



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

Geração de Sinais de RF por Mistura de Harmônicas de Portadoras Ópticas Moduladas em Amplificadores Ópticos a Semicondutor

Jeferson Luiz Benitez

Orientador:

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

Composição da Banca Examinadora:

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli – FEEC/UNICAMP – Presidente

Prof. Dr. Ben-Hur Viana Borges – EESC/USP, São Carlos

Prof. Dr. Cristiano de Mello Gallep – CESET/UNICAMP

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para obtenção do grau de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Campinas, dezembro de 2008

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

B437g Benitez, Jeferson Luiz
Geração de Sinais de RF por Mistura de Harmônicas
de Portadoras Ópticas Moduladas em Amplificadores
Ópticos a Semicondutor / Jeferson Luiz Benitez. --
Campinas, SP: [s.n.], 2008.

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

1. Microondas. 2. Ótica eletrônica. 3. Modulação
(Eletrônica). I. Bordonalli, Aldário Chrestani. II.
Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de
Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: RF Signal Generation By Mixing Harmonics of
Modulated Optical Carriers in Semiconductor Optical
Amplifiers

Palavras-chave em Inglês: Microwaves, Electronics optics, Modulation
(Electronics)

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Ben-Hur Viana Borges, Cristiano de Mello Gallep

Data da defesa: 05/12/2008

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

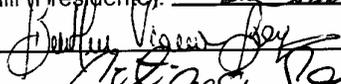
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

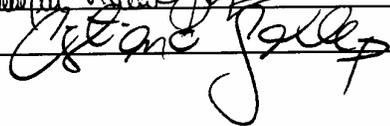
Candidato: Jeferson Luiz Benitez

Data da Defesa: 5 de dezembro de 2008

Título da Tese: "Geração de Sinais de RF por Mistura de Harmônicas de Portadoras Ópticas Moduladas em Amplificadores Ópticos a Semicondutor"

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

Prof. Dr. Ben-Hur Viana Borges:  _____

Prof. Dr. Cristiano de Mello Gallep:  _____

AGRADECIMENTOS

Meu agradecimento a ELE, Deus Pai Todo Poderoso, pelas bênçãos que tem promovido em minha vida, por me mostrar todos os dias o caminho da Luz.

Um agradecimento especial à minha esposa, Michelle Alves Wilhelms Benitez, por acreditar em mim, pelas concessões que teve que fazer para estar ao meu lado em todos os momentos, dando-me força, ânimo, suporte, amor e carinho para que pudéssemos sempre seguir em frente.

Agradeço aos meus pais, Ranulfo Benitez e Justina Inez Cescon Benitez, irmãos, Cleverson Luiz Benitez e Ederson Luiz Benitez, que foram meu alicerce no início de minha vida e que me proporcionaram condições de estudo.

Agradeço aos professores Roberto Apolônio e Arnulfo Barroso de Vasconcelos da UFMT, pelas recomendações aos estudos de mestrado.

Agradeço aos colegas Rivaél Strobel Penze, Zelman Strobel Penze e Saulo Sodré dos Reis, por todo o apoio dado logo que cheguei à Campinas.

Meus agradecimentos e estima ao meu orientador Aldário Chrestani Bordonalli, pela oportunidade oferecida e por todo o suporte e apoio fundamentais para a conclusão deste trabalho.

Agradeço a CAPES, pelo apoio financeiro, que foi fundamental para que fosse possível a realização deste mestrado.

Agradeço à UNICAMP, professores, funcionários e colegas de mestrado e doutorado da FEEC, por me terem proporcionado viver momentos de grande aprendizado.

RESUMO

As propriedades do ganho cruzado em amplificadores ópticos semicondutores visando a geração de sinais de RF é investigada experimentalmente neste trabalho. Observou-se que a utilização de amplificadores ópticos altamente saturados e realimentados opticamente pode ter desempenho similar ao caso de vários amplificadores em cascata nas aplicações de geração de sinais de RF, oferecendo um ganho acima de 10 dB para duas portadoras ópticas moduladas e separadas de 8 nm. A saturação altera o mecanismo de ganho do amplificador, produzindo um efeito de mistura entre as componentes de modulação dos sinais ópticos. Para portadoras ópticas moduladas em 250 MHz e 400 MHz, produziu-se, após a fotodeteção, componentes eletrônicas com frequências de batimento de 150 e 650 MHz.

ABSTRACT

The gain-crossed properties of semiconductor optical amplifiers are experimentally investigated here. It was observed that optically feed-backed saturated amplifiers could achieve similar performance as that of cascaded amplifiers, offering up to 10 dB gain to two 8-nm-apart modulated optical carriers. Due to saturation the amplifier gain mechanism is altered leading to a mixing effect that causes the frequency components of the optical signals to be exchanged. For optical carriers modulated at 250 MHz and 400 MHz, this mixing effect produced, after photodetection, up and down-converted electronic components at 650 and 150 MHz, respectively.

SUMÁRIO

1 - Introdução Geral

1.1 – Motivação	1
1.2 – Apresentação da Dissertação	5

2 – Técnicas de Geração e Conversão de Portadoras

2.1 – Introdução	6
2.2 – Enlace de Travamento de Fase Óptica	8
2.3 – Travamento por Injeção Óptica	10
2.4 – Enlace de Travamento de Fase com Injeção Óptica	12
2.5 – Travamento de Modos	15
2.6 – Conclusões	20

3 – Teoria do Amplificador Óptico a Semicondutor

3.1 – Introdução	21
3.2 – Tipos de Amplificadores Ópticos a Semicondutor	23
3.3 – Caracterização de Amplificadores Ópticos a Semicondutor	27
3.4 – Modulação Cruzada de Ganho em Amplificadores Ópticos a Semicondutor	36
3.5 – Simulação da Modulação Cruzada do Ganho em SOAs	41
3.6 – Conclusões	42

4 – Projeto e Resultados Experimentais	
4.1 – Introdução	44
4.2 – Preparação dos Experimentos	46
4.3 – Geração de portadoras de RF através de utilização de SOAs cascadeados	48
4.4 – Geração de portadoras de RF através de utilização de SOAs realimentados opticamente	53
4.5 – Conclusões	57
5 – Conclusões Finais	58
Referências.....	60

SÍMBOLOS E ABREVIACÕES

ASE	<i>Amplified spontaneous emission</i> (emissão espontânea amplificada)
CCC	Central de comutação e controle
DFB	<i>Distributed feedback</i> (realimentação distribuída)
EDFA	<i>Erbium-doped fiber amplifier</i> (amplificador a fibra dopada com Érbio)
FB-SOA	Experimento de mistura de portadoras ópticas moduladas utilizando um SOA realimentado (<i>feedback</i>)
FI	Frequência intermediária
FP-SOA	SOA Fabry-Perot
FWM	<i>Four-wave mixing</i> (mistura de quatro ondas)
FWHM	<i>Full-width, half-maximum</i> (largura completa, meia potência)
LD	<i>Laser diode</i> (diodo laser semiconductor)
LO	Local oscillator (oscilador local)
MDL	<i>Mode-locking</i> (travamento de modos)
OIEC	<i>Optoelectronic integrated circuit</i> (circuito integrado optoeletrônico).
OIL	<i>Optical injection locking</i> (travamento por injeção óptica)
OIPLL	<i>Optical injection phase-locked loop</i> (laço de travamento de fase óptica com injeção)
OPLL	<i>Optical phase-locked loop</i> (laço de travamento de fase óptica)
PBS	<i>Polarizing beam splitter</i> (divisor de feixes polarizador)
PLL	<i>Phase-locked loop</i> (laço de travamento de fase eletrônica)
RF	Rádio-frequência
SNR	<i>Signal-to-noise ratio</i> (relação sinal-ruído)
SOA	<i>Semiconductor optical amplifier</i> (amplificador óptico a semiconductor)
TO	Laser transmissor
TW-SOA	<i>Traveling-wave SOA</i> (SOA de onda caminhante)
XGM	<i>Cross-gain modulation</i> (modulação cruzada do ganho)
XPM	<i>Cross-phase modulation</i> (modulação cruzada de fase)
WDM	<i>Wavelength division multiplexing</i> (multiplexação por divisão em comprimento de onda)

1-SOA	Experimento de mistura de portadoras ópticas moduladas utilizando um SOA
2-SOA	Experimento de mistura de portadoras ópticas moduladas utilizando dois SOAs cascadeados
a	Constante de ganho (m^2)
c	Velocidade da luz (m/s)
E	Campo elétrico total na cavidade do SOA (V/m)
E_L	Amplitude do campo elétrico que representa a portadora do laser local (V/m)
$E_{LO}(t)$	Campo elétrico que representa a portadora do laser local (V/m)
E_T	Amplitude do campo elétrico que representa a portadora do laser transmissor (V/m)
$E_{TO}(t)$	Campo elétrico que representa a portadora do laser transmissor (V/m)
f	Frequência do sinal incidente (Hz)
f_1	Frequência de operação do laser transmissor (Hz)
f_2	Frequência de operação do laser oscilador local (Hz)
f_{FI}	Frequência intermediária (Hz)
f_{LO}	Frequência de modulação do sinal do laser oscilador local (Hz)
f_{TO}	Frequência de modulação do sinal do laser transmissor (Hz)
f_r	Frequência de ressonância da cavidade óptica (Hz)
F_n	Figura de ruído
G	Ganho do amplificador ou fator de amplificação
G_0	Valor não saturado do fator de amplificação
g_0	Valor de pico do coeficiente de ganho determinado pelo nível de bombeamento do amplificador (m^{-1})
$g(w,P), g(N)$	Coeficiente de ganho do SOA (m^{-1})
h	Constante de Planck (J.s)
I	Corrente injetada na região ativa (A)
I_0	Corrente de transparência (A)
$\langle I \rangle$	Corrente média de um fotodetector (A)
L	Comprimento do SOA (m)

N	Densidade de portadores (m^{-3})
N_0	Densidade de portadores na transparência (m^{-3})
N_1	População atômica para os estados da banda de valência
N_2	População atômica para os estados da banda de condução
\bar{N}	Valor médio da densidade de portadores (m^{-3})
ΔN	Amplitude da variação temporal da densidade de portadores (m^{-3})
n_{sp}	Fator de emissão espontânea ou fator de inversão de população
P	Potência óptica do sinal a ser amplificado (W)
P_{in}	Potência de entrada do sinal a ser amplificado (W)
P_L	Potência do sinal do laser local (W)
P_{out}	Potência de saída do sinal a ser amplificado (W)
P_{out}^s	Potência de saturação de saída (W)
P_N	Parcela da potência de saída devido a ASE (W)
P_s	Potência óptica de saturação (W)
P_T	Potência do sinal do laser transmissor (W)
$P(z)$	Potência óptica no interior do SOA a uma distância z da face entrada (W)
q	Carga do elétron (C)
R	Responsividade de um fotodetector (A/W)
$(S/N)_{in}$	Relação sinal-ruído de entrada do amplificador
$(S/N)_{out}$	Relação sinal-ruído de saída do amplificador
T_2	Tempo de relaxação do dipolo (s)
V	Volume da região ativa (m^3)
$\omega = 2\pi f$	Frequência angular do sinal incidente (rad/s)
ω_0	Frequência angular central da banda de amplificação (rad/s)
Z	Impedância relativa do meio (Ω)
Δf_A	Largura de banda do amplificador (Hz)
Δf_d	Largura de banda do fotodetector (Hz)
Δf_g	Largura de banda de ganho (Hz)
σ_s^2	Contribuição do ruído balístico (A^2)
λ_1	Comprimento de onda do laser transmissor (Hz)

λ_2	Comprimento de onda do laser oscilador local (Hz)
τ_c	Tempo médio efetivo de recombinação de portadores (s)
φ_1	Fase do campo elétrico que representa a portadora do laser transmissor (rad)
φ_2	Fase do campo elétrico que representa a portadora do laser local (rad)
$\theta = \varphi_1 - \varphi_2$	Diferença de fase entre φ_1 e φ_2 (rad)
σ_m	Área de seção transversal da região ativa (m ²)
Γ	Fator de confinamento

LISTA DE FIGURAS

1.1	Sistema de comunicação fibra-rádio para aplicação em tecnologias de redes sem fio e comunicações móveis micro/pico celulares	2
2.1	Diagrama esquemático de um OPLL	10
2.2	Espectro de sinal eletrônico obtido após a fotodetecção do sinal de saída de um OPLL [11]. Largura de banda de resolução (RBW) = 300 kHz; referência = -5 dBm; eixo vertical = 5 dB/div.; eixo horizontal 10 MHz/div.; frequência central = 5 GHz.	11
2.3	Diagrama esquemático da técnica OIL	12
2.4	Diagrama esquemático de um OIL heteródino.....	11
2.5	Espectro de sinal eletrônico obtido após fotodetecção do sinal de saída de um sistema OIL como o da Fig. 2.4	13
2.6	Diagrama esquemático de um OIPLL	14
2.7	Espectro de sinal eletrônico obtido após a fotodetecção do sinal de saída de um OIPLL	15
2.8	Montagem experimental utilizando uma fonte laser emitindo em dois modos ópticos	18
2.9	Região ativa DFB integrada a uma cavidade estendida passiva	18
2.10	Espectro de sinal eletrônico obtido após fotodetecção do sinal de saída de um OEIC com laser sob travamento de modos	19
2.11	Laser em cavidade externa, com separação da luz em componentes ortogonais de polarização, para a geração de sinal após fotodetecção	20
3.1	Estruturas de um FP-SOA, desconsiderando-se as camadas indicadas em (a), e de um TW-SOA (a) simples e (b) face angulada	26
3.2	Espectro de saída de um TW-SOA que destaca a amplificação de um sinal centrado em 1550 nm, tendo a corrente de polarização do dispositivo como parâmetro.....	28
3.3	Ganho do amplificador em função da razão entre a potência de saída do amplificador e a sua potência de saturação, onde se assumiu $G_0 = 15$ dB e $P_s = 2,24$ mW.....	32
3.4	Diagrama conceitual da utilização do SOA como misturador totalmente óptico	38

3.5	Resultado de simulação que prevê a resposta do processo de mistura de sinais após a fotodeteção	43
4.1	Diagrama de blocos que representa o experimento com SOA realimentado opticamente (FB-SOA).....	46
4.2	Espectros ópticos dos sinais dos lasers TO (1540,75 nm) e LO (1540,85 nm).....	49
4.3	Espectros ópticos dos sinais dos lasers TO e LO após filtragem	50
4.4	Diagrama de bloco da configuração de SOAs em cascata.	51
4.5	Espectro do sinal de saída do fotodetector para o experimento 1-SOA	52
4.6	Espectro do sinal de saída do fotodetector para o experimento 2-SOA	53
4.7	Diagrama de bloco da configuração FB-SOA	54
4.8	Espectro do sinal de saída do fotodetector para o experimento FB-SOA	55
4.9	Diagrama de bloco da configuração FB-SOA em série com um segundo SOA.	56
4.10	Espectro do sinal de saída do fotodetector para o experimento FB-SOA com SOA em série	57
5.1	Diagrama de bloco da configuração FB-SOA utilizando-se circuladores e espelhos ópticos em substituição aos acopladores à fibra	60

CAPÍTULO 1

Introdução Geral

1.1 Motivação

Nas últimas décadas, o mundo vem assistindo uma transformação intensa nas tecnologias de telecomunicações. A necessidade de se utilizar meios que processem e transportem dados no ritmo exigido pelo novo contexto mundial da globalização requer que os sistemas de informática, computação e sistemas de comunicação sejam aperfeiçoados a cada dia. Os fundamentos teóricos das tecnologias de comunicação mostram que o aumento da frequência das portadoras utilizadas em um sistema pode melhorar sua capacidade e velocidade, sendo esta afirmação especialmente verdadeira para os modernos sistemas digitais de comunicação.

A rápida evolução dos sistemas de computação, representado, principalmente, pela capacidade atual de processamento dos computadores pessoais na faixa de GHz, e, mais recentemente, da comunicação móvel, tem demandado dos sistemas de telecomunicações a capacidade de prover altas taxas de transmissão da informação. Com o crescimento da demanda por transmissão de dados sem fio em banda larga, será necessário o emprego de tecnologias que busquem uma melhor eficiência espectral, sendo um desafio para os pesquisadores desenvolverem soluções que incorporem banda larga e baixo custo.

Por isso, nestes últimos vinte anos o mundo vem assistindo um rápido desenvolvimento das comunicações ópticas, pois estas se enquadraram perfeitamente neste contexto.

Desde que os pesquisadores descobriram a possibilidade de se transmitir sinais usando luz através de guias de onda dielétricos circulares, as pesquisas em comunicação óptica têm se intensificado. As comunicações ópticas oferecem diversas vantagens sobre os sistemas a cabo e sem fio. Um exemplo é o fato da frequência da portadora de luz se situa na região de THz (isto é, 10^{14} Hz), tornando possível que muitos mais canais possam ser

transportados simultaneamente. Um outro exemplo considera as características dos guias de onda ópticos que, além de fornecerem a largura de banda necessária para acomodar um grande número de canais, também oferecem imunidade à interferência eletromagnética.

Nas últimas décadas, os pesquisadores têm desenvolvido guias de onda e dispositivos ópticos cada vez mais eficientes e, a partir destes, novos dispositivos, como amplificadores ópticos, chaves ópticas e moduladores ópticos. Recentemente, a geração fotônica de rádio-freqüência (RF), microondas e ondas milimétricas tem recebido especial atenção por parte dos pesquisadores para a sua utilização em sistemas que incorporem as tecnologias de fibra e rádio, uma vez que esta, provavelmente, será a tecnologia capaz de fornecer serviços de banda larga para comunicações móveis [1], comunicações via satélite [2] e sistemas de subportadoras multiplexadas [3] num futuro não muito distante.

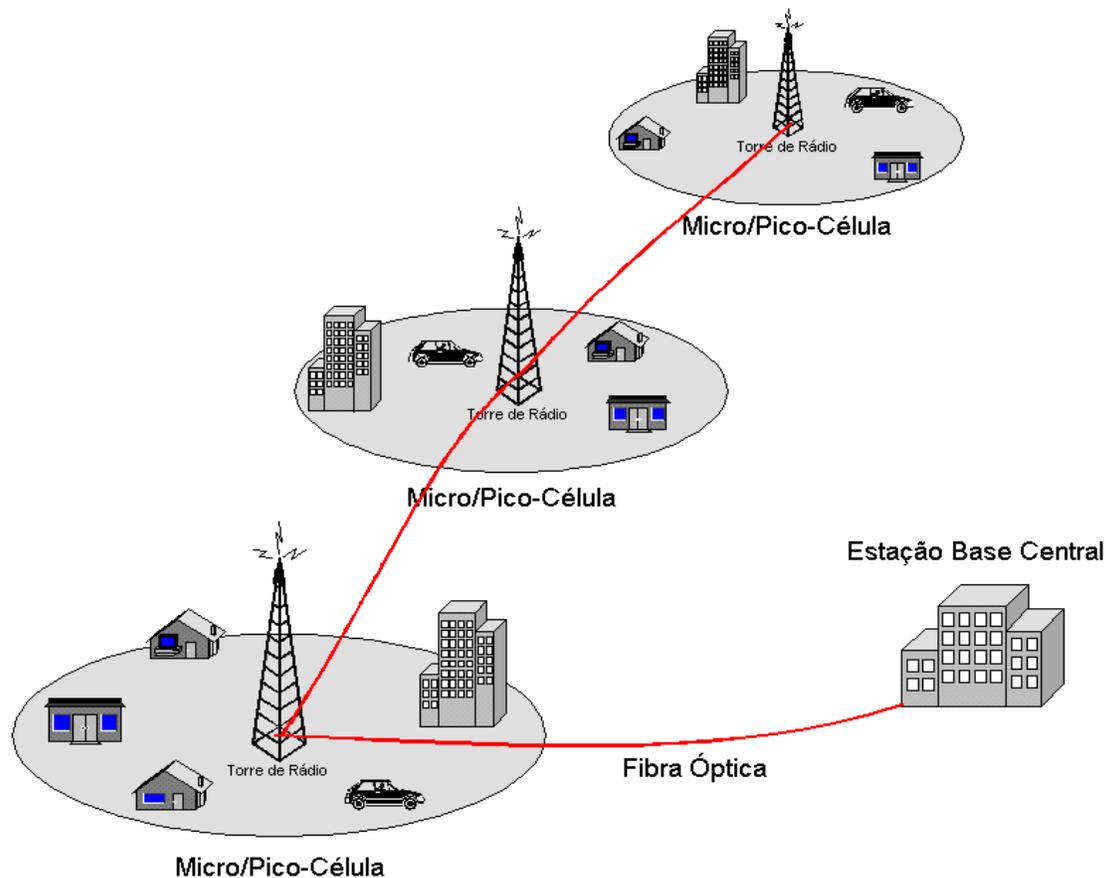


Fig. 1.1 – Sistema de comunicação fibra-rádio para aplicação em tecnologias de redes sem fio e comunicações móveis micro/pico celulares.

