



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

DANIERICK VINICIUS GOMES DO NASCIMENTO

**AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DA ESTABILIDADE DE PENTES ÓPTICOS DE
FREQUÊNCIA GERADOS POR LAÇO DE RECIRCULAÇÃO COM
AMPLIFICADOR ÓPTICO A SEMICONDUTOR E CIRCUITO
OPTOELETRÔNICO DE REALIMENTAÇÃO DEDICADO**

CAMPINAS
2022

DANIERICK VINICIUS GOMES DO NASCIMENTO

**AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DA ESTABILIDADE DE PENTES ÓPTICOS DE
FREQUÊNCIA GERADOS POR LAÇO DE RECIRCULAÇÃO COM
AMPLIFICADOR ÓPTICO A SEMICONDUTOR E CIRCUITO
OPTOELETRÔNICO DE REALIMENTAÇÃO DEDICADO**

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

Orientador: Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL
DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO
DANIERICK VINICIUS GOMES DO NASCIMENTO, E
ORIENTADA PELO PROF. DR. ALDÁRIO CHRESTANI
BORDONALLI

CAMPINAS
2022

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

N17a Nascimento, Danierick Vinícius Gomes do, 1993-
Avaliação experimental da estabilidade de pentes ópticos de frequência gerados por laço de recirculação com amplificador óptico a semicondutor e circuito optoeletrônico de realimentação dedicado / Danierick Vinícius Gomes do Nascimento. – Campinas, SP : [s.n.], 2022.

Orientador: Aldário Chrestani Bordonalli.
Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Pente de frequência óticas. 2. Sistemas de controle por realimentação. 3. Comunicação por fibra ótica. 4. Telecomunicações. 5. Amplificadores óticos. 6. Moduladores de luz. I. Bordonalli, Aldário Chrestani, 1967-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações Complementares

Título em outro idioma: Experimental stability evaluation of frequency optical combs generated by recirculation loop with semiconductor optical amplifier and dedicated optoelectronic feedback circuit

Palavras-chave em inglês:

Optical frequency comb
Feedback control systems
Fiber optic communication
Telecommunications
Optical amplifiers
Light modulators

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Aldário Chrestani Bordonalli [Orientador]

Alexandre de Almeida Prado Pohl

Marcos Sergio Gonçalves

Data de defesa: 22-12-2022

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0000-0002-7631-4554>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/2221419737452900>

Comissão Julgadora – Dissertação de Mestrado

Candidato: Danierick Vinicius Gomes do Nascimento **RA:** 192703

Data de defesa: 22 de dezembro de 2022

Título da dissertação: “Avaliação Experimental da Estabilidade de Pentes Ópticos de Frequência Gerados por Laço de Recirculação com Amplificador Óptico a Semicondutor e Circuito Optoeletrônico de Realimentação Dedicado”

Prof. Dr. Aldário Chrestani Bordonalli (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Alexandre de Almeida Prado Pohl (DAELN/UTFPR)

Prof. Dr. Marcos Sergio Gonçalves (FT/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

*Aos meus pais,
Rosinadja e Moisés,
e aos estudantes da ciência brasileira
que persistem mesmo
quando tentam sucateá-la!*

AGRADECIMENTOS

À Deus e a meus guias espirituais, que estiveram comigo ao longo de todo este processo.

À UNICAMP, FEEC, DECOM e ao LAPCOM, pela estrutura laboratorial e de ensino de altíssima qualidade.

Ao meu orientador e professor, Aldário C. Bordonalli, pelo ensino proporcionado e orientação ao longo de todo este trabalho.

Aos meus pais, Rosinadja e Moisés, que me apoiaram ao longo deste trajeto.

À minha irmã, Isabelle, ao meu cunhado, Lucas, e aos meus sobrinhos, Anabelle e Augusto, que me deram todo o suporte emocional para que eu chegasse ao final deste trabalho.

Ao meu namorado William e aos meus amigos queridos Leonardo Mingrone, Leonardo Gusmão, Michel, Ricardo, Rafael, Gabriela, Diana, Rafael, Bruno, Ieda, Daniela, Pedro, Dilma, Cibele e Natalia, que me incentivaram a continuar e finalizar esta longa jornada.

Aos meus colegas de LAPCOM, Leonid, Alexander e Mareli, e ao Prof. Evandro Conforti, pelo suporte e companhia em laboratório.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), código de financiamento 001 (88882.329369/2019-01) e da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP, processo 2021/06569-1)

"Estudar não é gasto, é investimento. Aliás, é o melhor, o mais barato e o mais duradouro investimento. Quando você forma alguém, é para sempre. O Brasil vai poder deixar de ser apenas exportador de minério de ferro, de soja e vai virar exportador de conhecimento".

Luiz Inácio Lula da Silva

RESUMO

O crescente aumento no número de usuários de Internet e tráfego de informações vem estimulando o desenvolvimento de novas tecnologias na área de telecomunicações, em particular, na de comunicações por fibra óptica. A fim de suprir esta crescente demanda, esquemas de comunicação com maiores taxas de transmissão e altíssima eficiência espectral vêm sendo desenvolvidas, em especial as baseadas em supercanais ópticos. Para a obtenção de supercanais, utilizam-se geradores de pentes ópticos de frequências, que podem ser construídos por meio de diversas técnicas. Dentre elas, destaca-se a baseada em laço de recirculação pelo seu potencial de geração de várias linhas espectrais. Neste trabalho, utilizou-se um laço de recirculação que apresenta um modulador de intensidade do tipo Mach-Zehnder para geração primária de linhas espectrais, um amplificador óptico a semicondutor não linear como meio principal de ganho e um segundo amplificador óptico a semicondutor de cavidade ativa ultralonga como fonte de não-linearidades para a expansão do número de linhas. Para a operação estável do laço, necessita-se de um sistema de controle eletrônico por realimentação capaz de manter uma relação de sincronismo entre as frequências da portadora óptica semente, do sinal de RF aplicado ao modulador e de uma múltipla da frequência de ressonância do laço. O sincronismo é alcançado a partir do controle do comprimento físico do laço, inversamente proporcional à sua frequência de ressonância, via um alongador de fibra piezométrico presente no laço e alimentado por um sinal de tensão de erro. O sinal de erro é resultado do batimento entre o sinal fotodetectado de uma amostra do pente óptico gerado e de uma amostra do sinal de modulação. Com isto, buscou-se a aquisição de sincronismo entre as frequências destes sinais, que ocorre com a redução da amplitude do sinal de erro a um valor mínimo após uma realimentação negativa. A aplicação deste método propiciou uma melhoria no formato espectral das linhas de pente formadas, uma ampliação de 14% no número de linhas geradas e maior estabilidade de potência para 71,4% destas linhas e de comprimento de onda para 82,1% delas.

Palavras-Chave: gerador de pentes ópticos de frequências, controle eletrônico por realimentação, supercanal, laço de recirculação óptica.

ABSTRACT

The growing increase in the number of Internet users and information traffic has stimulated the development of new technologies in the telecommunications area, particularly in fiber optic communications. To meet these demands, communication schemes with higher transmission rates and high spectral efficiency have been developed, especially those based on optical superchannels. To obtain superchannels, optical frequency comb generators are used, which can be built using several techniques. Among them, the one based on recirculation loops stands out for its potential to generate several spectral lines. In this work, a recirculation loop that features a Mach-Zehnder-type intensity modulator as the initial spectral line generator, a non-linear semiconductor optical amplifier as the main gain medium, and an ultra-long active cavity semiconductor optical amplifier as the main source of nonlinearities as a line-number expansion instrument, was used. For loop stable operation it is necessary an electronic feedback control system capable of maintaining a synchronism among the frequencies of the optical seed, the RF signal applied to the modulator and of one of multiples of the loop resonant frequency. This synchronization is performed by controlling the physical length of the loop, inversely proportional to its resonant frequency, via a piezoelectric fiber stretcher present in the recirculating loop and fed by an error voltage signal. This error signal is obtained after the beating between samples of the photodetected signal generated by the optical comb and the modulation signal. With this, the synchronism between the frequencies of these signals was sought, occurring with the reduction of the error signal amplitude to a minimum value due to negative feedback. The application of this method provided an improvement in the spectral format of the comb lines, an increase of 14% in the number of the generated lines, greater power stability for 71.4% of these lines and improvement in the wavelength stability for 82.1% of them.

Keywords: frequency optical comb generator, electronic feedback control system, superchannel, optical recirculation loop.

LISTA DE FIGURAS E ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Representação do campo elétrico de um trem de pulsos ópticos nos domínios (a) do tempo e (b) da frequência, adaptado de [12].	33
Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um possível esquema de RL-OFCG.....	36
Figura 2.3 – Diagrama básico de um modulador eletro-óptico de fase.....	39
Figura 2.4 – Diagrama de um modulador de intensidade balanceado de duplo controle.....	40
Figura 2.5 – Comportamento da função de Bessel de primeira espécie e de ordem n em função do coeficiente B , tendo a ordem da função como parâmetro.....	44
Figura 2.6 – Comportamento dos termos de $\phi_m(t)$ de (2.17) em função do coeficiente A , para um valor fixo de $B = 1,5$	45
Figura 2.7 – Diagrama de um SOA convencional diretamente polarizado, destacando a formação da região ativa do dispositivo, adaptada de [22].	46
Figura 2.8 – Comportamento típico do espectro de ganho de um TW-SOA, com destaque para a definição da largura de banda em relação ao comprimento de onda.	48
Figura 2.9 – Comportamento típico do ganho de um TW-SOA em função da potência de entrada do sinal óptico, destacando as regiões de operação linear e de saturação.	49
Figura 2.10 – Ilustração da geração de linhas espectrais por meio do efeito não-linear de FWM em um TW-SOA operando em região de saturação.	50
Figura 2.11 – Espectros do pente de frequências obtidos por simulação numérica de um RL-OFCG quando (a) $f_{ress} = 1$ Hz (referência) e (b) $f_{ress} = 3$ Hz, para $\alpha = 2,2$ e $V_{DC} = -V_{\pi}/2$	54
Figura 3.1 – Diagrama esquemático de um RL-OFCG com sistema de controle optoeletrônico para estabilização de operação por atuação de um alongador de fibra a piezelétrico.	58
Figura 3.2 – Diagramas que representam (a) um fotodetector polarizado reversamente, com destaque para a região de depleção e (b) as bandas de energias ao redor da junção, com a formação de par elétron-lacuna a partir da absorção da energia de um fóton pelo material, adaptados de [35]......	60
Figura 3.3 – Diagramas que representam (a) um fotodetector do tipo p-i-n polarizado reversamente, com a indicação da extensão de sua região de depleção e (b) a distribuição da intensidade do campo elétrico ao longo de sua estrutura, adaptados de [23]......	64
Figura 3.4 – Diagramas que representam (a) a estrutura de fotodetector do tipo avalanche polarizado reversamente, com a indicação das extensões das regiões de absorção e de ganho e	

(b) a distribuição da intensidade do campo elétrico ao longo de sua estrutura, adaptados de [23].	65
Figura 3.5 – Diagramas ilustrando (a) a operação do MIXER em <i>up-conversion</i> e (b) o comportamento espectral para as frequências das tensões aplicadas às portas LO e de IF, f_{LO} e f_{IF} , e da tensão de saída pela porta de RF, $f_{RF1} = f_{LO} - f_{IF}$ e $f_{RF2} = f_{LO} + f_{IF}$, resultado da mistura de sinais, adaptados de [37]......	67
Figura 3.6 – Diagramas ilustrando (a) a operação do MIXER em <i>down-conversion</i> e (b) o comportamento espectral para as frequências das tensões aplicadas às portas LO e de RF, f_{LO} e f_{RF} ($f_{LO} > f_{RF}$), e da tensão de saída pela porta de IF, $f_{IF-down} = f_{LO} - f_{RF}$, resultado da mistura de sinais, adaptados de [37]......	69
Figura 3.7 – Diagrama simplificado de um AmpOp, mostrando os seus terminais principais.	70
Figura 3.8 – Diagrama de um circuito amplificador inversor baseado em AmpOp.....	70
Figura 3.9 – Diagrama de um circuito amplificador subtrador baseado em AmpOp.....	72
Figura 3.10 – Diagrama de um filtro passa-baixa utilizando AmpOp.....	73
Figura 3.11 – Resposta em frequência da magnitude em dB da função de transferência do filtro ativo passa-baixa da Fig. 3.10, onde se indica a frequência angular de corte ω_{cpb} , adaptado de [41].	74
Figura 3.12 – Diagrama de um exemplo de alongador de fibra a piezolétrico semelhante ao utilizado neste trabalho, adaptado de [45]......	76
Figura 3.13 – Diagrama do circuito optoeletrônico de controle para estabilização do pente óptico de frequências gerado pelo RL-OCG.	79
Figura 3.14 – Diagramas de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{sc}(s)$ do sistema de controle do RL-OGCG para um filtro passa-baixa de primeira ordem de uma constante de tempo, considerando (a) a magnitude, em dB, tendo $K_{GA\&F}$ como parâmetro, e (b) o argumento, em graus.....	86
Figura 4.1 – Foto do painel frontal do laser em cavidade externa sintonizável EL-210/MLS-2100 da Santec.....	90
Figura 4.2 – Foto do modulador de intensidade Mach-40 005 da Covega.....	93
Figura 4.3 – (a) Diagrama de blocos referente ao experimento para a caracterização do valor da tensão de meia-onda do MZIM e (b) comportamentos da potência óptica de saída do MZIM em relação à tensão DC aplicada, em situações distintas de medição e após um ajuste de curva.	95
Figura 4.4 – (a) Diagrama de blocos referente ao experimento para a caracterização do efeito de diferentes níveis DC no comportamento espectral de saída do MZIM submetido à modulação	

por uma tensão de RF de 20 GHz e 20 dBm e (b) os espectros resultantes (RBW = 0,06 nm) para os diferentes níveis de tensão DC aplicados, sob as mesmas condições de modulação... 96

Figura 4.5 – Diagrama de blocos referente aos experimentos de obtenção dos espectros de ASE e dos espectros de sinal e de sinal amplificado para o mapeamento de ganho de um SOA... 100

Figura 4.6 – Foto do encapsulamento que contém o SOA-NL modelo NL-OEC-1550 da CIP. 101

Figura 4.7 – Espectros de ASE para o SOA-NL, tendo a sua corrente de polarização como parâmetro (RBW = 2 nm)..... 102

Figura 4.8 – Foto do encapsulamento que contém o SOA-UL da Instituto Heinrich Herts com cavidade de 8 mm. 103

Figura 4.9 – Espectros de ASE para o SOA ultralongo, tendo a corrente total de polarização como parâmetro (RBW = 1 nm)..... 104

Figura 4.10 – Resultados de caracterização do ganho do (a) SOA não-linear e (b) SOA ultralongo para sinal em 1565 nm em função da potência de entrada, tendo a corrente de polarização como parâmetro..... 105

Figura 4.11 – Esquema de circuito óptico para caracterização de um filtro de fibra de grade de Bragg. 107

Figura 4.12 – Espectros de ASE do SOA (em preto), de banda passante (em vermelho) e de banda refletida (em azul) resultantes da caracterização de um filtro óptico de FBG centrado em 1571,5 nm (RBW = 0,33 nm)..... 108

Figura 4.13 – Diagrama esquemático de configuração em malha aberta do RL-OF CG sob estudo..... 110

Figura 4.14 – Espectros medidos no OSA do sinal multiportadora com linhas centrais equalizadas proveniente do MZIM que foram medidos antes (em preto) e após a amplificação pelo SOA-NL, tendo a corrente de polarização do SOA-NL como parâmetro (RBW = 0,8 nm). 112

Figura 4.15 – Espectros medidos no OSA após o SOA-UL para (a) $I_{SOA-UL} = 266$ mA e (b) $I_{SOA-UL} = 400$ mA (RBW = 0,06 nm), quando aplicado um sinal multiportadora com três canais equalizados e amplificados pelo SOA-NL polarizado em 100 mA (em preto) e em 150 mA (em vermelho)..... 114

Figura 4.16 – Espectros medidos no OSA após o SOA-UL para (a) $I_{SOA-UL} = 800$ mA e (b) $I_{SOA-UL} = 1,2$ A (RBW = 0,06 nm), quando aplicado um sinal multiportadora com três canais equalizados e amplificados pelo SOA-NL polarizado em 100 mA (em preto) e em 150 mA (em vermelho)..... 114

Figura 4.17 – Pentes ópticos resultantes da operação em malha aberta do RL-OFCG proposto após o SOA-UL (em vermelho) e após a saída do MZIM (em preto) alimentado por um sinal de RF de 20 dBm e frequência de 20 GHz e uma tensão de polarização V_{DC} de (a) 0,00 V e (b) -0,60 V, considerando-se $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A.	117
Figura 4.18 – Pentes ópticos resultantes da operação em malha aberta do RL-OFCG proposto após o SOA-UL (em vermelho) e após a saída do MZIM (em preto) alimentado por um sinal de RF de 20 dBm e frequência de 20 GHz e uma tensão de polarização V_{DC} de (a) -1,00 V e (b) -1,25 V, considerando-se $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A.	117
Figura 4.19 – Pentes ópticos resultantes da operação em malha aberta do RL-OFCG proposto após o SOA-UL (em vermelho) e após a saída do MZIM (em preto) alimentado por um sinal de RF de 20 dBm e frequência de 20 GHz e uma tensão de polarização V_{DC} de (a) -1,50 V e (b) -1,73 V, considerando-se $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A.	118
Figura 4.20 – Pentes ópticos resultantes da operação em malha aberta do RL-OFCG proposto após o SOA-UL (em vermelho) e após a saída do MZIM (em preto) alimentado por um sinal de RF de 20 dBm e frequência de 20 GHz e uma tensão de polarização V_{DC} de (a) -2,25 V e (b) -2,50 V, considerando-se $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A.	118
Figura 4.21 – Diagrama esquemático da montagem da configuração básica do RL-OFCG em malha fechada.	120
Figura 4.22 – Pente óptico de frequência resultantes de configurações do RL-OFCG em malha aberta (preto) e em malha fechada (vermelho), demonstrando o efeito de circulação na ampliação do número de linhas de pente (RBW = 0,07 nm).	122
Figura 5.1 – Diagrama esquemático da montagem final do RL-OFCG, incorporado o SCE proposto para sua estabilização da amplitude e frequência das linhas do pente produzido. ...	127
Figura 5.2 – Fotodetector AD-10ir da Newport utilizado na fotodetecção do sinal multiportadora proveniente do RL-OFCG.	129
Figura 5.3 – Montagem incorporando um Bias T (à esquerda) e um amplificador de RF (à direita) utilizada no SCE proposto.	130
Figura 5.4 – Divisor de Potência 87302C da Agilent responsável pela amostragem do sinal do GRF para o MIXER do SCE e o MZIM do RL-OFCG.	130
Figura 5.5 – Misturador de sinais utilizado no SCE e responsável pelo batimento entre o sinal fotodetectado e o sinal de referência para o controle.	131
Figura 5.6 – Esquemático do circuito A&F projetado para atuação no SCE com detalhamento de seus estágios.	132

