita).



(a) (b)

Figura 3.12: Influência da variação da polarização óptica dos sinais: (a) melhor caso e (b) pior caso.

3.1.2.2 Conversor em comprimento de onda baseado em FWM

Na sequência, iniciou-se a análise da conversão baseada na mistura de quatro ondas na qual o conteúdo de modulação em fase de uma das portadoras de entrada é transferido para as portadoras geradas pelo efeito FWM. Para caracterização da conversão de sinal modulado em fase, foi inicialmente obtida a resposta espectral do modulador óptico quando um sinal senoidal de até 20 GHz era a ele acoplado. Assim, a montagem utilizou um gerador de sinal analógico, uma fonte luminosa com controle de polarização, um filtro discriminador para converter a modulação de fase em modulação de amplitude e um analisador de espectro óptico, além de um osciloscópio óptico digital (*digital communication analyzer* - DCA). A figura de mérito utilizada para analisar os resultados desta dissertação foi a amplitude pico-a-pico do sinal convertido pelo filtro discriminador. A amplitude pico-a-pico foi obtida através do DCA, que calculava a média de 64 amostras e apresentava na tela o valor resultante. Feita a caracterização do modulador de fase, analisou-se o conteúdo de informação (sinal senoidal) contido nas portadoras geradas pelo efeito FWM.

A montagem experimental utilizada para o estudo de caracterização empírica do conversor em comprimento de onda baseado em SOA utilizando modulação em fase está ilustrada na Fig. 3.13. Para as medições, o sinal sintonizável de saída do Laser 1 (λ_s) foi modulado em fase por meio de um modulador externo (*Covega Mach-10 053*) alimentado por um gerador de sinal analógico (*Agilent E8257D*). Controladores de polarização óptica CP1 e CP2 foram usados para maximizar a resposta do modulador e o casamento de polarização dos sinais no interior do SOA, respectivamente. O sinal sintonizável de saída do Laser 2 (λ_{cw}) teve sua potência ajustada para a melhor resposta do FWM. O SOA (*CIP*) utilizado, com 2 mm de comprimento de cavidade, foi polarizado com uma corrente de 320 mA. Os sinais ópticos de ambos os lasers foram combinados através de um acoplador direcional de 3 dB antes de serem acoplados ao SOA.

O filtro óptico sintonizável (*optical tunable filter* - OTF), de largura de banda de 0,4

nm, foi utilizado para discriminar o canal de interesse para as análises. Um osciloscópio digital com entrada óptica (*HP DCA 83480A*) e um analisador de espectro óptico (*Agilent 86146B*) foram utilizados para se obter a resposta do sistema. Posteriormente, para uma melhor caracterização do conversor em comprimento de onda baseado em FWM, quando da utilização de modulação BPSK, foi implementada a montagem apresentada na Fig. 3.14.

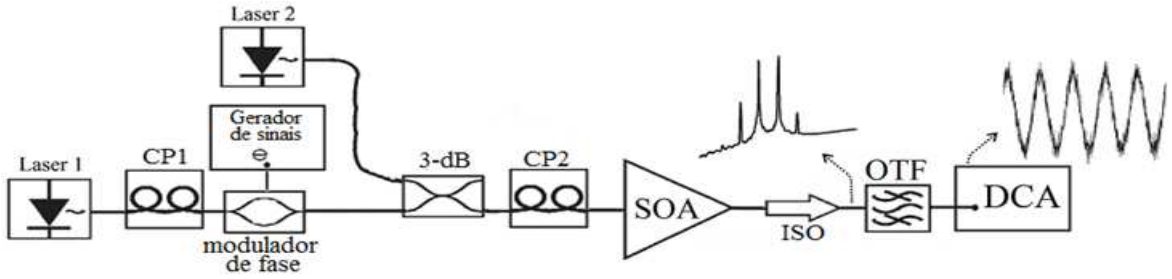


Figura 3.13: Esquemático da montagem experimental utilizada para análise das características do conversor em comprimento de onda baseado em SOA longo (2 mm). DCA: osciloscópio digital.

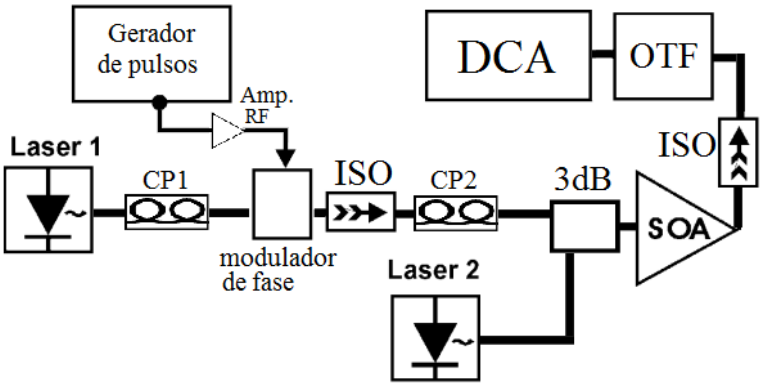


Figura 3.14: Montagem experimental realizada para análise da conversão em comprimento de onda com modulação digital.

Nela, o Laser 1 (λ_s) foi modulado em fase por meio de um modulador externo (*Covega Mach-10 053*), este alimentado por um gerador de padrão de pulsos (*Agilent 81141A*). Devido à baixa potência de saída do gerador de padrão de pulsos, fez-se uso de um amplificador de RF (*Agilent 83006A*), que opera na faixa de 1 até 26,5 GHz, para aumentar a profundidade de modulação do modulador (o qual necessita de cerca de 25 dBm). Devido a limitações do próprio gerador disponível, as taxas de transmissão tiveram que ser fixadas em 2, 4, 7 e 14

Gbps. Apesar de não ilustrado nas Fig. 3.13 e 3.14, utilizou-se uma chave óptica (perda de inserção = 3 dB) para facilitar a observação dos espectros dos sinais no analisador de espectro óptico e no osciloscópio digital, sem ser necessária a mudança constante de conectores, o que poderia modificar a polarização da luz e modificar os resultados. Dessa forma, a partir dos resultados obtidos, pôde-se avaliar as vantagens e desvantagens do conversor em comprimento de onda baseado em FWM. Portanto, apresentam-se, no capítulo seguinte, os resultados e as respectivas discussões dos experimentos realizados.

Capítulo 4

Resultados Experimentais

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais e discussões relativos à caracterização empírica de um conversor em comprimento de onda baseado no efeito do FWM em amplificadores ópticos a semicondutor, utilizando-se modulação em fase analógica e digital. A figura de mérito avaliada após as medições foi a amplitude pico-a-pico do conteúdo de informação da conversão da modulação de fase em modulação de amplitude. Um resumo dos resultados aqui apresentados foram publicados na literatura [40, 41].

4.1 Resposta espectral do modulador de fase

Para análise da resposta espectral do modulador de fase a sinais de modulação senoidais de frequência até 20 GHz utilizou-se o laser Santec TS-210V, com potência óptica de saída em 10 dBm. A luz do laser foi acoplada ao modulador após passar por um controlador de polarização, para maximizar o desempenho do primeiro. O gerador de sinal analógico *Agilent* foi utilizado para fornecer o sinal de micro-ondas, com potência de saída variando entre 10 e 25 dBm, na faixa de 500 MHz a 20 GHz. Um filtro óptico foi utilizado para fazer o papel de discriminador e converter o conteúdo de modulação de fase em modulação de amplitude. Uma chave óptica selecionou ora o DCA, ora o OSA para analisarem a resposta da montagem.

Os resultados experimentais obtidos são mostrados na Fig. 4.1. Nela, observa-se a região de melhor desempenho do dispositivo, com a maior amplitude pico-a-pico do sinal discriminado pelo filtro óptico.