A geração/conversão, distribuição e processamento de sinais de RF, microondas e ondas milimétricas no domínio óptico têm se tornado interessante, uma vez que permite a realização de algumas tarefas mais eficientemente. Um exemplo de aplicação é a transmissão óptica de sinais de RF, microondas ou onda milimétricas gerados numa estação central e distribuídos por uma rede de fibras ópticas até o ponto de radiação, ou seja, o local onde as antenas estão localizadas. Esta aplicação pode ser vantajosa para sistemas sem fio que demandam faixa larga, uma vez que a distribuição por fibra eliminaria a atenuação atmosférica elevada para frequências acima da faixa de microondas. A Fig. 1.1 ilustra um caso particular de aplicação desta tecnologia para sistemas de comunicação fibra-rádio micro/pico celular. A flexibilidade do uso de estações rádio base para vários tipos de novos serviços, aliada à banda larga e à capacidade da fibra óptica de transportar as informações das centrais de comutação e controle (CCC) com baixa introdução de erros, torna este sistema vantajoso, uma vez que pode permitir uma distribuição eficiente de serviços para um grande número de usuários em diferentes células. Para tanto, uma estação central deverá possuir a função de gerar opticamente as portadoras de RF, microondas ou ondas milimétricas e, em seguida, distribuí-las por uma rede de fibras ópticas até as antenas para a radiação em micro- ou pico-células.

Os métodos eletrônicos para a geração/conversão de portadoras são complexos e caros, com um agravante adicional das dificuldades técnicas de entrega elétrica dos sinais em altas frequências a grandes distâncias. Métodos ópticos de geração/conversão de sinais visando aplicações em sistemas fibra-rádio para a distribuição de portadoras moduladas em altas frequências tornam-se, portanto, mais atrativos devido ao baixo custo e as menores perdas do meio de transmissão óptico. No contexto aqui apresentado, a conversão optoeletrônica de sinais deve ser entendida como algum tipo de passagem de um sinal eletrônico para o domínio óptico, sendo o mesmo recuperado após a fotodetecção na sua mesma frequência original. Já a geração de sinais utiliza propriedades de dispositivos optoeletrônicos que causam o aparecimento de sinais fotodetectados em frequências diferentes, inclusive maiores que aquela aplicada inicialmente ao sistema.

Os primeiros sistemas fibra-rádio utilizavam uma mistura de tecnologia de rádio e óptica a fim de empregar a fibra óptica para entrega de serviços de rádio em locais remotos. Estes métodos são baseados na simples modulação direta de lasers ou no uso moduladores

de intensidade externos, para a introdução de portadoras em feixes de luz contínuos. Porém, as frequências de operação são limitadas à largura de banda dos receptores ópticos e/ou à eletrônica agregada. Nos dias atuais, em laboratório, a modulação direta de lasers pode chegar a valores acima de 70 GHz [4], enquanto que, no caso da modulação externa, a faixa de operação vai além dos 75 GHz [5]. Deve-se ressaltar que os moduladores externos comercialmente disponíveis operam em faixas que chegam a 40 GHz, porém possuem alta perda de inserção e requerem tensões de polarização elétrica relativamente altas.

As limitações impostas pelos sistemas convencionais descritos no parágrafo anterior motivaram o interesse no desenvolvimento de técnicas que pudessem suprir estas deficiências como, por exemplo, a utilização de técnicas coerentes, com travamento de fase óptica (*optical phase lock loop* – OPLL) [6], travamento por injeção óptica (*optical injection locking* – OIL) [7], e travamento de fase óptica com injeção (*optical injection phase lock loop* – OIPLL) [6] e técnicas de travamento de modos (*mode locking* – MDL) [8] para gerar/converter as portadoras eletrônicas nas frequências de interesse. No entanto, algumas destas técnicas são de complexa implementação e requerem um projeto óptico e elétrico com alto grau de precisão. Um maior detalhamento de algumas das técnicas será apresentado no próximo capítulo.

Dentro do contexto de geração de portadoras, onde por exemplo, as técnicas coerentes são geralmente técnicas de conversão, enquanto que as de travamento de modos são de geração, apresenta-se uma técnica experimental que proporciona a geração de sinais na faixa de RF após a fotodetecção do sinal óptico, utilizando-se das não-linearidades inerentes de um o amplificador óptico a semicondutor (*semiconductor optical amplifier* – SOA) comercial. O SOA possui o potencial de desempenhar um papel fundamental nos sistemas de comunicações ópticas, uma vez que pode ser classificado como um dispositivo optoeletrônico multi-função, ou seja, pode ser utilizado como elemento de amplificação, de processamento óptico de sinal [9], ou de conversão de comprimento de onda [10], além de ser compacto e apresentar compatibilidade para integração com outros dispositivos ópticos. Neste trabalho, exploram-se as não-linearidades provocadas pela operação do SOA em seu regime de saturação, as quais levam o amplificador a adquirir uma característica de misturador (*mixer*) de sinais ópticos que pode operar em uma ampla largura de banda. Em particular, a propriedade não-linear da modulação cruzada do ganho (*cross gain modulation*

– XGM) foi utilizada para a geração experimental de sinais de RF, podendo, teoricamente, ser estendido para frequências na faixa de microondas e ondas milimétricas. Alguns aparatos experimentais foram avaliados, incluindo uma nova proposta com realimentação óptica do SOA, na tentativa de induzir altos níveis de saturação e maximizar a amplitude dos sinais de batimento gerados após fotodeteção. Esta última, quando comparada a outras técnicas baseadas em SOA e já implementadas experimentalmente, apresenta uma eficiência superior na geração das portadoras, pois pode alcançar níveis da mesma ordem de grandeza e até superiores sem a necessidade de amplificação inicial dos sinais e do emprego de vários amplificadores em cascata.

1.2 Apresentação da Dissertação

No Capítulo 2, uma visão geral de algumas e principais técnicas de conversão e/ou geração de portadoras de RF, microondas e ondas milimétricas para aplicação em sistemas fibra-rádio será apresentada.

O Capítulo 3 aborda os conceitos teóricos de amplificadores ópticos a semicondutor, o que leva a uma modelagem matemática para o amplificador baseado em um sistema de dois níveis, a partir de suas equações de taxa, características de desempenho e alguns efeitos não-lineares. Apresentam-se, também, algumas aplicações do amplificador em outros sistemas.

Já o Capítulo 4 trata dos projetos ópticos específicos para a realização dos experimentos em laboratório de geração de sinais na faixa de RF. Para tanto, várias configurações do aparato experimental são analisadas, com o SOA posicionado de diferentes maneiras dentro do circuito óptico.

Finalmente, o Capítulo 5 apresenta as conclusões das propostas aqui apresentadas para a geração de sinais de RF, que podem perfeitamente ser estendidas para a geração de sinais de microondas e ondas milimétricas de forma optoeletrônica.

CAPÍTULO 2

Técnicas de Geração e Conversão de Portadoras

2.1 Introdução

Os problemas de congestionamento na faixa de frequência de RF têm motivado o desenvolvimento de novas técnicas para geração e conversão de portadoras em frequências cada vez maiores. A evolução rápida da fotônica e da eletrônica de microondas e ondas milimétricas está resultando no desenvolvimento de novos dispositivos e novas configurações de sistema. A interface entre RF, microondas e ondas milimétricas de um lado, e ondas de luz de outro, é, cada vez mais, foco de interesse devido à vasta gama de aplicações que estão surgindo atualmente, com aplicações em sistemas de comunicação móveis [1], sistemas de comunicação via satélite [2] e sistemas de subportadoras multiplexadas [3].

A motivação para o desenvolvimento de diferentes técnicas optoeletrônicas de conversão, geração e distribuição de portadoras pode ser atribuída às dificuldades enfrentadas quando métodos simples e diretos, que utilizam a modulação direta ou externa de lasers, são empregados. Nestes métodos, predominantemente de conversão, se harmônicas de ordem superior não são consideradas, a portadora eletrônica de interesse é transmitida pela fibra através da modulação de intensidade do sinal óptico, que se dá pela modulação direta da corrente de polarização de um laser ou pela utilização de um modulador óptico após um laser operando em corrente contínua. A recuperação da portadora se dá após a transmissão pela fibra óptica e a detecção direta em um fotodetector, cuja fotocorrente produzida contém a componente em frequência do sinal original, que é igual à frequência de modulação aplicada ao transmissor. No caso da modulação direta, há uma considerável contribuição de ruído para altas frequências devido ao ruído de intensidade do laser e ao ruído do fotodetector, problemas sérios de perdas de eficiência devido a casamento de impedância e acoplamento de sinais, tanto do lado do laser quanto

do fotodetector, a necessidade de utilização de fontes eletrônicas para gerar portadoras em frequências consideravelmente altas e, também, o comprometimento do sinal eletrônico restaurado devido a efeitos de intermodulação e de alargamento de comprimento de onda (gorjeio ou *chirping*) causados pela inerente não-linearidade da resposta do laser à modulação, principalmente para grandes sinais. Atualmente, a modulação direta do laser pode ser alcançada para frequências superiores a 70 GHz [4]. Apesar da faixa de operação possível, a modulação direta de lasers não tem sido utilizada para aplicações em sistemas fibra-rádio que operam em frequências acima de algumas dezenas de gigahertz.

A utilização de moduladores externos tem minimizado os problemas que a modulação direta apresenta. Estes dispositivos podem também apresentar amplas larguras de banda de modulação para a luz e operar para tensões de polarização relativamente baixas. A imposição do sinal eletrônico sobre a portadora óptica pode utilizar, por exemplo, princípios interferométricos como o de Mach-Zehnder, onde a variação do comprimento óptico de um dos dois caminhos do interferômetro, provocada pela aplicação do sinal a ser convertido, produz a modulação no sinal óptico de saída. A utilização dos moduladores externos em sistemas de conversão de portadoras eletrônicas também sofre de problemas semelhantes àqueles baseados na modulação direta, como a contribuição de ruído da fonte e fotodetector, as perdas de eficiência devido a casamento de impedância e acoplamento de sinais, modulação por fontes eletrônicas que devem operar em altas frequências e as não-linearidades da resposta do modulador ao sinal aplicado [5]. Além destes, podem-se destacar fatores que prejudicam a utilização deste método na conversão de sinais eletrônicos, como a considerável perda de inserção que este dispositivo apresenta, a forte dependência da eficiência de modulação com a polarização da luz e o alto custo do dispositivo, principalmente para altas frequências de operação, as quais podem chegar a até 100 GHz (requerem maiores tensões de polarização).

Diante do exposto, pode-se entender a necessidade da busca de alternativas que permitam, de maneira mais eficiente, conversão optoeletrônica e geração de portadoras de RF, microondas e ondas milimétricas para aplicações em sistemas fibra rádio. Assim, o objetivo deste capítulo é o de apresentar técnicas alternativas para o problema, as quais procuram aperfeiçoar pontos deficientes das técnicas baseadas na modulação direta ou externa de lasers. Dentre estas, destacam-se técnicas estritamente de conversão, como

aquelas baseadas no enlace de travamento de fase óptica [6], e outras que podem ser utilizadas tanto para conversão como para a produção (ou geração) de frequências superiores às aquelas inicialmente aplicadas, como o travamento por injeção óptica [7] o enlace de travamento de fase óptica com injeção [6] e o travamento de modos [8]. Com isto, têm-se condições de identificar os diferentes graus de dificuldade na implementação de cada uma das técnicas, servindo como introdução para a apresentação da técnica baseada em amplificadores ópticos a semicondutor que é proposta a partir do próximo capítulo.

2.2 Enlace de Travamento de Fase Óptica

O enlace de travamento de fase óptica (*optical phase lock loop* – OPLL) é uma técnica que tem seus fundamentos baseados nos enlaces de travamento de fase eletrônicos (*phase-lock loop* – PLL), e que promove a conversão de um sinal eletrônico (em uma dada frequência) para o domínio óptico. Da mesma forma que o PLL, a qual é uma técnica bem estabelecida em eletrônica e permite a sincronização de uma fonte local em relação a um sinal piloto, a operação do OPLL promove a sincronização de uma fonte óptica local (fonte escrava) em relação ao sinal óptico de entrada de um receptor (fonte mestra).

A Fig. 2.1 mostra o diagrama esquemático de um OPLL heteródino. Nesse sistema, utilizam-se dois lasers, um chamado de mestre, que faz o papel de emissor e um outro, chamado de escravo, que faz analogia ao papel de oscilador local de enlaces de travamento de fase eletrônicos. O objetivo deste tipo de sistema é o de manter o valor da diferença de frequência entre os lasers igual à frequência do sinal eletrônico que se deseja converter para o domínio óptico (representado pelo sinal gerado pela fonte de *offset*). A capacidade do circuito de executar esta tarefa (faixa de sintonia) depende das características do circuito de realimentação. Para que o travamento seja alcançado, os sinais dos lasers são sobrepostos na região ativa de um fotodetector. Isto gera um sinal eletrônico de batimento numa frequência intermediária (FI) igual à diferença de frequência entre os dois lasers. O sinal de FI é então misturado com um sinal gerado pelo gerador de *offset* em um detector de fase (*mixer*). Este detector de fase compara a fase do sinal de batimento à fase do sinal de *offset*. Um sinal de erro de fase é gerado na saída do detector de fase. Este sinal é processado pelo filtro do enlace e alimenta o laser escravo, de forma a minimizar o erro de fase no ciclo

seguinte. O enlace é considerado travado quando a frequência de operação do laser escravo é controlada de forma a manter a frequência FI (diferença de frequência entre os lasers) constante e igual à frequência do gerador de *offset*. Uma vez convertido para o domínio óptico, o sinal eletrônico pode ser recuperado após a fotodetecção do sinal de saída do OPLL no ponto de destino.

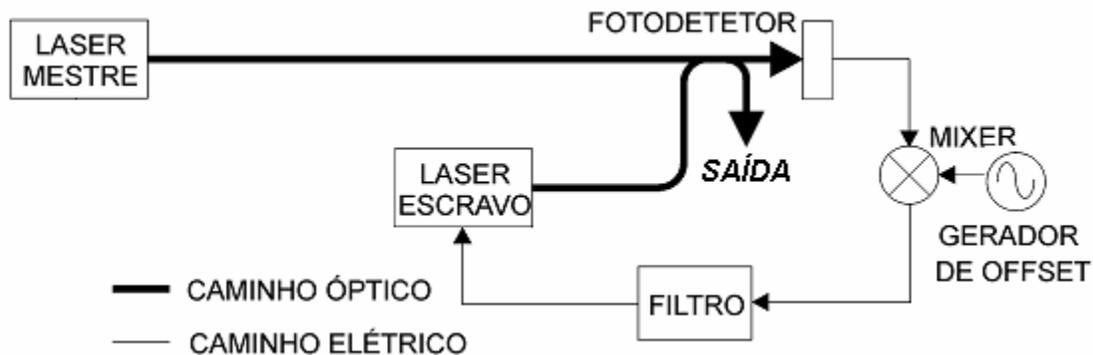


Fig. 2.1 – Diagrama esquemático de um OPLL.

A realização de OPLLs compactos e de baixo custo necessita de lasers semicondutores sem técnicas extras de estreitamento de linha. Devido ao fato do sinal de erro de fase controlar o enlace, sinal este que contém o espectro de ruído de fase dos lasers, a largura de banda do enlace deve ser suficiente para cobrir a faixa de frequência deste ruído. Assim, surgem os principais fatores de limitação no projeto prático do OPLL, que vão desde a limitação da largura de linha de fontes ópticas (abaixo de alguns MHz) e a necessidade de casamento de polarização óptica para os sinais dos lasers na entrada do fotodetector, até o tempo de atraso do enlace de realimentação (que deve ser mantido abaixo de alguns ns). Para atender os pré-requisitos de projeto, os custos de fontes ópticas especiais e de circuitos optoeletrônicos com baixo tempo de atraso podem inviabilizar a aplicação destes sistemas.

A Fig. 2.2 mostra o espectro eletrônico gerado após a fotodetecção do sinal óptico de saída de um OPLL [6], onde os lasers possuíam cerca de 2,5 MHz de largura de linha e tempo de atraso do circuito de realimentação estimado em cerca de 3 ns. Notar que a

freqüência central do sinal é de 5,1 GHz. Neste caso, a medida da densidade espectral de ruído de fase produz um valor melhor que -76 dBc/Hz em 20 MHz de *offset*.

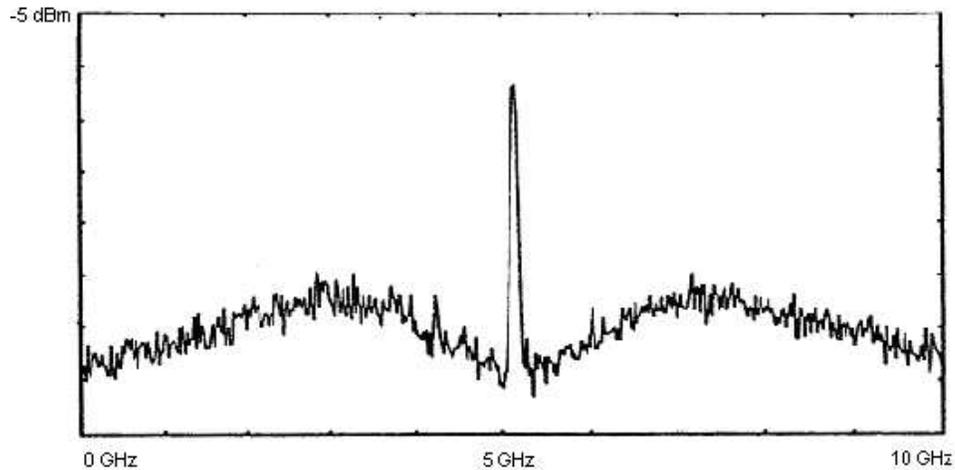


Fig. 2.2 – Espectro de sinal eletrônico obtido após a fotodetecção do sinal de saída de um OPLL [6]. Largura de banda de resolução (RBW) = 300 kHz; referência = -5 dBm; eixo vertical = 5 dB/div.; eixo horizontal 10 MHz/div.; freqüência central = 5 GHz.

2.3 Travamento Por Injeção Óptica

Uma outra técnica de geração ou conversão de sinais por métodos optoeletrônicos é o travamento por injeção óptica (*optical injection locking – OIL*) [7]. A Fig. 2.3 mostra o diagrama de blocos básico de um sistema OIL. Neste caso, o travamento da freqüência dos lasers ocorre devido à injeção de luz do laser-mestre na região ativa do laser escravo. As variações nos mecanismos de ganho do laser escravo, induzidas pela injeção de luz do laser mestre, forçam o laser-escravo a operar na mesma freqüência do laser mestre. Apesar de ser uma técnica homódina, podem-se alterar as condições de operação do laser mestre ou do sinal por ele emitido, de forma a se induzir a operação heteródina.

A Fig. 2.4 mostra o digrama esquemático de um OIL que permite a geração/conversão de sinais eletrônicos no/para o domínio óptico. A luz do laser mestre é modulada em uma freqüência correspondente a uma sub-harmônica da freqüência do sinal eletrônico de interesse. Como conseqüência, o sinal modulado do laser mestre é dividido e

injetado em dois lasers escravos independentes. Após a injeção, os lasers escravos são forçados a travar em relação às harmônicas de modulação do laser mestre. Desta forma, dependendo das harmônicas de modulação do sinal do laser mestre escolhidas para o travamento, os dois lasers escravos operarão em frequências ópticas distintas, porém com o valor da diferença de frequência entre eles igual ao valor da frequência do sinal eletrônico de interesse. Se o sinal dos dois lasers são sobrepostos na região ativa de um fotodetector, o sinal eletrônico resultante irá possuir a frequência desejada.



Fig. 2.3 – Diagrama esquemático da técnica OIL.

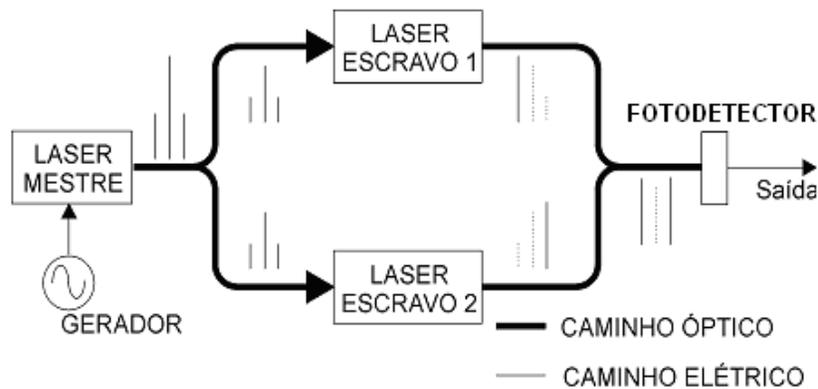


Fig. 2.4 – Diagrama esquemático de um OIL heteródino [7]

A Fig. 2.5 mostra o espectro eletrônico gerado após a fotodetecção do sinal de saída do sistema OIL descrito acima [7]. Notar que a frequência central do sinal é de cerca de 35 GHz. Neste caso, a medida da densidade espectral de ruído de fase produziu um valor melhor que -65 dBc/Hz em 400 MHz de *offset*.