Figura 5.7 – Diagramas de Bode referentes à (a) magnitude e ao (b) argumento da função de transferência do circuito A&F, assumindo-se ganho inicial unitário e o estágio 2 desconectado do circuito.	133
Figura 5.8 – Fotos do (a) alongador de fibra a piezolétrico, modelo 916B, e de (b) seu controlador de tensão, modelo 914-2, ambos da Evanescent Optics.....	134
Figura 5.9 – Diagrama da montagem baseada em interferometria de Mach-Zehnder em fibra para a caracterização da resposta em frequência do AFP.....	135
Figura 5.10 – Efeito de modulação de intensidade resultante da montagem da Fig. 5.9 visto em osciloscópio quando o bloco CT + AFP é alimentado por uma tensão pico-a-pico de 1 V de amplitude em torno de 0,5 V _{DC} e frequência de (a) 1 Hz e de (b) 10 Hz.	136
Figura 5.11 – Efeito de modulação de intensidade resultante da montagem da Fig. 5.9 visto em osciloscópio quando o bloco CT + AFP é alimentado por uma tensão pico-a-pico de 1 V de amplitude em torno de 0,5 V _{DC} e frequência de (a) 50 Hz e de (b) 100 Hz.	136
Figura 5. 12 – Estimativa da resposta em frequência para o bloco CT + AFP utilizado no SCE.	137
Figura 5. 13 – Diagrama esquemático da montagem utilizada na caracterização espectral do sinal $v_{RF}(t)$ a partir da fotodetecção da luz do RL-OFCG gerada apenas pela recirculação das ASEs dos SOA-NL e SOA-UL.	139
Figura 5.14 – Espectros de $v_{RF}(t)$ ao redor de 18 GHz, considerando-se o sinal óptico do RL-OFCG gerado unicamente da recirculação das contribuições de ASE dos SOA-NL e SOA-UL, (a) com e (b) sem a presença do AFP no laço (RBW = 3 MHz).	142
Figura 5.15 – Variação dos picos de frequência do espectro elétrico do sinal $v_{RF}(t)$ referente à diferentes níveis de tensão aplicado ao CT do AFP de (a) 4 supermodos e (b) com foco no supermodo próximo à 18 GHz.	144
Figura 5.16 – Diagrama esquemático utilizado na caracterização espectral do sinal $v_{IF}(t)$ obtido da mistura entre os sinais $v_{LO}(t)$ e $v_{RF}(t)$, quando o RL-OFCG opera apenas a partir das ASEs do SOA-NL e do SOA-UL.	146
Figura 5.17 – Espectros elétricos do sinal $v_{IF}(t)$ produzidos pelo MIXER quando (a) a f_{LO} apresenta um valor intermediário entre as frequências de dois supermodos e (b) a f_{LO} apresenta um valor igual a frequência de um dos supermodos de $v_{RF}(t)$ (RBW = 100 kHz).	147
Figura 5. 18 – Picos de frequência do espectro de $v_{IF}(t)$, centrado em 7,2 MHz, resultantes da aplicação de diferentes valores de $v_{AFP}(t)$, com f_{LO} fixo.	150

Figura 5.19 – Esquemático utilizado na investigação da aplicação do $v_{A\&F}(t)$ produzido da aplicação de uma amostra de $v_{IF}(t)$ ao circuito A&F para a estabilização do RL-OFCG através do SCE proposto.....	152
Figura 5.20 – (a) Pente óptico de frequência resultante da operação do RL-OFCG sem a aplicação do SCE (RBW = 0,06 nm) e (b) espectro elétricos da amostra de $v_{IF}(t)$ sem (em preto) e com (em vermelho) a alimentação do laser semente ao RL-OFCG (RBW = 100 kHz).	154
Figura 5.21 – (a) Pente óptico de frequência resultante da operação do RL-OFCG com a aplicação do SCE (RBW = 0,06 nm) e (b) comparação de espectro elétricos de amostra do sinal $v_{IF}(t)$ para os cenários sem (em preto) e com (em azul) a atuação do SCE na estabilidade do RL-OFCG (RBW = 100 kHz).....	156
Figura 5.22 – Representação dos picos de potência referente às linhas de pente geradas pelo RL-OFCG em cada uma das 10 amostras para os cenários (a) sem e (b) com a atuação do SCE na estabilidade do laço, com linha ligando o valor médio de potência das amostras para cada linha de pente.....	157
Figura 5.23 – Comparação de (a) amplitude de variação e (b) desvio padrão do comprimento de onda referente à cada linha de pente das amostras coletadas dos pentes gerados pelo RL-OFCG sem (em preto) e com (em azul) a atuação do SCE.	158

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Perdas de inserção dos dispositivos presentes na configuração de malha aberta	110
Tabela 4.2 – Número de linhas de pente geradas e o desvio padrão de suas potências de pico para o laço em malha aberta em função da tensão de polarização do MZIM V_{DC}	119
Tabela 4.3 – Perdas de inserção dos dispositivos e componentes que fazem parte do laço de recirculação da Fig. 4.21.....	121
Tabela 4.4 – OSNR de linhas geradas em função do comprimento de onda das linhas, para operações em malha aberta e fechada da configuração básica do RL-OFCG proposto	123
Tabela 5.1 – Perdas de inserção e comprimentos físicos dos componentes e dispositivos utilizados na parte óptica da montagem experimental do RL-OFCG	141
Tabela 5.2 – Valores de FSR para os supermodos do RL-OFCG com duas configurações de comprimento.....	143
Tabela 5.3 – Relação entre os valores de tensão aplicados ao AFP e a diferença entre os picos de frequência nos espectros elétricos encontrados.	150

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- AC – *alternate current*, corrente alternada
- AD – acoplador direcional óptico
- AEE – Analisador de espectro elétrico
- AFP – alongador de fibra piezelétrico
- AmpOps – amplificadores operacionais
- AO – amplificador óptico
- APD – *avalanche photodiode*, fotodiodo de avalanche
- ARF – amplificador de RF
- ASE – *amplified spontaneous emission*, emissão espontânea amplificada
- AT – atenuador variável com monitor de potência
- BDC – bloqueador de tensão DC
- CO – chave óptica
- CP – controlador de polarização
- CT – controlador de tensão
- CW – *continuous wave*, onda contínua
- DC – *direct current*, corrente contínua
- DP – divisor de potência
- DWDM – *dense wavelength division multiplexing*, multiplexação densa por divisão em comprimento de onda
- EAD - Educação a Distância
- ECL – *external cavity laser*, laser em cavidade externa
- EDFA – *erbium doped fiber amplifier*, amplificador a fibra dopada com érbio
- FDC – fonte DC
- FFT – *fast Fourier transform*, transformada rápida de Fourier
- FGB – filtro óptico baseado em grade de Bragg em fibra
- FO – filtro óptico
- FSR – *free spectrum range*, faixa espectral livre
- FWM – *four-wave mixing*, mistura de quatro ondas
- GRF – gerador de RF
- IBGE - Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
- IF – *intermediate frequency*, frequência intermediária

IL – *insertion loss*, perda de inserção

IM/DD – *intensity modulation and direct detection*, modulação de intensidade e detecção direta

ISO – isolador

ITU – *International Telecommunications Union*

LO – *local oscillator*, oscilador local

LS – laser semente

MEO – modulador eletro-óptico

MIXER – misturador de sinais

MZIM – Mach-Zehnder *intensity modulator*, modulador de intensidade de Mach-Zehnder

OFC – *optical frequency comb*, pente óptico de frequências

OFCG – *optical frequency comb generator*, gerador de pente óptico de frequências

OFDM – *orthogonal frequency division multiplexing*, multiplexação por divisão ortogonal em frequência

OFSR – *optical free spectral range*, faixa espectral livre óptica

OSA – *optical spectrum analyzer*, analisador de espectro óptico

PLL – *phase-locked loop*, laço de travamento de fase

PM – *phase modulator*, modulador de fase

RBW – *resolution bandwidth*, largura de banda de resolução

RF – *radiofrequency*, radiofrequência

RL-OFCG – *recirculation loop based optical frequency comb generator*, gerador de pente óptico de frequências baseado em laço de recirculação

SCE – sistema de controle e estabilidade

SOA – *semiconductor optical amplifier*, amplificador óptico a semicondutor

SOA-NL – *nonlinear semiconductor optical amplifier*, amplificador óptico a semicondutor não linear

SOA-UL – *ultralong semiconductor optical amplifier*, amplificador óptico a semicondutor ultralongo

TW-SOA – *traveling wave semiconductor optical amplifier*, amplificador óptico a semicondutor de onda viajante

WDM – *wavelength division multiplexing*, multiplexação por divisão em comprimento de onda

LISTA DE SÍMBOLOS

$A_{A\&F}$ – é o ganho total provido pelo circuito analógico que contém amplificadores e um filtro do sistema de controle de estabilidade do laço de recirculação

c – velocidade da luz no espaço livre

c_{bp} – constante de perdas do laço de recirculação

$E_a(t)$ – campo elétrico interno ao laço de recirculação

$E_b(t)$ – campo elétrico do sinal óptico após uma volta completa pelo laço de recirculação

E_{bg} – energia de banda proibida

E_c – energia da banda de condução

$E_{in}(t)$ – campo elétrico do sinal óptico de entrada

$E_{out}(t)$ – campo elétrico do sinal óptico de saída

E_v – energia da banda de valência

f – é a frequência dos fótons do sinal óptico

f_c – frequência de corte do filtro de primeira ordem modificado

f_{cpb} – frequência de corte de um filtro passa-baixa

f_e – taxa de geração de pares elétron-lacuna

f_f – taxa total de absorção de fótons

f_{IF} – frequência da tensão acoplada à porta IF

$f_{IF-down}$ – frequência de tensão resultante de operação *down-conversion* em um misturador de sinais

f_{LO} – frequência da tensão acoplada à porta LO

f_{ls} – frequência de um sinal óptico emitido por um laser semente

f_m – frequência de modulação

f_n – frequência do n -ésimo modo do sinal óptico propagando pelo laço de recirculação

f_{ress} – frequência de ressonância da cavidade do laço de recirculação

f_{RF} – frequência da tensão acoplada à porta RF

f_{RF1} – frequência na banda inferior à tensão do LO em operação *up-conversion* de um misturador de sinais

f_{RF2} – frequência na banda superior à tensão do LO em operação *up-conversion* de um misturador de sinais

G_c – ganho da cavidade de um SOA

G_{DC} – magnitude do ganho DC do amplificador inversor a amplificador operacional

g_m – coeficiente de ganho do material que compõe um SOA
 g_o – coeficiente de ganho de pico do amplificador de um SOA
 $G_{sc}(s)$ – função de transferência de malha aberta do sistema de controle de estabilidade
 G_{SOA} – ganho da passagem única de um SOA
 h – constante de Planck
 $h_{A\&F}(t)$ – é a resposta impulsiva do circuito analógico que contém amplificadores e um filtro do sistema de controle de estabilidade do laço de recirculação
 $H_{fl}(j\omega)$ – função de transferência de um filtro ativo de primeira ordem
 $H_{fpb}(s)$ – representa as funções de transferência do sistema de controle de estabilidade
 $h_{IF}(t)$ – função de transferência associada a porta IF de um misturador e sinais
 $H_{sc}(s)$ – função de transferência de malha fechada do sistema de controle de estabilidade
 I_f – fotocorrente gerada por um fotodetector
 J_0 – função de Bessel de primeira espécie de ordem 0
 J_{2n} – função de Bessel de primeira espécie de ordem par
 J_{2n-1} – função de Bessel de primeira espécie de ordem ímpar
 k – constante de acoplamento do AD
 K_{AFP} – é a constante de deformação do material piezométrico
 K_G – define a constante de malha aberta do sistema de controle de estabilidade
 K_M – constante de perdas por conversão de tensão de um misturador de sinais
 L – comprimento do laço de recirculação
 L_{SOA} – comprimento da região ativa de um SOA
 M_{APD} – fator de multiplicação da fotocorrente provocada pelo processo de avalanche.
 n_f – é o índice de refração da fibra
 n_g – índice de refração de grupo do laço de recirculação
 P_{abs} – potência óptica absorvida por um fotodetector
 P_{abs} – potência óptica absorvida por um fotodetector é reduzida ao longo de sua espessura
 P_{in} – é a potência de sinal óptico de entrada
 P_{op} – potência do sinal óptico que ilumina um fotodetector
 P_{sat} – potência de saturação de um SOA
 q – a carga do elétron
 \mathfrak{R} – responsividade de um fotodetector
 R_1 e R_2 – refletividades das facetas de um SOA dispositivo
 \mathfrak{R}_{APD} – responsividade resultante para o fotodetector APD
 R_n – n-ésimo resistor de um circuito

T – período que a luz leva para completar um ciclo ao longo da cavidade do laço de recirculação
 T_{sce} – atraso de propagação do sinal de controle no sistema de controle de estabilidade
 v_- – queda de tensão entre a entrada inversora e o terra de um amplificador operacional
 v_+ – queda de tensão entre a entrada não-inversora e o terra de um amplificador operacional
 $v_1(t)$ – tensão de entrada aplicada à entrada inversora de um amplificador operacional
 $v_2(t)$ – tensão de entrada aplicada à entrada não-inversora de um amplificador operacional
 $v_{A\&F}(t)$ – tensão após circuito analógico que contém amplificadores e um filtro do sistema de controle de estabilidade do laço de recirculação
 V_{AC} – amplitude de tensão em corrente alternada
 $v_{AFP}(t)$ – tensão na saída do DRV que excita o material piezelétrico do alongador de fibra a piezelétrico
 V_{DC}^- – alimentação de tensão DC negativa de um amplificador operacional
 V_{DC} – amplitude de tensão em corrente contínua
 V_{DC}^+ – alimentação de tensão DC positiva de um amplificador operacional
 $v_i(t)$ – uma tensão de entrada de um amplificador operacional
 V_{IF} – amplitude da tensão senoidal aplicada à porta IF de um misturador de sinais
 $v_{IF}(t)$ – tensão cossenoidal aplicada à porta IF de um misturador de sinais
 $v_{IF-down}(t)$ – tensão resultante de operação *down-conversion* em um misturador de sinais V_{LO} – amplitude da tensão senoidal aplicada à porta LO de um misturador de sinais
 V_{LO} – amplitude da tensão senoidal aplicada à porta LO de um misturador de sinais
 $v_{LO}(t)$ – tensão senoidal aplicada à porta LO de um misturador de sinais
 $v_o(t)$ – uma tensão de saída de um amplificador operacional
 $v_{pm}(t)$ – diferença de potencial aplicada entre os eletrodos de um modulador de fase
 V_{RF} – amplitude da tensão senoidal aplicada à porta RF de um misturador de sinais
 $v_{RF}(t)$ – tensão cossenoidal aplicada à porta RF de um misturador de sinais
 $v_{RF-up}(t)$ – tensão resultante de operação *up-conversion* em um misturador de sinais
 v_{tr} – velocidade de trânsito dos pares elétron-lacuna
 V_π – tensão de meia onda de modulador eletro-óptico
 w – espessura de um fotodetector
 w_{rd} – espessura da região de depleção de um fotodetector polarizado
 X_C – reatância de um capacitor
 Z_n – impedância de “*enésimo*” componente de um circuito
 α – coeficiente de potência transmitida pelo laço de recirculação

α_{abs} – é o coeficiente de absorção da região ativa de um SOA
 α_{af} – coeficiente de absorção do material semiconductor de um fotodetector.
 γ – coeficiente de perdas do acoplador direcional
 Γ – fator de confinamento óptico em um SOA
 $\delta(t-T_{sce})$ – efeito do atraso de propagação do sinal de controle no sistema de controle de estabilidade
 Δf_{fd} – largura de banda eletrônica do fotodetector
 Δf_{SOA} – espaçamento longitudinal entre os modos excitados no SOA
 Δl_{AFP} – variação do comprimento da fibra de um alongador de fibra a piezelétrico
 ΔV_{AFP} – variação de tensão aplicada a um alongador de fibra a piezelétrico
 $\Delta \phi_{AFP}$ – variação de fase do sinal óptico produzido por um alongador de fibra a piezelétrico
 η – impedância característica do meio de propagação
 η_{qf} – eficiência quântica de um fotodetector
 $\theta_{IF}(t)$ – fase total dada da tensão senoidal aplicada à porta IF de um misturador de sinais
 $\theta_{LO}(t)$ – fase total dada da tensão senoidal aplicada à porta LO de um misturador de sinais
 $\theta_{RF}(t)$ – fase total dada da tensão senoidal aplicada à porta RF de um misturador de sinais
 λ – comprimento de onda do sinal luminoso incidente em um fotodetector em micrometros
 λ_c – comprimento de onda de corte superior do fotodetector para materiais semicondutores intrínsecos
 λ_o – o comprimento de onda do sinal óptico passando pela fibra
 τ – constante de tempo do filtro de primeira ordem modificado
 τ_{dr} – tempo de deriva em um fotodetector
 τ_{RC} – tempo de resposta do circuito de recepção do enlace óptico acoplado ao fotodetector
 ϕ_{IF} – fase da tensão acoplada à porta IF
 ϕ_{LO} – fase da tensão acoplada à porta LO
 $\phi_{LO}(s)$ – fase da tensão acoplada à porta LO no domínio da frequência
 ϕ_{RF} – fase da tensão acoplada à porta RF
 $\phi_{RF}(s)$ – fase da tensão acoplada à porta RF no domínio da frequência
 ω_{cpb} – frequência angular de corte de um filtro ativo de primeira ordem
 ω_{crt} – frequência angular crítica
 ω_{IF} – frequência angular da tensão acoplada à porta IF
 ω_{LO} – frequência angular da tensão acoplada à porta LO
 ω_{ls} – frequência angular do sinal óptico do laser semente que alimenta o laço
 ω_m – frequência do sinal de RF aplicado ao modulador eletro-óptico

ω_{RF} – frequência angular da tensão acoplada à porta RF

$\theta(t)$ – defasagem provocada por um modulador eletro-óptico de fase

$\theta_1(t)$ – atrasos de fase em um dos braços do modulador provocados pelo acoplamento da tensão $v_1(t)$

$\theta_2(t)$ – atrasos de fase em um dos braços do modulador provocados pelo acoplamento da tensão $v_2(t)$

$\phi_m(t)$ – razão entre os campos elétricos de saída e entrada de um modulador de intensidade do tipo Mach-Zehnder.