É possível notar que, com o aumento da potência e, consequentemente, da profundidade de modulação, há o aumento da amplitude do sinal convertido. Pode-se observar também que o modulador de fase exibe melhor desempenho na região em torno de 10 GHz. Provavelmente, a atenuação do nível de amplitude pico-a-pico do sinal deve-se à não-linearidade do módulo da impedância, como apresentado na Fig. 3.3, para a faixa de frequência sob análise.

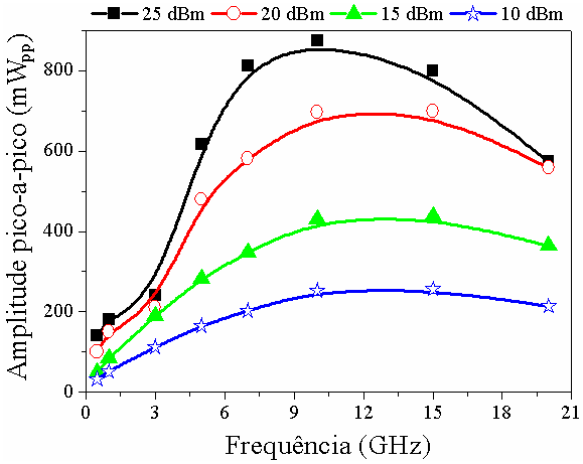


Figura 4.1: Resposta espectral do modulador de fase *Covega* até 20 GHz.

As Fig. 4.2 (a) e (b) ilustram os casos da portadora não-modulada e modulada em fase, respectivamente, para operação em 1550,4 nm e uma frequência de modulação de 10 GHz, obtidos pelo analisador de espectro óptico da *Anritsu*. Para uma melhor visualização do sinal de saída do laser, foi utilizado um atenuador digital na entrada do OSA devido à sua limitação de potência de entrada em 0 dBm. Pode-se notar que, ao se modular o sinal em fase, ocorre um alargamento de seu espectro. Este efeito esperado se deve às alterações na fase do mesmo (0, π), geradas a partir da variação do comprimento óptico efetivo percorrido pelo onda eletromagnética no modulador de fase.

Já na Fig. 4.2 (c), apresenta-se um exemplo do sinal de saída do filtro discriminador

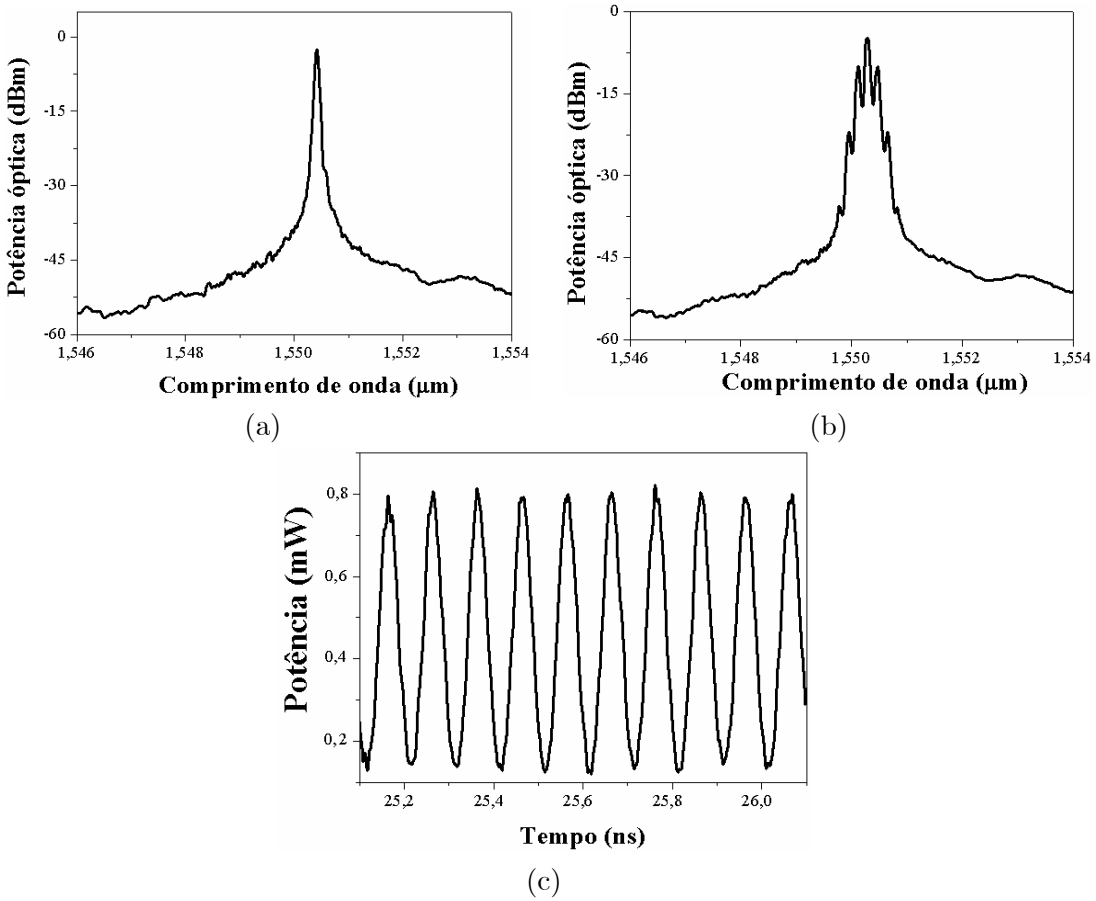


Figura 4.2: Espectros da portadora (a) não-modulada e (b) modulada senoidalmente em 10 GHz medidos pelo OSA e (c) o sinal de saída do filtro discriminador obtido pelo DCA.

obtido via DCA, onde se tem um sinal modulado em amplitude com 697 mW de amplitude pico-a-pico, quando 20 dBm de potência de saída do gerador de sinal analógico é aplicada ao modulador de fase. No entanto, com o aumento da potência de saída do gerador de sinal analógico e dependendo da posição espectral do canal em relação ao filtro discriminador, houve distorção no sinal convertido em amplitude, uma vez que a variação em fase do sinal fazia com que o sinal discriminado ocupasse tanto a banda de passagem quanto a banda de rejeição do filtro. Assim sendo, para evitar tais distorções utilizou-se o analisador de espectro óptico em escala linear, para que o OTF fosse sintonizado de forma a manter o canal em análise na sua região linear.

As Fig. 4.3 (a) e (b) ilustram o espectro, em escala linear, do filtro óptico utilizado e alguns

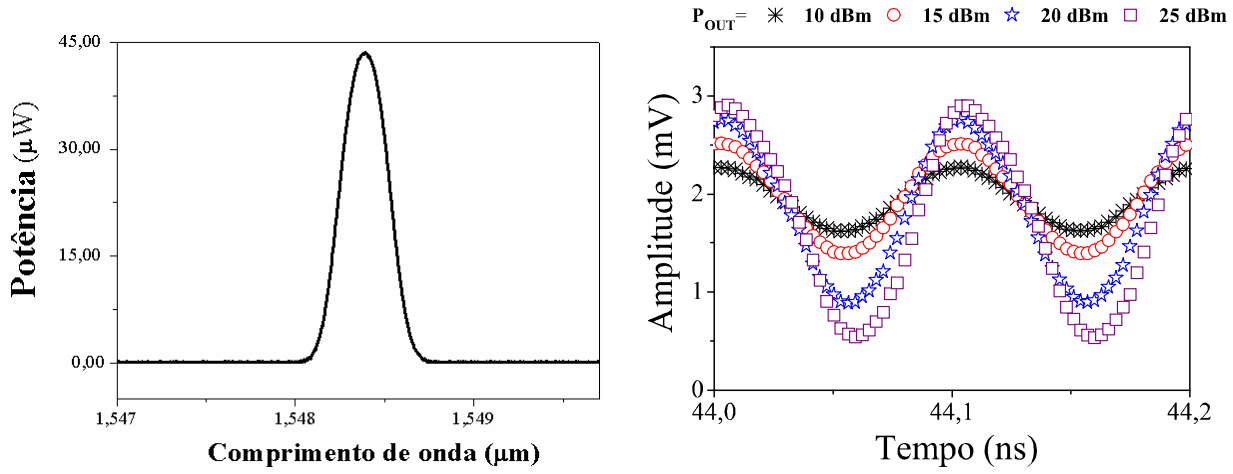


Figura 4.3: (a) Espectro em escala linear do filtro óptico sintonizável utilizado como discriminador e (b) sinais discriminados tendo a potência do gerador de sinal analógico como parâmetro.

exemplos de sinais discriminados em função da potência do gerador de sinal analógico. Vale ressaltar na Fig. 4.3 (b), que, com o aumento da potência do gerador de sinal analógico, houve aumento da amplitude do sinal discriminado, como esperado; entretanto houve distorção no sinal. Uma vez obtidos resultados da resposta espectral do modulador, partiu-se para montagem do experimento de conversão em comprimento de onda.