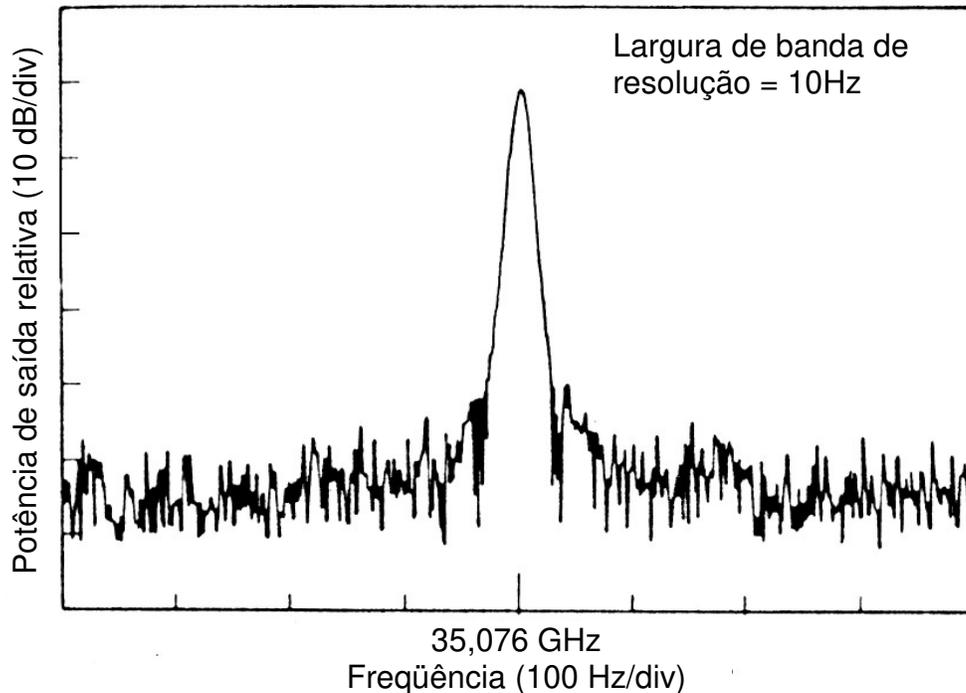


Fig. 2.5 – Espectro de sinal eletrônico obtido após fotodetecção do sinal de saída de um sistema OIL como o da Fig. 2.4 [7].

Infelizmente o OIL pode também apresentar desvantagens. A faixa de travamento do OIL é limitada (menor que a do OPLL), o que requer um controle preciso de aproximação das freqüências das fontes. O controle efetivo do erro de fase depende dos níveis de injeção, exigindo lasers mestre de alta potência de saída ou, se estes não estiverem disponíveis, a pré-amplificação do sinal óptico. Além disto, a eficiência da injeção também depende do casamento da polarização óptica das fontes envolvidas. Como não existe compensação por realimentação eletrônica, o OIL não consegue manter uma referência de fase, sendo que variações em temperatura e corrente podem causar alterações na supressão de ruído de fase e instabilidades.

2.4 Enlace de Travamento de Fase com Injeção Óptica

Uma técnica mais recente utiliza o OPLL e OIL de forma combinada, formando o enlace de travamento de fase com injeção óptica (*optical injection phase-locked loop – OIPLL*) [6].

Neste sistema, Fig. 2.6, parte da luz emitida pelo laser mestre é modulada na frequência de uma fonte de *offset* e injetada em um laser escravo. A outra parte é combinada com o sinal de saída do laser escravo na região de saída de um fotodetector. O fotodetector produz em sua saída um sinal eletrônico de frequência intermediária (FI) igual à diferença de frequência entre os dois lasers (batimento). O sinal de FI é então misturado em um detector de fase (*mixer*) com uma amostra do sinal gerado pelo mesmo gerador de *offset* que modulou o laser mestre. Este detector de fase compara as fases do sinal de batimento e do sinal de *offset*, o último operando em uma frequência próxima àquela do sinal de FI. Um sinal de erro de fase é gerado na saída do detector de fase. Este sinal é processado pelo filtro do enlace e alimenta o laser-escravo de forma a minimizar o erro de fase no ciclo seguinte. O enlace é considerado travado quando a frequência de operação do laser escravo se iguala àquela da banda lateral de modulação do laser mestre e é controlada de forma a manter a frequência de FI constante e igual à frequência do gerador de *offset*. Uma vez convertido para o domínio óptico, o sinal eletrônico pode ser recuperado após a fotodetecção do sinal de saída do OIPLL no ponto de destino.

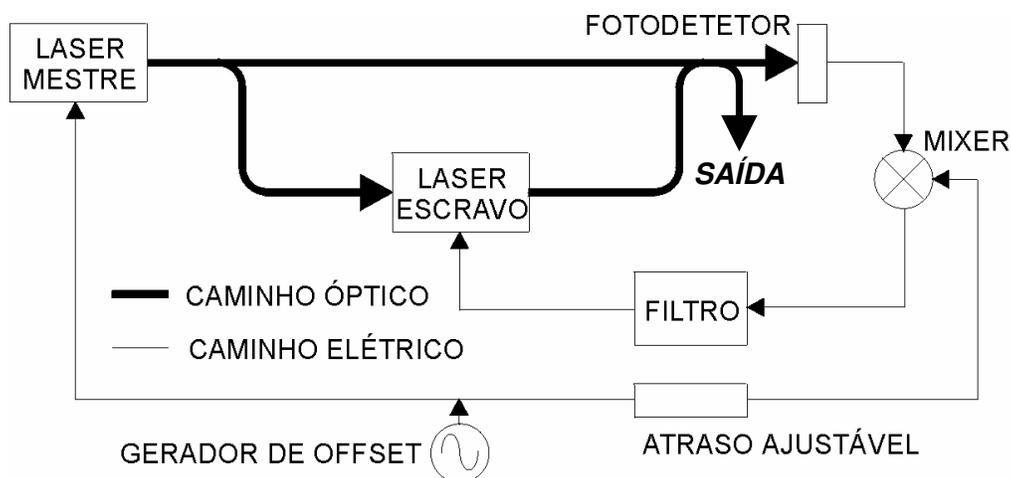


Fig. 2.6 – Diagrama esquemático de um OIPLL.

A principal contribuição da injeção de luz na utilização combinada do OPLL com o OIL é a de controlar o ruído de fase para altas frequências. Dessa forma, a largura de banda dos enlaces de realimentação pode ser estreita, quando comparada com a largura de linha dos lasers, ao mesmo tempo em que a utilização de lasers comerciais com larguras de linha

padrão é possível, mesmo para sistemas com longos tempos de atraso. A contribuição da realimentação é a de compensar as variações de erro de fase de baixa frequência, criando uma referência de fase que possibilita a sintonia do sistema em uma faixa de frequência que depende somente das características do enlace de realimentação. Assim, para uma dada configuração de filtro, o OIPLL possui espectro de erro de fase que é uma combinação dos espectros de erro de fase dos sistemas OIL e OPLL equivalentes.

A Fig. 2.7 mostra o espectro eletrônico gerado após a fotodetecção dos sinais ópticos do OIPLL [6], onde os lasers possuíam cerca de 10 MHz de largura de linha e tempo de atraso do circuito de realimentação estimado em cerca de 20 ns. Notar que a frequência central do sinal é de cerca de 8 GHz. Neste caso, a medida da densidade espectral de ruído de fase produz um valor melhor que -94 dBc/Hz em 10 kHz de *offset*.

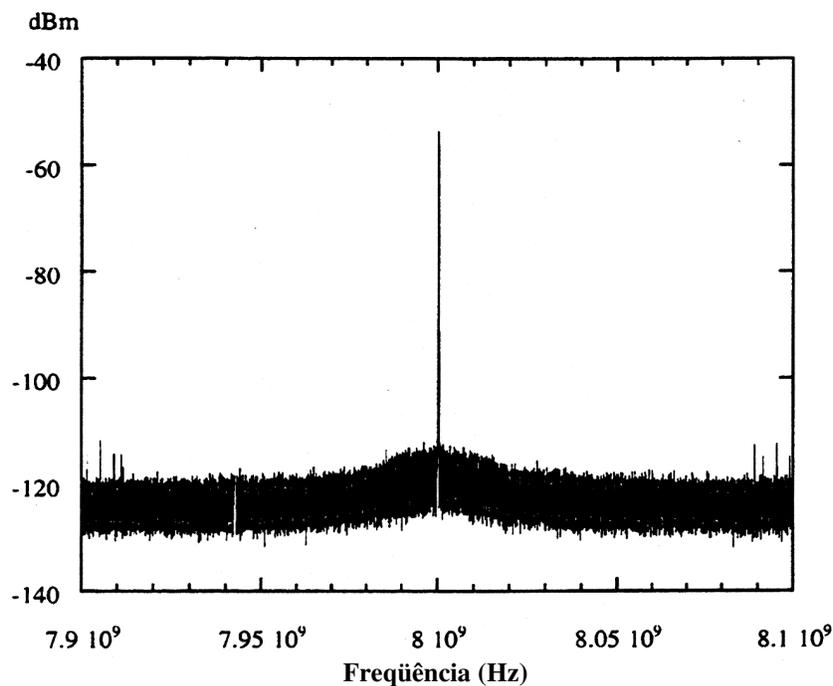


Fig. 2.7 – Espectro de sinal eletrônico obtido após a fotodetecção do sinal de saída de um OIPLL [6].

Como as outras técnicas, o OIPLL também apresenta desvantagens. Além da necessidade de casamento da polarização óptica das frentes de onda no fotodetector e laser escravo, para atender os demais pré-requisitos de projeto, deve-se controlar com precisão os

caminhos elétricos e ópticos do OIPLL, de modo a evitar diferenças nas comparações de fase feitas pela parte OIL e OPLL do sistema. Uma maneira de se alcançarem os níveis de precisão exigidos (da ordem de comprimentos de onda da luz) é através de estruturas optoeletrônicas integradas (*optoelectronic integrated circuit* – OEIC), que são, geralmente, de alto custo.

2.5 Travamento de Modos

De uma maneira simplificada, pode-se dizer que a técnica de travamento de modos (*mode locking* – MDL) consiste na sincronização do padrão de fase dos modos internos de um laser, de forma que o dispositivo passe a operar em regime pulsado. Como conseqüência, o espectro de saída dos lasers em MDL passa a possuir uma combinação de freqüências com um rico conteúdo harmônico, que pode ser eletronicamente explorado após fotodetecção.

Na ausência de relação de fase definida entre os modos, um laser opera continuamente, pois não existem efeitos de interferência durante o batimento interno dos modos. Porém, se uma diferença de fase fixa entre modos adjacentes é de alguma forma forçada, cria-se um padrão de interferência por batimento dos modos longitudinais, de maneira que o laser deixa de emitir continuamente e passa a emitir pulsos muito curtos a uma taxa de repetição equivalente ao espaçamento modal em freqüência. Quando o travamento de modos acontece o conteúdo de erro de fase dos modos diminui consideravelmente devido ao sincronismo. Assim, o espectro do sinal do laser passa a conter um certo número de modos limitados pela largura de banda do ganho (pente de freqüências), separados pela mesma distância e com alta pureza espectral. Através da seleção apropriada de modos, pode-se fotodetectar o sinal do laser travado, obtendo-se assim sinais eletrônicos cujas freqüências correspondem ao batimento das freqüências dos modos escolhidos. O índice de modulação das componentes do pente de freqüências é limitado pela presença de harmônicas de freqüências menores, pois, devido ao espectro de ganho amplo dos lasers, vários modos longitudinais podem ser excitados simultaneamente. Uma solução para este problema seria passar o pente de freqüências através de um amplificador óptico para elevar a potência óptica detectada. O sinal eletrônico na

freqüência desejada pode ser obtido através de filtragem óptica, onde se seleciona dois modos ópticos (bandas laterais) do espectro do laser pulsado para, como mencionado anteriormente, posterior batimento num fotodiodo.

Uma das maneiras de se criar uma referência de fase para os modos da cavidade do laser é através da modulação do laser em freqüências ou sub-freqüências equivalentes ao espaçamento modal. Infelizmente, a separação entre modos de lasers semicondutores, por exemplo, é da ordem de centenas de GHz, de maneira que o MDL fica inviabilizado pela disponibilidade de fontes que forneçam sinais nesta faixa de freqüências e pela baixa eficiência de travamento quando do acoplamento de sinais em sub-freqüências muito distantes do valor da freqüência de separação modal. Uma possível maneira de se contornar o problema seria através da utilização de lasers com múltiplas seções ou, ainda, lasers com cavidades estendidas, as quais provocam a diminuição do espaçamento modal.

Um exemplo de aplicação do MDL foi demonstrado num experimento que empregava um laser semiconductor longo de realimentação distribuída (*distributed feedback* – DFB) e de dois modos, conforme o diagrama de blocos da Fig. 2.8. O método utilizado resultou na geração de sinais de alta potência, considerável estabilidade e grande pureza espectral na faixa de ondas milimétricas [11]. Os dois modos ópticos produzidos na saída do dispositivo têm uma separação de freqüências igual ao do sinal de onda milimétrica desejado. O sinal de batimento é obtido pela heterodinagem óptica dos dois modos num fotodiodo p-i-n de banda larga. O ruído de fase do sinal de batimento é reduzido pelo travamento dos modos numa sub-harmônica da freqüência de batimento via modulação direta da corrente do laser nesta freqüência pelo oscilador. Esta é uma forma direta de se obter ondas milimétricas puras usando um único chip laser semiconductor, uma vez que os modos ópticos que são necessários para a mistura têm origem numa mesma cavidade. O sinal pode ser configurado para produzir sinais num intervalo de freqüências entre 40 e 60 GHz pelo controle apropriado das correntes de polarização individuais das quatro seções em que o laser foi dividido. Utilizando esta técnica, sinais de ondas milimétricas foram obtidos em 57 GHz com uma largura de linha menor que 10 Hz, resultando em um ruído de fase -85 dBc/Hz para um *offset* de 100 kHz e intervalo de travamento de 500 MHz.

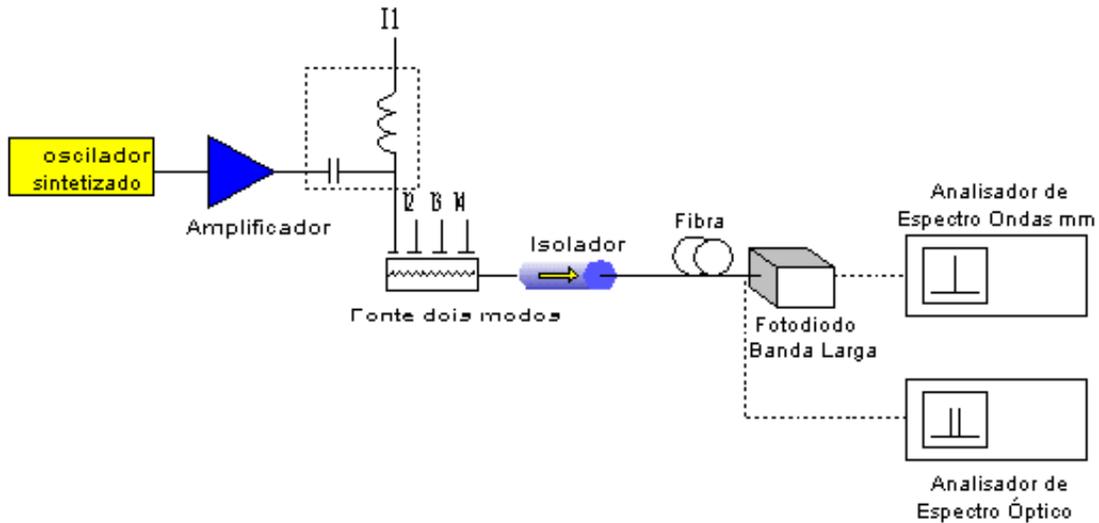


Fig. 2.8 – Montagem experimental utilizando uma fonte laser emitindo em dois modos ópticos [11].

Uma variação do experimento acima foi realizada utilizando-se um laser DFB simples acoplado a uma cavidade estendida localizada dentro de um OEIC [8]. O laser DFB simples é fortemente seletivo, sendo considerado monomodo devido à sua estreita largura de banda de ganho. Contudo, ao se acoplar uma cavidade estendida à região DFB, como na Fig. 2.9, o espaçamento modal diminui consideravelmente, de forma que mais de um modo longitudinal passa a se encaixar dentro da banda de ganho da região ativa. Sob estas condições, o OEIC em questão passa a emitir dois ou mais modos, cuja distância espectral pode ser controlada através do comprimento da cavidade estendida. Através da modulação da corrente de alimentação do laser em sub-harmônicas da diferença entre as frequências dos modos, pode-se obter o travamento de modos.

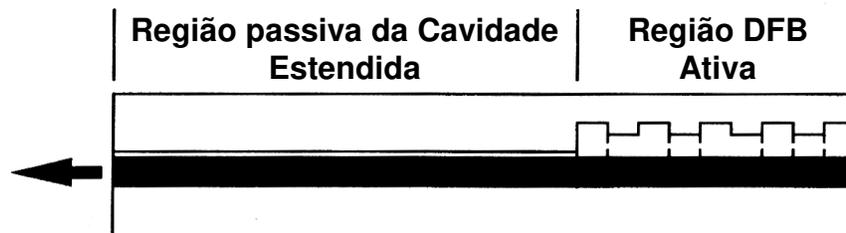


Fig. 2.9 – Região ativa DFB integrada a uma cavidade estendida passiva [8].

A Fig. 2.10 mostra o espectro eletrônico gerado após a fotodetecção do sinal de saída de uma estrutura OEIC, como a descrita acima, com o laser sob travamento de modos [8]. Neste caso, o comprimento da cavidade foi projetado para que a estrutura suportasse apenas dois modos longitudinais. A frequência de modulação da corrente do OEIC correspondeu à metade da frequência de espaçamento modal, ou seja por volta de 7,38 GHz. Notar que a frequência do sinal correspondente ao batimento dos dois modos sob travamento é de 14,76 GHz. Neste caso a medida da densidade espectral de ruído de fase produz uma amplitude com valor melhor que -90 dBc/Hz para 10 kHz de *offset*.

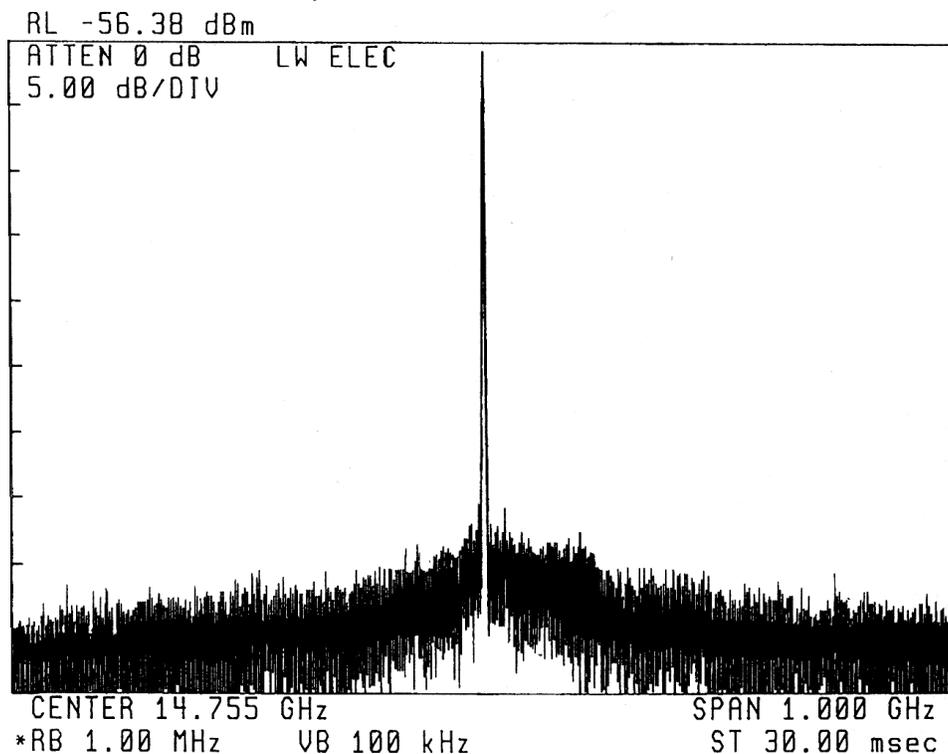


Fig. 2.10 – Espectro de sinal eletrônico obtido após fotodetecção do sinal de saída de um OEIC com laser sob travamento de modos [8].

Um último exemplo de experimento considera a utilização de lasers semicondutores em cavidade externa para a geração do travamento de modos. Normalmente, a utilização da cavidade externa provocaria a redução do espaçamento intermodal do laser semiconductor, facilitando a escolha de fontes de modulação para promover o travamento de modos e a redução do ruído de fase do sinal eletrônico após fotodetecção. Neste caso, apresenta-se a

idéia de um laser em uma cavidade externa que promove a separação da luz em duas componentes de polarização ortogonais para a geração do sinal na frequência desejada [12]. A Fig. 2.11 mostra o diagrama do arranjo experimental, com destaque para a cavidade externa do diodo laser semiconductor (*laser diode* – LD). Nesta configuração, com a divisão do feixe do laser semiconductor por um divisor de feixes polarizador (*polarizing beam splitter* – PBS), duas frentes de onda atingirão duas grades de difração (Gr) após atenuação (Att). Se as grades estão ajustadas em ângulos diferentes em relação ao feixe incidente, a seleção de comprimento de onda é diferente e o laser passa a emitir em dois modos. Assim, as portadoras de ondas milimétricas são obtidas pela mistura heteródina dos dois modos sintonizados em comprimentos de ondas diferentes e emitidos pelo mesmo diodo laser. O travamento de modos pode ser obtido pela modulação do laser em uma sub-harmônica da frequência de batimento no fotodetector. Esta aplicação possibilitou a geração de frequências de batimento de 1 a 22 GHz, onde a frequência superior foi limitada pela banda de operação do fotodetector. A amplitude do sinal ficou cerca de 30 dB acima do nível de ruído.