$\theta_{RF1}(t)$ – fase total na banda inferior à tensão do LO em operação *up-conversion* de um misturador de sinais

$\theta_{RF2}(t)$ – fase total na banda superior à tensão do LO em operação *up-conversion* de um misturador de sinais

Sumário

1. Introdução	27
2. Análise teórica do laço de recirculação	32
2.1 Pente óptico de frequências	32
2.2 O laço de recirculação e seus componentes	36
2.2.1 Moduladores eletro-ópticos	38
2.2.2 Amplificadores ópticos a semiconductor.....	45
2.3 Análise teórica de operação do laço de recirculação como OFCG	51
3. O sistema de controle optoeletrônico.....	56
3.1 Sistemas de controle para RL-OFCGs	56
3.2 Componentes do sistema de controle	59
3.2.1 Fotodetector	59
3.2.2 Misturador de sinais	65
3.2.3 Circuito analógico de amplificadores e filtro passa-baixa.....	69
3.2.4 Alongador de fibra a piezelétrico.....	75
3.3 Análise teórica do sistema de controle	77
3.3.1 Análise de estabilidade do sistema de controle do RL-OFCG	83
4. Caracterização Experimental	88
4.1 Caracterização dos dispositivos ópticos	88
4.1.1 Laser semente.....	89
4.1.2 Modulador de intensidade.....	91
4.1.3 Amplificadores ópticos a semiconductor.....	98

4.1.4	Filtro óptico.....	105
4.2	Caracterização da geração de linhas de pente em malha óptica aberta.....	108
4.2.1	Influência das correntes de polarização dos SOAs na geração de linhas de pente	111
4.2.2	Influência da tensão de polarização do MZIM na geração de linhas de pente	115
4.3	Geração de linhas de pente pelo RL-OFCG.....	119
5.	Trabalho Experimental	125
5.1	O sistema de controle eletrônico proposto e seus dispositivos	126
5.1.1	Dispositivos optoeletrônicos e de RF.....	128
5.1.2	Circuito de Amplificadores e Filtro (A&F)	131
5.1.3	Alongador de Fibra Piezelétrico (AFP)	133
5.2	Análises espectrais dos sinais provindos do RL-OFCG	138
5.2.1	Investigação do comportamento espectral do sinal $v_{RF}(t)$	139
5.2.2	Investigação do comportamento espectral do sinal $v_{IF}(t)$	146
5.3	Análise da aplicação do sinal de erro para controle do laço	151
5.3.1	Análise dos resultados.....	157
6.	Conclusão.....	160
	Referências Bibliográficas	164
	Apêndice A	170
	Análise numérica do RL-OFCG.	170
	Algoritmo.....	174
	Referências Bibliográficas	175
	Apêndice B	176
	Projeto do circuito de amplificadores e filtro	176
B.1	Primeiro e segundo estágios	178
B.2	Filtro Butherworth passa-baixa.	180

B.3	Quarto estágio.....	183
B.4	Função de transferência final e análise de estabilidade do circuito	184
	Referências bibliográficas.....	190

1. Introdução

A crescente demanda por maior tráfego de informações na área de telecomunicações, gerados pela popularidade de dispositivos móveis (*smartphones* e *tablets*) que utilizam a Internet, e o maior número de mídias disponíveis para acesso em redes domiciliares (vídeos, músicas, redes sociais, cursos de educação à distância, etc.) vêm impulsionando pesquisas e implementação de tecnologias que possibilitem o aumento da taxa de informações. Segundo a ITU (*International Communications Union*), no ano de 2019, 53,6% da população mundial possuía acesso à Internet, um aumento de mais de 2 pontos percentuais em relação ao ano anterior [1]. No Brasil, segundo o Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE), no ano de 2019, 82,7% das residências possuíam acesso à Internet, um aumento de 3,6 pontos percentuais em relação ao ano anterior. Destes domicílios, 81,2% fazem uso de conexão móvel e 77,9% o uso de conexão em banda-larga, sendo que 59,2% apresentavam ambos [2].

Após a pandemia da COVID-19, o número de pessoas com acesso à Internet teve um aumento expressivo, resultante das medidas de distanciamento social e do trabalho em casa, o chamado *home-office*. Além disso, estudantes tiveram que migrar para aulas em estilo semelhante aos usados em Educação a Distância (EAD), bem como o uso de serviços de *streaming* de vídeos. Em apenas duas semanas após o início da pandemia no mundo, em março de 2020, o aumento no tráfego mundial de internet ficou entre 15 e 20% [3].

O aumento contínuo no número de usuários de Internet e o crescimento no tráfego de informações vêm impulsionando pesquisas e o desenvolvimento de tecnologias em telecomunicações, em especial nas comunicações ópticas. Um dos primeiros destaques que possibilitaram o uso mais amplo da banda C foi o desenvolvimento do amplificador óptico dopado com érbio (EDFA – *erbium doped fiber amplifier*), que tem seu espectro de amplificação entre 1535 e 1570 nm. Com isso, tornou-se economicamente viável a aplicação de técnicas de multiplexação por divisão em comprimento de onda (WDM – *wavelength division multiplexing*). Isso foi somente possível pois o EDFA apresenta um nível muito baixo

de intermodulação, frente ao que é observado em amplificadores ópticos a semicondutor (SOA – *semiconductor optical amplifier*), o que possibilita a amplificação sem interferência entre canais.

A faixa espectral do EDFA de cerca de 35 nm foi, então, subdivida em faixas menores, onde passaram a se localizar os canais ópticos de transmissão. Essas faixas mais estreitas foram padronizadas com diferentes espaçamentos, tipicamente de 25 GHz (0,2 nm, mais recente), 50 GHz (0,4 nm), ou 100 GHz (0,8 nm), utilizadas em sistemas WDM densos (WDM – *dense wavelength division multiplexing*) [4]. A forma de transmissão e detecção que foi inicialmente utilizada por estes sistemas é o de modulação de intensidade e detecção direta que, aliadas às técnicas de filtragem óptica, foram capazes de prover até 40 Gb/s de capacidade de transmissão. A ampliação da capacidade para além deste valor exigiu que formatos de modulação avançados fossem empregados para aumentar a eficiência espectral e permitir taxas que hoje chegam a 400 Gb/s. Para isso, a técnica de recepção coerente digital foi desenvolvida, baseadas em processamento digital de sinais. Paralelamente, a multiplexação por divisão em polarização foi proposta e implementada, dobrando a capacidade de transmissão da fibra.

Visando o crescimento ainda maior da taxa de transmissão e a flexibilização da utilização espectral das recentes propostas de redes *Flexgrid*, o conceito de processamento paralelo de sinais tem atraído a atenção em geral. O processamento paralelo consiste na transmissão de múltiplos canais ópticos (subportadoras) muito próximos, modulados individualmente com taxas de símbolos relativamente baixas, que podem, por exemplo, ocupar uma das faixas de um canal WDM. Esses grupos de subportadoras, ou supercanais, aliados aos formatos avançados de modulação, podem possuir altíssima eficiência espectral [5]. Para a obtenção de supercanais, em particular, daqueles baseados na multiplexação por divisão ortogonal em frequência (OFDM – *orthogonal frequency division multiplexing*), utilizam-se os chamados geradores de pente óptico de frequências (OFCGs – *optical frequency comb generators*) [6].

Várias são as técnicas empregadas em OFCGs, tais como aquelas baseadas em microressonadores em anel, em deslocamento de frequência por recirculação e no cascadeamento de moduladores ópticos [6][7]. Em particular, a técnica para OFCG baseada em laço de recirculação, onde a realimentação óptica contínua por elementos não lineares e provedores de ganho em um anel de fibra óptica, apresenta o potencial de gerar várias linhas espectrais. Estas linhas espectrais ou modos são uma forma alternativa de nomear as frequências do pente gerado. Normalmente, as linhas de pente do primeiro ciclo de circulação são geradas pelo efeito de modulação óptica. O ganho óptico pode ser obtido a partir de um

amplificador óptico, enquanto a produção de não linearidades, especialmente a mistura de quatro ondas (FWM – *four-wave mixing*), pode ser conseguida de componentes especiais, como módulos de fibra altamente não linear [8]. Esta técnica, por exemplo, tem o potencial para implementação em sistemas CO-OFDM (*coherent optical orthogonal frequency division multiplexing*), já que as portadoras precisam apresentar um espaçamento de frequência fixos ortogonalidade mútua e apresentar sincronismo de fase [9].

No caso particular desse trabalho, o laço de recirculação utiliza um elemento diferente como fonte primária de bandas laterais, um modulador de intensidade do tipo Mach-Zehnder (MZM – *Mach-Zehnder modulator*), em contraste ao usual modulador de fase. Além disto, o laço proposto nesse trabalho emprega como meio de ganho para compensação de perdas ópticas do laço um amplificador óptico a semicondutor (SOA – *semiconductor optical amplifier*) não-linear. Neste caso, o dispositivo pode oferecer ganho óptico e introduzir não-linearidade ao laço, auxiliando no processo de geração de harmônicas. Por fim, como dispositivo não-linear principal, utiliza-se um SOA de cavidade ativa ultralonga, capaz de amplificação, mas com a função principal de produção de FWM. Um trabalho comparativo foi realizado por [7] a fim de analisar os efeitos de geração de linhas de pente em um RL-OFCG semelhante ao utilizado neste trabalho, empregando diferentes configurações de moduladores e amplificadores. Este trabalho foi baseado na configuração de dispositivos que apresentou melhor desempenho na geração de linhas.

Para a operação estável deste tipo de OFCG, uma relação de sincronismo entre a frequência da portadora óptica semente, a frequência de modulação do MZM e uma das frequências de ressonância do laço deve ser mantida. Assim, os OFCGs baseados em laços ópticos de realimentação preveem o emprego de um sistema de compensação de flutuações de fase, cuja função é a de corrigir possíveis variações nas frequências dos modos de ressonância do laço [8][10]. Essas variações podem ocorrer, por exemplo, devido à expansão térmica da fibra óptica utilizada.

Baseado nisto, o presente trabalho implementa e testa a eficiência de um sistema de controle optoeletrônico por realimentação para a operação estável de um OFCG. Neste caso, é a primeira vez que se procura estabilizar um anel de recirculação em fibra óptica que contém em sua estrutura um modulador de intensidade de Mach-Zehnder e SOAs não lineares. O sistema de controle por realimentação atua em um alongador de fibra piezoeletrico (AFP) presente na estrutura óptica do laço, alimentando-o com um sinal de tensão de erro a fim de ajustar seu comprimento físico e, por consequência, o tempo de atraso do sinal luminoso que por ele passa. Este tempo de atraso é inversamente proporcional à frequência de ressonância da

cavidade formada pelo laço, parâmetro que define as frequências dos supermodos excitados nesta cavidade.

O sinal de erro que alimenta o AFP é proveniente do batimento entre o sinal fotodetectado de uma amostra do pente óptico gerado pelo OFCG e de uma amostra do sinal de RF que alimenta o modulador e define o espaçamento entre as linhas de pente. O conteúdo espectral do sinal fotodetectado apresenta as frequências resultantes do batimento entre as portadoras que formam o pente óptico de frequências, múltiplas do sinal de RF que alimenta o modulador, bem como do batimento das portadoras com os supermodos da cavidade do laço, que apresentam frequências múltiplas da frequência de ressonância do laço. Importante ressaltar que este conteúdo espectral é limitado pela banda de operação do fotodetector que não compreende por exemplo a frequência do laser semente na faixa de quase duas centenas de THz. O sinal de erro resultante da mistura do sinal de múltiplas frequências com o sinal que alimenta o modulador, apresenta frequências intermediárias proporcionais à diferença das frequências dos sinais misturados. A partir da aplicação do sinal de erro ao AFP, há uma variação do comprimento físico do laço e, por consequência, da sua frequência de ressonância, buscando-se, assim, a aquisição de sincronismo entre esta e a frequência do sinal de referência que alimenta o modulador. Após ciclo de realimentação, o objetivo é a redução da amplitude do sinal de erro a um valor mínimo.

Num primeiro momento, a aplicação deste método permitiu verificar os efeitos de sincronismo entre as frequências do sinal que alimenta o modulador e a de ressonância do laço, resultado da operação do sistema de controle proposto. Não houve tempo hábil para realização de análises experimentais que comprovassem a aquisição de sincronismo entre a frequência do laser semente e a frequência de ressonância, devido à suspensão das atividades presenciais e uso do laboratório durante a pandemia da COVID-19. Apesar disso, o pente gerado pelo sistema proposto apresentou um aumento de 14% nas linhas geradas após a inclusão do circuito de controle, além de estabilização de frequência e amplitude para mais de 70% das linhas do pente, indicando que a metodologia proposta foi suficiente para demonstrar o conceito proposto por este trabalho.

Esta dissertação está estruturada em seis capítulos e dois apêndices. Além deste capítulo introdutório, o Capítulo 2 descreve a análise teórica do gerador de pentes de frequência ópticos via laço de recirculação, bem como dos principais dispositivos que o compõem. No Capítulo 3, apresenta-se o processo teórico de montagem do sistema de controle optoeletrônico do laço, desde a descrição dos principais dispositivos, até a idealização de montagem do sistema, com análises de estabilidade usuais em sistemas realimentados. Os Capítulos 4 e 5

descrevem a parte experimental do trabalho. No Capítulo 4, tem-se a caracterização experimental dos dispositivos mais importantes utilizados no laço de recirculação, bem como a descrição da montagem do laço e a apresentação de alguns aspectos de sua operação. Finalmente, no Capítulo 5, descrevem-se os procedimentos realizados na investigação da eficiência do sistema optoeletrônico de controle proposto para a estabilizar o gerador de pentes de frequência ópticos baseados em laço de recirculação. No Capítulo 6, as conclusões do trabalho são apresentadas, com um resumo dos resultados experimentais alcançados e propostas de novas linhas de pesquisa. Além dos capítulos que formam o corpo do trabalho, dois apêndices foram escritos. O Apêndice A apresenta as análises matemáticas realizadas, englobando diferentes cenários de operação do laço de recirculação, para justificar os experimentos realizados. O Apêndice B traz a descrição do projeto do circuito analógico baseado em amplificadores operacionais, integrante do sistema de controle de estabilidade do laço.

2. Análise teórica do laço de recirculação

Pentes ópticos de frequência (OFC – *optical frequency combs*) foram inicialmente documentados nas décadas de 1960 e 70 e demonstrados por Theodor Hansch e John Lewis Hall em meados de 1990, o que lhes rendeu o prêmio Nobel de Física no ano de 2005 [11]. Desde sua descoberta até as formas mais recentes e sofisticadas de sua implementação, os OFCs vêm sendo aplicados em diferentes áreas, tais como espectroscopia de alta-resolução, geração de micro-ondas ultraestáveis, relógios atômicos e comunicações ópticas coerentes de altas taxas de transmissão, entre outras [11][12]. Os geradores de pentes ópticos de frequência (OFCG – *optical frequency comb generators*), responsáveis pela formação dos OFCs, apresentam as mais variadas arquiteturas e empregam diferentes propriedades para a implementação dos pentes, como efeitos eletro-ópticos, o travamento de modos em cavidades de lasers e efeitos ópticos não lineares, além de outros.

Neste capítulo, a Seção 2.1 apresentará conceitos básicos e algumas das técnicas para a geração de OFCs. Na sequência, a Seção 2.2 irá explorar aspectos particulares dos OFCGs baseados em laço de recirculação, abordando conceitos teóricos do próprio laço e dos dispositivos que o compõe, além de suas contribuições para a geração das linhas do pente. Por fim, na Seção 2.3, encontra-se uma análise teórica que modela o funcionamento de um OFCG baseado em laço de recirculação, destacando as condições que devem ser asseguradas para tal.

2.1 Pente óptico de frequências

Os OFCs podem ser definidos como um grupo de modos espectrais discretos, ou linhas de pente, separados por uma frequência fixa [13], resultantes, por exemplo, de um trem de pulsos ópticos no domínio do tempo [6], como ilustrado na Fig. 2.1. Em particular, a Fig. 2.1 (a) mostra a representação da magnitude do vetor campo elétrico $E(t)$ de um trem de pulsos no domínio do tempo, indicando o seu período de repetição T . Já a Fig. 2.1 (b) apresenta a transformada de Fourier do campo elétrico $E(f)$ associada ao espectro esperado para o trem de pulsos, destacando o espaçamento em frequência uniforme entre as linhas f_r ($f_r = 1/T$). Para

aplicação em comunicações ópticas, normalmente, dois aspectos dos pentes são observados, o espaçamento espectral entre as linhas f_r , que estão associados à taxa de repetição dos pulsos ($1/T$), e a diferença em frequência que pode existir entre as frequências das linhas do pente e a frequência relativa da grade de frequências estabelecida pela ITU. Além destes pontos, outros parâmetros de importância para a realização dos pentes ópticos são a sua estabilidade de frequência e amplitude, a sua largura de banda e equalização da amplitude das linhas, entre outros [11].

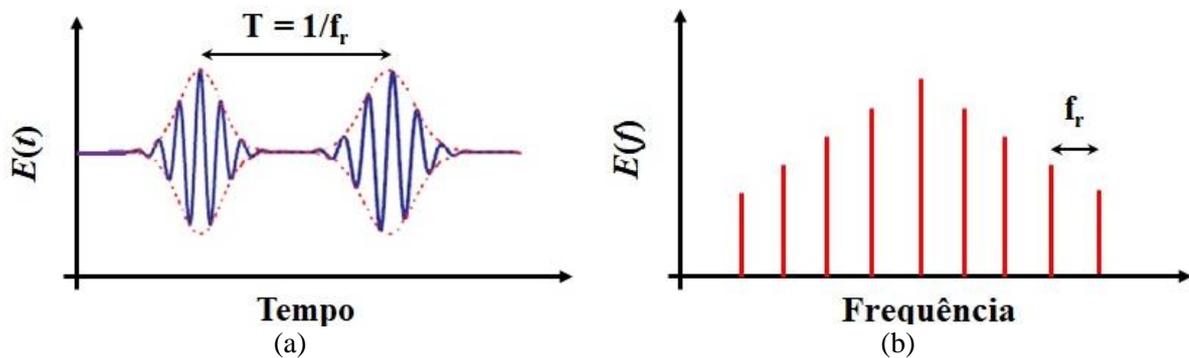


Figura 2.1 – Representação do campo elétrico de um trem de pulsos ópticos nos domínios (a) do tempo e (b) da frequência, adaptado de [12].

Quando os modos ou linhas espectrais de um OFC são empregados em comunicações ópticas, cada um deles poderia, inicialmente, ser considerado como uma portadora óptica, como acontece nos sistemas WDM. No entanto, usualmente, o espaçamento entre os modos é menor que o empregado nestes sistemas. Alternativamente, a ideia utilizada foi a de que os modos fossem densamente agrupados, com cada um deles sendo modulado individualmente com taxas de símbolo relativamente baixas, formando um sinal multiportadora de alta taxa de dados agregada, o chamado supercanal [14]. Os supercanais poderiam, então, ser utilizados em sistemas WDM de grade flexível, as chamadas *Flexgrid*, que utilizam de técnicas de transmissão multiportadora e se beneficiam do fato de uma única fonte óptica inicial, por exemplo, um laser semiconductor monocanal, gerar múltiplas portadoras coerentes, com taxas de repetição fixas e ajustáveis [11].

Várias são as técnicas utilizadas para geração de OFCs. Algumas que merecem destaque são as que empregam um laser de modos travados, a modulação óptica externa e o deslocamento de frequência por recirculação, entre outras. A tecnologia de laser de modos travados difere da do laser de onda contínua (*CW – continuous wave*) por gerar um trem de pulsos ultracurtos no domínio temporal, o que no domínio da frequência representa numerosos modos espectrais com uma relação de fase fixa entre eles, como ilustrado pela Fig. 2.1. Para isto, empregam-se mecanismos ativos ou passivos para a redução das perdas internas da

cavidade do laser por um curto intervalo e de forma periódica, o que gera a pulsação temporal. O período de repetição dos pulsos depende do tamanho físico da cavidade do laser e, como já mencionado, corresponde ao inverso da taxa de repetição (o espaçamento espectral entre as linhas do pente gerado). Para sua implementação e estabilização, são necessários mecanismos que compensem a flutuação do tamanho da cavidade e evitem a alteração da taxa de repetição. Isto pode ser alcançado com, por exemplo, a utilização de laços de travamento de fase que controlem a taxa de repetição, bem como contrabalancem as flutuações de frequência do laser semente que afetam o posicionamento espectral do pente. As técnicas de estabilização criam uma alta complexidade para operação destes OFCGs [13].