4.2 Conversor em comprimento de onda baseado em FWM de um SOA

Os resultados obtidos a partir das montagens experimentais ilustradas nas Fig. 3.13 e 3.14 são mostrados e analisados a seguir.

Inicialmente, foi avaliada a conversão em comprimento de onda com conteúdo de informação senoidal, como na montagem ilustrada na Fig. 3.13. Para isso, o Laser 1 (λ_s) foi ajustado com potência de saída fixa em 10 dBm (Laser 2 desligado) e comprimento de onda de 1550 nm, o que resultou em cerca de 0,8 dBm de potência óptica na entrada do SOA (alta perda encontrada no acoplador 3 dB e nos controles de polarização CP1 e CP2). O SOA foi

polarizado com uma corrente de 320 mA. Como visto na seção anterior, o modulador de fase possui melhor funcionamento em 10 GHz. Com isso o gerador de sinal analógico foi fixado em 10 GHz e sua potência de saída variada de -20 até 25 dBm. A amplitude pico-a-pico da portadora óptica, discriminada pelo filtro óptico, foi visualizada no DCA.

Em seguida, o Laser 2 (λ_{cw}) sem conteúdo de informação, foi ajustado com potência de saída de 10 dBm e comprimento de onda fixo em 1551 nm. Os sinais ópticos de ambos os lasers foram combinados através de um acoplador direcional de 3 dB antes de serem acoplados ao SOA, o que resultou em 13,9 dBm de potência na saída do SOA. Neste caso, devido ao alto nível de potência, foi necessário o uso de um atenuador digital para evitar a saturação do fotodetector do DCA. A Fig. 4.4 apresenta a amplitude pico-a-pico do sinal resultante da conversão de modulação de fase para modulação de amplitude da portadora λ_s em função da potência do gerador de sinais (profundidade de modulação).

Pode-se notar que, aumentando-se a potência do gerador senoidal, ou seja, da profundidade de modulação, há um aumento na amplitude do sinal convertido. Com 25 dBm na entrada do modulador, obteve-se 2,34 mV de amplitude pico a pico do sinal. No entanto observou-se distorção do mesmo. Nota-se, também, que há perda na amplitude pico-a-pico da portadora devido aos produtos de intermodulação gerados por FWM no interior do SOA com a presença de λ_{cw}. Resultados aqui não mostrados indicam que, quanto maior a corrente de polarização do SOA, maior a amplitude pico-a-pico do sinal convertido. Este fato está relacionado com o aumento da densidade de portadores disponíveis para amplificação, como mencionado no levantamento teórico no Capítulo 2.

Ainda na Fig. 4.4, pode-se notar que, com 25 dBm de potência de saída do gerador de sinais, a amplitude pico-a-pico caiu para 0,95 mV com a presença de λ_{cw}. No entanto, apesar da alta profundidade de modulação alcançada com esse nível de potência, houve alta distorção no sinal de saída do discriminador. Em vista disto, um bom candidato para análise do desempenho da conversão de comprimento de onda baseado em FWM, com modulação senoidal, foi utilizando 20 dBm de potência na entrada do modulador de fase, pois com este

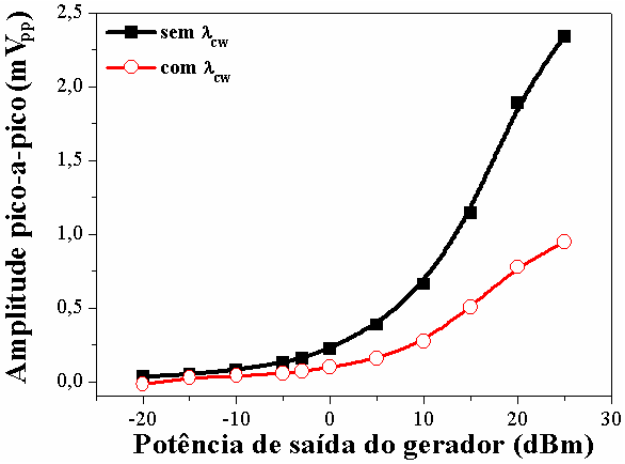


Figura 4.4: Amplitude pico-a-pico resultante da conversão de modulação de fase em modulação de intensidade da portadora em função da potência de saída do gerador, tendo o acoplamento de λ_{cw} como parâmetro.

valor verificou-se menor distorção e 0,8 mV_{pp} mesmo com a presença de λ_{cw}.

Dessa forma, como mencionado anteriormente, utilizou-se a nomenclatura adotada por [34], na qual os comprimentos de onda gerados por FWM maiores e menores que λ_s são denominados FWM+i e FWM-i, respectivamente, com i inteiro. O comprimento de onda de λ_s foi fixado em 1550 nm e o de λ_{cw} foi sintonizado de 1 a 4 nm acima (1551 a 1554 nm) e abaixo (1549 a 1546 nm) do valor de λ_s. A razão para isto foi a de analisar condições de conversão em situações onde $\lambda_{cw} > \lambda_s$, definidas como conversões para cima (*up-conversion*), e onde $\lambda_{cw} < \lambda_s$, definidas como de conversões para baixo (*down-conversion*) (vide Fig. 3.9). A faixa espectral de análise foi limitada pelo nível de resolução do DCA disponível.

Portanto, na sequência, mantendo-se λ_s e λ_{cw} com os mesmos níveis de potências utilizados anteriormente, analisou-se a amplitude pico-a-pico da conversão nos canais FWM+1 e FWM-1. A Fig. 4.5 apresenta a amplitude pico-a-pico em função da dessintonia para dois produtos de FWM FWM+1 e FWM-1. Os valores positivos e negativos da dessintonia são definidos como $\Delta\lambda_0 = \lambda_{cw} - \lambda_s > 0$ (*up-conversion*) e $\Delta\lambda_0 = \lambda_{cw} - \lambda_s < 0$ (*down-conversion*), respectivamente.

Pode-se destacar na Fig. 4.5 que o canal FWM-1 em *down-conversion*, com $\Delta\lambda_0 = -1$

nm apresenta o melhor resultado de amplitude pico-a-pico com 84 μV. Tal comportamento pode ser consequência da ocupação da banda do semicondutor em condições de altíssima saturação, menos intensa em comprimentos de onda menores, ou seja, maior energia [34]. Isto leva a uma dependência do FWM com o comprimento de onda utilizado [34]. Por outro lado, o FWM+1 e o FWM-1 apresentam amplitudes pico-a-pico, próximas em *up-conversion*, por exemplo, quando $\Delta\lambda_0 = 1$ nm obteve-se 45 μV_{pp}.

É importante destacar que se conseguiu resultados de conversão com até 4 nm de dessintonia em *up-conversion* e *down-conversion* com relativa amplitude pico-a-pico para ambos os casos. Outro fato importante é, também, que a eficiência da conversão em comprimento de onda de canais modulados em fase via mistura de quatro ondas decai com o aumento do espaçamento espectral das portadoras envolvidas no processo, evidenciando desta forma, a correspondência entre os resultados experimentais e os teóricos descritos na literatura [36].