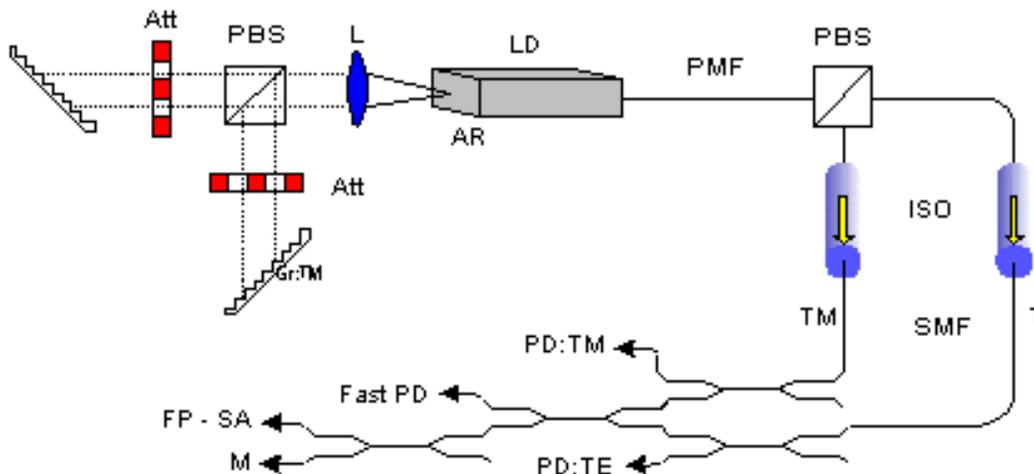


Fig. 2.11 – Laser em cavidade externa, com separação da luz em componentes ortogonais de polarização, para a geração de sinal após fotodetecção [12]. Gr: grade; Att: atenuador variável; PBS: Divisor de feixe polarizador; L: lente; LD: diodo laser; PMF: fibra mantenedora de polarização; ISO: isolador; SMF: fibra monomodo; PD: fotodetector; FP-SA: analisador de espectro Fabry-Perot; M: monocromador.

2.6 Conclusões

Como observado neste capítulo, foram desenvolvidas várias técnicas para geração/conversão óptica de RF, microondas e ondas milimétricas, as quais podem ser implementadas de diversas formas e com diferentes graus de dificuldade. Apesar de todas conseguirem chegar aos objetivos desejados, as técnicas mencionadas nos últimos parágrafos requerem equipamentos e componentes especiais que tornam os projetos ópticos e/ou eletrônicos complexos, caros e sensíveis, além de fornecerem sinais de saída com baixos níveis de potência. Numa tentativa de apresentar uma maneira mais simples de abordar o problema da geração/conversão optoeletrônica de portadoras, este trabalho propõe a utilização de componentes ópticos disponíveis no mercado e faz uso da propriedade não linear da modulação cruzada do ganho de amplificadores ópticos semicondutores para tal fim.

CAPÍTULO 3

Teoria do Amplificador Óptico a Semicondutor

3.1 Introdução

Os amplificadores ópticos têm sido de fundamental importância para a tecnologia das comunicações ópticas, podendo ser divididos, numa primeira aproximação, em duas categorias básicas. Os amplificadores à fibra são aqueles que utilizam propriedades próprias da fibra e/ou a ação de dopantes para a geração de ganho. Já os amplificadores ópticos a semicondutor baseiam o fornecimento de ganho no mecanismo de geração de luz em semicondutores. De certa forma, ambos os tipos de amplificadores são capazes de compensar a atenuação da fibra sobre grandes distâncias. No entanto, os amplificadores ópticos a semicondutor possuem um atrativo a mais, pois apresentam potencial para aplicações diversas à amplificação, devido às não linearidades inerentes ao dispositivo. Além disto, os SOAs são compactos e permitem a integração com outros componentes optoeletrônicos. Este conjunto de fatores tem motivado pesquisadores a utilizarem, cada vez mais, os SOAs em diferentes aplicações para sistemas e redes de comunicações ópticas.

Um exemplo de aplicação do SOA foi na sua utilização como conversor de comprimento de onda totalmente óptico. Neste caso, os dados carregados por um canal em um dado comprimento de onda na entrada do SOA são convertidos para outro comprimento de onda na saída do dispositivo. A capacidade de conversão de comprimento de onda, em nós de uma rede óptica, torna esta rede capaz operar com modelos de roteamento e torná-la reconfigurável. O conversor de comprimento de onda permite a redução da taxa de bloqueio nos nós ópticos de redes que utilizam o sistema de multiplexação por divisão em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* – WDM), o aumento da flexibilidade para configurar um caminho de luz através de uma rede com diferentes operadores e a interconexão mais simples de equipamentos de diversos fornecedores [13]. O princípio de conversão se baseia na ação de até três efeitos não lineares dos SOAs: 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).

Uma outra maneira de empregar o SOA em redes ópticas com capacidades de transmissão de várias dezenas de gigabits por segundo é na arquitetura de chaves ópticas. As características de ganho e de absorção de luz obtidas pela aplicação, ou não, de corrente elétrica ao dispositivo, respectivamente, permitem que um feixe tenha a sua passagem por um determinado nó, podendo ser amplificado ou bloqueado. Se uma disposição adequada de SOAs é empregada, podem-se obter chaves com múltiplas entradas e saídas, com a informação podendo ser redirecionada sem a necessidade de conversão para o domínio eletrônico. Em aplicações práticas, são necessárias certas características, como alta estabilidade e compacticidade. Além de chaves com SOAs baseadas na absorção de luz, existem propostas de chaves que utilizam os amplificadores ópticos a semicondutor em arranjos interferométricos. Por exemplo, a utilização de SOAs em braços de um interferômetro de Mach-Zehnder em associação com a propriedade de XPM é capaz de fornecer mudanças de fase diferencial para os feixes propagantes, que podem resultar na passagem (interferência construtiva) ou bloqueio da luz (interferência destrutiva) [8]. A mudança de fase de um sinal óptico é induzida pelo controle de um sinal óptico de bombeio. Para desempenhar chaveamento, um sinal de bombeio forte é acoplado a um dos dois SOAs em um braço do interferômetro. Este sinal depleta os portadores do SOA e através da mudança do índice de refração da cavidade permite uma mudança de fase requerida para o chaveamento [14]. O fenômeno físico que valida esta característica é o efeito Kerr, que é a modulação de fase impressa em um sinal através dele próprio (*self-phase modulation* – SPM) ou de outros sinais (*cross-phase modulation* – XPM).

Como pode ser observado, os SOAs apresentam potencial para diversas aplicações em redes de comunicações ópticas. Posteriormente, neste capítulo, uma outra maneira de explorar as propriedades dos SOAs será apresentada. A versatilidade do dispositivo será investigada em relação à possibilidade de geração de portadoras eletrônicas após fotodeteção, idéia baseada nos resultados observados para o processo de conversão de comprimento de onda e na propriedade de XGM em SOAs saturados.

3.2 Tipos de Amplificadores Ópticos a Semicondutor

Os amplificadores ópticos a semicondutor são dispositivos cujas estruturas são derivadas de diodos lasers semicondutores [15-16]. Portanto, o ganho provido por um SOA é obtido por meio das transições radiativas entre suas bandas de energia, denominadas banda de condução e de valência. A diferença entre as energias destas duas bandas é denominada de energia de banda proibida (*bandgap*).

Os primeiros amplificadores ópticos a semicondutor foram fabricados com homojunções de GaAs como material amplificador. Tornaram-se ineficazes devido aos requisitos operacionais de baixa temperatura, alta corrente de polarização e dificuldades de manutenção de um sinal contínuo. Os avanços nas pesquisas demonstraram que a recombinação de portadores e, portanto, a corrente de polarização, poderiam ser reduzidas pela introdução de barreiras de potencial adicionais ao redor da região ativa. Tais estruturas possibilitaram o desenvolvimento de modernos amplificadores ópticos a semicondutor, sendo conhecidas como heterojunções. A maioria das heterojunções envolve duas barreiras de potencial, cada uma de um lado p e n, respectivamente, e são chamados de heteroestruturas duplas. Estes dispositivos têm a qualidade de restringir a recombinação excessiva de portadoras, como também permitem que o sinal óptico seja guiado através da região ativa, melhorando a uniformidade do ganho ao longo da direção longitudinal. Este dispositivo pode ser usado como uma fonte de sinal contínuo sob temperaturas ambientes [17].

Embora exista uma complexidade na estrutura das bandas de um dispositivo com heterojunção, os princípios básicos fundamentais da formação da amplificação na região ativa não se alteram. Diante do exposto, em um semicondutor, assumindo-se um sistema simples de dois níveis de energia, podem ocorrer três processos de transição entre as bandas: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada. A absorção ocorre quando o fóton incidente na região ativa é absorvido por um elétron da banda de valência, o qual passa para a banda de condução. Esse processo somente é observado se o fóton incidente possuir energia igual ou superior à energia de *bandgap*. Já no processo de emissão espontânea, elétrons da banda de condução se recombinam com lacunas da banda de

valência, dando origem a fótons de direção e fase aleatórias. Esses fótons percorrem a cavidade e geram um ruído, chamado de ruído de emissão espontânea amplificada (*amplified spontaneous emission* – ASE), o qual é adicionado ao sinal na passagem pelo amplificador. Por fim, na emissão estimulada, a presença de fótons próximos a elétrons excitados da banda de condução estimulam a recombinação destes com lacunas da banda de valência. Como resultado, os fótons gerados por este processo possuem mesma fase, direção e polarização que os fótons que estimularam os decaimentos. São as emissões estimuladas por fótons do sinal ao longo do dispositivo que resultam na amplificação do mesmo na saída do SOA [16].

A ocorrência da emissão de luz espontânea e estimulada em SOAs está vinculada ao bombeio elétrico de portadores através da corrente de polarização do dispositivo. À medida que a corrente injetada aumenta, o fenômeno de emissão cresce. Com isto, chega-se a uma condição em que a potência óptica do sinal sob amplificação alcança uma amplitude suficiente para compensar, na saída do SOA, a soma da absorção com as perdas intrínsecas do dispositivo. Neste caso, o SOA se comporta como um amplificador de ganho unitário (condição de transparência). O aumento da corrente injetada a partir deste ponto faz com que a emissão estimulada sobreponha os efeitos de absorção e perdas intrínsecas, caracterizando a condição de inversão de população no dispositivo, de maneira que o SOA passa a apresentar ganho líquido.

Com relação à estrutura do SOA, esta pode ser generalizada por uma região ativa (junção semicondutora *pn*) limitada por duas faces reflexivas, uma de entrada e outra de saída. A partir deste modelo simplificado, podem-se classificar os SOAs em duas amplas categorias: o Fabry-Perot (FP-SOA) e o de onda caminhante (*traveling-wave* – TW-SOA). A Fig. 3.1 mostra estruturas típicas destes dois tipos de SOA. A clivagem da estrutura do SOA em 90° em relação ao eixo de propagação da luz na região ativa forma duas faces que apresentam refletividade (~32%) e caracterizam o FP-SOA. A aplicação de camadas anti-refletores, o crescimento de facetas enterradas ou o corte do material em ângulos diferentes de 90° diminuem consideravelmente as reflexões das faces do dispositivo, que definem a característica principal dos TW-SOAs.

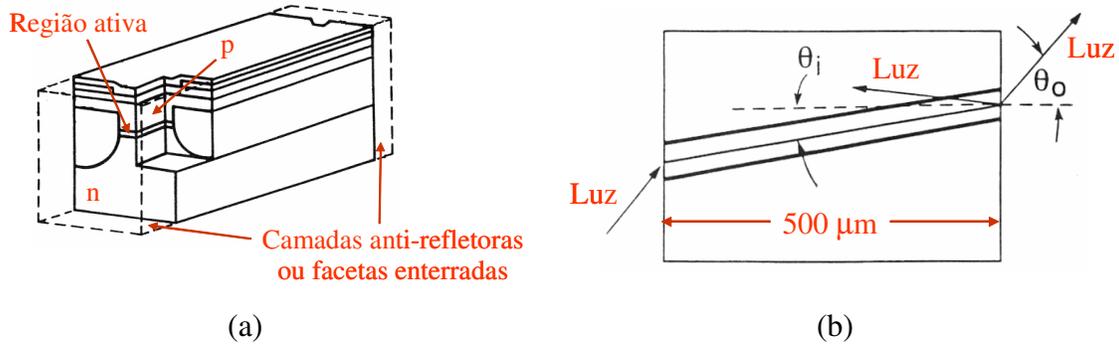


Fig. 3.1 – Estruturas de um de um TW-SOA (a) simples e (b) face angulada [16].

Numa primeira aproximação, o comportamento dos FP-SOAs se aproxima daquele de lasers semicondutores do tipo Fabry-Perot. Da mesma forma que no laser, os espelhos que limitam a região ativa criam uma condição de ressonância na cavidade. Assim, este dispositivo apresenta um alto ganho quando o comprimento de onda do sinal de entrada está sintonizado ao comprimento de onda de transmissão de pico da cavidade ressonante. É como se a amplificação ocorresse devido ao travamento do SOA (OIL) em relação ao sinal de entrada. Contudo, o ganho do amplificador é extremamente sensível aos parâmetros estruturais e operacionais, como a polarização da luz. Além disto, como o alto ganho é obtido pelas sucessivas passagens do sinal pela cavidade devido às reflexões nas faces, os FP-SOAs saturam para potências de entrada relativamente baixas. Devido à cavidade ressonante dos FP-SOAs, o espectro de ganho do amplificador é estreito em relação ao que se espera para um amplificador óptico. Por outro lado, esta característica de largura de banda estreita pode ser utilizada na concepção de filtros ópticos ativos e no chaveamento ou regeneração não-linear [16].

Já os TW-SOAs são mais apropriados para aplicações sistêmicas. Seu ganho é mais estável que no caso dos FP-SOAs e a amplificação aparece pela ocorrência de emissões estimuladas durante uma única passagem do sinal pela cavidade do dispositivo, devido à redução a quase zero das reflexões nas faces. Também por esta razão, os TW-SOAs tem uma largura de banda bem superior à dos FP-SOAs, aproximando-se do espectro de ganho do meio semiconductor. A redução da refletividade das faces do TW-SOA pode ser obtida utilizando-se um material dielétrico de cobertura anti-refletora. Por este processo, as refletividades podem ser reduzidas à ordem de 0,1%. No entanto, com o material dielétrico, as refletividades residuais se tornam diferentes para diferentes comprimentos de onda dos

sinais de entrada, resultando numa diferença de ganho de sinal para diferentes comprimentos de onda. A fim de superar estas dificuldades, outras técnicas são utilizadas para a redução das refletividades das faces, tais como a estrutura de faceta enterrada (*buried-facet structure*), que também reduz a dependência do dispositivo com a polarização da luz, e a estrutura de faceta angulada (*angled facet structure*) [15,16], apresentadas nas Fig. 3.1.

A Fig. 3.2 mostra um exemplo típico do espectro de saída de um TW-SOA, obtido a partir de um analisador de espectro óptico, que destaca a amplificação de um sinal centrado em 1550 nm (pontos deslocados em relação à curva do espectro), em função da corrente de polarização do dispositivo. Como pode ser observado, o nível do ruído de emissão espontânea amplificada aumenta com a amplitude da corrente acoplada ao dispositivo. A potência de saída do sinal também sobe em relação ao seu valor de entrada de -10 dBm quando a corrente se torna maior que 100 mA.

A versatilidade do SOA em diversas aplicações, fruto de sua capacidade de operar nos modos linear e não-linear, torna este dispositivo importante para os sistemas ópticos atuais e futuros.

Como exemplo, o mecanismo não-linear da mistura de quatro ondas (*four-wave mixing* – FWM) também pode ser explorado a fim de se produzir frequências desejadas. No FWM, dois sinais em um meio não-linear podem produzir frequências que não existiam antes no meio. Neste mecanismo ocorre a troca de energia entre as ondas incidentes no meio não-linear, e, como há perda de energia dos dois sinais de entrada para o meio, há a formação de novas frequências. A amplitude das ondas geradas é proporcional ao produto das amplitudes das ondas de entrada, enquanto a fase e a frequência das ondas resultantes são combinações lineares das fases e frequência dos sinais de entrada.

É justamente uma outra propriedade não-linear do SOA, a modulação cruzada do ganho, que explorada a partir dos efeitos observados na conversão de comprimento de onda, irá permitir a utilização do amplificador óptico semiconductor como elemento de geração/conversão de portadoras ópticas de RF, microondas e/ou ondas milimétricas após a fotodeteção.

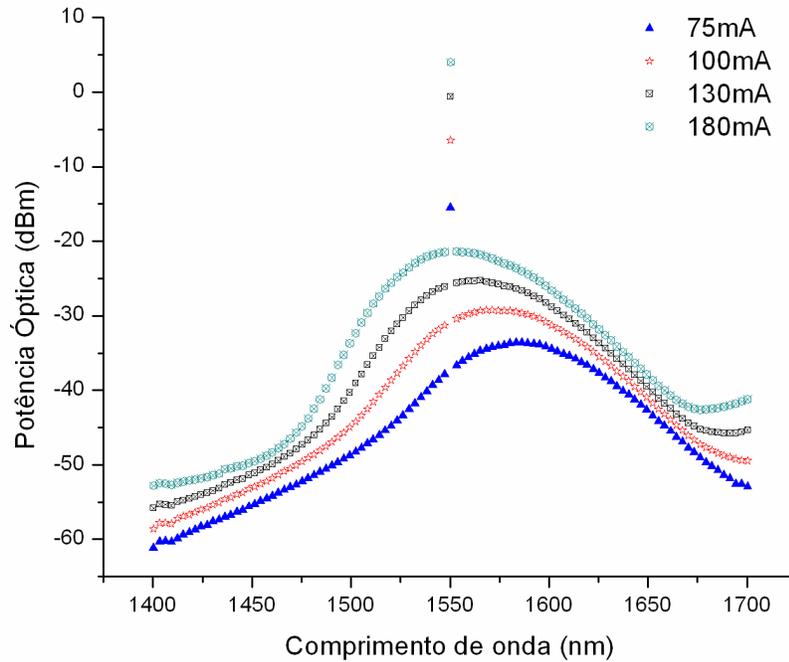


Fig. 3.2 – Espectro de saída de um TW-SOA que destaca a amplificação de um sinal centrado em 1550 nm, tendo a corrente de polarização do dispositivo como parâmetro.

3.3 Caracterização de Amplificadores Ópticos a Semicondutor

Existem quatro parâmetros principais que são comumente utilizados para descrever o desempenho de qualquer amplificador óptico. Estes parâmetros são o ganho de sinal, a largura de banda de operação, a potência de saturação de saída e a figura de ruído. Na seqüência, estes são avaliados do ponto de vista dos amplificadores ópticos a semicondutor.

3.3.1 Espectro de ganho e largura de banda

A propriedade mais importante do amplificador óptico é sua habilidade de amplificar a potência da luz. O ganho de um amplificador óptico pode ser gerado por um bombeio externo (óptica ou eletricamente) para conseguir-se a inversão de população. Em geral, o ganho óptico depende da frequência e da intensidade do sinal incidente ao longo da cavidade do amplificador, além da composição do próprio meio de propagação. Para se ilustrar o conceito geral, supõe-se o caso em que o meio de ganho é modelado como um

sistema de dois n veis homogeneamente alargados. O coeficiente de ganho de tal sistema pode ser modelado por [16]:

$$g(w, P) = \frac{g_0}{1 + (w - w_0)^2 T_2^2 + P/P_s} \quad (1)$$

onde g_0   o valor de pico do coeficiente de ganho, determinado pelo n vel de bombeamento do amplificador, $w = 2\pi f$   a freq ncia  ptica angular do sinal incidente (rad/s), w_0   a freq ncia angular central da banda de amplifica o (rad/s), P   a pot ncia  ptica do sinal a ser amplificado (W). A pot ncia de satura o P_s (W) depende de par metros do meio de ganho, tais como o tempo de vida da popula o at mica no estado excitado, que varia entre 100 ps e 10 ms e depende do meio de ganho do amplificador, e da se o transversal de transi o. O par metro T_2 , que   o tempo de relaxa o do dipolo,   tipicamente pequeno (0,1-1 ps).