No caso de OFCGs baseados em modulação óptica externa, o sinal de um laser CW fornece a portadora óptica que, ao sofrer o processo de modulação por um ou mais moduladores em cascata, passa a apresentar um sinal multiportadoras na saída do arranjo. Em particular, os moduladores podem atuar na amplitude, na fase ou na combinação das duas do campo elétrico inicial para produzir um sinal com várias linhas espectrais a partir do sinal óptico contínuo. O espaçamento entre as linhas é determinado pela frequência fundamental de modulação. Em particular, os moduladores externos eletro-ópticos são os que têm atraído maior atenção para as atuais aplicações em comunicações ópticas, por sua resposta rápida e ampla faixa de frequência eletrônica de operação. Usualmente, os moduladores de fase e de intensidade são os tipos empregados em OFCGs, em arranjos simples (um ou outro modulador) ou em cascata (do mesmo tipo ou de moduladores diferentes), de acordo com a aplicação.

Em geral, o processo de modulação nos moduladores eletro-ópticos é estimulado pela variação de um campo elétrico entre eletrodos, por entre os quais passa o guia de onda com o sinal óptico. A variação deste campo causa a mudança do índice de refração do material do guia, que altera de uma forma praticamente proporcional a fase do campo elétrico óptico e, portanto, provoca a modulação. Desta forma, o modulador requer alimentação eletrônica. Normalmente, uma fonte de sinal de RF é utilizada para este fim, seja em arranjos simples ou cascadeados. A frequência do sinal de RF define a frequência de modulação do modulador e, portanto, o espaçamento entre duas linhas consecutivas do pente. Este espaçamento é também chamado de faixa espectral livre óptica (OFSR – *optical free spectral range*) e é análoga à taxa de repetição do pente [6].

Esta técnica é limitada pelo alto nível de potência RF necessária para sua implementação, a qual controla a largura de banda do pente produzido. Mesmo assim, o OFCG baseado em modulação externa eletro-óptica é versátil, pois permite a sintonia de sua taxa de repetição via a frequência de modulação aplicada, a largura de banda do pente via a potência

de RF aplicada e sintonia de sua frequência óptica central via a sintonia da portadora do laser de CW de alimentação [6]. A aplicação de uma realimentação óptica poderia auxiliar na ampliação da largura de banda do pente produzido em detrimento ao aumento de potência de RF. Esta ideia foi explorada, resultando na próxima técnica para geração de OFC aqui tratada.

O OFCG baseado em um laço de recirculação por fibra óptica, estrutura que é objeto desta dissertação e é detalhada adiante neste capítulo, utiliza o princípio do deslocamento de frequência por recirculação, que ocorre a cada ciclo do sinal óptico por um laço até que se atinja a saturação do sistema. Considerando-se a arquitetura básica desta estrutura, o sinal de um laser CW é acoplado ao laço de recirculação por fibra óptica, um tipo de ressonador em anel, que pode conter diversos elementos que contribuem para o aumento do número de linhas do pente. Como proposto acima, um destes elementos pode ser um modulador eletro-óptico, que seria o responsável por uma primeira contribuição na geração de linhas no primeiro ciclo de propagação da luz pelo laço. A taxa de repetição das linhas corresponderia, portanto, à frequência do sinal de modulação aplicado ao modulador.

Para compensação das perdas ao longo do anel, um amplificador óptico pode ser incorporado à sua estrutura. Além disto, outros dispositivos ou componentes podem ser utilizados para expandir ainda mais o número de linhas e/ou limitar a banda do pente gerado. Por exemplo, uma prática usual visando o aumento do número de linhas produzidas é utilizar elementos passivos ou ativos que apresentem comportamento altamente não linear e induzam, por exemplo, o efeito de mistura de quatro ondas (FWM – *four-wave mixing*) [7]. Cabe-se destacar que, caso estes elementos sejam empregados, o amplificador óptico deve também elevar o nível de potência para que os limiares de não linearidade sejam atingidos, além da compensação das perdas do laço. Se a limitação da banda do pente é desejada, filtros ópticos são normalmente empregados. Assim, após os elementos não lineares, parte do sinal pode ser extraída do laço e a outra ser direcionada novamente ao modulador, para um novo ciclo de ampliação do número de linhas. Após vários ciclos, uma condição de regime se estabelece, com a formação de um pente óptico de ampla largura de banda.

Por fim, por se tratar de um laço realimentação a fibra óptica com vários componentes e sujeita a ações do ambiente, a implementação prática deste tipo de OFCG exige um sistema de controle que mantenha certas condições de operação para a geração de um pente óptico estável em termos de variações de amplitude e de frequência das linhas [8][15]. Estas condições serão discutidas na próxima seção. Assim, como descrito no capítulo anterior, o objetivo deste trabalho é justamente o de projetar e implementar um sistema optoeletrônico de

realimentação que promova a estabilização das linhas produzidas pela arquitetura proposta de OFCG baseado em laço de recirculação por fibra óptica.

2.2 O laço de recirculação e seus componentes

O gerador de pentes ópticos de frequência baseado em laço de recirculação (RL-OFCG – *recirculation loop based optical frequency comb generator*) possui uma estrutura de ressonador em fibra ativo alimentado por um laser semiconductor. Um diagrama de blocos de um exemplo simples de RL-OFCG é apresentado na Fig. 2.2, com os caminhos ópticos representados por linhas contínuas mais espessas e os eletrônicos por linhas mais finas. Este padrão de representação será utilizado ao longo de todo os esquemas do trabalho. Um laser monomodo de largura de linha estreita, chamado comumente de laser semente (LS), é a fonte de luz que alimenta o gerador. A frequência da portadora do LS normalmente determina a frequência central do pente. Controladores de polarização (CP1 e CP2) são utilizados para ajustar a polarização da luz que entra e da que circula pelo laço. Um acoplador direcional de 3 dB (AD) de quatro portas permite a entrada, a saída e a manutenção de parte da luz no laço. Um modulador eletro-óptico (MEO), como mencionado na seção anterior, é responsável pela geração/expansão de linhas de pente a cada ciclo do sinal óptico pelo laço. Em particular, o diagrama do MEO indica um modulador de intensidade de Mach-Zehnder, mas poderia ser também o de um modulador de fase.

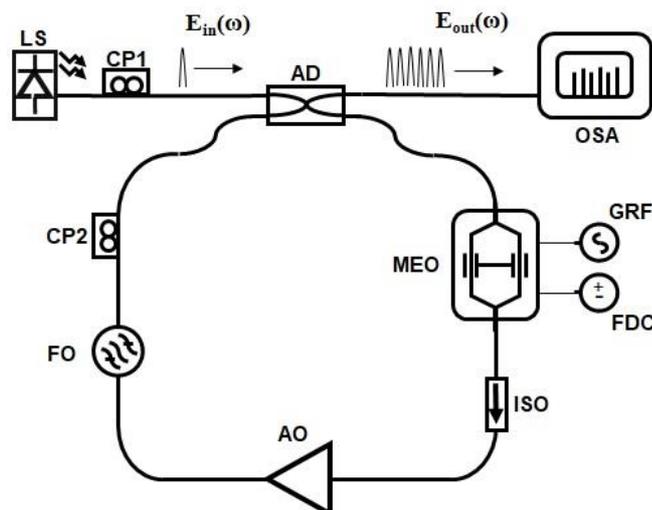


Figura 2.2 – Diagrama de blocos de um possível esquema de RL-OFCG.

No sentido horário, após o MEO, um amplificador óptico (AO) compensa as perdas ópticas internas do laço, especialmente às provocadas pelo AD e pelo MEO. Geralmente, utiliza-se um amplificador a fibra dopada com érbio (EDFA – *erbium doped fiber amplifier*)

como AO. Por fim, um filtro óptico (FO) limita a largura de banda do pente resultante. Em particular, pode-se utilizar uma grade de Bragg em fibra (FBG – *fiber Bragg grating*) para exercer a função de filtro óptico. Alternativamente, outros componentes podem ser adicionados ao laço, como os que aparecem em diferentes montagens experimentais citadas na literatura. Um exemplo disso é a utilização de fibras ópticas de alta não linearidade que atuam para a geração de linhas a partir do efeito não-linear de FWM.

A estrutura do laço óptico se comporta como a de um ressonador ativo em fibra. Ele se comporta como um filtro óptico periódico, permitindo apenas a propagação de modos que apresentem frequências ópticas múltiplas da frequência de ressonância (f_{ress}) de sua cavidade. A expressão de f_{ress} , que também define a faixa de espectro livre (FSR – *free spectrum range*) do laço, é dada por:

$$f_{ress} = \frac{c}{n_g L}, \quad (2.1)$$

onde c é a velocidade de propagação da luz no vácuo, n_g é o índice de refração de grupo do laço de recirculação e L é o comprimento físico do laço. Desta forma, um sinal que se propague pelo laço e para fora dele apresenta, idealmente, um conjunto de frequências dado por:

$$f_n = n \frac{c}{n_g L} = n f_{ress}, \quad (2.2)$$

onde n é um número inteiro maior que zero e f_n é a frequência do n ésimo modo do sinal óptico se propagando pelo laço.

Para que o RL-OFCG alcance uma condição ideal e estável de operação, a taxa de repetição do pente óptico de frequências e a frequência do sinal óptico provido pelo laser semente conectado ao laço precisam coincidir com um múltiplo da frequência de ressonância do laço. Em outras palavras, o tempo que o sinal óptico modulado leva para completar um ciclo ao longo do laço precisa ser proporcional a um múltiplo do inverso das frequências angulares dos sinais do laser semente e do sinal de modulação [7]. Em termos matemáticos, tem-se que:

$$\begin{cases} \omega_{ls} T = 2\pi l \\ \omega_m T = 2\pi m \end{cases} \quad (2.3)$$

onde T é o período que a luz leva para completar um ciclo ao longo da cavidade do laço, l e m são números inteiros maiores que zero e ω_{ls} e ω_m são as frequências angulares do sinal óptico do laser semente que alimenta o laço e do sinal de RF aplicado ao modulador eletro-óptico, respectivamente.

Muitas são as técnicas utilizadas para manter estes parâmetros espectrais alinhados, garantindo a um RL-OFCG práticas condições de ampla banda espectral e estabilidade. Em sua grande maioria, estas técnicas utilizam princípios semelhantes aos de laços eletrônicos de travamento de fase. Estes sistemas de controle podem, por exemplo, atuar na frequência de ressonância da cavidade por meio da variação do comprimento físico do laço (alongadores de fibra) [16][17] ou no sinal que alimenta o modulador eletro-óptico responsável pela geração inicial das linhas de pente [16][18]. De maneira complementar, esse controle permite compensar variações indesejáveis destas frequências a partir de, por exemplo, flutuações térmicas do ambiente experimental que afetam o comprimento da fibra e, também, das flutuações de frequência natural da operação de um laser semiconductor. Mais destes sistemas serão detalhados no próximo capítulo.

Um outro ponto que merece atenção na operação de um RL-OFCG é que a estrutura de fibra em anel ativo pode vir a atuar como um laser de fibra caso a potência óptica interna seja suficiente para superar as perdas ópticas dos dispositivos do laço. Por isso, é importante controlar o ganho do amplificador utilizado no laço de forma que atue apenas para compensar as perdas internas da estrutura.

Cada um dos dispositivos presentes no laço tem sua importância e o conjunto precisa operar em harmonia para garantir a atuação do laço como um OFCG. O RL-OFCG abordado no presente trabalho empregou um modulador de intensidade de controle simples para a geração das linhas de pente a cada ciclo da luz pelo laço e amplificadores ópticos a semiconductor como meios de compensação de perdas ópticas do laço e como meio não-linear, semelhante ao presente em [7]. À vista disso, as seções seguintes têm como foco a abordagem teórica de tais dispositivos.

2.2.1 Moduladores eletro-ópticos

O modulador eletro-óptico é um dispositivo capaz de realizar a modulação externa de um sinal óptico incidente a partir de um sinal eletrônico atuante em seus eletrodos como sinal modulante. Isto acontece devido a propriedade do material que constitui seu substrato, o niobato de lítio (LiNbO_3), de ter seu índice de refração linearmente variado conforme a diferença de potencial a ele aplicada, um efeito que é conhecido como efeito Pockels [6]. A estrutura mais simples de um modulador eletro-óptico é aquela que corresponde a de um modulador de fase (PM – *phase modulator*), ilustrado pela Fig. 2.3. Nela, o campo elétrico de um sinal óptico de entrada $E_{in}(t)$ é acoplado ao guia de onda do modulador e passa por uma região entre dois eletrodos. A diferença de potencial aplicada entre os eletrodos $v_{pm}(t)$ provoca

o aparecimento de um campo elétrico, que, por sua vez, altera o índice de refração do material desta região de maneira praticamente linear.

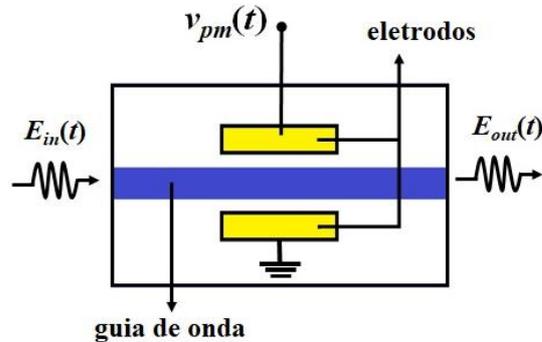


Figura 2.3 – Diagrama básico de um modulador eletro-óptico de fase.

Com isto, a velocidade de propagação do sinal óptico guiado varia de forma também linear, resultando em um atraso ou um adiantamento da fase do campo elétrico do sinal resultante $E_{out}(t)$ em relação à fase de $E_{in}(t)$. Desta maneira, o campo elétrico na saída do modulador $E_{out}(t)$ pode ser escrito como [19]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t)e^{j\frac{\pi}{V_{\pi}}v_{pm}(t)} = E_{in}(t)e^{j\theta(t)}, \quad (2.4)$$

onde V_{π} é um parâmetro do dispositivo chamado de tensão de meia onda, que representa o valor de tensão necessário para provocar uma defasagem de π radianos no sinal óptico guiado, e $\theta(t)$ é defasagem provocada pela ação do campo na região entre os eletrodos, de modo que:

$$\theta(t) = \frac{\pi}{V_{\pi}}v_{pm}(t). \quad (2.5)$$

A partir da estrutura do modulador de fase, outros tipos de moduladores foram propostos. Por exemplo, a Fig. 2.4 ilustra a arquitetura mais geral para um modulador de intensidade que é baseado em interferometria de Mach-Zehnder (MZIM – *Mach-Zehnder intensity modulator*). Neste caso, o campo elétrico do sinal óptico de entrada é separado em dois caminhos por um acoplador direcional e cada um destes caminhos constitui um dos braços de um interferômetro de Mach-Zehnder. Idealmente, os caminhos têm o mesmo comprimento e os campos elétricos nos braços sofrem um efeito de defasagem provocado pela tensão acoplada a um par de eletrodos, como no caso do PM. A interferência entre os campos provenientes dos dois caminhos é obtida depois da sobreposição deles na saída de um segundo acoplador direcional. Dependendo da relação entre as fases dos campos ópticos após os eletrodos dos dois caminhos, a interferência pode ser construtiva, destrutiva ou parcial.

Mais especificamente, os MZIM são classificados de acordo com a presença de moduladores de fase em seus braços. Os moduladores de intensidade não balanceados apresentam modulador de fase em apenas um dos braços do interferômetro e foram os primeiros moduladores eletro-ópticos de intensidade comercialmente disponibilizados. Por outro lado, os moduladores de intensidade balanceados apresentam moduladores de fase em ambos os braços do interferômetro, como na Fig. 2.4. Quando os moduladores de fase agem de forma complementar em relação a uma única tensão de modulação, tem-se um modulador de intensidade balanceado simples [6]. Esta estrutura é amplamente utilizada em sistemas de comunicações ópticas que empregam a técnica de transmissão e recepção baseada em modulação de intensidade e detecção direta (IM/DD – *intensity modulation and direct detection*). Alternativamente, o modulador de intensidade pode empregar dois moduladores de fase independentes, como apresenta o diagrama da Fig. 2.4 [7]. Desta forma, os eletrodos podem operar com tensões de modulação $v_1(t)$ e $v_2(t)$ de amplitudes e fase distintas, formando-se o chamado modulador balanceado de duplo controle.

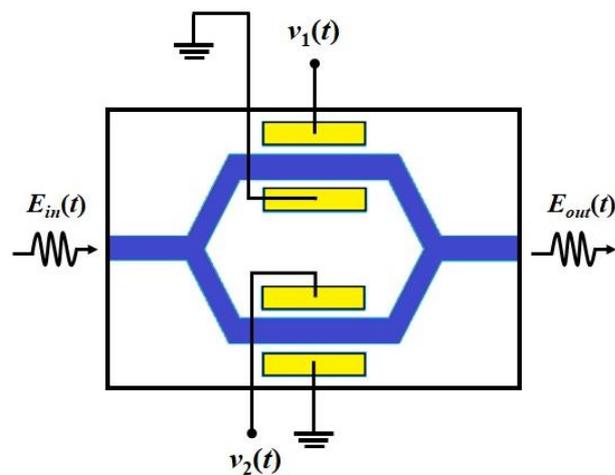


Figura 2.4 – Diagrama de um modulador de intensidade balanceado de duplo controle.

Tomando-se como referência a Fig. 2.4, quando diferentes tensões são aplicadas a cada braço do modulador, os campos que por eles passam sofrem diferentes atrasos de fase. Como já mencionado, ao serem somados vetorialmente após o segundo acoplador direcional da estrutura, o campo elétrico na saída do guia de onda do modulador apresenta interferência construtiva, destrutiva ou parcial. Desta forma, a função de transferência do dispositivo pode ser representada por [19]:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \left[\frac{e^{j\theta_1(t)} + e^{j\theta_2(t)}}{2} \right], \quad (2.6)$$

onde $\theta_1(t) = (\pi/V_\pi)v_1(t)$ e $\theta_2(t) = (\pi/V_\pi)v_2(t)$ representam os atrasos de fase em cada um dos braços do modulador provocados pelo acoplamento das tensões $v_1(t)$ e $v_2(t)$, respectivamente, conforme definido em (2.5). Desta forma, (2.6) pode ser reescrita como:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left[e^{j\frac{\pi}{V_\pi}v_1(t)} + e^{j\frac{\pi}{V_\pi}v_2(t)} \right]. \quad (2.7)$$

Colocando-se $(\pi/V_\pi)v_1(t)/2$ e $(\pi/V_\pi)v_2(t)/2$ em evidência para os termos entre colchetes em (2.7) e rearranjando-se o resultado, chega-se a:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left\{ e^{j\frac{\pi}{2V_\pi}[v_1(t)-v_2(t)]} + e^{-j\frac{\pi}{2V_\pi}[v_1(t)-v_2(t)]} \right\} e^{j\frac{\pi}{2V_\pi}[v_1(t)+v_2(t)]}. \quad (2.8)$$

Considerando-se a definição da função cosseno, (2.8) se torna:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos \left\{ \frac{\pi}{2V_\pi}[v_1(t) - v_2(t)] \right\} e^{j\frac{\pi}{2V_\pi}[v_1(t)+v_2(t)]}. \quad (2.9)$$

Os moduladores de intensidade do tipo Mach-Zehnder balanceados de duplo controle apresentam dois modos de operação básicos definidos a partir da relação entre as tensões aplicadas aos eletrodos em cada braço de sua estrutura. Quando ambos os braços do modulador recebem uma mesma tensão de modulação, diz-se que o modulador opera em modo *push-push*. Por outro lado, quando se aplicam tensões aos eletrodos de mesma amplitude e polaridades invertidas, tem-se a operação do modulador no modo *push-pull*.