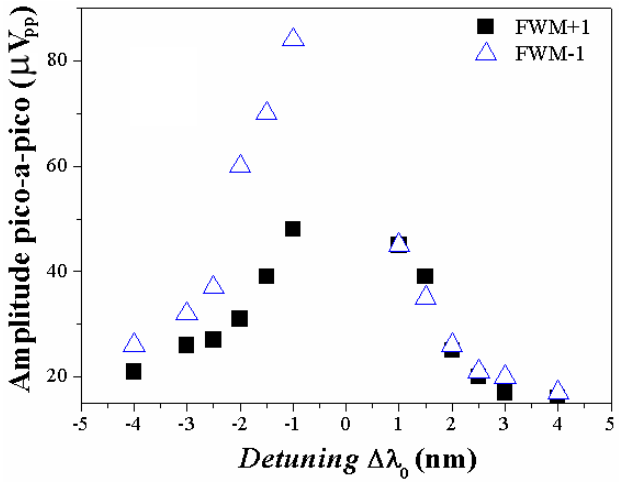


Figura 4.5: Amplitude pico-a-pico em função do *detuning* para dois produtos de intermodulação gerados por FWM: FWM+1 e FWM-1.

As Fig. 4.6 (a)-(e) apresentam, respectivamente, as amplitudes pico-a-pico convertidas da portadora óptica e dos canais gerados pela mistura de quatro ondas no SOA com variação da dessintonia em casos distintos de conversão para cima e para baixo. A Fig. 4.6 (a) ilustra o caso no qual a portadora (λ_s) foi modulada senoidalmente em 10 GHz, com 20

dBm de potência de saída do gerador de sinais, tendo a presença do canal λ_{cw} no SOA. Após passar pelo filtro discriminador, λ_s resultou em 0,8 mV de amplitude pico-a-pico. Já nas Fig. 4.6 (b) e (c) apresentam-se as respostas da conversão para cima (*up-conversion*) com dessintonia de 4 nm em relação a λ_s. Como mencionado anteriormente, devido à baixa resolução do osciloscopio digital, não foi possível alcançar maiores espaçamentos espectrais na conversão e pode-se notar também a presença de ruído no sinal possivelmente causados pela ASE do SOA. Mesmo assim, com $\Delta\lambda_0 = 4$ nm, FWM+1 e FWM-1 alcançaram 16 e 17 μV_{pp}, respectivamente.

Além disso, os melhores resultados obtidos neste procedimento experimental foi na conversão para baixo (*down-conversion*) e são ilustrados nas Fig. 4.6 (d) e (e), para dessintonia de -1 nm. Neste caso em destaque, os produtos de intermodulação FWM+1 e FWM-1 obtiveram, respectivamente, 48 e 84 μV de amplitude pico-a-pico. Para comprovar que os produtos de intermodulação apresentavam a mesma frequência da portadora modulada em fase foi utilizado um programa de confecção de gráficos (*Origin 8.0*) para calcular a transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT) e, desta forma avaliar FWM+1 e FWM-1 por meio dos seus espectros de frequência. Resultados que não estão sendo aqui apresentados mostraram que tanto a portadora quanto os produtos de intermodulação exibiam a presença da primeira harmônica de ordem par de acordo com (4.1). Desta forma, viu-se que o sinal de saída do gerador de sinal analógico utilizado não apresentava uma senoide pura a qual deveria ser representada apenas pela harmônica fundamental $\text{sen}(\omega_c t)$.

$$e(t) = \text{sen}(\omega_c t) + \text{sen}(2\omega_c t) \tag{4.1}$$

Em (4.1), $e(t)$ é o sinal resultante e ω_c é a frequência angular da portadora óptica.

A polarização óptica relativa entre as portadoras de entrada é um fator limitante na conversão em comprimento de onda via FWM, conforme mencionado no capítulo anterior. É interessante observar que, caso a polarização óptica não fosse otimizada, os resultados

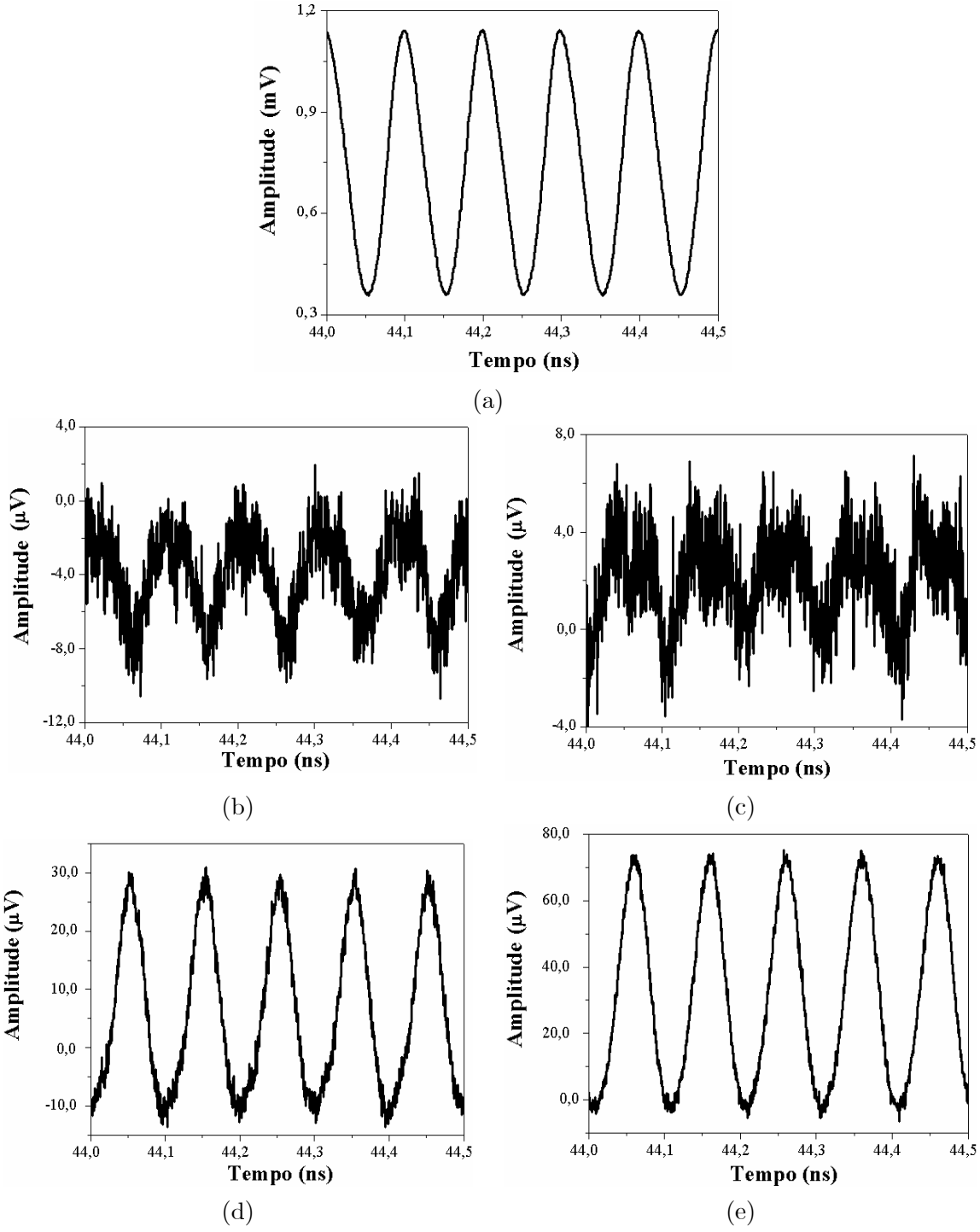


Figura 4.6: Amplitudes da (a) portadora e dos produtos de FWM com *detuning* de 4 nm em *up-conversion* (b) FWM+1 e (c) FWM-1, e com *detuning* de -1 nm em *down-conversion* (d) FWM+1 e (e) FWM-1.

experimentais aqui apresentados diminuíam ao ponto do DCA não conseguir distinguir sinal do ruído de fundo do aparelho.