Numa situa o onde $P/P_s \ll 1$ ao longo do amplificador, o ganho mant m-se abaixo da condi o de satura o e (1) pode ser rescrita como:

$$g(w) \approx \frac{g_0}{1 + (w - w_0)^2 T_2^2} \quad (2)$$

A equa o acima mostra que o coeficiente de ganho   m ximo quando a freq ncia incidente w coincide com w_0 . Na situa o onde a freq ncia incidente   diferente de w_0 , o coeficiente de ganho   reduzindo segundo um perfil lorentziano, caracter stica do sistema de dois n veis considerado. Numa situa o real, o espectro de ganho dos amplificadores desvia-se consideravelmente deste perfil. A largura de banda de ganho   definida como a diferen a entre os valores de freq ncia para os quais o espectro de $g(w)$ cai para a metade de seu valor m ximo (*full-width, half-maximum* – FWHM). Para um perfil espectral lorentziano, a largura de banda de ganho Δf_g   dada por:

$$\Delta f_g = \frac{\Delta w_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2} \quad (3)$$

Por exemplo, $\Delta f_g \cong 3$ THz para amplificadores ópticos semicondutores, para os quais $T_2 \cong 0,1$ ps. Amplificadores com largura de banda relativamente ampla são preferidos nos sistemas de comunicações ópticas, desde que a resposta do ganho seja plana na largura de banda de interesse, principalmente em se tratando de transmissão multicanal. Normalmente, o conceito de largura de banda do amplificador é utilizado ao invés de largura de banda do ganho. A diferença torna-se clara quando se considera o ganho do amplificador G , também conhecido por fator de amplificação, definido como:

$$G = P_{out} / P_{in} \quad (4)$$

onde P_{out} e P_{in} são as potências de saída e entrada, respectivamente, do sinal a ser amplificado. Pode-se obter a expressão de G partindo-se de que a evolução da potência óptica no interior do SOA pode ser representada por [16]:

$$\frac{dP(z)}{dz} = g(w)P(z) \quad (5)$$

onde $P(z)$ é a potência óptica no interior do SOA a uma distância z da face entrada. A integração de (5), assumindo-se a condição inicial $P(0) = P_{in}$, mostra que a potência do sinal cresce exponencialmente (g é assumido uniforme ao longo de z):

$$P(z) = P_{in} \exp[g(w)z] \quad (6)$$

Notando-se que $P(L) = P_{out}$, onde L é o comprimento do SOA, utilizando-se este resultado em (6) e observando-se (4), o fator de amplificação para o amplificador é dado por:

$$G(w) = \exp[g(w)L] \quad (7)$$

onde é explicitamente mostrada a dependência de G e g com a frequência. O ganho do amplificador $G(\omega)$ e o coeficiente de ganho $g(\omega)$ são máximos quando $\omega = \omega_0$ e decrescem com $(\omega - \omega_0)$. No entanto, $G(\omega)$ decresce mais rapidamente por causa de sua dependência exponencial com $g(\omega)$. A largura de banda do amplificador Δf_A é definida como a medida FWHM de $G(\omega)$ e está relacionada à largura de banda do ganho Δf_g por:

$$\Delta f_A = \Delta f_g \left(\frac{\ln 2}{g_0 L - \ln 2} \right) \quad (8)$$

A largura de banda do amplificador é menor que a largura de banda do ganho e a diferença depende do próprio valor de pico do coeficiente de ganho do amplificador.

3.3.2 Saturação de Ganho

A origem da saturação do ganho reside na dependência do coeficiente de ganho em relação à potência óptica, como ilustrado por (1). Quando $P \ll P_s$, g reduz-se à (2) e passa a ser referido como coeficiente de ganho de pequenos sinais, desde que a potência do sinal incidente seja pequena e mantenha-se pequena durante a amplificação. A partir do momento em que P se torna comparável a P_s , o coeficiente de ganho é reduzido do seu valor de pequeno sinal, levando o fator de amplificação também a decrescer.

Considerando-se o caso particular em que a frequência angular do sinal incidente é exatamente sintonizada em ω_0 , no intuito de se maximizar o ganho de pequeno sinal e eliminar a relação de frequência $(\omega - \omega_0)$ do denominador da expressão do coeficiente de ganho, a influência de P se torna comparável a P_s e pode ser considerada no sistema substituindo-se (1) em (5), de forma que:

$$\frac{dP}{dz} = \frac{g_0 P}{1 + P/P_s} \quad (9)$$

Integrando-se (9) ao longo do comprimento do amplificador e utilizando-se das condições iniciais $P(0) = P_{in}$ e $P(L) = P_{out} = GP_{in}$, obtém-se uma relação para o ganho do amplificador no caso de grandes sinais [16]:

$$G = G_0 \exp\left(-\frac{G-1}{G} \frac{P_{out}}{P_s}\right) \quad (10)$$

onde $G_0 = \exp(g_0L)$ é o valor não saturado do fator de amplificação ($P_{out} \ll P_s$). A Fig. 3.3 mostra o resultado de simulação para (10), assumindo-se um SOA com $G_0 = 15$ dB e $P_s = 2,24$ mW, onde G é calculado em função da razão P_{out}/P_s . Observa-se que o valor do fator de amplificação G começa a cair a partir de seu valor não saturado G_0 apenas quando P_{out} torna-se comparável a P_s . O valor de interesse prático é a potência de saturação de saída P_{out}^s , definida como a potência de saída para a qual o ganho do amplificador é reduzido por um fator de 2 (ou 3dB) do seu próprio valor não saturado (G_0). Esta definição aparece em destaque na Fig. 3.3.

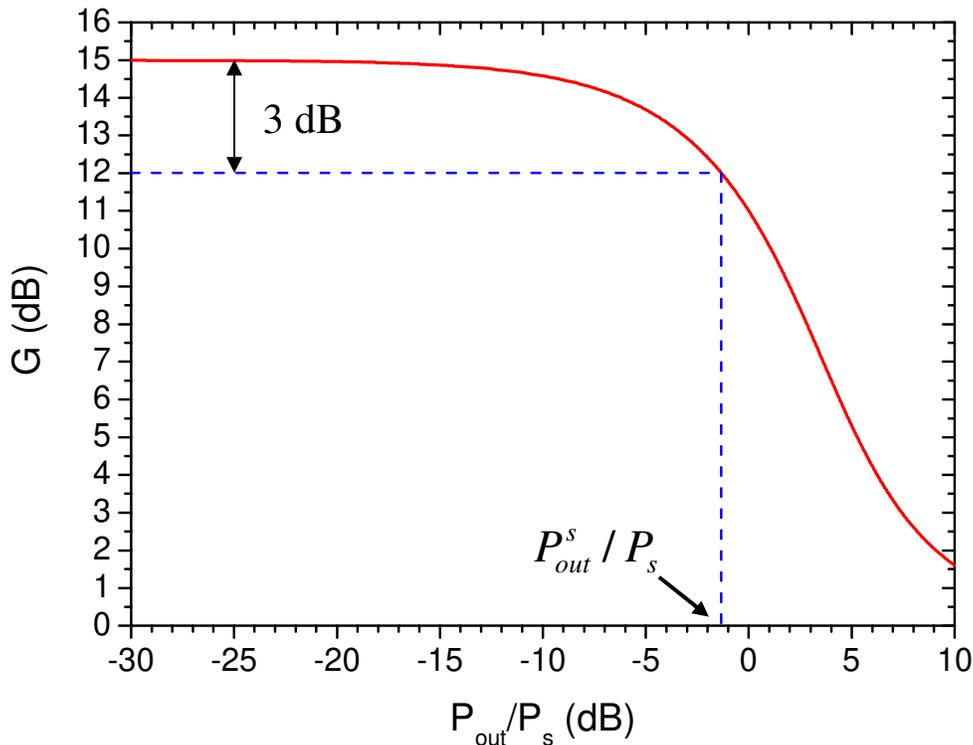


Fig. 3.3 – Ganho do amplificador em função da razão entre a potência de saída do amplificador e a sua potência de saturação, onde se assumiu $G_0 = 15$ dB e $P_s = 2,24$ mW.

Da definição de P_{out}^s , forçando $G = G_0/2$ em (10), chega-se a:

$$P_{out}^s = \frac{G_0 \ln 2}{G_0 - 2} P_s \quad (11)$$

Assumindo-se, novamente, que $G_0 = 15$ dB e $P_s = 2,24$ mW em (11), tem-se que a razão P_{out}^s / P_s vale -1,3 dB, como indicado na Fig. 3.3, chegando-se a um valor absoluto para P_{out}^s de cerca de 1,66 mW. Por outro lado, no caso de amplificadores com altos valores de ganho, G_0 pode chegar a 1000 (30 dB). Sob estas condições, $G_0 \gg 2$ no denominador de (11) e $P_{out}^s \approx (\ln 2)P_s \approx 0,69P_s$ ou $P_{out}^s / P_s \approx -1,6$ dB.

3.3.3 Ruído do Amplificador

Amplificadores ópticos, como os amplificadores eletrônicos, não estão livres de ruído. A degradação da relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio* – SNR) do sinal, após a amplificação óptica, é devida à emissão espontânea, que é acrescida ao sinal durante a sua amplificação. A razão para isto está no fato das emissões espontâneas se constituírem de eventos aleatórios, que causam uma variação indesejada na potência de saída do dispositivo e contribuem para o alargamento de linha do sinal amplificado devido à fase também aleatória dos fótons gerados. Em outras palavras, a Mecânica Quântica prevê que, se há a ocorrência de fótons espontâneos próximos da direção de propagação dos fótons do sinal, a probabilidade de interação entre os fótons espontâneos e os fótons do sinal se torna grande, gerando as flutuações de amplitude e fase. A contribuição destas flutuações fica ainda maior se for levado em conta o fato de que o processo de amplificação não se restringe apenas ao sinal, mas, também às próprias emissões espontâneas. Assim, além de provocar as variações de amplitude e fase, as emissões espontâneas concorrem com o sinal pelo ganho do amplificador. Conseqüentemente, na saída do amplificador, a potência medida possuirá uma parcela devido ao sinal amplificado, GP_{in} , e outra devido à ASE, P_N . Isto significa dizer que:

$$P_{out} = GP_{in} + P_N \quad (12)$$

Tal como num amplificador eletrônico, a figura de mérito pode ser atribuída para um amplificador óptico para descrever o desempenho do ruído. Num amplificador eletrônico, o desempenho do ruído é medido pela figura de ruído F , que descreve a degradação da relação-sinal-ruído devido à adição do ruído do amplificador. Matematicamente, isto pode ser expresso por:

$$F_n = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \quad (13)$$

onde $(S/N)_{in}$ é a relação sinal-ruído de entrada do amplificador e $(S/N)_{out}$ é a de saída do amplificador. Esta descrição pode ser igualmente aplicada a amplificadores ópticos. Pode ser mostrado por meio da mecânica quântica ou argumentos semi-clássicos que, por causa da emissão espontânea, inevitável em qualquer amplificador óptico, a figura de ruído mínima de um amplificador óptico é de 3 dB (a menos que o processo de amplificação óptico seja devido a amplificação paramétrica, para a qual uma figura de ruído de 0 dB pode ser obtida).

O ruído de um amplificador óptico é um dos seus parâmetros mais importantes. Ele não apenas limita a relação sinal-ruído do sistema que incorpora amplificadores ópticos, mas também impõem limitações a várias aplicações de amplificadores ópticos em sistemas de comunicação por fibra óptica. Por exemplo, considere vários amplificadores ópticos cascadeados como repetidores lineares para a compensação das perdas na fibra. A potência de ruído P_N , da ASE, contribui com uma parte de potência de saída P_{out} de um amplificador particular da cadeia. Portanto, P_N pode aumentar pela amplificação dos amplificadores subseqüentes. Uma vez que a saturação do ganho depende da quantia total de potência de entrada do amplificador, o ruído ASE de saída do estágio anterior na cadeia de amplificadores pode ser grande o suficiente para saturar os amplificadores seguintes. Se as refletividades de ambas as entradas e saídas dos amplificadores são baixas, a ASE emitida na direção contra-propagante ao fluxo do sinal óptico do sistema pode ser acoplada aos amplificadores dos estágios anteriores, contribuindo ainda mais para a saturação devido à ASE. Certamente, ainda que tais reflexões sejam pequenas, numa transmissão de longa

distância envolvendo um número relativamente grande de amplificadores como repetidores lineares, um determinado nível de potência de ASE pode contribuir significativamente ao longo da cadeia dos amplificadores e disparar oscilações. Para minimizar este efeito, isoladores ópticos podem ser instalados ao longo do enlace de fibra para minimizar o efeito da ASE de retorno, o que, no entanto, impossibilitaria o sistema de ser operado bidirecionalmente.

Na seqüência, analisa-se matematicamente a figura de ruído. Para tanto, assume-se que a modelagem é conduzida a partir de um processo de fotodetecção de um sinal óptico não-amplificado e amplificado. Considerando-se um processo de detecção ideal, onde o desempenho é limitado apenas pelo ruído balístico do fotodetector, e assumindo um amplificador com fator de amplificação G tal que $P_{out} = GP_{in}$, a $(S/N)_{in}$ pode ser escrita como [16]:

$$(SNR)_{in} = \frac{\langle I \rangle^2}{\sigma_s^2} = \frac{(RP_{in})^2}{2q(RP_{in})\Delta f_d} = \frac{P_{in}}{2hf\Delta f_d} \quad (14)$$

onde $\langle I \rangle = RP_{in}$ é a corrente média do fotodetector (A), $R = q/hf$ é a responsividade do fotodetector ideal de eficiência quântica unitária (A/W), q é a carga do elétron (C), h é a constante de Planck (J.s) e

$$\sigma_s^2 = 2q(RP_{in})\Delta f_d \quad (15)$$

onde σ_s^2 representa a contribuição do ruído balístico (A^2) e Δf_d é a largura de banda do fotodetector (Hz).

Para avaliar a SNR do sinal amplificado, deve-se adicionar a contribuição da emissão espontânea ao ruído do receptor. A densidade espectral do ruído de emissão espontânea induzida é praticamente constante (ruído branco) e é expressa por [16].

$$S_{sp}(f) = (G-1)n_{sp}hf \quad (16)$$

onde n_{sp} é o fator de emissão espontânea ou fator de inversão de população. Seu valor é de 1 para amplificadores com completa inversão de população (todos os átomos no estado excitado), mas torna-se maior que 1 quando a inversão de população é incompleta. Para um sistema de dois níveis homogeneamente alargado, pode se escrever que [16]:

$$n_{sp} = \frac{N_2}{N_2 - N_1} \quad (17)$$

onde N_1 e N_2 são as populações atômicas para os estados da banda de valência e condução, respectivamente. Neste caso, o efeito da emissão espontânea é o de adicionar flutuações à potência amplificada, que são convertidas em flutuações de corrente pelo fotodetector.

Desta forma, o fator dominante no ruído do receptor passa a ter origem no processo de batimento entre a emissão espontânea e o próprio sinal. Este fenômeno de batimento é similar à detecção heteródina no sentido que a emissão espontânea mistura-se coerentemente com o sinal amplificado no fotodetector, produzindo uma componente heteródina de fotocorrente. A variância da fotocorrente, após amplificação, pode ser expressa por [16]:

$$\sigma^2 = 2q(RGP_{in})\Delta f_d + 4(RGP_{in})(RS_{sp})\Delta f_d \quad (18)$$

onde o primeiro termo é devido ao ruído balístico e o segundo termo resulta do batimento entre o sinal e a emissão espontânea. Por simplicidade, desprezaram-se outras contribuições ao ruído do receptor. Assim, a SNR do sinal amplificado é dada por [16]:

$$(SNR)_{out} = \frac{\langle I \rangle^2}{\sigma^2} = \frac{(RGP_{in})^2}{\sigma^2} \approx \frac{GP_{in}}{4S_{sp}\Delta f_d} \quad (19)$$

onde a última relação foi obtida desprezando a contribuição do ruído balístico, o primeiro termo de (18), e é válida para $G \gg 1$.

A figura de ruído do amplificador é agora obtida substituindo (14) e (19) em (13). Se (16) é utilizada para S_{sp} , obtém-se:

$$F_n = 2n_{sp}(G-1)/G \approx 2n_{sp} \quad (20)$$

Em (20), observa-se que a SNR, associada ao sinal amplificado é degradada por um fator de 2 (ou 3 dB) mesmo para um amplificador ideal, onde $n_{sp} = 1$. Para muitos dos amplificadores práticos, F_n excede 3 dB e pode atingir de 6 a 8 dB. Para sua aplicação em sistemas de comunicações ópticas, o amplificador óptico deve possuir o menor valor de F_n possível.

3.4 Modulação Cruzada de Ganho em Amplificadores Ópticos a Semicondutor

A propriedade não linear da modulação cruzada de ganho de SOAs tem encontrado diferentes aplicações nos sistemas ópticos. Este mecanismo requer que o SOA opere com níveis de sinal de entrada suficientemente altos para que se atinja a saturação do ganho do dispositivo. Com isso, a população de portadores dentro da cavidade se torna fortemente susceptível a possíveis oscilações do sinal, de maneira que o próprio ganho e o índice de refração da cavidade passam a variar quase que em fase com estas oscilações. Em outras palavras, se o número de fótons na cavidade variar, por exemplo, devido à modulação de um sinal de entrada, com a saturação, haverá um consumo quase que instantâneo a mais (menor ganho) ou a menos (maior ganho) do número já reduzido de portadores da banda de condução, fazendo com que o ganho do amplificador responda proporcionalmente a estas variações. Se, por acaso, um segundo sinal não modulado for acoplado à cavidade deste SOA saturado, o conteúdo de modulação do primeiro sinal é transferido ao segundo por causa da modulação induzida (ou cruzada) do ganho. Este princípio tem sido explorado freqüentemente em aplicações que envolvem a conversão de comprimentos de onda [18-19]. No entanto, o efeito não-linear da modulação cruzada do ganho é indesejado em outras aplicações, como, por exemplo, na amplificação simultânea de canais em sistemas de multiplexação por divisão em comprimento de onda (*wavelength division multiplexing* – WDM). Neste caso, a saturação do ganho e a modulação dos canais ópticos resultam em

interferência entre os canais após a amplificação, o que é induzida pela intermodulação da densidade de portadores com os conteúdos de cada canal. Uma forma de se prevenir os efeitos de interferência no desempenho do sistema seria a de operar o SOA longe do estado de saturação.

Por outro lado, a análise dos resultados relativos aos efeitos de conversão de comprimento de onda e de interferência descritos acima e provocados pela modulação cruzada do ganho do SOA sugere que este dispositivo, sob operação não-linear (saturação), tem características semelhantes às de dispositivos misturadores (*mixers*) de eletrônica, ou seja, possuem o potencial de gerar componentes harmônicas ou produtos de intermodulação em frequências desejadas. De fato, investigações posteriores concluíram que é possível se gerar sinais nas faixas de frequência de RF, microondas e ondas milimétricas [20-21] após a fotodeteção, partindo-se da mistura de sinais ópticos modulados em SOAs. A Fig. 3.4 procura ilustrar o mecanismo de mistura para duas portadoras ópticas moduladas em amplitude que estão sendo simultaneamente acopladas a um SOA, cujo conceito será utilizado posteriormente, durante o processo experimental. Para que o efeito de mistura seja alcançado, como mencionado anteriormente, é necessário que pelo menos um dos dois sinais injetados no SOA tenha potência suficiente para o saturar. O resultado disto é que o coeficiente de ganho do SOA, $g(t)$, e, portanto, o ganho do amplificador $G(t)$, são ambos simultaneamente modulados nas frequências fundamentais (portadoras) e componentes harmônicas (devido à modulação) dos dois sinais ópticos.

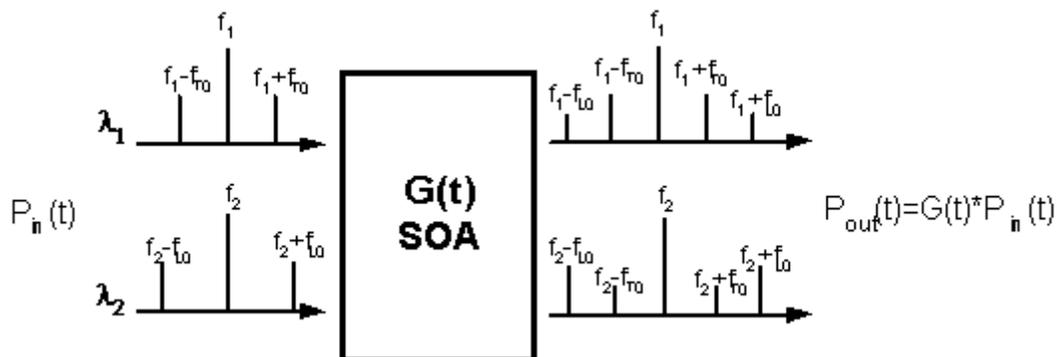


Fig. 3.4 – Diagrama conceitual da utilização do SOA como misturador totalmente óptico.

Uma das portadoras é gerada por um laser transmissor (1), que opera no comprimento de onda λ_1 ($f_1 = c/\lambda_1$, onde c é a velocidade da luz) e é modulada numa frequência f_{TO} . A outra é produzida por um laser, denominado oscilador local (2), que opera no comprimento de onda λ_2 ($f_2 = c/\lambda_2$) e é modulada numa frequência f_{LO} . Assumindo-se que a potência óptica acoplada ao amplificador óptico semiconductor é suficiente para saturá-lo, a população de portadores na região de ganho do SOA diminui significativamente, resultando em uma considerável redução do ganho do amplificador. Contudo, como já mencionado, a condição de saturação profunda torna o ganho do SOA fortemente sensível a qualquer variação do número de fótons no interior de sua cavidade. Desta forma, o SOA responde de forma quase que sincronizada em relação às flutuações da potência óptica acoplada, originada pela modulação de intensidade óptica das portadoras. Portanto, como consequência das flutuações, o ganho óptico é simultaneamente modulado em ambas as frequências de modulação das portadoras ópticas f_{TO} e f_{LO} , de tal forma que o SOA torna-se incapaz de distinguir e separar cada uma das portadoras ópticas de suas próprias componentes de frequência. Como resultado, a modulação do ganho do SOA induz uma amplificação modulada de ambas portadoras ópticas nas frequências f_{TO} e f_{LO} .