A partir de (2.9), considerando-se que as tensões aplicadas aos eletrodos são tais que $v_1(t) = v_2(t) = v(t)$, a função de transferências para o modo *push-push* é dada por:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) e^{j\frac{\pi}{V_\pi}v(t)}, \quad (2.10)$$

Para o modo *push-pull*, considerando-se $v_1(t) = v(t)/2$ e $v_2(t) = -v(t)/2$, tem-se que:

$$E_{out}(t) = E_{in}(t) \cos \left[\frac{\pi}{2V_\pi}v(t) \right]. \quad (2.11)$$

De (2.10), observa-se que, no modo *push-push*, o modulador de intensidade opera como se fosse um modulador de fase, já que a relação entre os campos de entrada e saída se assemelha à de (2.4). Já no modo *push-pull*, considerando-se a intensidade do campo elétrico

obtida a partir de (2.11) e a definição da tensão de referência $v(t)$, os atrasos de fase em ambos os braços interagem de maneira a produzir interferência construtiva, destrutiva e/ou parcial. Portanto, criam-se as condições para a geração da modulação em intensidade do campo óptico que passa pelo modulador. A partir deste ponto, o foco da análise a seguir irá contemplar a operação do modulador de intensidade no modo *push-pull*, já que foi este o utilizado na parte experimental deste trabalho.

A expressão que define a tensão de referência $v(t)$ pode, teoricamente, ser qualquer. Por exemplo, para aplicações em sistemas de comunicação baseados em IM/DD, $v(t)$ é normalmente composta por um termo de corrente contínua (DC – *direct current*), que define o ponto de operação do MZIM em $V_{\pi}/2$, e um termo variante no tempo associado a uma tensão digital, que resulta em uma variação pico-a-pico de amplitude igual a V_{π} . Por esta razão, a estrutura de acoplamento de tensão de MZIMs disponíveis no mercado sofreu modificações em relação às apresentadas na Fig. 2.4, com alimentação das diferentes componentes sendo feita por pares eletrodos distintos em cada braço, um para a componente DC e outro para a componente eletrônica de alta frequência. O MZIM disponível para a parte experimental deste trabalho possui estas características, sendo classificado como um modulador de intensidade balanceado simples. No entanto, as componentes de tensão que definem $v(t)$ e geram a modulação para o OFCG não precisam necessariamente ser as mesmas que as usadas para aplicações em IM/DD. No caso particular da geração de pente, a parte variante no tempo pode ser substituída por uma tensão de corrente alternada (AC – *alternate current*) harmônica, como a que é fornecida por geradores de radiofrequência (RF). Além de alta frequência, os geradores de RF podem fornecer alta potência de saída, permitindo que um número maior de linhas espectrais possa ser produzido na saída do modulador, como será discutido a seguir.

Portanto, assumindo-se estas condições, com uma tensão de referência composta por uma parcela DC e outra AC, pode-se escrever que:

$$v(t) = V_{DC} + V_{AC} \sin(2\pi f_m t), \quad (2.12)$$

onde f_m é a frequência de modulação do sinal harmônico e V_{DC} e V_{AC} são as amplitudes das tensões em corrente contínua e alternada, respectivamente. Substituindo (2.12) em (2.11) e definindo a razão entre os campos elétricos de saída e de entrada como $\phi_m(t)$, tem-se que:

$$\phi_m(t) = \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \cos \left[\pi \frac{V_{DC}}{2V_\pi} + \pi \frac{V_{AC}}{2V_\pi} \sin(2\pi f_m t) \right]. \quad (2.13)$$

Operando-se a expressão trigonométrica do cosseno da soma de ângulos, (2.13) se torna:

$$\phi_m(t) = \cos(A) \cos[B \sin(\omega_m t)] - \sin(A) \sin[B \sin(\omega_m t)], \quad (2.14)$$

onde $\omega_m = 2\pi f_m$ é a frequência angular associada à frequência de modulação e os coeficientes $A = \pi V_{DC}/2V_\pi$ e $B = \pi V_{AC}/2V_\pi$ foram definidos a título de simplificação para (2.14). Aplicando-se as expansões de Jacobi-Anger [20] aos termos que apresentam funções harmônicas de outras funções harmônicas em (2.14), pode-se escrever para estes termos que:

$$\cos[B \sin(\omega_m t)] = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(B) \sin[(2n-1)\omega_m t] \quad (2.15)$$

e

$$\sin[B \sin(\omega_m t)] = J_0(B) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(B) \cos(2n\omega_m t), \quad (2.16)$$

onde J_0 , J_{2n} e J_{2n-1} são as funções de Bessel de primeira espécie de ordem 0, de ordens pares e de ordens ímpares, respectivamente. Substituindo-se (2.15) e (2.16) em (2.14) e truncando-se o resultado em $n = 1$ a critério de ilustração, a razão entre os campos elétricos de saída e de entrada para o modulador de intensidade em modo *push-pull* pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} \phi_m(t) = & -\sin[A] J_0(B) + \cos[A] J_1(B) \sin(\omega_m t) - \\ & \sin[A] J_2(B) \cos(2\omega_m t). \end{aligned} \quad (2.17)$$

A transformada de Fourier de (2.17) sugere a presença de uma portadora e de duas componentes espectrais, uma na frequência de modulação e outra em sua segunda harmônica. Portanto, para a expressão não truncada de $\phi_m(t)$, espera-se que o campo elétrico na saída do MZIM apresente múltiplas componentes espectrais associadas ao efeito eletro-óptico provocado pela tensão aplicada ao modulador. As componentes espectrais irão apresentar frequências que são harmônicas pares e ímpares da frequência de modulação e coeficientes que dependem diretamente dos valores de V_{DC} , de V_{AC} e da relação delas com o valor de V_π inerente ao dispositivo. Portanto, a operação do modulador pode ser ajustada para que o número de componentes espectrais seja maximizado. A Fig. 2.5 ilustra o comportamento das funções de Bessel de primeira espécie considerando-se as ordens entre 0 e 2, como descrito por (2.17), para diferentes valores do coeficiente B , que está associado a amplitude da tensão eletrônica de

modulação. Observar que, se B é de cerca de, por exemplo, 1,5, as funções de Bessel para as ordens em questão produzem componentes de amplitudes com valores próximos à 0,5 para as ordens 0 e 1 e de 0,2 para a função de ordem 2. Para este valor de B , a tensão V_{AC} assume um valor aproximado de $0,95 V_{\pi}$. Porém, valores diferentes de B podem mudar o comportamento de amplitudes entre as linhas, de maneira que sua influência não é restrita apenas a um maior número de linhas.

Além disto, como evidenciado em (2.17), as amplitudes das componentes dependem também da tensão V_{DC} aplicada ao MZIM. Desta maneira, uma segunda análise foi conduzida a fim de verificar a influência da tensão V_{DC} na intensidade das harmônicas produzidas pelo efeito de modulação no sinal óptico e a possibilidade de um cenário de equalização de suas amplitudes. Para esta verificação, adotou-se um valor fixo de B e variaram-se os valores de A entre $-\pi/2$ e 0, o que representa uma variação da tensão V_{DC} entre $-V_{\pi}$ e 0 V no modo *push-pull*. A partir das informações presentes no gráfico da Fig. 2.5, assumiu-se $B = 1,5$, valor em que as funções de Bessel apresentam amplitudes não tão distantes.

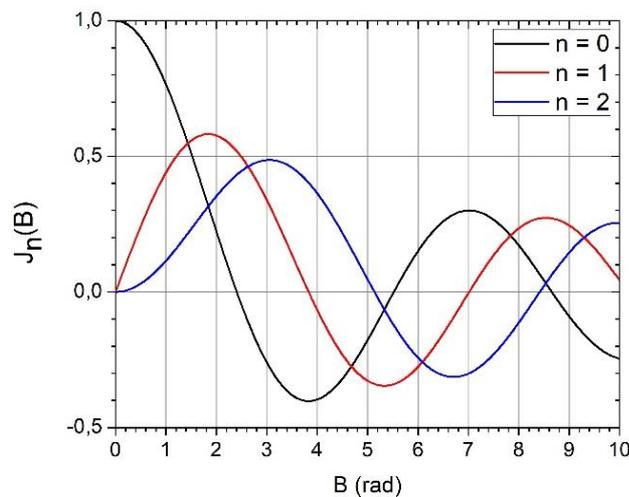


Figura 2.5 – Comportamento da função de Bessel de primeira espécie e de ordem n em função do coeficiente B , tendo a ordem da função como parâmetro.

Os resultados desta análise estão apresentados no gráfico da Fig. 2.6, que mostra o comportamento dos termos de $\phi_m(t)$ em (2.17) em função do coeficiente A , para um valor fixo de $B = 1,5$. Por exemplo, quando $A = -0,83$, os termos de (2.17) referentes às funções de Bessel de ordem 0 e 1 adquirem o mesmo valor, de aproximadamente 0,37, perceptível pela intersecção de suas curvas neste ponto. Considerando-se este valor de A , a tensão V_{DC} equivalente seria de, aproximadamente, $-V_{\pi}/2$.

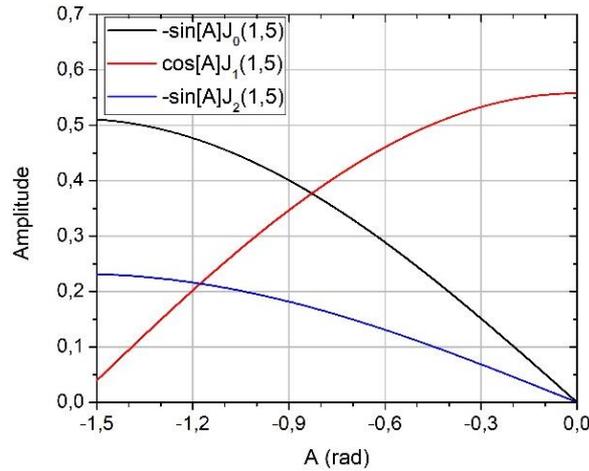


Figura 2.6 – Comportamento dos termos de $\phi_m(t)$ de (2.17) em função do coeficiente A, para um valor fixo de B = 1,5.

Como estas duas componentes harmônicas são as que apresentam maiores intensidades ao longo da variação de A, este seria um ponto de interesse durante a utilização do MZIM em um RL-OFCG. Uma análise mais detalhada foi realizada envolvendo a variação de diferentes parâmetros e seus resultados são comentados na Seção 2.3 e no Apêndice A.

2.2.2 Amplificadores ópticos a semicondutor

A estrutura geral de um RL-OFCG apresenta, além de um MEO, um amplificador óptico responsável por compensar as perdas dos dispositivos ópticos presentes ao longo de sua estrutura, que estão concentradas, em sua maioria, no próprio MEO e, também, no AD. Os amplificadores que usualmente executam tal tarefa são os EDFAs. Neste trabalho, utilizaram-se amplificadores ópticos a semicondutor (SOA – *semiconductor optical amplifier*) semelhantes aos apresentados em [7]. Além do objetivo de compensar as perdas ópticas ao longo do laço, exploram-se as propriedades não lineares destes dispositivos, como a FWM.

Um SOA apresenta estrutura semelhante à de lasers semicondutores. Ele é formado por uma junção p-n de material semicondutor, que é definida como a região ativa do dispositivo, onde a geração de luz acontece. A Fig. 2.7 mostra o diagrama de um SOA convencional adaptada de [21]. A região ativa é composta de uma região intrínseca, que forma duas heterojunções (interfaces entre materiais semicondutores com energias de região proibida diferentes), uma com a região p e a outra com a região n. A Fig. 2.7 também destaca que o SOA é polarizado diretamente, com a injeção de corrente (bombeio) pelos eletrodos no corpo do dispositivo. Para garantir o confinamento da luz, o índice de refração da região ativa é ligeiramente maior que os das heterojunções que a envolvem. As heterojunções também têm a função de guiar os portadores em direção à região ativa quando o dispositivo está diretamente polarizado [22].



Figura 2.7 – Diagrama de um SOA convencional diretamente polarizado, destacando a formação da região ativa do dispositivo, adaptada de [22].

Materiais semicondutores compostos, como o InGaAsP, são necessários para que as recombinações possam ser radiativas e dentro de uma faixa de comprimentos de onda com aplicação em comunicações ópticas. Assim, o guia de onda do dispositivo pode prover ganho ao sinal óptico a ele acoplado por meio de emissões estimuladas. Este ganho óptico pode variar entre 15 e 35 dB em uma banda que varia entre 50 e 70 nm, utilizando-se a corrente elétrica como fonte de energia. Quando a passagem do sinal óptico pela cavidade do SOA é única, este dispositivo é denominado de amplificador de ondas propagantes (TW-SOA – *traveling wave semiconductor optical amplifier*). Essa característica só é possível pelo baixíssimo nível de refletividade em suas facetas (da ordem de 10^{-4}), conseguida por meio da deposição de uma camada de material antirreflexivo (óxido de silício, por exemplo). Com isto, diminui-se drasticamente o mecanismo de realimentação do sinal óptico, permitindo-se que ele seja amplificado com apenas uma passagem pelo dispositivo. Outra possibilidade para a redução das reflexões é o corte angulado das facetas do dispositivo em relação ao eixo óptico da região ativa [23].

As condições para o dispositivo prover amplificação requerem, primeiramente, que ele esteja diretamente polarizado diretamente e que a corrente injetada (bombeio eletrônico) seja suficiente para provocar um aumento considerável da população dos portadores livres atravessando a junção (excesso de elétrons na banda de condução e de lacunas na banda de valência). Com isto, criam-se condições favoráveis para a ocorrência de um alto número de recombinações radiativas entre elétrons e lacunas.

Quando um sinal óptico é acoplado ao TW-SOA, as recombinações podem ser induzidas pela presença do campo elétrico deste sinal. Sob estas condições, os fótons produzidos apresentam coerência em relação aos do sinal (mesmas frequência, fase e direção de propagação), de modo que o processo é chamado de emissão estimulada. As emissões estimuladas são as responsáveis pelo ganho óptico ao longo da propagação do sinal pela

estrutura do dispositivo, uma vez que fótons estimulados do sinal podem também gerar outros fótons estimulados, como numa reação em cadeia. Contudo, a emissão estimulada não é o único processo de recombinação radiativa. Se a recombinação dos portadores ocorre de maneira natural, sem estímulo, a energia perdida no processo dá origem à chamada emissão espontânea. O fóton gerado por emissão espontânea possui relação de fase e direção de propagação aleatórias às dos fótons do sinal, sendo considerado um ruído inerente ao processo radiativo que pode ocorrer em uma vasta faixa espectral. Os fótons espontâneos também podem gerar emissões estimuladas na região ativa, ou seja, eles podem ser amplificados em direção às duas saídas do dispositivo. Este efeito indesejado de amplificação dos fótons espontâneos recebe o nome de ruído de emissão espontânea amplificada (ASE – *amplified spontaneous emission*). Portanto, se a corrente aplicada ao SOA é suficiente para que a potência da luz produzida por emissões estimuladas do sinal seja maior que as perdas na região ativa do dispositivo (por exemplo, perdas por absorção ou por espalhamento), mesmo considerando-se a competição com a ASE, o SOA pode prover amplificação óptica ao sinal de entrada [22].

O ganho provido por um TW-SOA, além de depender da magnitude da corrente de bombeio, também depende de outros fatores, como do comprimento de onda, da potência e da polarização do sinal de luz incidente. Esta multidependência faz com o estudo das características de ganho do dispositivo precise ser subdividida de acordo com o que se pretende investigar. Por exemplo, o ganho de passagem única G_{SOA} é definido como [24]:

$$G_{SOA}(L_{SOA}) = e^{(\Gamma g_m - \alpha_{abs})L_{SOA}}, \quad (2.17)$$

onde L_{SOA} é o comprimento da região ativa do SOA, Γ o fator de confinamento óptico, g_m é o coeficiente de ganho do material e α_{abs} é o coeficiente de absorção da região ativa. Já o ganho da cavidade G_c mostra o comportamento espectral da luz produzida na cavidade e, portanto, depende da frequência óptica f , de modo que [22]:

$$G_c(f) = \frac{(1-R_1)(1-R_2)G_{SOA}}{(1-\sqrt{R_1 R_2} G_{SOA})^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_{SOA} \sin^2[\pi(f-f_c)/\Delta f]}, \quad (2.18)$$

onde R_1 e R_2 são as refletividades das facetas do dispositivo, f_c é a frequência de ressonância da cavidade mais próxima de f e Δf é o espaçamento longitudinal entre os modos excitados no SOA, definida como:

$$\Delta f = \frac{c}{2nL_A}, \quad (2.19)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo e n é o índice de refração da região ativa da cavidade. A partir de (2.18), define-se a largura de banda do SOA como a diferença entre os valores de frequência para os quais a magnitude máxima de G_c é reduzida pela metade (3 dB).

A Fig. 2.8 ilustra o espectro de ganho típico de um TW-SOA obtido para uma dada corrente de polarização, onde a variação é observada em relação ao comprimento de onda da luz produzida na cavidade. Em destaque, apresenta-se a definição da largura de banda do dispositivo de maneira similar ao que foi definido para G_c .

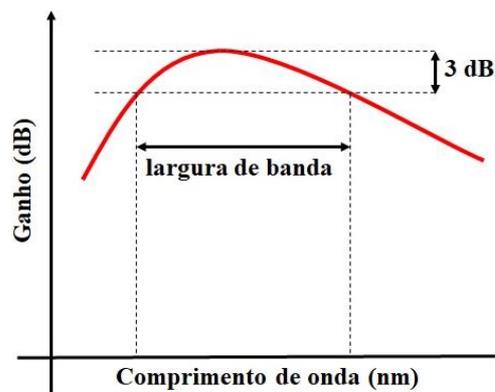


Figura 2.8 – Comportamento típico do espectro de ganho de um TW-SOA, com destaque para a definição da largura de banda em relação ao comprimento de onda.