Posteriormente, para ampliar a caracterização do conversor em comprimento de ondas baseado em FWM, foi utilizada modulação digital BPSK para λ_s. Para caracterização da resposta a sinais pseudo-aleatórios, devido à baixa potência de saída do gerador de padrão de pulsos, empregou-se um amplificador de RF da *Agilent* (1 até 26,5 GHz), na tentativa de aumentar a profundidade de modulação necessária para o funcionamento do modulador de fase disponível. A montagem ilustrada na Fig. 3.14 foi utilizada para caracterização do conversor. Os Lasers (λ_s, λ_{cw}) e o SOA foram mantidos, respectivamente, com os mesmos níveis de potência de saída e de corrente de polarização utilizados anteriormente. Além disso, para evitar possíveis reflexões espúrias, acrescentou-se mais um isolador na entrada do SOA. Por ser um amplificador de RF de pequenos sinais, apenas 400 mV de tensão de saída do gerador foi utilizada de modo que o amplificador não operasse sob regime de saturação.

No entanto, nas primeiras análises, observou-se que, mesmo com o amplificador de RF, não se conseguiu boa profundidade de modulação. Desta forma, conjuntamente com o baixo nível de resolução do DCA, não foi possível a distinção do nível de potência dos 'bits' 0 e 1. Optou-se, então, pela utilização do gerador de padrão de pulsos no modo pulsado, onde a saída passava a apresentar um padrão de onda quadrada no período pré-definido. Assim, devido a limitação do próprio gerador, as taxas de transmissão disponíveis foram de 2, 4, 7 e 14 Gbps.

Inicialmente, avaliou-se o conteúdo de informação da portadora (λ_s), com a ausência e presença de λ_{cw}, para as taxas de transmissão supracitadas. A Fig. 4.7 apresenta a amplitude pico-a-pico do sinal resultante da conversão da modulação BPSK para modulação de amplitude de λ_s, em função da taxa de transmissão. Pode-se notar que, com o aumento da taxa de transmissão, a amplitude pico-a-pico da portadora discriminada (λ_s) é mantida apenas com uma pequena variação. Para 2 e 14 Gbps, as amplitudes medidas foram 1,16 e 1,18 mW_{pp}, respectivamente. Contudo, com a presença de λ_{cw}, as amplitudes caíram, respectivamente,

para 0,51 e 0,53 μW_{pp}. É interessante frisar que estes resultados evidenciam o fato da conversão em comprimento de onda baseada na mistura de quatro ondas ser independente da taxa de transmissão utilizada, o que torna o método atrativo para redes ópticas que estão em fase de expansão [31, 32].

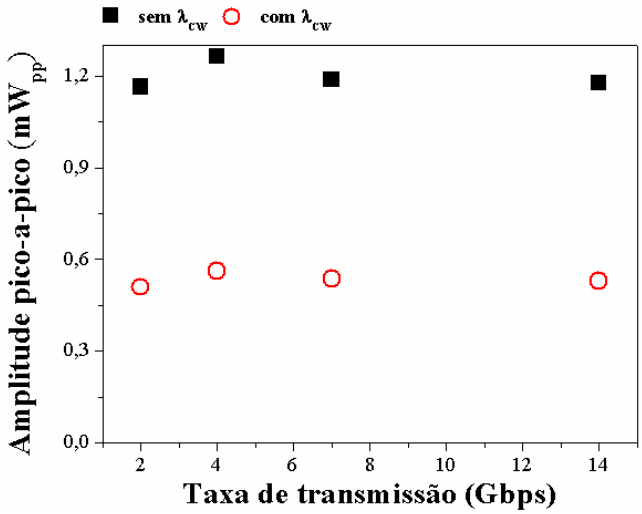


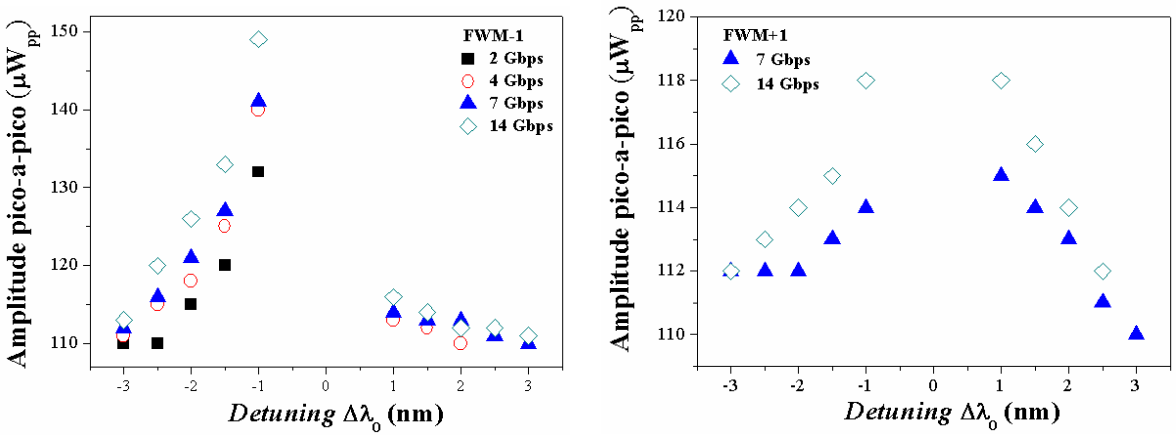
Figura 4.7: Amplitude pico-a-pico da portadora (λ_s) com a ausência e presença do canal λ_{cw} em função da taxa de transmissão.

Logo em seguida, foram realizados procedimentos similares ao experimento anterior, no qual verificou-se a conversão da modulação em fase para os primeiros produtos de intermodulação FWM+1 e FWM-1 por meio da análise das respectivas amplitudes pico-a-pico do sinal de saída do filtro discriminador. No entanto, o Laser 1 (λ_s) foi fixado em 1550 nm com conteúdo de modulação digital BPSK, enquanto que o Laser 2 (λ_{cw}), não-modulado, foi sintonizado de 1 a 3 nm acima (1551 a 1553 nm) e abaixo (1549 a 1547 nm) em relação a λ_s, para a análise dos casos de *up-conversion* e *down-conversion* (a nomenclatura adotada foi a mesma utilizada anteriormente). Novamente, o limite da faixa de análise espectral foi determinada pelo nível de resolução do DCA.

As Fig. 4.8 (a) e (b) apresentam as amplitudes pico-a-pico para taxas de transmissão de 2 a 14 Gbps em função da dessintonia para os produtos de FWM FWM+1 e FWM-1 (vide Fig. 3.9). Na Fig. 4.8 (a), é possivel notar que o canal FWM-1 em *down-conversion* tem o melhor

resultado de amplitude pico-a-pico, com 149 μW_{pp} e -1 nm de *detuning*, em 14 Gbps. Ainda na Fig. 4.8 (a) observa-se também que os valores das amplitudes pico-a-pico descrescem com o aumento do *detuning* para todas a taxas de transmissão, chegando a valores bem próximos em *down-conversion* (113 μW_{pp}, 112 μW_{pp}, 111 μW_{pp}, 110 μW_{pp}, respectivamente, para 2, 4, 7, 14 Gbps) quando $\Delta\lambda_0 = -3$ nm. Como mencionado anteriormente, este comportamento pode ser consequência da ocupação da banda do semicondutor em condições de altíssima saturação, menos intensa em comprimentos de onda menores [34].

Já na Fig. 4.8 (b), para as mesmas condições de medição utilizadas no caso de conversão para cima, observou-se que, em *down-conversion*, o maior valor de amplitude pico-a-pico foi a do canal FWM+1, com -1 nm de *detuning*, em 14 Gbps (118 μW_{pp}). Entretanto, reciprocamente, os canais FWM+1 e FWM-1 obtiveram os valores de amplitudes pico-a-pico próximos em *up-conversion*.