Agora, se o sinal óptico de saída do SOA for filtrado, por exemplo, numa faixa ao redor de λ_1 , que retire λ_2 do sistema antes da fotodetecção, como uma tentativa de redução da contribuição de ruído na recepção, a fotocorrente irá conter harmônicas nas frequências $f_{LO} + f_{TO}$ e $f_{LO} - f_{TO}$. Estas harmônicas resultam, na verdade, de um segundo processo de mistura, que acontece, agora, no fotodetector, devido à resposta quadrática do dispositivo em relação ao campo elétrico total incidente, e a uma filtragem natural eletrônica que elimina componentes de mais altas frequências. Escolhendo-se corretamente f_{TO} and f_{LO} , ambos os sinais convertidos para cima ($f_{LO} + f_{TO}$) e para baixo ($f_{LO} - f_{TO}$) podem estar localizados dentro de um intervalo de frequência específico, que pode variar entre RF, microondas e, potencialmente, até ondas milimétricas. Deve-se ressaltar que a eficiência desta técnica depende do casamento entre o estado de polarização dos feixes que são acoplados ao SOA e a direção preferencial do modo suportado pela cavidade do dispositivo. O emprego de SOAs com facetas enterradas pode ser uma solução para se minimizar o efeito degradante do descasamento de polarização.

Portanto, os efeitos não-lineares no SOA causam ganho diferenciado aos campos elétricos que se propagam pelo dispositivo, levando à geração das harmônicas de produtos de intermodulação na saída do SOA. Para se ter uma idéia de uma maneira simplificada de se modelar esta propriedade, a equação de taxa que governa a variação da densidade de portadores na região ativa de um SOA pode ser escrita como [20-22]:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g(N)}{hf_r} \frac{|E|^2}{Z} \quad (21)$$

onde N é a densidade de portadores (m^{-3}), τ_c é o tempo médio efetivo de recombinação de portadores (s), V é o volume da região ativa (m^3), I é a corrente injetada na região ativa (A), $g(N)$ é o coeficiente de ganho (m^{-1}), E é o campo elétrico total na cavidade do SOA (V/m), Z é a impedância relativa do meio (Ω) e f_r é a frequência de ressonância da cavidade óptica (Hz). A não linearidade do último termo de (21) é responsável por provocar a mistura de sinais ópticos no SOA, gerando assim os produtos de intermodulação. O campo elétrico total, em (21), pode ser escrito como:

$$E^2(t) = [(E_{TO}(t) + E_{LO}(t))]^2 = [E_T \cos(2\pi f_1 t + \varphi_1) + E_L \cos(2\pi f_2 t + \varphi_2)]^2 \quad (22)$$

onde, para simplificação da análise, a modulação em amplitude das portadoras ópticas foi desconsiderada, $E_{TO}(t)$ é o campo elétrico que representa a portadora do laser transmissor (V/m), $E_{LO}(t)$ é o campo elétrico que representa a portadora do laser local (V/m) e E_T (V/m) e φ_1 (rad) e E_L (V/m) e φ_2 (rad) são as amplitudes e fase dos campos elétricos que representam as portadoras dos lasers transmissor e local, respectivamente. Desenvolvendo-se (22), chega-se a:

$$\begin{aligned} E^2(t) &= \frac{1}{2} (E_T^2 + E_L^2) \\ &+ E_T E_L \cos[2\pi f_1 t + \theta] + E_T E_L \cos[(2\pi f_1 + 2\pi f_2)t + (\varphi_1 + \varphi_2)] \\ &+ \frac{1}{2} E_T^2 \cos(4\pi f_1 t + 2\varphi_1) + \frac{1}{2} E_L^2 \cos(4\pi f_2 t + 2\varphi_2) \end{aligned} \quad (23)$$

onde $\theta = \varphi_1 - \varphi_2$ (rad) e $f_{FI} = f_1 - f_2$ (Hz) é a frequência intermediária (batimento). Pode-se observar que o resultado final, para o campo total, possui um conteúdo harmônico diverso. Para continuar com o desenvolvimento e modelar o comportamento temporal de (21), pode-se adotar uma solução do tipo [20-22]:

$$N(t) = \bar{N} + 2\Delta N \cos(2\pi f_{FI} t) \quad (24)$$

onde a influência mais marcante do conteúdo harmônico é assumida como sendo a da componente de batimento e \bar{N} é o valor médio da densidade de portadores (m^{-3}), escrito como [20-22]:

$$\bar{N} = \frac{\frac{I}{I_0} + P_T + P_L}{1 + P_T + P_L} N_0 \quad (25)$$

onde

$$I_0 = \frac{qVN_0}{\tau_c} \quad (26)$$

é a corrente necessária para que se atinja a condição de transparência na região ativa do SOA (A), P_T e P_L são as potências normalizadas em relação à potência de saturação P_{sat} para os sinais do laser transmissor e local, respectivamente, $N_0 \cong 1$ a $2 \times 10^{24} \text{ m}^{-3}$ é a densidade de portadores (m^{-3}) na qual a região ativa se torna transparente (início da inversão de população). A amplitude da parte temporal de (24), ΔN , pode ser escrita como [20-22]:

$$\Delta N = - \frac{\frac{(\bar{N} - N_0)\sigma_m E_T E_L}{ZP_{sat}}}{1 + P_T + P_L + j2\pi f_{IF} \tau_c} \quad (27)$$

onde σ_m é a área de seção transversal da região ativa (m^2). De (27), pode-se observar que a influência de ΔN só passa a ser significativa quando a amplitude dos campos elétricos é tal que o produto começa a ficar da ordem de grandeza da potência de saturação. Isto confirma a necessidade de se induzir a saturação para que o efeito de mistura possa acontecer, especialmente se a modulação da portadora passa a ser considerada na formulação acima. Para a proposição de (24) e a obtenção de (25) e (27), $g(N)$ foi assumido possuir uma variação linear com a densidade de portadores, de tal maneira que [16]:

$$g(N) = \Gamma a(N - N_0) \quad (28)$$

onde Γ é o fator de confinamento e $a \cong 2$ a $3 \times 10^{-20} \text{ m}^2$ é a constante de ganho.

3.5 Simulação da Modulação Cruzada do Ganho em SOAs

Nesta seção, para uma ilustração do processo, apresentam-se resultados de simulação para o efeito da modulação cruzada do ganho em amplificadores ópticos semicondutores, onde se utilizou um programa desenvolvido pelo grupo de pesquisa [23] que empregou as formulações das seções anteriores e outras que vão além do escopo deste trabalho. Houve a preocupação de se tentar criar condições próximas daquelas observadas durante as medidas experimentais. As portadoras ópticas de entrada moduladas em amplitude foram geradas com o auxílio de um software gráfico. A tabela de valores de entrada foi então carregada no *software* SOASim [23] e em sua segunda versão, o Z-SOA [24], que produziu arquivos de texto com os valores correspondentes ao que se obteria após o processo de fotodetecção. Estes arquivos de texto foram utilizados em um programa para confecção de gráficos (*Origin*), o que originou a Fig. 3.5.

Nesta figura, tem-se o resultado de simulação que prevê a resposta do processo de mistura dos sinais ópticos no SOA e após a fotodetecção. Neste caso, assumiram-se $f_{LO} = 250 \text{ MHz}$ e $f_{TO} = 400 \text{ MHz}$ e que a filtragem aconteceria ao redor de λ_1 . A Fig. 3.5 mostra as componentes relativas a f_{LO} e f_{TO} , inclusive com a segunda harmônica de modulação de

f_{TO} , já que o laser 1 foi assumido como sendo modulado diretamente. Como esperado, existe a presença da componente f_{LO} , apesar do laser 2 ter sido filtrado antes da fotodetecção. No entanto, a amplitude desta componente é menor que àquela para f_{TO} . Na Fig. 3.5, consegue-se visualizar nitidamente apenas o produto de conversão para cima $f_{LO} + f_{TO} = 650$ MHz. Com relação ao produto de conversão para baixo $f_{LO} - f_{TO} = 150$ MHz, existe uma variação de amplitude na região do gráfico ao redor desta frequência, sugerindo a presença também desta componente. Como será observado no Capítulo 4, o comportamento espectral descrito acima concorda qualitativamente com os resultados obtidos durante a fase experimental do trabalho.

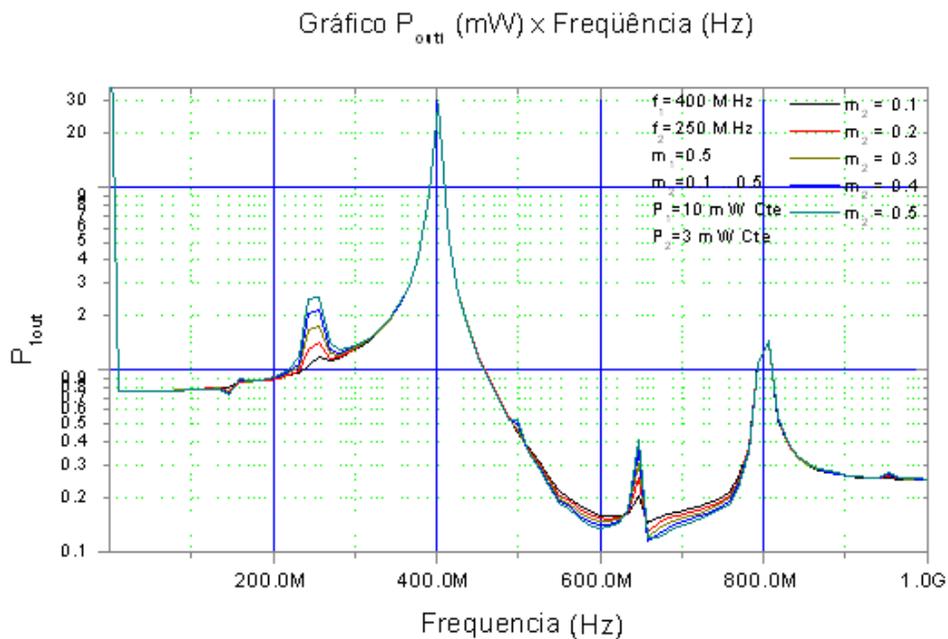


Fig. 3.5 – Resultado de simulação que prevê a resposta do processo de mistura de sinais após a fotodetecção.

3.6 Conclusões

Nos sistemas de comunicações ópticas atuais, a função de amplificação óptica vem sendo exercida pelos amplificadores a fibra dopada com Érbio (*erbium-doped fiber*

amplifier – EDFA), principalmente pelo fato destes dispositivos serem capazes de amplificar diversos canais simultaneamente e com um mínimo de interferência entre eles. No entanto, os SOAs têm encontrado uma variedade de aplicações devido às suas características não-lineares, tais como em chaves ópticas e na conversão de comprimento de onda. Além destas, a propriedade de mistura entre portadoras ópticas, advinda da modulação cruzada de ganho, possui o potencial de ser explorada na geração de portadoras de RF, microonda ou ondas milimétricas, resultando em arranjos que permitiriam a integração e produção em massa.

Na referência [22], demonstrou-se a eficiência do emprego de SOAs na geração de portadoras de microondas de acordo com o esquema apresentado pela Fig. 3.4. O modelo matemático aqui utilizado confirma os resultados experimentais. No entanto, um ponto importante levantado em [22] foi a baixa eficiência obtida na mistura dos sinais devido às baixas potências das portadoras ópticas. Já em [25], observou-se uma melhoria no desempenho do esquema com o emprego de SOAs em cascata com o propósito de geração de portadoras de RF ou microondas, devido a uma saturação mais profunda do ganho no segundo SOA, mesmo quando as potências ópticas das portadoras eram baixas. Baseados nestes resultados, como será visto no próximo capítulo, a proposta deste trabalho é a de reformular o arranjo experimental utilizado em [25] para provocar a saturação profunda do dispositivo através de um esquema que utiliza a realimentação óptica em apenas um SOA, verificando-se a contribuição deste na eficiência da mistura das portadoras ópticas moduladas após a fotodetecção.

CAPÍTULO 4

Projeto e Resultados Experimentais

4.1 Introdução

Como mencionado ao final do Capítulo 3, a mistura entre portadoras ópticas provocada pela modulação cruzada de ganho de SOAs possui o potencial de ser explorada na geração de portadoras de RF, microonda ou ondas milimétricas. Neste caso, a idéia é a de reformular o arranjo experimental que utiliza SOAs em cascata [25] e provocar a saturação profunda do dispositivo através de um esquema que utiliza a realimentação óptica em apenas um SOA. Com isto, pode-se diminuir o número de SOAs utilizados no arranjo experimental sem comprometer a eficiência da mistura das portadoras ópticas moduladas após fotodetecção, ou seja, pode-se manter, ou até aumentar, as amplitudes das componentes de frequência que podem ser geradas.

A fim de se compararem os diferentes esquemas de geração de sinais utilizando SOAs, realizou-se uma série de experimentos onde os SOAs foram utilizados em configurações cascadeadas e/ou realimentadas. Primeiramente, um experimento foi realizado para demonstrar as propriedades de mistura de um SOA (1-SOA), quando o mesmo era submetido à aplicação de dois sinais ópticos de comprimentos de onda distintos, modulados em diferentes frequências. Sob as mesmas condições de operação, um segundo SOA é inserido no aparato experimental, em série com o primeiro, de forma a se observar o efeito da utilização cascadeada de SOAs (2-SOA) na mistura de sinais. A seguir, a proposta deste trabalho de implementar um experimento de geração de sinais de RF por meio da mistura de portadoras ópticas em um SOA realimentado opticamente (FB-SOA) foi realizada, utilizando-se os mesmos sinais ópticos modulados.

A Fig. 4.1 mostra o diagrama de blocos que foi proposto para a realização do experimento com SOA realimentado opticamente (FB-SOA), com destaque para o esquema

que ilustra o mecanismo de mistura do conteúdo de modulação das portadoras ópticas individualmente moduladas em amplitude e em diferentes frequências.

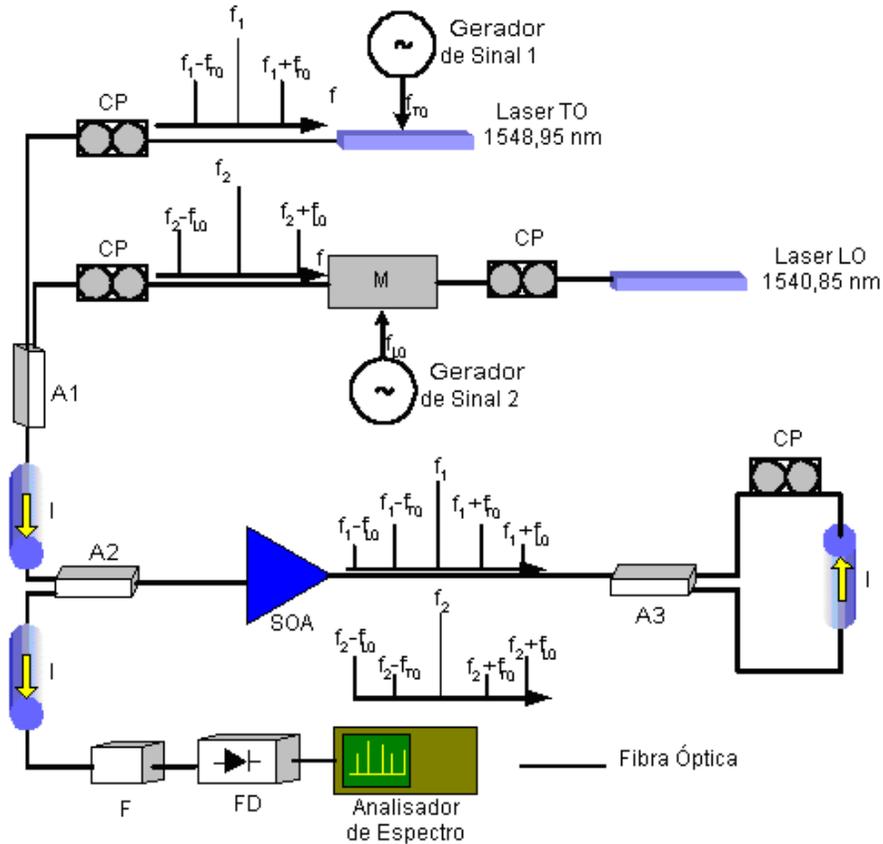


Fig. 4.1 – Diagrama de blocos que representa o experimento com SOA realimentado opticamente (FB-SOA).

A portadora óptica 1 é gerada pelo laser 1, denominado de laser transmissor (TO), que opera na frequência óptica f_1 e é modulado diretamente na frequência f_{TO} pelo gerador de sinais 1. A portadora óptica 2, modulada na frequência f_{LO} via um modulador externo alimentado pelo gerador de sinais 2, é fornecida pelo laser 2, denominado laser local (LO), que opera na frequência óptica f_2 . Os controles de polarização nesta parte do circuito ajustam a polarização da luz que entra no modulador óptico e as polarizações dos feixes que chegam ao SOA. Ambos sinais ópticos são combinados por um primeiro acoplador óptico direcional 2x1, antes de passarem por um isolador (a função dos isoladores no circuito óptico é a de prevenir o retorno de sinais ópticos indesejados). Logo após este

isolador, as portadoras ópticas chegam, então, a um segundo acoplador direcional 2×1, que representa a entrada do estágio que contém o FB-SOA. A saída deste acoplador está conectada à entrada do SOA que promove a mistura de sinais. Diferentemente de outros esquemas, as portadoras ópticas, cujo conteúdo de modulação já foi misturado em uma primeira passagem pelo SOA, têm o efeito de mistura reforçada devido a uma segunda passagem pelo mesmo dispositivo. Neste caso, o retorno dos sinais ópticos é promovido por um estágio seguinte ao SOA, formado por um terceiro acoplador direcional 2×1, que tem as suas duas entradas combinadas de maneira a formar um laço de realimentação. Este laço contém um outro controle de polarização, para assegurar o casamento da polarização da luz que retorna ao SOA, e um outro isolador, que dá uma direção preferencial de propagação para os feixes e minimiza efeitos de reflexão de luz. Após a segunda passagem pelo SOA, espera-se um reforço do estado de saturação do dispositivo e, portanto, de mistura, as portadoras ópticas retornam ao acoplador direcional de entrada do estágio que contém o FB-SOA. Após este acoplador e um outro isolador, um filtro seleciona uma das portadoras ópticas que é fotodetectada. A resposta do sinal eletrônico correspondente à fotocorrente produzida é observada em um analisador de espectro eletrônico. Com a fotodeteção, um segundo processo de mistura acontece devido à resposta quadrática do dispositivo em relação ao campo elétrico total incidente. Com isto, espera-se que a fotocorrente contenha, além de componentes nas frequências f_{TO} e f_{LO} , onde o aparecimento de f_{LO} é possível apenas devido ao primeiro processo de mistura das portadoras ópticas moduladas em amplitude no SOA, os produtos de conversão para cima ($f_{LO} + f_{TO}$) e para baixo ($f_{LO} - f_{TO}$). A filtragem natural, pela resposta em frequência do fotodetector e outros componentes eletrônicos, eliminaria a contribuição de outras componentes de mais altas frequências.

4.2 Preparação dos Experimentos

Como mencionado na seção anterior, o roteiro experimental prevê a realização de uma série de experimentos onde um ou mais SOAs foram utilizados em configurações cascadeadas e/ou realimentadas no intuito de se compararem diferentes esquemas de geração de sinais utilizando SOAs e verificação das eficiências da mistura de sinais. Todas

as montagens foram realizadas utilizando-se componentes ópticos com saída/entrada em rabichos de fibra conectorizados em FC/PC e/ou FC/APC. Cordões ópticos (*jumpers*) conectorizados em FC/PC e/ou FC/APC foram também utilizados para interconectar componentes e instrumentos e como estágios de transição para os diferentes tipos de conectores.

Para que as comparações propostas pudessem ser adequadamente desempenhadas, procurou-se manter os elementos ativos dos sistemas operando com os mesmos parâmetros nominais. Primeiramente, foram feitos os ajustes de corrente de polarização dos lasers e SOAs e da modulação das portadoras ópticas. Todos os SOAs (E-Tek Ind.) foram polarizados com 120 mA. A fonte laser 1 (TO) foi um laser semiconductor em cavidade externa (E-Tek Ind.) que operava em um único comprimento de onda λ_1 de 1548,95 nm. Sua corrente de polarização foi ajustada em 120 mA, que produziu a máxima potência de saída para o dispositivo (~ 1 mW) sem que se prejudicasse seu tempo de vida. Este laser foi modulado diretamente por um gerador de sinais senoidal (Wavetek 2500A) em uma frequência f_{TO} de 250 MHz. O próprio esquema de encapsulamento deste laser oferecia a possibilidade de conexão direta com o gerador de sinais. Já a fonte laser 2 (LO) foi um laser semiconductor em cavidade externa sintonizável (Photonetics), cujo comprimento de onda de operação λ_2 foi ajustado em 1540,85 nm, ou seja, cerca de 8,1 nm afastado de λ_1 . A razão para a escolha de λ_2 no valor indicado foi a de maximizar o efeito da filtragem antes da fotodetecção e pela largura de faixa de filtragem permitida pelo filtro utilizado. A corrente de polarização de LO foi de 60 mA e seu sinal de saída de cerca de 1 mW foi modulado por um modulador externo (Sumitomo Inc) numa frequência f_{LO} de 400 MHz via um gerador de sinais (HP 8657A). Os valores das frequências de modulação utilizadas f_{TO} e f_{LO} foram escolhidos para propiciar uma visualização adequada do efeito de mistura, dentro de limites impostos pela banda de modulação direta do laser TO, pela máxima frequência fornecida pelos geradores e pela banda de operação do analisador de espectro elétrico (HP 8590B). Assim, a geração de portadores ficou restrita à faixa de RF, ao invés da faixa de microondas que seria suportada pela banda de operação do fotodetector. Numa investigação preliminar das características de emissão dos lasers, a Fig. 4.2 mostra os espectros ópticos das portadoras ópticas. Os marcadores do analisador de espectro óptico (Anritsu MS96A) indicam a distância de 8,1 nm entre as portadoras.