O ganho óptico de um SOA, definido como a relação entre a potência do sinal de saída pela potência do sinal de entrada, apresenta um comportamento linear para níveis menores de potência de entrada. Níveis altos de potência óptica podem resultar na saturação do dispositivo e, conseqüentemente, de seu ganho. Nesta situação, a relação entre os parâmetros deixa de ser linear, podendo causar distorção no sinal óptico sendo amplificado e limitação ou alteração dos níveis de ganho. Isto se dá pois, ao se aplicarem potências que superem a potência de saturação P_{sat} da cavidade do SOA, há uma variação expressiva na densidade de portadores na região ativa do SOA. Desta forma, o dispositivo apresenta um comportamento intrínseco não-linear resultante de efeitos intrabanda e interbandas [21]. Efeitos intrabanda afetam a distribuição energética de portadores numa mesma banda, por exemplo, o aquecimento de portadores (*carrier heating*) e queima espectral de lacunas (*spectral hole-burning*). Estes efeitos são da ordem de centenas de fentosegundos e causam a saturação de pulsos de acordo com a sua duração ocasionando distorções [7]. Efeitos interbandas relacionam à concentração de portadores na região ativa entre as bandas de valência e condução e são considerados lentos. O número finito de estados possíveis na banda de condução do dispositivo leva à saturação de

ganho. Este processo acarreta num comportamento não-linear do índice de refração da cavidade e, por consequência, numa diferença de fase no sinal amplificado. Efeitos interbandas afetam o comportamento dinâmico do ganho por meio da redução do tempo de vida efetivo dos portadores, reagindo de forma rápida às variações de potência de entrada P_{in} e causando distorções no sinal. Em sistemas multiportadoras, estes efeitos são mais graves. O efeito não-linear interbandas de interesse para o presente trabalho é um efeito coerente de geração de novas portadoras a partir da interação entre duas portadoras com comprimentos de onda próximos, a mistura de quatro ondas (FWM) [7][21].

Quando em regime de ganho saturado, as emissões estimuladas na cavidade do SOA deixam de atingir níveis suficientes para gerar ganho a sinais ópticos com potências acima de P_{sat} . Para modelar este comportamento, o coeficiente de ganho g_m pode ser considerado como [24]:

$$g_m = \frac{g_o}{1 + \frac{P_{in}}{P_{sat}}}, \quad (2.20)$$

onde g_o é coeficiente de ganho de pico do amplificador, P_{in} é a potência do sinal de entrada da cavidade do SOA e P_{sat} é a potência de saturação do SOA.

A Fig. 2.9 ilustra o comportamento do ganho de um SOA em relação à potência de um sinal óptico de dada frequência de operação acoplado a ele, para uma dada corrente de polarização do dispositivo. Quando a potência do sinal óptico de entrada é baixa, o aumento da potência óptica ao longo do dispositivo não é suficiente para consumir completamente os portadores livres concentrados próximo de sua face de saída, de maneira que o ganho óptico tende a permanecer praticamente o mesmo, mesmo que a potência óptica de entrada suba. O SOA opera de maneira linear, definido sua região linear de operação.

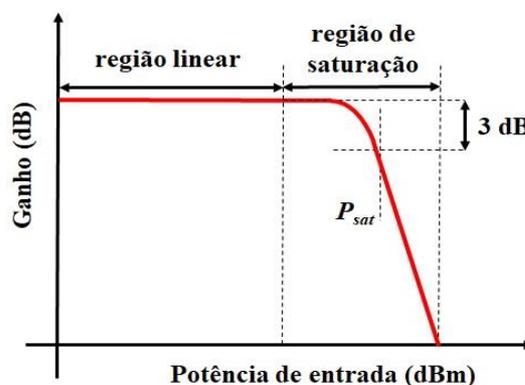


Figura 2.9 – Comportamento típico do ganho de um TW-SOA em função da potência de entrada do sinal óptico, destacando as regiões de operação linear e de saturação.

Contudo, se potência de entrada aumentar substancialmente, esta situação pode ser revertida e a região de saída do dispositivo pode deixar de apresentar portadores livre para as emissões estimuladas. Com isso, ao invés de ganho, o semiconductor passa a atenuar o sinal óptico por absorção, de modo que o ganho líquido diminui. Portanto, o dispositivo começa a se comportar de maneira saturada, definindo a região de saturação do dispositivo. A Fig. 2.9 mostra a definição da potência de saturação do amplificador, definida com a potência que causa uma queda de 3 dB no ganho medido na região linear. Além da diminuição do ganho, a alta potência induz o aparecimento de efeitos não lineares no SOA. Estas não linearidades podem limitar a aplicação de SOAs à amplificação de canais WDM, já que podem, por exemplo, causar a intermodulação de canais em diferentes comprimentos de onda devido à modulação dos próprios canais numa região com altos níveis de potência. Em contrapartida, os efeitos não lineares podem ser utilizados para o processamento de sinais ópticos, como, por exemplo, no caso de conversores de comprimento de onda [25].

Outro efeito não linear que pode ocorrer devido a presença de mais de uma portadora óptica dentro do SOA é a FWM, um efeito não-linear de terceira ordem induzido em situações em que a potência na cavidade é maior que a potência de saturação. A Fig. 2.10 ilustra o que é esperado da ação da FWM em um SOA. A existência de duas portadoras ópticas (λ_1 e λ_2) de frequências próximas em um meio saturado promove a troca de energia entre as portadoras e a transferência de energia para frequências próximas de maneira coerente. Assim, o processo pode criar portadoras em novas frequências ou, no caso de uma entrada de portadoras com múltiplos comprimentos de onda, a transferência de energia para aquelas que estão mais próximas. Como resultado do FWM induzido em um SOA saturado, o sinal óptico de saída apresenta duas portadoras extras (λ_3 e λ_4), ampliando o número de linhas espectrais, como esperado para a produção de pentes ópticos. De fato, o comportamento não linear de FWM de SOAs foi empregado para a expansão do número de linhas espectrais do OFCG estudado neste trabalho.

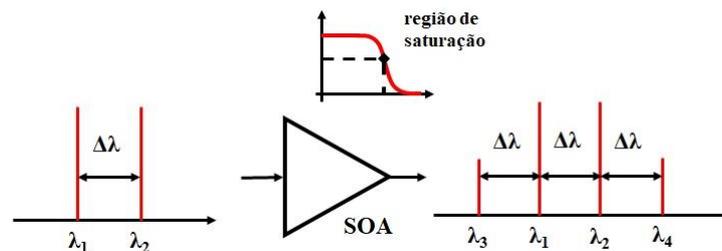


Figura 2.10 – Ilustração da geração de linhas espectrais por meio do efeito não-linear de FWM em um TW-SOA operando em região de saturação.

O efeito de FWM pode ser intensificado com um comprimento mais longo da região ativa da cavidade do SOA [26], com a proximidade espectral entre as portadoras e com portadoras de amplitudes próximas dentro da cavidade do SOA operando em regime de saturação [27]. O MZIM do laço tem um papel decisivo para o RL-OFCG tratado neste trabalho, pois a frequência f_m do sinal modulante define o espaçamento espectral entre as linhas geradas pelo efeito de modulação e as variações de V_{DC} e V_{AC} as amplitudes das linhas, como visto na Seção 2.2.1. Um dos SOAs utilizado na montagem experimental do atual trabalho, semelhante ao apresentado em [7], apresenta um comportamento altamente não-linear devido ao comprimento de sua cavidade. Mais detalhes serão dados no Capítulo 4, que explana a caracterização experimental conduzida.

2.3 Análise teórica de operação do laço de recirculação como OFCG

Após uma breve descrição da operação dos principais dispositivos responsáveis pela geração de linhas de pente em um RL-OFCG, esta seção irá apresentar uma análise matemática sucinta que será responsável por ilustrar como um laço de recirculação pode operar como um OFCG. Para isto, referência será feita a Fig. 2.2 durante a descrição do procedimento matemático.

A fonte óptica que alimenta o laço, o laser semente (LS), deve possuir largura de linha estreita e emite um sinal óptico de frequência f_{ls} . O campo elétrico complexo (forma fasorial) que representa a luz gerada pelo LS pode ser escrito como:

$$E_{ls}(t) = E_i e^{j\omega_{ls}t}, \quad (2.21)$$

onde ω_{ls} é a frequência angular do sinal óptico ($\omega_{ls} = 2\pi f_{ls}$, f_{ls} é a frequência de operação do laser semente) e E_i é a amplitude do campo elétrico de LS. A luz gerada pelo LS passa então por um controlador de polarização (CP1), antes de entrar no laço. No caso, CP1 opera em conjunto com um controlador de polarização presente no final do laço (CP2) para manter as polarizações dos feixes propagando pela fibra do laço casadas em relação àquela suportada pelo guia de onda do modulador (MEO). O acoplador direcional AD permite o acoplamento de parte do sinal de LS ao laço e parte à porta de saída do OFCG. Ao mesmo tempo, ele mantém parte do sinal do laço em seu interior e direciona a outra parte à saída do OFCG. Como resultado, após o AD (sentido horário), amostras sobrepostas de LS e do pente óptico aparecem na saída do OFCG, gerando o campo elétrico de saída $E_{out}(t)$, e antes do MEO, definindo um primeiro

campo elétrico interno $E_a(t)$. Considerando-se perdas de acoplamento e desbalanceamento do AD, estes campos podem ser escritos como [8]:

$$E_{out}(t) = \sqrt{1-\gamma}[\sqrt{1-k}E_{I_s}(t) - j\sqrt{k}E_b(t)], \quad (2.22a)$$

$$E_a(t) = \sqrt{1-\gamma}[-j\sqrt{k}E_{I_s}(t) + \sqrt{1-k}E_b(t)], \quad (2.22b)$$

onde γ representa o coeficiente de perdas do AD, k é a constante de acoplamento do AD e $-j$ representa a defasagem de $\pi/2$ radianos que ocorre quando os campos cruzam de uma fibra para a outra do AD. O campo elétrico $E_b(t)$ representa o campo elétrico do sinal óptico após uma volta completa pelo laço. Assumindo-se que o laço apresenta comprimento físico L e que a luz leva um período T para completar uma volta ao longo de seu comprimento, pode-se considerar que $T = n_g L/c$ [8]. Assim, considerando-se que $E_a(t)$ irá sofrer modulação pelo MEO, amplificação pelo AO e um atraso T após uma volta pelo laço, o campo $E_b(t)$ pode ser definido como:

$$E_b(t) = \sqrt{\alpha}\phi_m(t)E_a(t)e^{j\omega_{I_s}T}, \quad (2.23)$$

onde α representa o coeficiente de potência transmitida pelo laço, que considera, além do ganho do AO, as perdas de inserção dos componentes do laço e as relacionadas à fibra, e $\phi_m(t)$ é a razão entre os campos elétricos de saída e de entrada do MOE, dada por (2.13) no caso de um MZIM. O termo exponencial em (2.23) representa uma aproximação para o atraso de fase após a propagação da luz do laço atingir uma condição de regime [8].

Assim, após cada volta do campo elétrico pelo laço, o número de bandas laterais poderia ser teoricamente ampliado a partir do anterior gerado pelo efeito eletro-óptico do MOE. Do ponto de vista prático, isto não acontece. As amplitudes das linhas produzidas pelo AEO não são necessariamente uniformes e a saturação do ganho interno do laço dentro da banda óptica definida pelo filtro óptico (FO) acabam por limitar a detecção de linhas após determinada faixa espectral. Além disso, outros fatores como o controle da alimentação eletrônica do MEO e a manutenção da condição de operação dada por (2.3) afetam não só o número de linhas produzido, como a própria estabilidade do OFC produzido pelo laço.

Substituindo-se $E_a(t)$ em (2.24) por (2.22b), tem-se que:

$$E_b(t) = \sqrt{\alpha(1-\gamma)}\phi_m(t)[-j\sqrt{k}E_{I_s}(t) + \sqrt{1-k}E_b(t)]e^{-j\omega_{I_s}T}, \quad (2.24)$$

ou, alternativamente, após se isolar $E_b(t)$ no primeiro membro:

$$E_b(t) = -\frac{j\sqrt{\alpha k(1-\gamma)}e^{-j\omega_{ls}T}\phi_m(t)}{1-c_{bp}e^{-j\omega_{ls}T}\phi_m(t)}E_{ls}(t). \quad (2.25)$$

onde se adotou $c_{bp}^2 = \alpha(1-k)(1-\gamma)$, onde c_{bp} representa a constante de perdas do laço.

A expressão final para o campo óptico na saída do OFCG é obtida substituindo-se (2.25) em (2.22a), de modo que:

$$E_{out}(t) = \sqrt{1-\gamma} \left[\sqrt{1-k} - \frac{k\sqrt{\alpha(1-\gamma)}e^{-j\omega_{ls}T}\phi_m(t)}{1-c_{bp}e^{-j\omega_{ls}T}\phi_m(t)} \right] E_i e^{j\omega_{ls}t}. \quad (2.26)$$

A intensidade do campo elétrico de saída $E_{out}(t)$ pode ser obtida a partir de:

$$\Phi(t) = \frac{|E_{out}(t)|^2}{2\eta}, \quad (2.27)$$

onde η é a impedância característica do meio de propagação do campo. Após interações algébricas, pode-se observar que a intensidade do campo é proporcional a:

$$\Phi(t) \propto (1-k) + \frac{\{[k^2\sqrt{\alpha(1-\gamma)}+2kc_{bp}^2]\phi_m^2 + [2kc_{bp}\cos(\omega_{ls}T)]\phi_m\}}{|1-c_{bp}e^{-j\omega_{ls}T}\phi_m|^2} \quad (2.28)$$

Devido à complexidade que (2.28) apresenta, uma análise empregando métodos numéricos foi realizada e produziu um algoritmo em MatLAB no intuito de demonstrar o potencial do laço simples da Fig. 2.2 na geração de um OFC.

Neste intuito, atribuíram-se valores fixos a alguns dos parâmetros de (2.27), ou seja, a frequência do LS (f_{ls}) foi assumida como valendo 1 kHz, a frequência de modulação (f_m) como 10 Hz, o coeficiente de perdas do acoplador direcional (γ) como 0,1, o fator de acoplamento do acoplador direcional (k) com 0,5, a tensão de meia-onda do modulador (V_π), assumido como um MZIM, como 4 V e o termo B relacionado à amplitude da tensão de RF (V_{AC}) acoplada ao MZIM como 1,5 (semelhante ao valor adotado durante a análise feita na Seção 2.2.1). As frequências adotadas para o LS e para a modulação têm o intuito de reduzir a carga computacional para a produção de resultados pela FFT. O índice de refração de grupo foi adotado como o índice de refração da fibra com o intuito de simplificar a análise. Num cenário experimental, este índice apresenta certa complexidade em ser determinado pela presença de diferentes dispositivos com diferentes índices de refração individuais. Além disto, dispositivos como MZIM e os SOAs apresentam índices de refração diferentes daqueles ao longo da estrutura em fibra do RL-OFCG.

Para os parâmetros que foram observados como os mais sensíveis e passíveis de exploração durante o procedimento experimental, a frequência de ressonância do laço (f_{ress}), o coeficiente de potência transmitida pelo laço (α) e a tensão de polarização do MZIM (V_{DC}), as condições de operação foram selecionadas a partir um conjunto de valores. Os valores adotados como os de referência para estes parâmetros são $f_{ress} = 1$ Hz, $\alpha = 2,2$ e $V_{DC} = -V_{\pi}/2$. Esta análise está descrita com mais detalhes no Apêndice A deste trabalho, onde também são apresentadas as justificativas para estas escolhas. Vale ressaltar que este estudo tem caráter ilustrativo, visa mostrar a influência dos parâmetros estudados na geração de linhas de pente por um RL-OFCG.

A Fig. 2.10 mostra dois dos resultados das análises conduzidas no Apêndice A, que apresentam a transformada rápida de Fourier da intensidade normalizada do campo elétrico de saída do laço obtida a partir de (2.28). Neste caso, o único parâmetro de referência variado foi a frequência de ressonância do laço f_{ress} , para se observar o impacto da observância de (2.3) na operação do OFCG. De fato, identifica-se um comportamento bem distinto para os resultados apresentados, com o espectro da Fig. 2.11 (a) mostrando um pente com ampla largura de banda, diferentemente daquele da Fig. 2.11 (b). Isto acontece pelo fato de que, ao contrário do que acontece para o primeiro caso, a condição de ressonância do laço não é garantida no espectro da Fig. 2.11 (b). Em outras palavras, quando $f_{ress} = 3$ Hz, tanto f_{ls} quanto f_m não são múltiplos inteiros da frequência de ressonância, como exige (2.3).

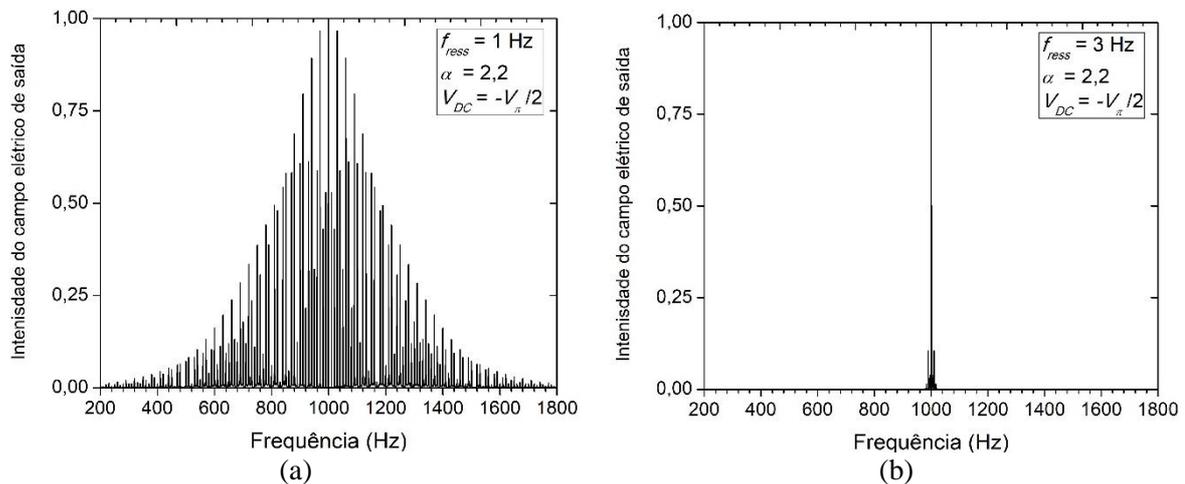


Figura 2.11 – Espectros do pente de frequências obtidos por simulação numérica de um RL-OFCG quando (a) $f_{ress} = 1$ Hz (referência) e (b) $f_{ress} = 3$ Hz, para $\alpha = 2,2$ e $V_{DC} = -V_{\pi}/2$.

Para garantir as condições de ressonância (2.3) do ponto de vista prático, um circuito optoeletrônico de realimentação foi então projetado. Uma amostra do sinal óptico do laço é fotodetectado e gera um sinal de erro que controla um extensor de fibra após processamento eletrônico. Este processamento é desempenhado por um circuito analógico

baseado em estruturas de amplificadores operacionais (AmpOps) e inspirado naqueles utilizados em circuitos de laços de travamento de fase (PLLs – *phase lock loops*). A atuação da malha de realimentação, além de forçar as condições de ressonância previamente citadas, tem o objetivo de corrigir possíveis flutuações do comprimento do laço que podem ser da ordem de grandeza do comprimento de onda da luz do laser. Estas flutuações podem ter origem em variações da temperatura do ambiente provocadas por aquecimento devido às altas potências ópticas presentes no laço. A ideia por trás deste circuito optoeletrônico está descrita no próximo capítulo.