(a) (b)

Figura 4.8: Amplitude pico-a-pico em função do *detuning* $\Delta\lambda_0$, para taxas de transmissão de 2 a 14 Gbps dos produtos de intermodulação (a) FWM-1 e (b) FWM+1.

O nível de resolução do osciloscópio digital e a baixa profundidade de modulação foram fatores cruciais nos resultados experimentais, pois, para algumas taxas de transmissão, não foi possível se obter a amplitude pico-a-pico. No entanto, é importante destacar que conseguiu-se 3 nm de conversão para cima e para baixo utilizando-se modulação BPSK com taxas de transmissão de 2, 4, 7 e 14 Gbps. Para exemplificar, alguns casos das amplitudes pico-a-pico

da portadora óptica e dos canais gerados por FWM no SOA com variação do *detuning* em avaliações distintas de conversão para cima e para baixo são ilustrados nas Fig. 4.9 (a)-(e). O caso para a portadora (λ_s), com modulação BPSK de 14 Gbps e na presença do canal sem informação (λ_{cw}), está ilustrado na Fig. 4.9 (a). Observa-se que há uma deformação do pulso quadrado, possivelmente ligada ao fato de que seus componentes harmônicos não serem igualmente amplificados pelo amplificador de RF. De fato, a partir da FFT do sinal de onda quadrada, o seu espectro pode ser decomposto por um somatório de vários harmônicos de ordem ímpar:

$$\begin{aligned} \Psi(t) &= \operatorname{sen}(\omega_c t) + \frac{1}{3}\operatorname{sen}(3\omega_c t) + \frac{1}{5}\operatorname{sen}(5\omega_c t) + \frac{1}{7}\operatorname{sen}(7\omega_c t) + \frac{1}{9}\operatorname{sen}(9\omega_c t) + \ ... \\ &= \sum_{n=1}^{\infty}\left[\frac{1}{2n-1}\operatorname{sen}\left((2n-1)\omega_c t\right)\right] \end{aligned} \tag{4.2}$$

Desta forma, devido à limitada faixa de ganho do amplificador de RF disponível (1 a 26,5 GHz), tem-se uma das causas prováveis da deformação no formato dos pulsos quadrados. Um outro fator a ser levado em consideração é o discriminador de frequências, visto que, dependendo da posição espectral do canal em relação a este, houve distorção no sinal convertido em amplitude, uma vez que a variação em fase do sinal fazia com que o sinal discriminado ocupasse tanto a banda de passagem quanto a banda de rejeição do filtro. Dessa forma, alguns componentes de frequência foram atenuadas/filtradas. Nas Fig. 4.9 (b) e (c), apresentam-se os espectros dos canais FWM+1 e FWM-1 em conversão para baixo (*down-conversion*), com dessintonia de -1 nm em relação a λ_s. Nesse caso, nota-se que o espectro do canal FWM-1 exibe a melhor amplitude pico-a-pico. Já nas Fig. 4.9 (d) e (e), apresentam-se as respostas da conversão para cima (*up-conversion*) com dessintonia de 1 nm para FWM+1 e FWM-1. Nota-se que, possivelmente devido à baixa profundidade de modulação, não foi possível se obterem resultados aceitáveis de amplitude pico-a-pico; contudo, conseguiu-se uma janela de conversão para cima e para baixo de 3 nm com conteúdo de modulação BPSK.

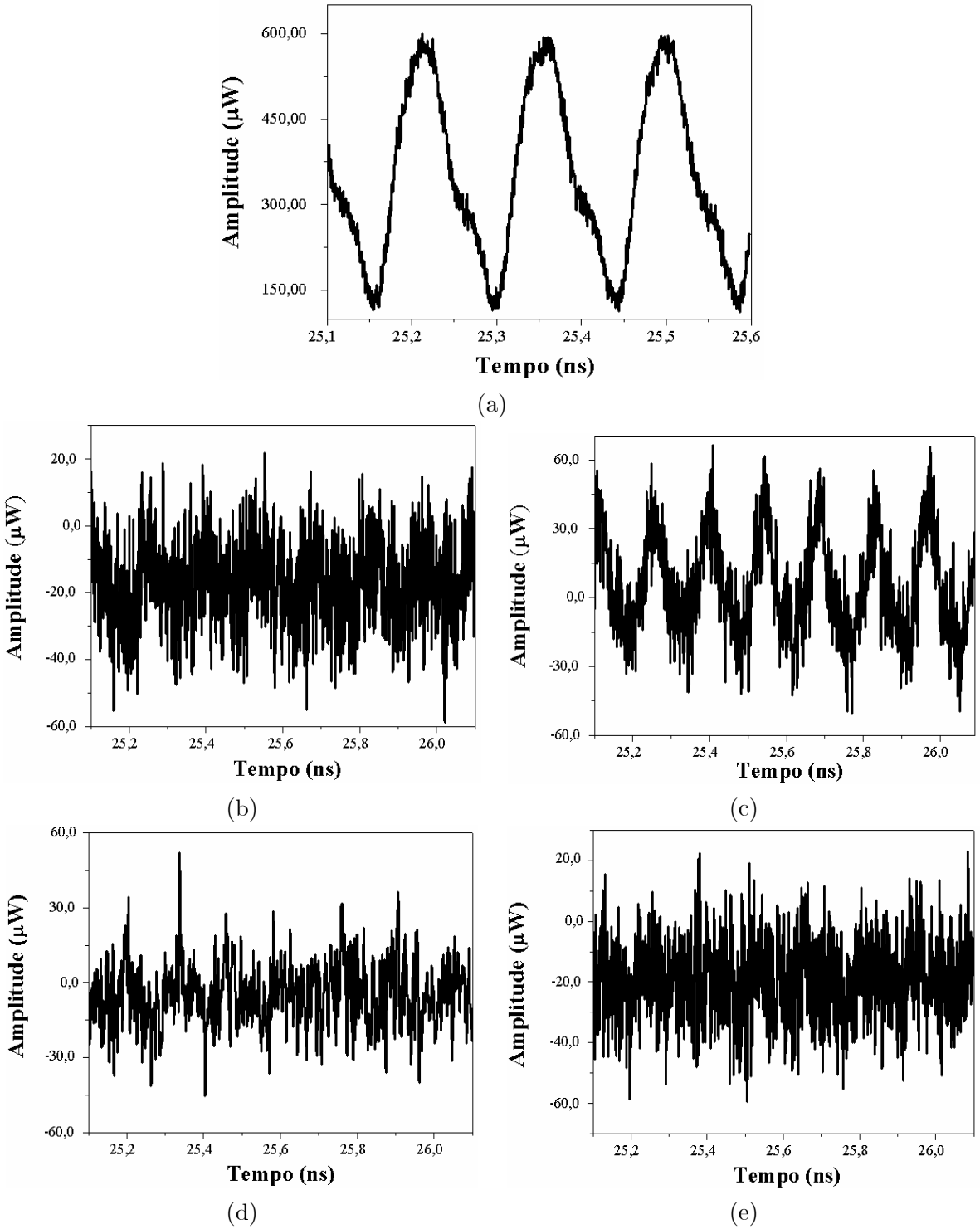


Figura 4.9: Amplitudes em 14 Gb/s da (a) portadora e dos produtos de FWM com *detuning* de -1 nm em *down-conversion* (b) FWM+1 e (c) FWM-1, e com *detuning* de 1 nm em *up-conversion* (d) FWM+1 e (e) FWM-1.

Novamente, é importante salientar que, devido à necessidade de que os vetores de onda coincidam para que se consiga um comportamento não-linear, o efeito do FWM e, consequentemente, da conversão em comprimento de onda via FWM, é bem sensível à variação da polarização óptica relativa entre λ_s e λ_{cw}. O ajuste da polarização mostrou que em alguns casos, torna-se impraticável obterem-se resultados de conversão.