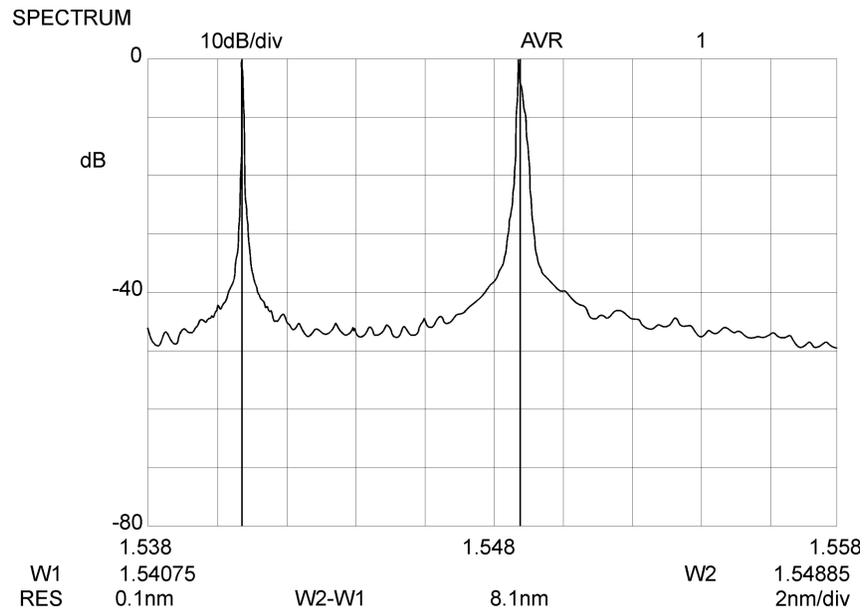


Fig. 4.2 – Espectros ópticos dos sinais dos lasers TO (1548,95 nm) e LO (1540,85 nm).

A filtragem óptica foi usada antes do fotodetector como uma forma de minimizar a contribuição excessiva de ruído do sinal de LO (e. g., ruído de intensidade) e da emissão espontânea amplificada, na geração dos sinais convertidos para cima e para baixo. A Fig. 4.3 apresenta o espectro resultante da filtragem dos espectros dos lasers mostrados na Fig. 4.2. Pode-se observar que a influência de LO é removida pelo filtro. O fotodetector utilizado no experimento possuía banda entre 300 kHz e 6 GHz (HP 83411A) e foi colocado após um filtro óptico de largura de banda de 6 nm, centrada em 1550 nm.

4.3 Geração de portadoras de RF através de utilização de SOAs cascadeados

A fim de observar as implicações do emprego de SOAs em cascata na geração de sinais e ilustrar o mecanismo de mistura dos SOAs, primeiramente, realizou-se um experimento com apenas um SOA (SOA1 ou SOA2 na Fig. 4.4). A Fig. 4.4 mostra o diagrama de blocos da configuração experimental de dois SOAs em cascata (2-SOA). O

laser TO é diretamente modulado na frequência de modulação f_{TO} e o sinal do laser LO é modulado externamente, via um modulador óptico, com a frequência de modulação f_{LO} .

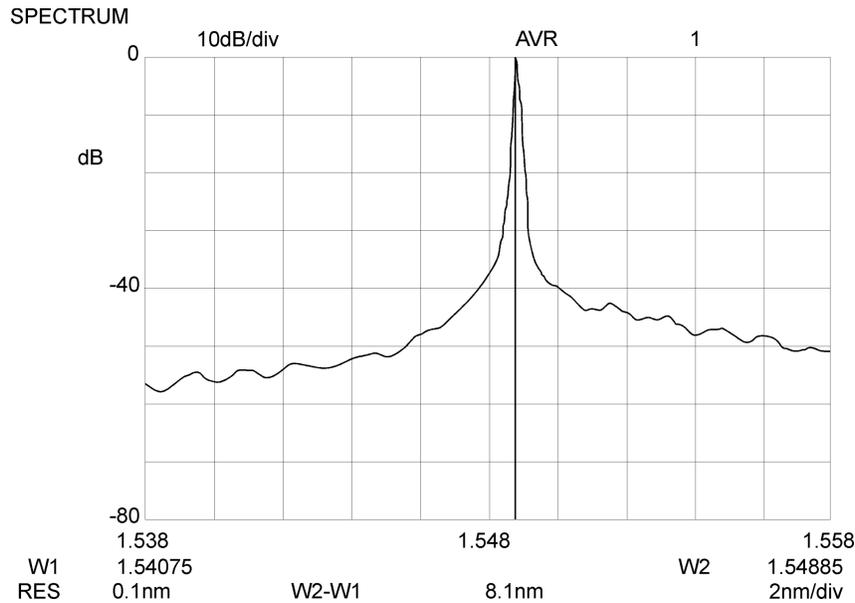


Fig. 4.3 – Espectros ópticos dos sinais dos lasers TO e LO após filtragem.

Ambos os sinais modulados passam, então, através de um acoplador óptico a fibra, balanceado (A) e são injetados no interior da região ativa do SOA1. Na sequência, o sinal gerado na saída do SOA1 é acoplado ao SOA2. Como o sinal na entrada do SOA2 já foi amplificado, garante-se um maior nível de potência acoplado a este amplificador, maximizando-se a sua saturação, e, com isto, justificando-se uma possível melhoria no processo de mistura entre os dois sinais ópticos em relação ao que se conseguiria com apenas um SOA. A seguir, o sinal resultante da dupla amplificação passa através do filtro óptico (F) centrado em λ_1 e é fotodetectado. A fotocorrente produzida é amplificada e acoplada a um analisador de espectro. Controles de polarização (CP) são usados para casar a polarização dos feixes dos lasers com a polarização das frentes de onda do SOA. Isoladores (I) evitam reflexões indesejadas e acoplamentos entre SOAs.

Antes, porém, de se partir para as medições relativas ao diagrama experimental da Fig. 4.4, um experimento preliminar foi conduzido, onde o SOA2 foi retirado do circuito e o sinal na saída do SOA1 foi filtrado e fotodetectado. A Fig. 4.5 mostra a medida da potência espectral do sinal eletrônico obtido após o fotodetector (FD). Como resultado do

segundo batimento no fotodetector, é possível observarem-se seis componentes principais de frequência.

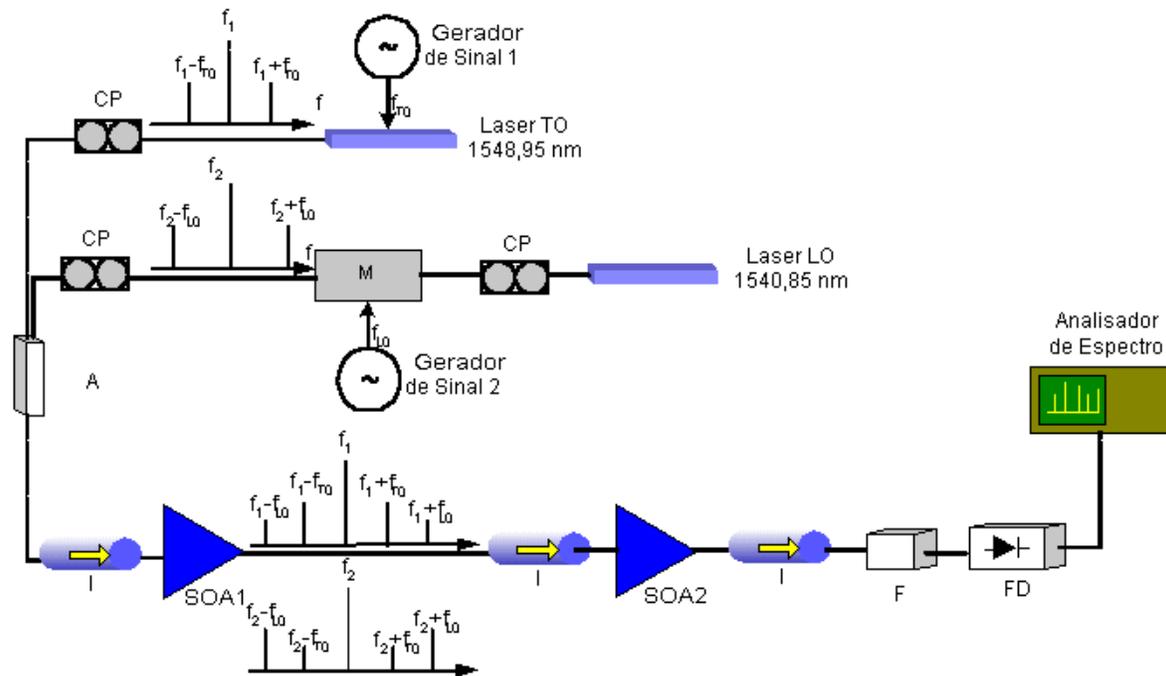


Fig. 4.4 – Diagrama de bloco da configuração de SOAs em cascata. TO: laser transmissor; LO: laser local; M: modulador óptico; CP: controle de polarização; A: acoplador óptico direcional; FD: fotodetector; SOA: amplificadores ópticos semicondutores; I: isoladores; F: filtro óptico.

Os níveis de sinal das harmônicas, que correspondem às frequências de modulação de TO e LO, são de, aproximadamente, -46 dBm e -62 dBm, respectivamente. Uma segunda harmônica para f_{TO} aparece na Fig. 4.5, com amplitude de cerca de -58 dBm, fruto da modulação direta do laser e das características da fonte de modulação. Estes dois fatores também são responsáveis pelo aparecimento do sinal observado próximo a 560 MHz, resultado do batimento de harmônicas superiores das frequências de modulação. Finalmente, as componentes resultantes da mistura em 650 MHz e 150 MHz, apresentaram níveis de potência sensivelmente menores que os valores medidos para as frequências de modulação (cerca de 35 dB menor que a harmônica de modulação de TO). Este resultado era esperado, já que a potência óptica acoplada ao SOA foi insuficiente para sua saturação profunda, o que implicou em um pobre efeito de mistura. O filtro utilizado possuía largura

de banda de 6 nm, sendo que a distância entre as portadoras ópticas, da ordem de 8,1 nm, poderia acarretar na queda da eficiência da mistura, o que não pode ser investigado pelas limitações do filtro. Para utilização prática de um ou outro produto de conversão, seria necessário introduzir um filtro passa-banda, centrado na frequência de interesse, após o fotodetector.

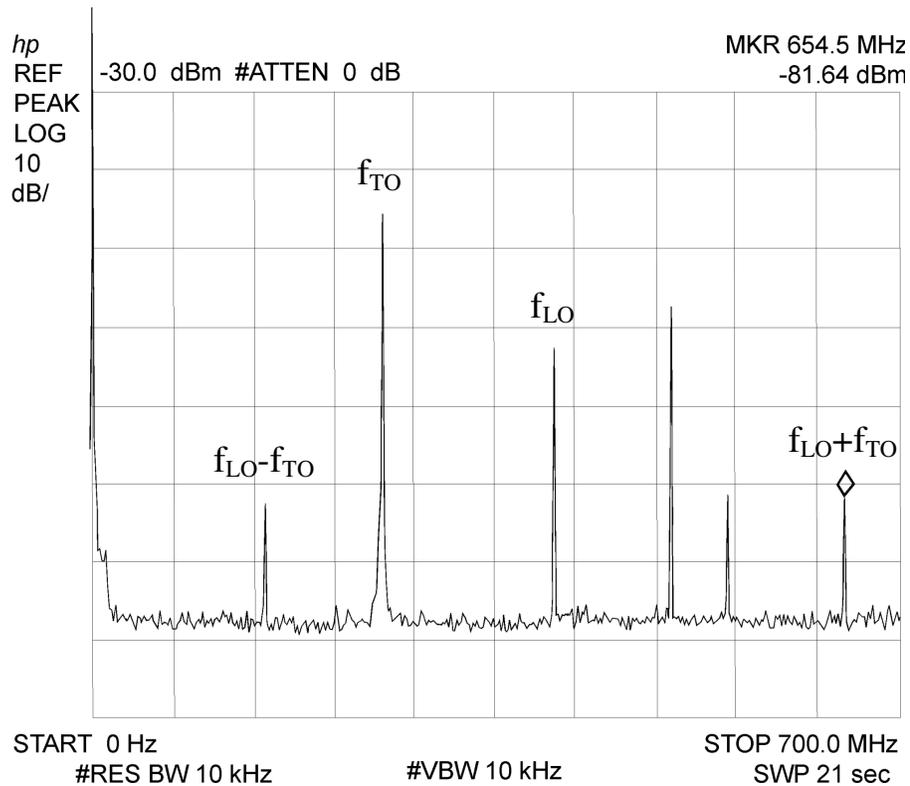


Fig. 4.5 – Espectro do sinal de saída do fotodetector para o experimento 1-SOA.

A Fig. 4.6 mostra o espectro de potência após a adição do SOA2. O uso de SOAs em cascata tende a melhorar o efeito de mistura, uma vez que uma condição de saturação profunda pode ser alcançada mais efetivamente. Como resultado, o segundo SOA amplifica mais dinamicamente as harmônicas menos intensas do sinal óptico. Comparando-se a Fig. 4.5 com a Fig. 4.6, pode-se observar que as amplitudes das componentes convertidas para cima e para baixo foram aumentadas de cerca de 10 a 12 dB após a inclusão do SOA2 (para cerca de -69 dBm e -73 dBm, respectivamente). Assim, a adição de novos SOAs em série poderá aumentar o nível de potência dos sinais convertidos para cima e para baixo, principalmente para cima, que são de maior interesse para aplicações em sistemas que utilizam RF, microondas e ondas milimétricas. No entanto, deve-se tomar o cuidado em não

aumentar demasiadamente a potência das portadoras ópticas com o cascadeamento de SOAs, o que poderia danificar as facetas de entrada dos últimos SOAs da cascata.

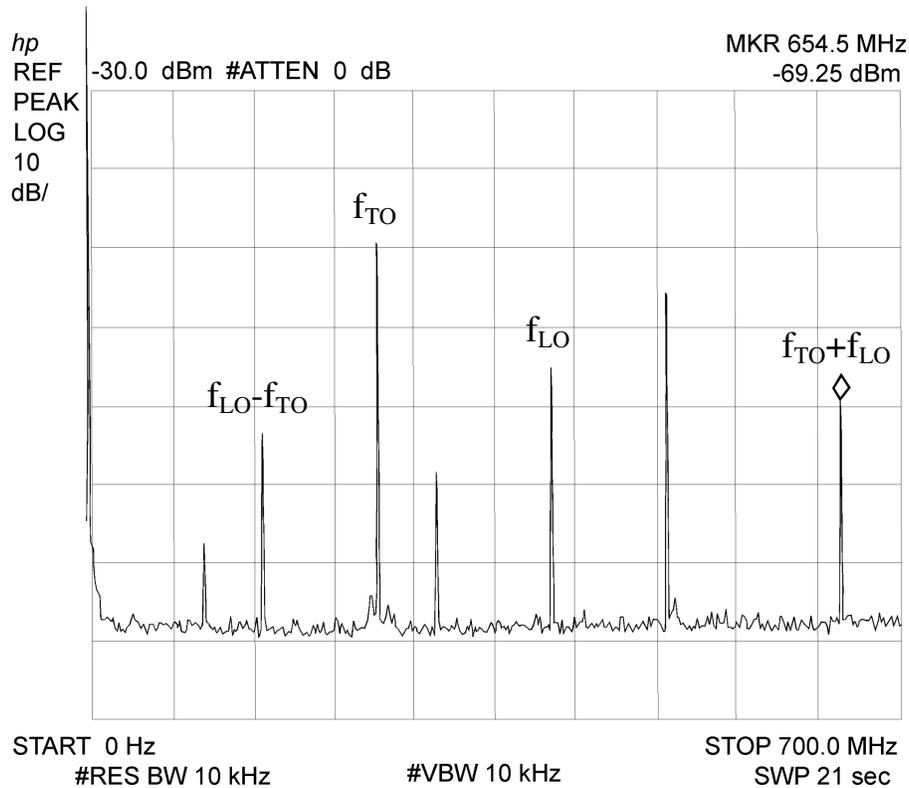


Fig. 4.6 – Espectro do sinal de saída do fotodetector para o experimento 2-SOA.

4.4 Geração de portadoras de RF através de utilização SOA realimentados opticamente

A Fig. 4.7 mostra o diagrama de bloco mais detalhado do experimento com SOA realimentado opticamente (FB-SOA). Em comparação com a Fig. 4.4, as modificações na configuração experimental localizam-se após o acoplador a fibra A, agora representado como acoplador à fibra A1. Ambos os sinais modulados passam através de A1 e A2 e são acoplados ao SOA. O sinal na saída do SOA é realimentado opticamente via A3 para nova amplificação e melhoria do processo de mistura. Seguindo agora no sentido inverso, o sinal óptico passa mais uma vez por A2 e é acoplado à um filtro óptico centrado em λ_1 . A fotocorrente produzida após detecção é amplificada e acoplada a um analisador de espectro.

Da mesma forma que no caso do experimento SOA-2, controles de polarização são utilizados para o casamento de polarização das frentes de onda dos feixes dos lasers e dos feixes no interior do SOA. O uso de isoladores previne o acoplamento de emissões e reflexões indesejadas nos lasers e SOA.

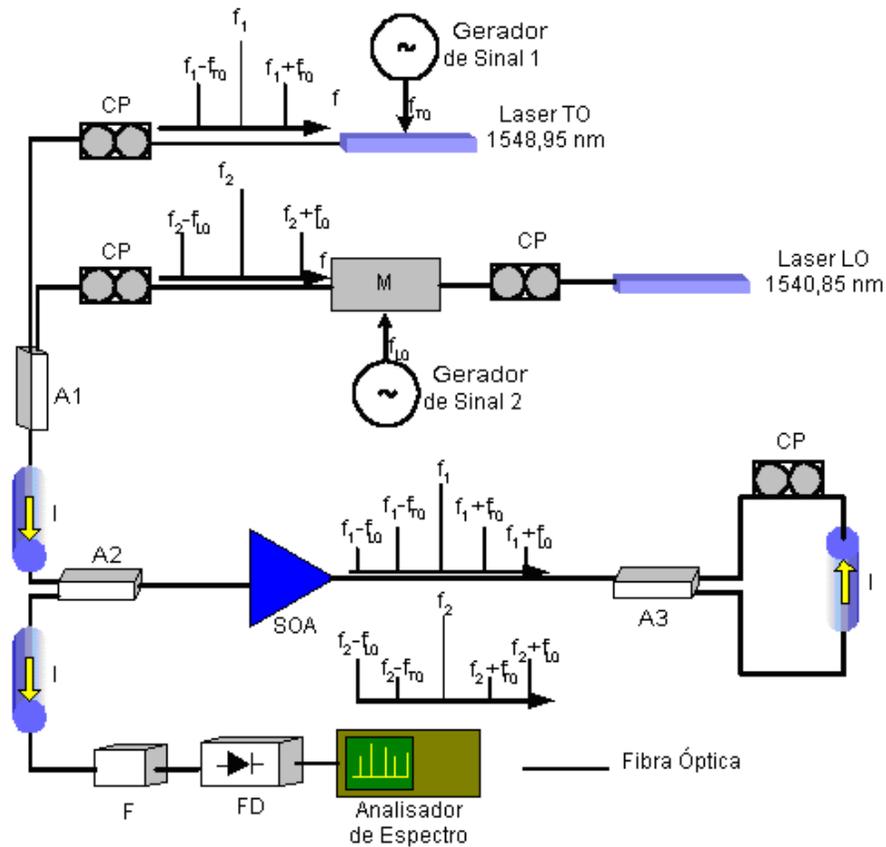


Fig. 4.7 – Diagrama de bloco da configuração FB-SOA. TO: laser transmissor; LO: Oscilador local; M: modulador óptico; CP: controle de polarização; A: acoplador óptico direcional; FD: fotodetector; SOA: amplificadores ópticos semicondutores; I: isoladores; F: filtro óptico.

Referindo-se à Fig. 4.7, a Fig. 4.8 mostra o espectro de potência do sinal, correspondente à fotocorrente produzida pelo experimento FB-SOA. Apesar do uso de apenas um SOA no arranjo de realimentação óptica, as componentes convertidas para cima e para baixo estão presentes com níveis de potência maiores (-69 dBm e -72 dBm, respectivamente) que os níveis obtidos no experimento 1-SOA.