3. O sistema de controle optoeletrônico

Para que um RL-OFCG opere de maneira apropriada, além de ter seus componentes ópticos contribuindo para a geração de linhas de pente a partir do sinal luminoso de um laser semente, ele necessita de um sistema de controle optoeletrônico capaz de manter a estabilidade de sua operação, conforme apresentado na Seção 2.3 do capítulo anterior. Este regime é alcançado quando as frequências de modulação (responsável pelo espaçamento entre as linhas de pente) e da luz do laser semente coincidem com um dos múltiplos inteiros da frequência associada à taxa de repetição do laço [7].

A partir destas considerações, este capítulo traz um levantamento teórico sobre o projeto de um sistema de controle para estabilização de um RL-OFCG. Na Seção 3.1, estão descritos a função deste sistema e o seu princípio de funcionamento. A Seção 3.2 trata de aspectos relevantes dos componentes e dispositivos que fazem parte do sistema de controle, onde são abordados pontos como as suas estruturas, as suas características de operação e os seus parâmetros de interesse para aplicação neste trabalho. Por fim, na Seção 3.3, apresenta-se uma análise teórica do funcionamento do sistema de controle, incluindo um estudo preliminar sobre a sua estabilidade baseado em conceitos de sistemas realimentados.

3.1 Sistemas de controle para RL-OFCGs

Como visto no capítulo anterior, para um funcionamento estável, o RL-OFCG precisa manter as condições de sincronismo entre a frequências de modulação (f_m) e a frequência de ressonância do laço (f_{ress}) e entre a frequência da luz provinda do laser semente (f_s) e, novamente, a frequência de ressonância do laço. Esta última, dada por (2.1) e introduzida na Seção 2.2, é inversamente proporcional ao comprimento físico do laço (L) e ao índice de refração de grupo (n_g) e diretamente proporcional à velocidade da luz no espaço livre (c). Para que o laço opere de forma estável, estas relações de frequência precisam ser mantidas por todo o tempo de operação do dispositivo, mesmo quando algumas delas sofram alterações, seja por atuação na operação do RL-OFCG, como, por exemplo, ao se alterar a frequência de operação

do laser ou a do espaçamento das linhas de pente, ou por efeitos aleatórios indesejáveis, como as flutuações de temperatura do ambiente, por exemplo.

De fato, a estrutura de ressonador em anel de fibra de um RL-OFCG é sensível a variações de temperatura, seja a do ambiente externo ou aquelas devido às altas potências dos sinais ópticos guiados em sua estrutura durante a operação do gerador [15][28]. Esta sensibilidade se dá pelas propriedades físicas das fibras ópticas que compõem o laço [29]. Além disto, a flutuação inerente da frequência do laser semente por causa de seu ruído de fase causa uma dissintonia indesejada em relação à frequência de um dos modos ressonantes do laço (os quais serão referidos a partir deste ponto como supermodos), interferindo na estabilidade das linhas de pente do RL-OFCG [15][30]. Com o objetivo de superar estas limitações e manter o sincronismo entre as frequências de interesse do laço, sistemas de controle optoeletrônicos foram desenvolvidos para este fim. Estes sistemas apresentam implementação similar às de circuitos de realimentação para o sincronismo de fontes empregados em receptores ópticos coerentes clássicos de operação heteródina [8] e que foram aplicados em funções semelhantes, como os relatados em [28],[29] e [17].

A Fig. 3.1 ilustra o circuito óptico de um RL-OFCG, similar ao apresentando na Fig. 2.1, com a adição de um alongador de fibra a piezolétrico (AFP). Este dispositivo é utilizado para atuar no comprimento do laço por meio de um sinal de tensão provido pela parte eletrônica do sistema de controle. Ao receber este sinal, o AFP varia o comprimento do laço e, simultaneamente, a sua frequência de ressonância, bem como das frequências dos supermodos da cavidade, múltiplas inteiras da primeira. O objetivo é sintonizar a frequência de ressonância para atender as condições de sincronismo que são exigidas para a operação do RL-OFCG, solucionando os problemas que foram citados no parágrafo anterior. A correção provida pelo AFP vai depender, desta forma, de um sinal de erro produzido pelo sistema de controle.

Para a geração do sinal de erro, parte-se da fotocorrente produzida por um fotodetector (Fd) de detecção rápida. O Fd é responsável por receber o sinal óptico de saída do RL-OFCG e o converter para o domínio eletrônico na forma de uma corrente que apresenta um conteúdo harmônico de batimento entre as frequências das diferentes linhas do OFC. A tensão produzida por esta corrente é, então, acoplada a uma das entradas de misturador de sinais (MIXER), após passar por bloqueador de tensão DC (BDC). Além da tensão gerada pela fotocorrente, o MIXER recebe em sua outra porta de entrada uma amostra do sinal do GRF. Este GRF é o mesmo que alimenta simultaneamente o MEO do laço. Para que isto seja possível, um divisor de potência (DP) é responsável por separar as amostras do sinal do GRF que são acopladas aos dois dispositivos.

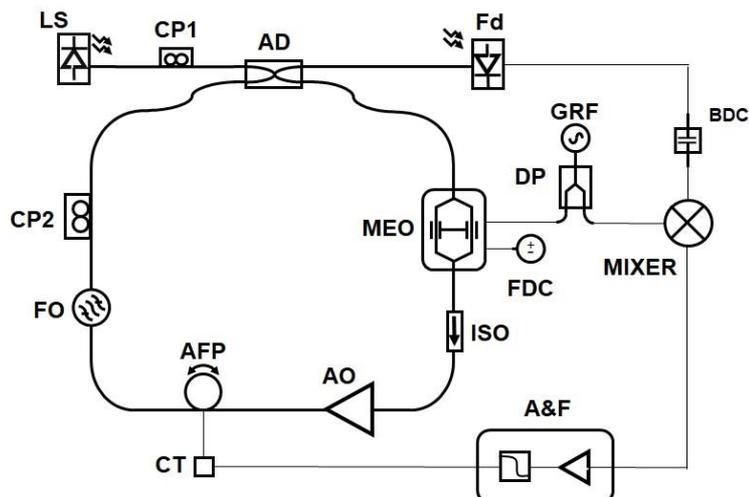


Figura 3.1 – Diagrama esquemático de um RL-OFCG com sistema de controle optoeletrônico para estabilização de operação por atuação de um alongador de fibra a piezelétrico.

Na sequência, o MIXER realiza o batimento entre os dois sinais de entrada, produzindo, teoricamente, um sinal de erro em banda base e com múltiplas frequências intermediárias referentes aos batimentos dos sinais de entrada. Normalmente, a banda de operação da saída do MIXER filtra as componentes de alta frequência, de modo que o sinal de erro em banda base prevalece. Em seguida, este sinal de erro alimenta o AFP via o seu controlador de tensão (CT), após passar por um circuito com amplificadores operacionais e filtros eletrônicos (A&F). Este circuito realiza a amplificação, correção de tensões de compensação (*offset*), filtragem e demais condicionamentos do sinal de erro de forma a alimentar o AFP apropriadamente.

A estrutura utilizada para o sistema de controle e estabilidade (SCE) utilizado neste trabalho foi baseada em circuitos optoeletrônicos que visam a estabilização de cavidades ressonantes de anéis de fibra óptica por meio do controle do comprimento do laço de fibra. Este controle visa ajustar o atraso de fase do sinal luminoso na saída do laço através da variação do comprimento total do anel provida por um alongador de fibra a piezelétrico. Este atraso de fase correlaciona-se diretamente com a taxa de repetição do laço e, portanto, com f_{ress} , de modo que condições adequadas de operação em relação a f_{ls} e/ou a f_m possam ser alcançadas, conforme mencionado no início desta seção. Para isto, a fase do sinal luminoso na saída do ressonador é comparada à fase de um sinal de referência, escolhido de acordo com a aplicação, de forma a minimizar o erro entre elas e permitir a aquisição de um sincronismo de fases [31]. Desta forma, as condições de sincronismo entre as frequências do laser semente, do sinal de referência (para o RL-OFCG este sinal é o sinal de modulação aplicado ao modulador) e do inverso da taxa de repetição da cavidade do ressonador podem ser mantidas.

Desta forma, foram consultadas referências na literatura onde um sistema de controle foi utilizado para o ajuste de ressonadores em fibra [28] e de lasers em fibra [16][18][32], além de outros arranjos de RL-OFCGs [8][17][29][30][12][13]. Dentro das aplicações citadas, as suas estruturas diferem-se de acordo com os componentes internos utilizados, como, por exemplo, moduladores eletro-ópticos de fase [15][30][32] e de intensidade [16], amplificadores ópticos baseados em EDFA [15][16] e meios não lineares baseados em fibras ópticas especiais [16][18][32].

A partir do estudo feito, este trabalho busca implementar um circuito de controle que permita um regime de operação estável para um RL-OFCG com modulador de intensidade de controle simples como MEO e um SOA não-linear como fonte principal de ganho (AO). Além disso, este SOA deverá servir de fonte secundária de efeito não linear para a expansão do número de linhas do pente via FWM, o que será completado de forma mais eficiente pela atuação de um segundo SOA. Este segundo SOA deverá ser ultralongo e altamente não-linear, contribuindo secundariamente para o ganho óptico no laço [7]. Um sistema de controle para aplicação na estabilização das linhas do pente produzido por uma estrutura de RL-OFCG com SOAs está sendo proposta pela primeira vez neste trabalho.

3.2 Componentes do sistema de controle

Como mencionado na Seção 3.1, um sistema de controle optoeletrônico para a estabilização de um pente óptico de frequências gerado por um RL-OFCG apresenta em sua composição dispositivos optoeletrônico e de RF, além de circuitos eletrônicos de amplificação e filtragem. Nesta seção, estes dispositivos serão melhor apresentados em termos de suas estruturas, princípios de funcionamento e atuação no sistema de controle.

3.2.1 Fotodetector

Os fotodetectores são dispositivos optoeletrônicos semicondutores que utilizam as regiões vizinhas a junções p-n reversamente polarizadas para gerar correntes a partir da exposição à sinais ópticos. Estes dispositivos, ao serem reversamente polarizados, como ilustrado na Fig. 3.2 (a), têm sua região de depleção ao redor da junção p-n alargada e de intenso campo elétrico, provocado pelas cargas dos íons fixos doadores (\oplus) e receptores (\ominus). Este campo se opõe à movimentação de portadores livres majoritários de uma região para a outra, ou seja, elétrons livres do semiconductor tipo n para o semiconductor tipo p e de lacunas livres do semiconductor p para o n. Ao serem iluminados por um feixe óptico onde os fótons apresentam energia igual ou superior ao da banda proibida (*bandgap*) do material, pares elétron-

lacuna são gerados por absorção destes fótons preferencialmente na região de depleção. Devido à presença do campo elétrico intenso, estes elétrons e estas lacunas são acelerados em sentidos opostos, na direção dos dois eletrodos do dispositivo, formando a chamada fotocorrente [35].

Em outras palavras, como proposto pela Fig. 3.2 (b), que mostra o diagrama de bandas de energia para as regiões p, de depleção e n do fotodetector, por causa da polarização reversa, as fotolacunas se dirigem à região p enquanto os fotoelétrons à região n. Como mencionado, o fóton que penetra a região de depleção é absorvido pelo semiconductor, de maneira que um de seus elétrons da camada mais externa é excitado da banda de valência, representada por E_v , para a banda de condução, representada por E_c . Na banda de valência, fica a lacuna associada a perda do elétron pelo semiconductor. O tempo que os pares elétron-lacuna que formam a fotocorrente levam para alcançar os eletrodos do dispositivo é chamado de tempo de deriva (τ_{dr}). Este tempo é reduzido quando a formação destes pares ocorre ao longo de uma região de depleção submetida à presença de um campo elétrico intenso.

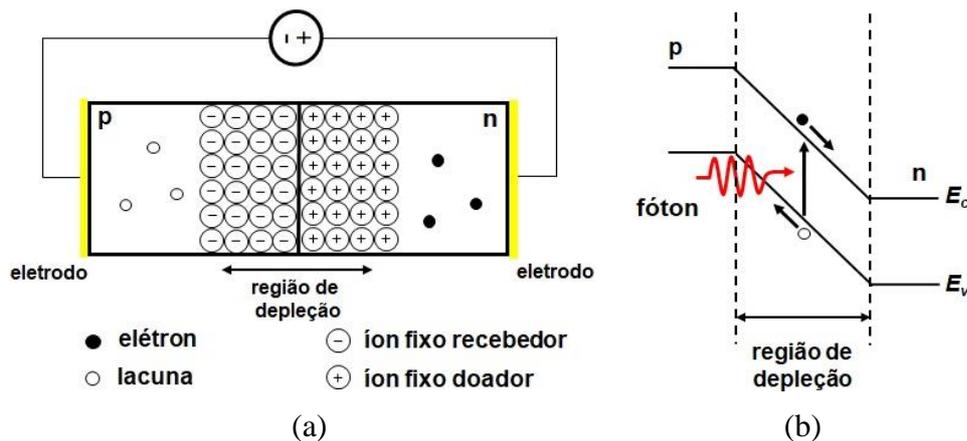


Figura 3.2 – Diagramas que representam (a) um fotodetector polarizado reversamente, com destaque para a região de depleção e (b) as bandas de energias ao redor da junção, com a formação de par elétron-lacuna a partir da absorção da energia de um fóton pelo material, adaptados de [35].

A potência óptica absorvida (P_{abs}) por um fotodetector é reduzida ao longo de sua espessura (w) e tem relação direta com o coeficiente de absorção (α_{af}) do material semiconductor utilizado na produção do fotodetector. A relação entre a potência óptica absorvida pelo fotodetector e a potência do sinal óptico (P_{op}) que ilumina o dispositivo é dada por [36]:

$$P_{abs} = (1 - e^{-\alpha_{af}w})P_{op}. \quad (3.1)$$

Esta relação é válida ao se considerar a presença de facetas com material antirefletor ao longo da estrutura da junção p-n do fotodetector.

O coeficiente α_{af} sofre variações devido o comprimento de onda do sinal luminoso incidente no dispositivo, já que cada material apresenta uma energia de banda proibida (E_g – *bandgap energy*) a ser igualada ou superada para que o processo de absorção ocorra. Pode-se definir, assim, o comprimento de onda de corte superior do fotodetector (λ_c) para materiais semicondutores intrínsecos [23] como:

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g}, \quad (3.2)$$

onde h é a constante de Planck e c a velocidade da luz no espaço livre. Portanto, fótons com comprimentos de onda maiores que λ_c ou seja, com energias equivalentes menores que E_g , não serão absorvidos e, por consequência, não formarão pares elétron-lacuna. Para o silício e o germânio, por exemplo, o comprimento de onda de corte se encontra por volta de 1,06 e 1,60 μm , respectivamente. Já as ligas de InGaAs conseguem absorver a energia de fótons com comprimentos de onda de até 1,65 μm [36].

Uma forma alternativa de representar (3.1) é por meio da definição de eficiência quântica do fotodetector (η_{qf}), que relaciona a taxa de geração de elétrons para cada fóton incidente no dispositivo. Considerando a definição em termos das potências gerada e absorvida [35], tem-se que:

$$\eta_{qf} = \frac{P_{abs}}{P_{op}} = (1 - e^{-\alpha_{af}w}). \quad (3.3)$$

Devido a dependência da eficiência quântica com o coeficiente de absorção do material semicondutor, ela também se anula para sinais ópticos com comprimentos de onda que ultrapassem o comprimento de onda de corte do dispositivo. Alternativamente, a eficiência quântica pode ser expressa por meio da fração de pares elétron-lacuna que são efetivamente gerados pela absorção da energia de fótons incidentes no fotodetector [23]:

$$\eta_{qf} = \frac{f_e}{f_f}, \quad (3.4a)$$

onde a taxa de geração de pares elétron-lacuna é dada por:

$$f_e = \frac{I_f}{q} \quad (3.4b)$$

e a taxa total de absorção de fótons é escrita como:

$$f_f = \frac{P_{op}}{hf}, \quad (3.4c)$$

onde I_f representa a fotocorrente gerada, q a carga do elétron e f é a frequência dos fótons do sinal óptico incidente no fotodetector. Substituindo-se (3.4b) e (3.4c) em (3.4a), tem-se que:

$$\eta_{qf} = \frac{I_f}{P_{op}} \frac{hf}{q}. \quad (3.5)$$

A partir de (3.5), pode-se definir a responsividade \mathfrak{R} do fotodetector, um parâmetro usual na sua caracterização, que relaciona a intensidade da fotocorrente produzida I_f com a potência óptica incidente no fotodetector P_{op} [24]:

$$\mathfrak{R} = \frac{I_f}{P_{op}}. \quad (3.6)$$

A responsividade tem dependência com o material semiconductor utilizado na produção do fotodetector (Si, Ge ou InGaAs, por exemplo), o comprimento de onda do sinal luminoso incidente λ e a eficiência quântica do fotodetector η_{qf} . Substituindo-se (3.6) em (3.5) e rearranjando a expressão resultante, a definição da responsividade pode ser escrita alternativamente como [35]:

$$\mathfrak{R} = \frac{q}{hf} \eta_{qf} = \frac{\lambda}{1,24} \eta_{qf}. \quad (3.7)$$

onde λ está deve ser utilizado em micrometros (μm). Fotodetectores de germânio podem alcançar valores de responsividade de pico de 0,45 A/W para comprimentos de onda em torno de 1,30 μm , enquanto os produzidos com silício apresentam responsividade de pico de 0,65 A/W para comprimentos de onda na faixa de 0,90 μm [23]. As ligas de InGaAs podem alcançar valores acima de 0,9 A/W para sinais de comprimento de onda entre 1,3 e 1,55 μm , com eficiências quânticas próximas a 90% [23].

O fotodetector, por ser um dispositivo que faz a conversão de sinais ópticos em sinais elétricos, também apresenta características de interesse associadas à eletrônica, como a largura de banda eletrônica e o tempo de resposta. O tempo de resposta de um fotodetector tem relação de dependência com o tempo de trânsito dos pares elétron-lacuna, já definido como o tempo de deriva τ_{dr} , e com o tempo de resposta do circuito de recepção do enlace óptico acoplado ao fotodetector (τ_{RC}). O tempo de resposta do fotodetector é dado por [35]:

$$T_s = (\ln 9)(\tau_{dr} + \tau_{RC}), \quad (3.8a)$$

onde

$$\tau_{dr} = \frac{w_{rd}}{v_{tr}}, \quad (3.8b)$$

w_{rd} é espessura da região de depleção e v_{tr} é a velocidade de trânsito dos pares elétron-lacuna. A espessura da região de depleção é dependente do material utilizado na fabricação do fotodetecotor e a velocidade de trânsito é dependente da intensidade do campo elétrico presente na região de depleção.

A largura de banda eletrônica (Δf_{fd}) do fotodetector é dada por [35]:

$$\Delta f_{fd} = \frac{1}{2\pi(\tau_{dr} + \tau_{RC})} \quad (3.9)$$

e é inversamente proporcional ao seu tempo de resposta, de modo que $\Delta f_{fd} \cong 0,35/T_s$. A largura de banda destes dispositivos pode ser otimizada a partir da estrutura escolhida para o circuito de detecção e a partir de fotodetectores que apresentem regiões de depleção de espessura mais larga. Com o intuito de otimizar estas relações, novos formatos de fotodetectores foram implementados. Valores típicos para w_{rd} e v_{tr} estão em torno de 10 μm e 10^5 m/s, respectivamente, resultando em tempos de trânsito de aproximadamente 100 ps [35].