Neste capítulo, apresentou-se uma análise experimental da conversão em comprimento de onda de canais com conteúdo de modulação analógico e digital via mistura de quatro ondas, utilizando-se um amplificador óptico a semicondutor. O conversor baseado em FWM tem a vantagem de ser independente do formato de modulação dos sinais de entrada, uma vez que a amplitude das ondas geradas é proporcional ao produto das amplitudes das ondas de entrada, enquanto que a fase e a frequência das ondas resultantes são combinações lineares das fases e frequências de entrada, como mencionado no Capítulo 2. Os resultados experimentais apresentados foram satisfatórios, indicando que, apesar da pequena faixa espectral de conversão, este tipo de técnica é promissora devido à possibilidade de se usarem formatos avançados de modulação [4]. Devido à geração de múltiplas portadoras, este tipo de conversor pode ser empregado em aplicações de *multicast* (emissão de múltiplos canais) [42]. No entanto, o FWM apresentou alta sensibilidade à polarização óptica entre as portadoras de bombeio e de dados, possivelmente devido ao FWM ser baseado nos efeitos intrabandas e interbandas [34].

Capítulo 5

Conclusões e Trabalhos Futuros

A caracterização empírica de um conversor de comprimentos de onda baseado na mistura de quatro ondas em amplificadores ópticos a semicondutor foi apresentada e discutida. A modulação e demodulação de sinais modulados em fase foi apresentada, bem como a modelagem matemática e uma breve introdução do funcionamento intrínseco do dispositivo SOA. Foi abordado o princípio do efeito de mistura de quatro ondas em SOAs, assim como todo o processo de montagem experimental e a descrição dos equipamentos utilizados para execução do experimento, com suas principais características físicas e funcionais. Foram realizadas caracterizações para os dispositivos utilizados, visando um melhor entendimento dos mesmos. Por fim, foram mostrados todos os resultados obtidos nos experimentos elaborados para o conversor de comprimento de onda.

Inicialmente, com o intuito de se obter os melhores níveis de potência, a janela de conversão e o melhor e pior caso da variação da polarização óptica das portadoras envolvidas no processo, o efeito FWM nos SOAs foi caracterizado em termos de: dessintonia, potência e polarização óptica dos sinais de entrada. Baseado nos melhores resultados obtidos de caracterização, o conversor em comprimento de onda baseado no FWM em SOAs foi avaliado, primeiramente, com conteúdo de modulação de fase senoidal em 10 GHz. O conteúdo de informação dos canais FWM+1 e FWM-1 foi analisado para cada caso de dessintonia

considerando-se a amplitude pico-a-pico obtida do sinal discriminado pelo filtro óptico como parâmetro. Resultados satisfatórios foram obtidos para conversão em *up-conversion* e *down-conversion* para uma dessintonia de até 4 nm. O conversor apresentou alta dependência com a polarização óptica, pois, caso a mesma não fosse otimizada, os resultados experimentais aqui apresentados diminuíam ao ponto do DCA não conseguir distinguir sinal do ruído de fundo do aparelho.

Posteriormente, o conversor em comprimento de onda foi caracterizado utilizando-se modulação BPSK. No entanto, devido ao baixo nível de potência de saída do amplificador de RF disponível não foi possível a obtenção de diagramas de olho. Assim, optou-se por utilizar o gerador de padrão de pulsos no modo pulsado. Foram realizadas medidas com taxas de transmissão de 2, 4, 7 e 14 Gbps para as mesmas condições de análise com sinal senoidal. Neste experimento, o dispositivo apresentou resultados de conversão para até 14 Gbps. Além disso, resultados aceitáveis foram obtidos tanto para os casos de *up-conversion* quanto *down-conversion*, num janela de até 3 nm.

Em visão geral, o estudo do conversor em comprimento de onda de canais com modulação de fase via mistura de quatro ondas, apresentados aqui por meio de montagens experimentais, foram promissores e apresentaram resultados satisfatórios. Tal abordagem é uma alternativa viável e reforça a importância desse dispositivo nas redes ópticas, onde a demanda por uma taxa de transferência de dados cada vez mais rápida é crescente.

A partir dos resultados aqui apresentados, os seguintes tópicos para trabalhos futuros podem ser sugeridos:

1. Fazer novas medições com um amplificador de RF que opere numa maior faixa de frequências e, também, com maior potência de saída, para que se consiga boa profundidade de modulação e, possivelmente, os diagramas de olho;

2. Realizar conversão em comprimento de onda utilizando formatos de modulação avançados, tais como o QPSK, o DQPSK e o DP-QPSK;

3. Realizar uma nova caracterização utilizando um SOA ultralongo, com cavidade de 8 mm, na tentativa de se obter conversão para múltiplos canais;

Alguns resultados apresentados nesta dissertação foram publicados em congressos internacionais:

- **E. C. Magalhães**, E. Conforti e A. C. Bordonalli, "Empirical Characterization of Wavelength Conversion for Phase Modulated Channels Based on SOA-FWM Properties", *Anais do Latin America Optics and Photonics Conference (LAOP) 2010*, artigo TuB3, Recife, PE, Brasil, 2010.

- **E. C. Magalhães**, E. Conforti e A. C. Bordonalli, "Wavelength Conversion Characterization of 2-14 Gb/s BPSK Channels Based on SOA-FWM Properties", *Anais do Frontiers in Optics 2010/Laser Science XXVI (FiO/LS) 2010*, artigo JTuA31, Rochester, NY, EUA, 2010.

Além destes, outro trabalho sobre a caracterização de um conversor de comprimentos de onda baseados no efeitos XGM e FWM foi publicado no 14^o Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica:

- **E. C. Magalhães**, N. S. Ribeiro, E. Conforti e A. C. Bordonalli, "Caracterização de um conversor de comprimento de onda baseado em efeitos não lineares de SOAs", *Anais do 14^o Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO) e 9^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG)*, MOMAG 2010, Vila Velha, ES, vol. CD-rom, pp. 847-851, 2010.

Referências Bibliográficas

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

[2] E. Ip e J. M. Kahn, "Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion", *J. Lightwave Technol.*, vol. 25, pp. 2033–2043, 2007.

[3] Ju Han Lee, "All-optical Signal Processing Using Specialty Fibers", Anais do Optical Fiber Communication/National Fiber Optic Engineers Conference (ECOC/NFOEC) 2008, San Diego, CA, EUA, 2008.

[4] P. J. Winzer e R. Essiambre, "Advanced Modulation Formats for High-Capacity Optical Transport Networks", *J. Lightwave Technol.*, vol. 24, n^o 12, pp. 4711-4728, 2006.

[5] T. Pfau, S. Hoffmann, O. Adamczyk, R. Peveling,V. Herath, M. Porrmann e R. Noé, "Coherent optical communication: Towards real timesystems at 40 Gbit/s and beyond", *Opt. Express*, vol. 16, pp. 866–872, 2008.

[6] N. S. Ribeiro, "Chaveamento Eletro-Óptico Ultrarrápido e Conversão Regenerativa Utilizando Amplificadores Ópticos a Semicondutor", tese de doutorado, FEEC-UNICAMP, 2009.

[7] J. G. Proakis, "Digital Communications", 4^a ed., *McGraw-Hill* , New York, EUA, 2001.

[8] Jinye Zhang, A. Nicholas Hone e Thomas E. Darcie, "Phase-Modulated Microwave-Photonic Link With Optical-Phase-Locked-Loop Enhanced Interferometric Phase Detection", *J. Lightwave Technol.*, vol. 26, pp. 2549–2556, 2008.

[9] Yoshinari Awaji, Toshiaki Kuri e Wataru Chujo, "Error-free coherent detection of OC-192 phase-modulated data using Phase-to-Amplitude Conversion (PAC) based on optical injection locking", Anais da Conference on Lasers and Electro-optics - CLEO'01, pp. ThH1-1, Baltimore-MD, EUA, maio 2001.

[10] A. C. Bordonalli, C. Walton e A. J. Seeds, "High-Performance Homodyne Optical Injection Phase-Lock Loop Using Wide-Linewidth Semiconductor Lasers", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, pp. 1217-1219, 1996.