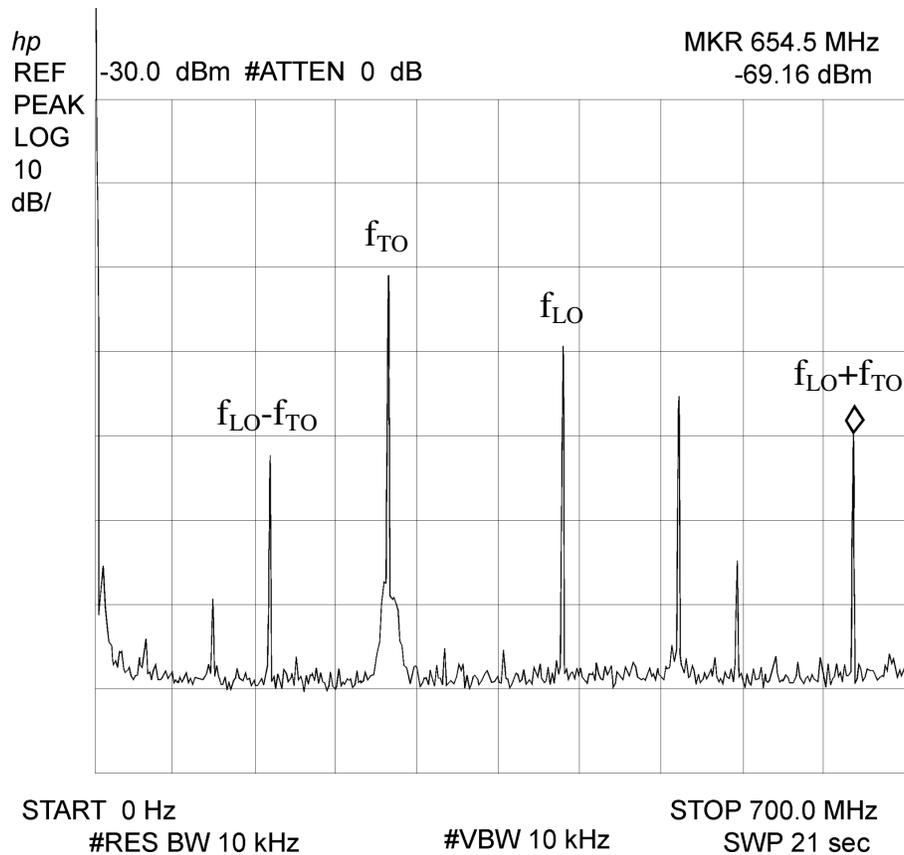


Fig. 4.8 – Espectro do sinal de saída do fotodetector para o experimento FB-SOA.

Comparando-se as Fig. 4.6 e 4.8, é possível verificar que o nível de sinal da harmônica convertida para cima é praticamente o mesmo nas duas figuras. Resultado semelhante também foi observado comparando-se as frequências fundamentais em 250 e 400 MHz. Assim, pode-se concluir que a configuração FB-SOA tem o potencial de apresentar desempenho superior quando comparado ao caso 2-SOA, uma vez que uma quantia considerável de potência óptica foi perdida nos acopladores à fibra. De fato, a montagem para o experimento FB-SOA teve perdas em excesso de 6 dB em A2, e de 6 dB em A3, em comparação com o experimento 2-SOA. Modificações na configuração experimental poderiam implicar num gerenciamento melhor da potência do sistema. Por exemplo, um circulador óptico poderia substituir o acoplador à fibra A2, fornecendo 6 dB extras de potência óptica para o processo de saturação do SOA e, também, fotodetecção. Uma outra modificação seria a substituição do acoplador A3 por um espelho, resultando num acréscimo suplementar de 6 dB para o efeito de modulação cruzada do SOA.

De fato, do jeito em que está configurado, pode-se concluir que o método FB-SOA oferece um desempenho similar àquele do esquema 2-SOA. Contudo, como mencionado acima, o FB-SOA teria o potencial de superar os resultados obtidos para o 2-SOA se o projeto do circuito óptico fosse revisto. Infelizmente, as modificações sugeridas no parágrafo anterior não puderam ser implementadas devido à indisponibilidade dos componentes citados. No entanto, uma maneira encontrada de se verificar esta hipótese foi a de se realizarem novas medidas considerando, agora, o acréscimo de um segundo SOA em cascata (série) com o FB-SOA. Neste caso, reproduz-se o experimento 2-SOA, porém, utilizando-se o primeiro SOA realimentado, como mostrado na Fig. 4.9.

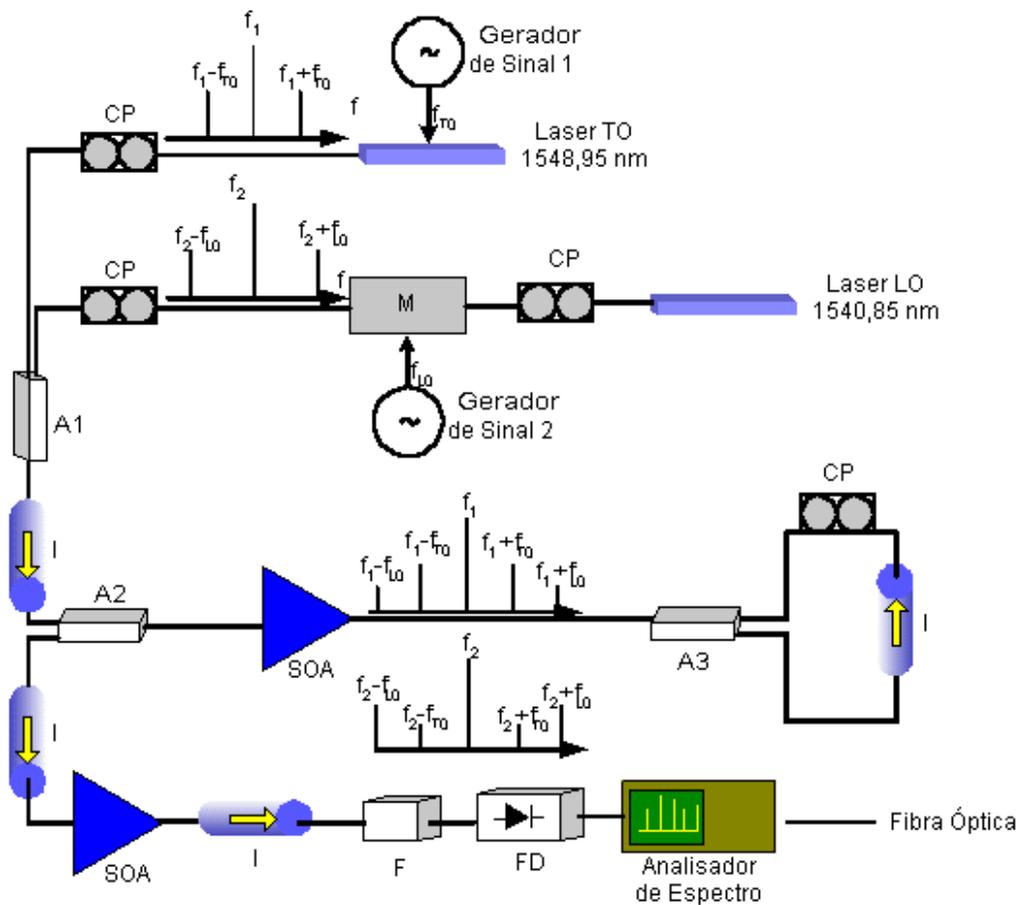


Fig. 4.9 – Diagrama de bloco da configuração FB-SOA em série com um segundo SOA. TO: laser transmissor; LO: laser local; M: modulador óptico; CP: controle de polarização; A: acoplador óptico direcional; FD: fotodetector; SOA: amplificadores ópticos semicondutores; I: isoladores; F: filtro óptico.

Referindo-se à Fig. 4.9, a Fig. 4.10 mostra o espectro de potência do sinal correspondente a fotocorrente produzida pelo experimento FB-SOA com um segundo SOA em série. Esta configuração procura dar uma idéia do aumento em nível de sinal que as frequências convertidas para cima e para baixo poderiam ter caso as perdas introduzidas por A2 e A3 pudessem ser compensadas. Como pode ser observado na Fig. 4.10, as componentes convertidas para cima e para baixo possuem níveis de potência maiores (-63 dBm e -70 dBm, respectivamente) que aqueles medidos no experimento FB-SOA. Isto comprova uma melhoria ainda maior no desempenho. Se, agora, as Fig. 4.6 e 4.10 são comparadas, observa-se que o nível de sinal da harmônica convertida para cima é cerca de 6 dB maior que o resultado obtido no experimento 2-SOA. Este resultado sugere que, de fato, se as perdas nos acopladores pudessem ser eliminadas ou minimizadas, o FB-SOA poderia, realmente, oferecer desempenho superior.

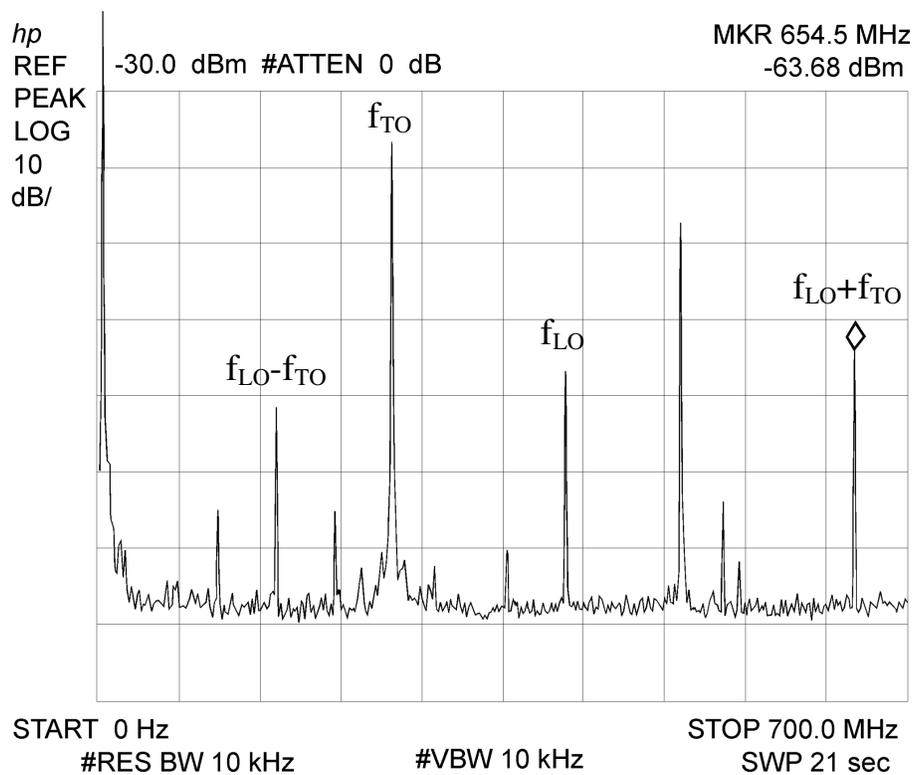


Fig. 4.10 – Espectro do sinal de saída do fotodetector para o experimento FB-SOA com SOA em série.

Por fim, deve-se mencionar que um estudo da contribuição de ruído foi também conduzido. A medida do ruído de fase do sinal convertido para cima é, em todos os casos,

melhor que -70 dBc/Hz para 100 kHz de *offset*. Esta medida foi limitada pelo ruído de fundo do analisador de espectro. A amplitude das harmônicas mostrou-se sensível às oscilações de amplitude dos lasers (ruído RIN) e à interferência de fase no caminho de realimentação, devido a variações térmicas. Também, observaram-se oscilações de frequência, muito provavelmente devido ao gorjeio produzido pela modulação direta do laser TO. Portanto, a qualidade do sinal convertido depende não apenas da melhoria da configuração experimental, mas também da qualidade das fontes ópticas empregadas.

4.5 Conclusões

Neste trabalho, demonstrou-se a possibilidade de melhorar as propriedades de mistura de SOAs, no intuito de gerar sinais nas faixas de frequência de RF e microondas, utilizando-os em configurações com realimentação óptica. Neste caso, o uso de apenas um SOA realimentado opticamente tem o potencial de melhorar os níveis de sinal para as componentes de frequência convertidos para cima e para baixo, em comparação com os resultados obtidos em experimentos com dois SOAs cascadeados. A melhoria de desempenho pode ser alcançada se a configuração experimental FB-SOA original for remodelada para minimizar perdas nos acopladores. Numa tentativa de compensação das perdas, observou-se que cerca de 6 dB de aumento no nível de potência do sinal convertido para cima pode ser alcançado se um segundo SOA for colocado em série com o SOA opticamente realimentado.

CAPÍTULO 5

Conclusões Finais

Este trabalho demonstrou experimentalmente que é possível maximizar as propriedades de mistura dos amplificadores ópticos semicondutores (SOA) para a geração de sinais de RF, utilizando uma configuração de realimentação óptica deste dispositivo (FB-SOA).

Os experimentos demonstraram que o uso de apenas um amplificador óptico semicondutor realimentado pode melhorar os níveis de potência das componentes de frequências convertidas para baixo e para cima, em comparação com os resultados obtidos utilizando esta técnica com apenas um SOA alimentado normalmente.

Comparando-se os resultados obtidos com a configuração FB-SOA aos de um experimento com dois SOAs dispostos em cascata, podem-se prever promissores resultados para a técnica utilizando a realimentação uma vez que reformulações na configuração original do FB-SOA sejam implementadas para minimização de perdas ópticas.

Numa simples e direta tentativa de compensação das perdas, foi inserido no experimento um segundo SOA colocado em série com o SOA realimentado, tendo sido observado aumento do nível de potência do sinal convertido para cima em cerca de 6 dB.

No entanto, uma melhoria do desempenho mais substancial poderia ser obtida se o principal problema de perdas fosse resolvido: a substituição dos acopladores à fibra por outros dispositivos mais recentes. A configuração proposta na Fig. 5.1 apresenta uma possível solução para estes problemas, onde se sugerem a inclusão de circuladores ópticos e espelhos a fim de minimizar as perdas excessivas. A grade de Bragg da forma em que foi colocada tem como função promover o retorno do sinal do laser TO e, portanto, a sua superposição em relação ao sinal do laser LO.

As técnicas descritas acima podem ser aplicadas em sistema que utilizam fibras ópticas para transporte de informações que serão mais tarde convertidas em sinais

eletrônicos dentro de um intervalo de frequência de RF à microondas. Contudo, o emprego de SOAs para geração de sinais pode ser lenta devido aos custos dos dispositivos e limitações da potência de acoplamento. Felizmente, as previsões indicam que o SOA se tornará um dispositivo de menor custo, uma vez sanadas as limitações do revestimento anti-reflexão e potência.

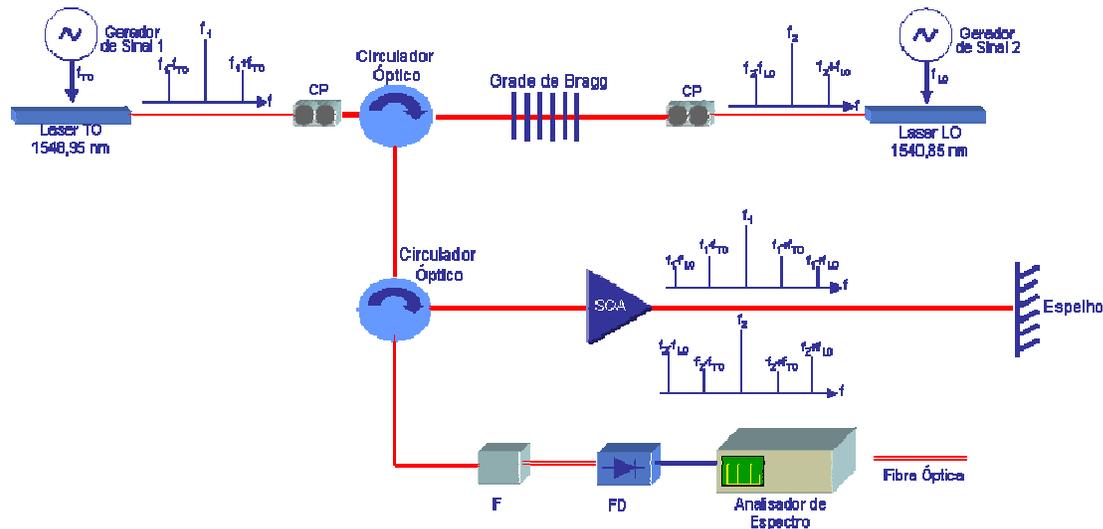


Fig. 5.1 – Diagrama de bloco da configuração FB-SOA utilizando-se circuladores e espelhos em substituição aos acopladores à fibra. TO: laser transmissor; LO: laser local; CP: controle de polarização; FD: fotodetector; SOA: amplificador óptico semicondutor; F: filtro óptico.

Como sugestões para trabalhos futuros, pode-se citar a geração de sinais em frequências mais elevadas de microondas e ondas milimétricas utilizando os efeitos não-lineares de mistura dos amplificadores ópticos semicondutores. Além disso, deve-se promover uma investigação sobre o comportamento das amplitudes dos sinais convertidos em função da redução da distância entre os comprimentos de onda das portadoras ópticas moduladas. Recentemente, foi relatado que o processo de mistura na conversão de comprimentos de onda pode ser maximizada com a aproximação das portadoras ópticas [13,24].

Referências

- [1] R. Ohmoto, H. Ohtsuka e H Ichikawa, “Fiber-optic microcell radio systems with spectrum delivery scheme”, *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 11, no. 7, pp. 1108-1117, 1993.
- [2] J. E. Bowers, A. C. Chipalosky e S. Boodaghians, “Long-distance fiber-optic transmission of c-band microwave signals to and from a satellite antenna”, *OSA/IEEE J. Lightwave Technol.*, vol, 5, no. 12, pp. 1733-1741, 1987.
- [3] R. Olshansky, V. Lanzisera e P. Hill, “Subcarrier multiplexed lightwave systems for broad-band distribution”, *OSA/IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 7 no. 9, pp. 1329-1342, 1989.
- [4] P. A. Morton, T. Tanbun-Ek, R. A. Logan, N. Chand, K. W. Wecht, A. M. Sergente e P. F. Sciortino Jr., “Packaged 1.55 μ m DFB laser with 25 GHz bandwidth”, *Electron. Lett.*, vol. 30, pp. 2044-2046, 1994.
- [5] K. Noguchi, H. Miyazawa, e O. Mitomi, “75 GHz broadband Ti:LiNbO₃ optical modulator with ridge structure”, *Electron. Lett.*, vol. 30 pp. 949-951, 1994.
- [6] C. Walton, A. C. Bordonalli e A. J. Seeds, “High performance heterodyne optical phase-lock loop using wide linewidth semiconductor lasers”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 10, no. 3, pp. 427-429, 1998.
- [7] L. Goldberg H. F. Taylor e J. F. Weller, “FM sideband injection locking of diode lasers”, *Electron. Lett.*, vol. 18, no. 23, pp. 1019-1020, 1982.
- [8] A. C. Bordonalli, B. Cai, A. J. Seeds e P. J. Williams, “Generation of microwave signal by active mode locking in a gain bandwidth restricted laser structure”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 1, pp. 151-153, 1996.

- [9] C. M. Gallep e E. Conforti, “Simulação do desempenho de chaves eletro-ópticas utilizando amplificadores ópticos a semicondutor”, Anais do Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2000, Gramado, RS, Brasil.
- [10] M. Asghari e I. H. White, “Wavelength conversion using semiconductor optical amplifiers”, *OSA/IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 15, no. 7, pp. 1181-1190, 1997.
- [11] D. Wake, C. R. Lima e P. A. Davies, “Optical generation of millimeter-wave signals for fiber-radio systems using a dual-mode DFB semiconductor laser”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 43, no. 9, pp. 2270-2275, 1995.
- [12] S. Pajarola, G. Guekos e J. Mork, “Optical generation of millimeter-waves using a dual-polarization emission external cavity diode laser”, *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 8, no. 1, pp. 157-159, 1996.
- [13] N. S. Ribeiro, “Medição e Simulação de Conversor em Comprimento de Onda com Amplificador Óptico a Semicondutor”, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2006.
- [14] S. Ibrahim, X.Song, M.Sugiyama, Y.Nakano, “Static optical cross phase modulation in active multimode interference couplers”, *Opt. Quant. Electron.*, pp. 419-424, 2008.
- [15] G. P. Agrawal e N. K. Dutta, *Semiconductors Lasers*, 2^a ed., Van Nostrand Reinhold, New York, 1993.
- [16] M. Connelly, *Semiconductor Optical Amplifiers*, 1^a ed., Kluwer Academic Press, EUA, 2002.
- [17] H. Ghafouri-Shiraz, *Fundamentals of Laser Diode Amplifiers*, John Wiley & Sons, Chichester, West Sussex, England, pp. 44-46, 1996.

- [18] T. Durhuus, B. Mikkelsen, C. Joergensen, S. Lykke e K. E. Stubkjaer, “All-optical wavelength conversion by semiconductor optical amplifiers”, *OSA/IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 6, pp. 942-954, 1996.
- [19] M. Asghari, I. H. White e R. V. Penty, “Wavelength conversion using semiconductor optical amplifiers”, *OSA/IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 15, no. 7, pp. 1181-1190, 1997.
- [20] M. Shtaif e G. Eisenstein, “Analytical solution of wave mixing between short optical pulses in a semiconductor optical amplifier”, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 66, no. 12, pp. 1458-1460, 1995.
- [21] X. S. Yao, L. Davis e L. Maleki, “Coupled optoelectronic oscillators for generating both RF signal and optical pulses”, *OSA/IEEE J. Lightwave Technol.*, vol. 18, no. 1, pp. 73-78, 2000.
- [22] W. Shieh, S. X. Yao, G. Lutes e L. Maleki, “An all-optical microwave mixer with gain”, *Anais da 1997 Optical Fiber Conference, OFC'97*, artigo ThG1, pp. 263-264, 1997.
- [23] C. M. Gallep, “SOASim: Simulador do Controle Dinâmico de Ganho em Amplificadores Ópticos a Semicondutor, Incluindo Validação Experimental e Aplicações”, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1999.
- [24] C. M. Gallep, “Redução do Tempo de Chaveamento Eletroóptico em Amplificadores Ópticos a Semicondutor”, Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 2003.

- [25] A. Domingos Neto, “Mistura e Geração Experimental de Sinais de Microonda Empregando Amplificadores Ópticos Semicondutores”, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas, 1998.