[11] W. V. Sorin, K. W. Chang, G. A. Conrad e P. R. Hernday, "Frequency Domain Analysis of an Optical FM Discriminator", *J. Lightwave Technol.*, vol. 10, pp. 787-793, 1992.

[12] I. Lyubomirsky e C. C. Chien, "DPSK Demodulator Based on Optical Discriminator Filter", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, pp. 492-494, 2005.

[13] L. Xu, C. Li, C. Wong e H. K Tsang, "Optical Differencial-Phase-Shift-Keying Demodulation Using a Silicon Microring Resonator", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 21, pp. 295-297, 2009.

[14] C. C. Chien, Y. H. Wang e I. Lyubomirsky, "Experimental Demonstration of Optical DQPSK Receiver Based on Frequency Discriminator Demodulator", *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, pp. 4228-4232, 2009.

[15] M. J. Connely, "Semiconductor Optical Amplifiers", 1^a ed., *Kluwer Academic Publisher*, Boston, EUA, 2002.

[16] G. P. Agrawal, "Fiber-Optic Communication Systems", 3^a ed., *Jonh Wiley & Sons* New York, EUA, 2002.

[17] G. P. Agrawal e N. K. Dutta, "Semiconductor Lasers", 2^a ed., *ITP*, New York, EUA, 1993.

[18] G.P. Agrawal e N.A. Olsson, "Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers", *IEEE J. of Quantum Electron.*, vol. 25, n^o 11, pp. 2297 -2306, novembro 1989.

[19] N.S. Ribeiro, C. M. Gallep e E. Conforti, "Wavelength conversion and 2R-regeneration using one semiconductor optical amplifier with cross-gain modulation compression", Anais da Conference on Lasers and Electro-optics - CLEO'08, pp. JWA28, San José-CA, EUA, maio 2008.

[20] C. M. Gallep, "Redução do tempo de chaveamento eletroóptico em amplificadores ópticos a semicondutor", tese de doutorado, FEEC-UNICAMP, 2003.

[21] M. N. Petersen, K. Schulze e F. Ramos, "Dispersion monitoring in all-optical networks using wavelength conversion based on FWM", *Electron. Lett.*, vol. 43, n^o 10, pp. 502-503, maio 2007.

[22] E. Conforti, C. M. Gallep, S. H. Ho, A. C. Bordonalli e S.-M. Kang, "Carrier reuse with gain compression and feed-forward semiconductor optical amplifiers", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn.*, vol. 50, n^o 1, pp. 77-81, janeiro 2002.

[23] R. J. Manning, A. D. Ellis, A. J. Poustie e K. J. Blow, "Semiconductor laser amplifiers for ultrafast all-optical signal processing", *J. Opt. Soc. Am. B*, vol. 14, n^o 11, pp. 3204-3216, 1997.

[24] E. C. Magalhães, N. S. Ribeiro, E. Conforti e A. C. Bordonalli, "Caracterização de um conversor de comprimento de onda baseado em efeitos não lineares de SOAs", Anais do 14^o Simpósio Brasileiro de Micro-ondas e Optoeletrônica (SBMO) e 9^o Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo (CBMAG), MOMAG 2010, Vila Velha, ES, vol. CD-rom, pp. 847-851, 2010.

[25] E.Conforti, A.C. Bordonalli, S. H. Ho e S. M. Kang, "Optical 2R remodulator using feedforward control of semiconductor optical amplifier gain", *Microw. Optical Techn. Lett.*, vol. 21, n^o 1, abril 1999

[26] M. F. C. Stephens, D. Nesset, K. A. Williams, R. V. Penty, I. H. White e M. J. Fine, "Dispersion compensation at 40 Gbit/s over 100 km of standard fibre via mid-span spectral inversion in semiconductor optical amplifier with integrated pump laser", *Electron. Lett.*, vol. 35, pp. 1359-1361, 1999.

[27] A. C. Bordonalli, A. D. Neto, C. R. Lima e E. Conforti, "Microwave signal generation by mixing of modulated optical carriers in saturated semiconductor optical amplifiers", Anais do IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC'99, Rio de Janeiro, RJ, agosto 1999.

[28] St. Fischer, M. Dulk, E. Gamper, W. Vogt, W. Hunziker, E. Gini, H. Melchior, A. Buxens, H. N. Poulsen e A. T. Clausen, "All-optical regenerative OTDM add-drop multiplexing at 40 Gb/s using monolithic InP Mach-Zehnder interferometer", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 12, pp. 335-337, 2000.

[29] K. Hussain, S. K. Varshney e P. K. Datta,"Intraband effects on ultrafast pulse propagation in semiconductor optical amplifier", *Pramana*, vol. 75, n^o 5, pp. 1011-1016, 2010.

[30] J. M. Yates, J. P. R. Lacey, M. P. Rumsewicz e M. A. Summerfield, "Performance of Networks Using Wavelength Converters Based on Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers", *J. Lightwave Technol.*, vol. 17, n^o 5, 1999.

[31] S.J.B. Yoo, "Wavelength conversion tecnologies for WDM network applications", *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, n^o 6, pp 942-954, Jun 1996.

[32] J.M.H. Elmirghani e H.T. Mouftah, "All-optical wavelength conversion: technologies and applications in DWDM networks", *IEEE Comm. Mag.*, vol. 38, n^o 3, pp. 86-92, 2002.

[33] G. P. Agrawal, "Nonlinear Fiber Optics", 2^a ed., *Academic Press*, San Diego-CA, EUA , 1995.

[34] N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, A. L. Cavalcante e E. Conforti, "Four wave mixing characterization of semiconductor optical amplifiers with different cavity lengths", Anais do IEEE/SBMO International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC'07, Salvador, BA, outubro/novembro 2007.

[35] G. P. Agrawal, "Four-wave mixing and phase conjugation in semiconductor laser media", *Opt. Lett.*, vol. 12, n^o 4, pp. 260-262, 1987.

[36] T. Mukai e T. Saidoh, "Detuning Characteristics and Conversion Efficiency of Nearly Degenerate Four-Wave Mixing in a 1.5-μm Traveling-Wave Semiconductor Laser Amplifier", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 26, n^o 5, pp. 865-875, 1990.

[37] C. Politi, D. Klonidis e M. J. OMahony, "Dynamic Behavior of Wavelength Converters Based on FWM in SOA", *IEEE J. Quantum Electron.*, vol. 42, n^o 2, pp.108-125, 2006.

[38] G. Contestabile, L. Banchi, M. Presi e E. Ciaramella, "Investigation of Transparency of FWM in SOA to Advanced Modulation Formats Involving Intensity, Phase, and Polarization Multiplexing", *J. Lightwave Technol.*, vol. 27, n^o 19, pp. 4256-4261, outubro 2009.

[39] C. M. Gallep, O. Raz e H. J. S. Dorren, "Polarization Independent Dual Wavelength Converter Based on FWM in a Single Semiconductor Optical Amplifier", Anais da Optical Fiber Communications Conference (OFC) 2010, artigo OWP2, San Diego, CA, EUA, 2010.

[40] E. C. Magalhães, E. Conforti e A. C. Bordonalli, "Empirical Characterization of Wavelength Conversion for Phase Modulated Channels Based on SOA-FWM Properties", Anais do Latin America Optics and Photonics Conference (LAOP/OSA) 2010, artigo TuB3, Recife, PE, Brasil, 2010.

[41] E. C. Magalhães, E. Conforti e A. C. Bordonalli, "Wavelength Conversion Characterization of 2-14 Gb/s BPSK Channels Based on SOA-FWM Properties", Anais do Frontiers in Optics 2010/Laser Science XXVI (FiO/LS) 2010, artigo JTuA31, Rochester, NY, EUA, 2010.

[42] G. Contestabile, M. Presi e E. Ciaramella, "Multiple wavelength conversion for WDM multicasting by FWM in an SOA", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, n^o 7, pp. 1775-1777, julho 2004.