Além da estrutura apresentada na Fig. 3.2 para um fotodetector formado apenas por uma junção p-n simples, outras estruturas foram gradativamente propostas para melhorar a eficiência destes dispositivos. Uma delas é a do fotodetector p-i-n, que apresenta uma camada de material intrínseco entre as camadas p e n para otimizar a eficiência quântica do dispositivo. Outra estrutura popular é a do fotodetector de avalanche (APD – *avalanche photodiode*), que é capaz de internamente prover ganho para a fotocorrente a partir da ionização provocada por pares elétron-lacuna. Com isso, este dispositivo pode superar a limitação quântica da formação de apenas um par de elétron-lacuna a partir de absorção da energia de um fóton dos fotodetectores do tipo p-n e p-i-n.

Os fotodetectores p-i-n apresentam uma estrutura de material do tipo n com baixíssimo nível de dopagem, suficiente para ser considerada como a de um material intrínseco, entre as camadas de material do tipo p e n convencionais. Com isso, a região de depleção se estende por todo o comprimento da camada i, gerando um campo elétrico de alta intensidade ao longo da estrutura do dispositivo pela natureza de maior resistência elétrica do material intrínseco. Com o aumento da região de depleção no fotodetector, os pares elétron-lacuna formam-se em maior número dentro desta camada, reduzindo a formação nas regiões de material do tipo p e n. Isto ocasiona uma melhoria na eficiência quântica do dispositivo, porém, causa a necessidade de balancear a extensão da camada de depleção, considerando-se o maior tempo de deriva para os pares alcançarem os eletrodos do dispositivo [23]. A Fig. 3.3 (a) ilustra um diagrama simplificado da estrutura de um fotodetector p-i-n reversamente polarizado e a

Fig. 3.3 (b) apresenta um gráfico com a distribuição da intensidade de campo elétrico ao longo do dispositivo, indicando-se a localização da região de depleção gerada pela polarização reversa do dispositivo.

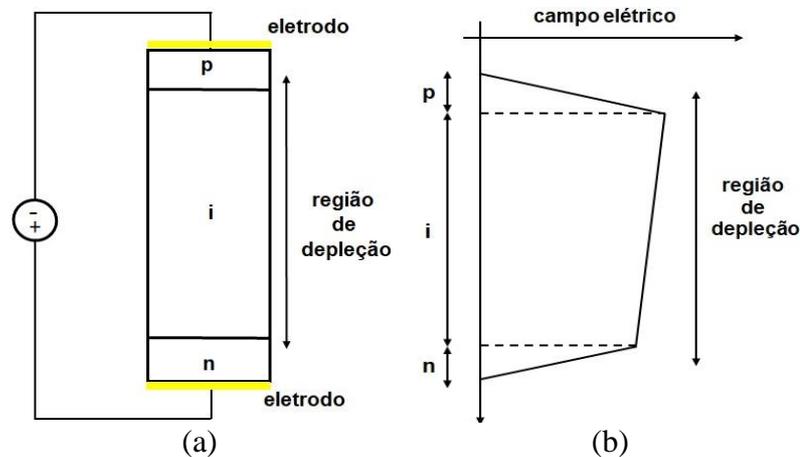


Figura 3.3 – Diagramas que representam (a) um fotodetector do tipo p-i-n polarizado reversamente, com a indicação da extensão de sua região de depleção e (b) a distribuição da intensidade do campo elétrico ao longo de sua estrutura, adaptados de [23].

Os fotodetectores APD apresentam uma estrutura mais sofisticada que a dos fotodetectores do tipo p-i-n. Como mostra o diagrama simplificado da estrutura de um fotodetector APD reversamente polarizado da Fig. 3.4 (a), entre as camadas de semiconductor dos tipos p e n (neste caso, a camada p é fortemente dopada e indicada como p^+), encontram-se uma camada intrínseca e uma camada extra de material do tipo p. Esta segunda região tipo p apresenta dopagem menor que a do material do tipo p^+ e é chamada de região de multiplicação ou região de ganho. É nela que o efeito de ionização por contato ocorre devido à forte energia cinética adquirida pelos portadores que foram gerados na região de depleção da camada de material intrínseco, também chamada de região de absorção. Em outras palavras, ao avançarem para a região de multiplicação, estes portadores experimentam a ação de um campo elétrico de alta intensidade, adquirem energia cinética e a transferem para a rede cristalina do semiconductor por colisão, formando novos pares elétron-lacuna [23].

Desta forma, um fóton que excita apenas um par elétron-lacuna na camada de depleção acaba por iniciar um processo de formação de múltiplos pares na região de multiplicação, processo este conhecido como efeito de avalanche. A Fig. 3.4 (b) apresenta um gráfico com a distribuição da intensidade de campo elétrico ao longo do dispositivo, indicando-se a localização da região de absorção de fótons e geração de pares elétron-lacuna e a região de ganho, ou multiplicação, onde as sucessivas ionizações por contato ocorrem (avalanche). A grande vantagem destes dispositivos é a sua alta responsividade, o que permite a formação de

fotocorrentes de amplitudes suficientes para o tratamento eletrônico a partir de potências ópticas mais baixas.

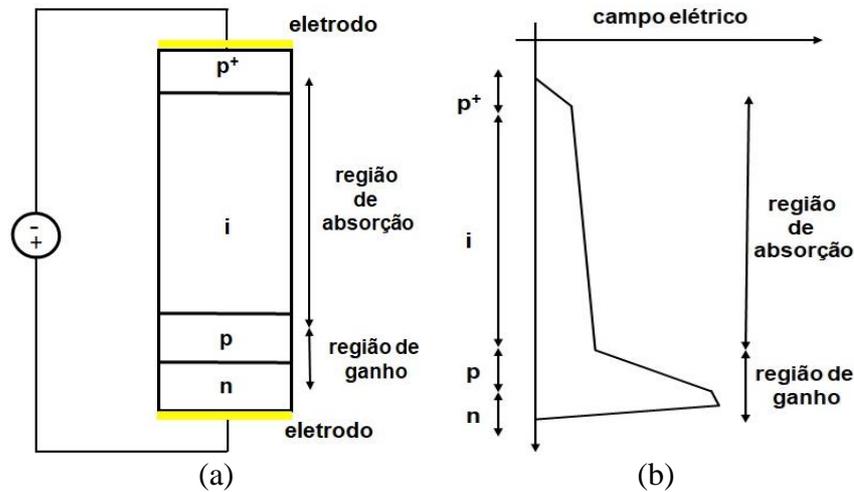


Figura 3.4 – Diagramas que representam (a) a estrutura de fotodetector do tipo avalanche polarizado reversamente, com a indicação das extensões das regiões de absorção e de ganho e (b) a distribuição da intensidade do campo elétrico ao longo de sua estrutura, adaptados de [23].

Considerando-se as características de operação do dispositivo, pode-se considerar que a responsividade do fotodetector APD pode ser escrita em relação àquela do fotodetector simples como [24]:

$$I_f = \mathfrak{R}_{APD} P_{op} = M_{APD} \mathfrak{R} P_{op}, \quad (3.10)$$

onde \mathfrak{R}_{APD} é a responsividade resultante para o fotodetector APD e M_{APD} é fator de multiplicação da fotocorrente provocada pelo processo de avalanche.

3.2.2 Misturador de sinais

Após a geração do sinal eletrônico pela fotodetecção do sinal óptico de saída do OFC, o próximo estágio para a geração do sinal de erro ou de controle para a estabilização do RL-OFCG é a utilização de um MIXER, como indicado na Fig. 3.1. Os MIXERs são dispositivos de RF com 3 portas, sendo duas destas portas utilizadas como entrada (*inputs*) e uma terceira porta como saída (*output*). Eles são capazes de realizar conversões de frequência e fase a partir de propriedades não lineares de seus componentes internos (como diodos ou transistores), gerando um sinal formado por várias harmônicas. Desta maneira, aplicações práticas do MIXER exigem a utilização de filtros para a composição final do sinal que é considerado como o de saída do dispositivo [37].

Um MIXER ideal produz em sua saída a soma e a diferença das frequências e das fases dos sinais aplicados às entradas, limitado por sua banda de operação. Suas portas recebem

designações específicas, porta oscilador local (LO – *local oscillator*), porta de radiofrequência (RF – *radiofrequency*) e porta de frequência intermediária (IF – *intermediate frequency*). A porta LO é sempre considerada como uma das portas de entrada do MIXER. Já as portas de RF e de IF podem ter as funções de porta de entrada e de saída ou de saída e de entrada, respectivamente, dependendo da aplicação [38]. Quando se quer transferir a frequência central de uma banda de operação para frequências mais altas (*up-conversion*), emprega-se a porta de IF como entrada e a de RF como saída. Quando a intenção é a de transferir uma frequência para operações em banda base (*down-conversion*), utiliza-se a porta de RF como entrada e a de IF como saída.

Assumindo-se que uma tensão harmônica $v_{LO}(t)$ é aplicada à porta LO, a expressão para esta tensão pode ser definida como:

$$v_{LO}(t) = V_{LO} \sin \theta_{LO}(t), \quad (3.11a)$$

onde V_{LO} é a amplitude da tensão e $\theta_{LO}(t)$ é a sua fase total dada por:

$$\theta_{LO}(t) = \omega_{LO}t + \phi_{LO}, \quad (3.11b)$$

sendo $\omega_{LO} = 2\pi f_{LO}$ a frequência angular da tensão acoplada à entrada LO, f_{LO} a sua frequência e ϕ_{LO} a fase desta tensão.

No caso de *up-conversion*, adota-se uma tensão harmônica $v_{IF}(t)$ em quadratura com $v_{LO}(t)$ para acoplamento à porta de IF, de modo que:

$$v_{IF}(t) = V_{IF} \cos \theta_{IF}(t), \quad (3.12a)$$

onde V_{IF} é a amplitude da tensão $v_{IF}(t)$ e $\theta_{IF}(t)$ é a sua fase total, definida como:

$$\theta_{IF}(t) = \omega_{IF}t + \phi_{IF}, \quad (3.12b)$$

onde $\omega_{IF} = 2\pi f_{IF}$ a frequência angular da tensão acoplada à porta IF, f_{IF} a sua frequência e ϕ_{IF} a sua fase.

Nesta configuração, a tensão de saída de um MIXER ideal é dada pelo produto entre (3.11a) e (3.12a) [37]:

$$v_{RF-up}(t) = K_M v_{LO}(t) v_{IF}(t), \quad (3.13)$$

onde K_M é a constante de perdas por conversão de tensão do MIXER (V^{-1}).

Após operações utilizando-se identidades trigonométricas, a expressão apresentada em (3.13) torna-se:

$$v_{RF-up}(t) = \frac{K_M V_{LO} V_{IF}}{2} [\sin(\theta_{LO} + \theta_{IF}) + \sin(\theta_{LO} - \theta_{IF})], \quad (3.14a)$$

onde:

$$\theta_{RF1}(t) = \theta_{LO}(t) - \theta_{IF}(t) = (\omega_{LO} - \omega_{IF})t + (\phi_{LO} - \phi_{IF}), \quad (3.14b)$$

e

$$\theta_{RF2}(t) = \theta_{LO}(t) + \theta_{IF}(t) = (\omega_{LO} + \omega_{IF})t + (\phi_{LO} + \phi_{IF}) \quad (3.14c)$$

são as fases totais resultantes para a tensão na saída do MIXER, que é pela porta de RF. Como tem-se que $f_{LO} > f_{IF}$ para a operação do MIXER em *up-conversion*, $\theta_{RF1}(t)$ representa a fase total na banda inferior à tensão do LO e $\theta_{RF2}(t)$ em sua banda superior.

A partir de (3.14a), pode-se inferir que, durante a operação em *up-conversion*, uma tensão de frequência mais baixa (f_{IF}), juntamente com sua banda espectral, é transferida para frequências mais altas em torno da frequência da tensão acoplada à porta LO. A Fig. 3.5 (a) apresenta um diagrama esquemático que ilustra esta operação. Um gerador de RF (GRF) aplica a tensão $v_{LO}(t)$ à entrada LO do MIXER, enquanto a tensão $v_{IF}(t)$ é acoplada à porta de IF. O resultado da mistura ideal das tensões (misturador do tipo multiplicador), $v_{RF-up}(t)$, é obtido a partir da saída de RF. A Fig. 3.5 (b) mostra o comportamento espectral esperado para o processo. Como pode ser observado, a frequência relativa à tensão na porta de IF (f_{IF}) é transferida para as frequências mais altas (f_{RF1} e f_{RF2}) que se localizam próximas da frequência de operação do GRF (f_{LO}). De (3.14a), pode-se concluir que $f_{RF1} = f_{LO} - f_{IF}$ e $f_{RF2} = f_{LO} + f_{IF}$, de modo que fica evidente a conversão da frequência original de $v_{IF}(t)$ para frequências mais altas, uma menor e outra maior que f_{LO} . Além das frequências das tensões envolvidas na operação, informações de fase também são contempladas durante a mistura de sinais.

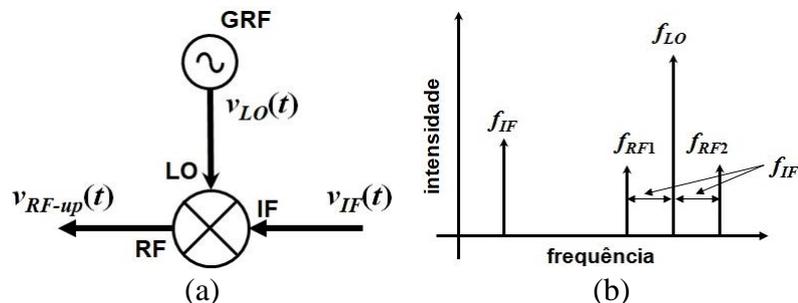


Figura 3.5 – Diagramas ilustrando (a) a operação do MIXER em *up-conversion* e (b) o comportamento espectral para as frequências das tensões aplicadas às portas LO e de IF, f_{LO} e f_{IF} , e da tensão de saída pela porta de RF, $f_{RF1} = f_{LO} - f_{IF}$ e $f_{RF2} = f_{LO} + f_{IF}$, resultado da mistura de sinais, adaptados de [37].

Para a operação em *down-conversion*, a porta de IF passa a ser a porta de saída e a apresentar, essencialmente, a diferença entre as fases totais das tensões aplicadas às portas de

RF, agora, porta de entrada, e LO. Assim, assumindo-se uma tensão harmônica $v_{RF}(t)$ em quadratura com $v_{LO}(t)$ sendo aplicada à porta de RF, tem-se que:

$$v_{RF}(t) = V_{RF} \cos \theta_{RF}(t), \quad (3.15a)$$

onde V_{RF} é a amplitude da tensão $v_{RF}(t)$ e $\theta_{RF}(t)$ é a fase total dada por:

$$\theta_{RF}(t) = \omega_{RF}t + \phi_{RF}, \quad (3.15b)$$

sendo $\omega_{RF} = 2\pi f_{RF}$ a frequência angular desta tensão, f_{RF} sua frequência e ϕ_{RF} a fase da tensão de RF.

A tensão de saída de um MIXER ideal em modo de *down-conversion* é dada por:

$$v_{IF-down}(t) = K_M v_{LO}(t) v_{RF}(t). \quad (3.16)$$

Novamente, substituindo-se (3.11a) e (3.15a) em (3.16) de identidades trigonométricas tem-se:

$$v_{IF-down}(t) = \frac{K_M V_{RF} V_{LO}}{2} [\sin(\theta_{LO} + \theta_{RF}) + \sin(\theta_{LO} - \theta_{RF})]. \quad (3.17)$$

Em particular, ao contrário do que ocorreu para o caso da saída na porta de RF, o termo de soma em (3.17) é eliminado devido à filtragem presente na porta de IF. Assim, como normalmente f_{RF} é próximo ou até igual a f_{LO} em *down-conversion*, a tensão de saída em IF irá conter um termo de fase total que é intermediário entre as fases totais das tensões acopladas às portas de RF e LO:

$$\theta_{IF-down}(t) = \theta_{LO}(t) - \theta_{RF}(t) = (\omega_{LO} - \omega_{RF})t + (\phi_{LO} - \phi_{RF}). \quad (3.18)$$

Observar que, se $f_{LO} = f_{RF}$, $f_{IF-down} = 0$ Hz e o conteúdo espectral é trazido para a banda base. A Fig 3.6 (a) exhibe um diagrama que esquematiza a operação de um MIXER em *down-conversion*. O GRF continua a aplicar a tensão $v_{LO}(t)$ à entrada LO do MIXER. Neste caso, uma tensão $v_{RF}(t)$ é acoplada à porta de entrada de RF, resultando na mistura das tensões que é representada por $v_{IF-down}(t)$. A Fig. 3.6 (b) mostra o resultado desta operação do ponto de vista espectral, após se considerar a filtragem por um filtro passa-baixa na saída de IF do MIXER. Observar a geração da frequência intermediária $f_{IF-down}$ a partir da diferença entre as frequências f_{LO} e f_{RF} (neste caso, $f_{LO} > f_{RF}$).

A tensão resultante da operação em *down-conversion* de um MIXER pode ser utilizada na geração de um sinal de erro contendo a frequência intermediária entre duas tensões e a respectiva diferença de fase entre elas. Através de sistemas de realimentação e condicionamento, este sinal de erro pode ser realimentado ao sistema de origem e reduzido

periodicamente até estar abaixo de um nível tolerável. Aplicações que utilizam esta técnica são, por exemplo, os laços de travamento de frequência e os de travamento de fase, amplamente utilizados em sistemas eletrônicos [39].

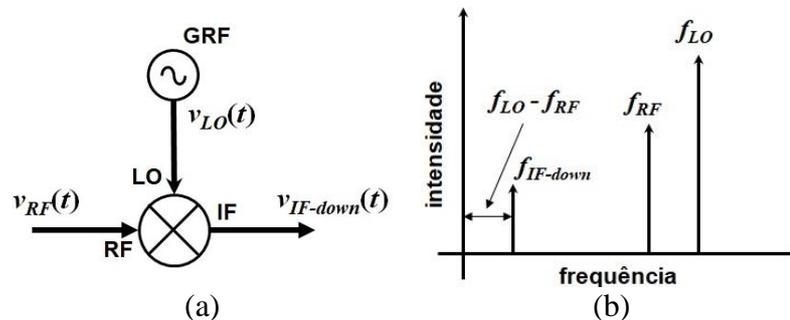


Figura 3.6 – Diagramas ilustrando (a) a operação do MIXER em *down-conversion* e (b) o comportamento espectral para as frequências das tensões aplicadas às portas LO e de RF, f_{LO} e f_{RF} ($f_{LO} > f_{RF}$), e da tensão de saída pela porta de IF, $f_{IF-down} = f_{LO} - f_{RF}$, resultado da mistura de sinais, adaptados de [37].

Um MIXER operando em *down-conversion* será empregado na parte experimental deste trabalho para gerar o sinal de erro que controlará a frequência de ressonância do laço. Neste caso, o papel de f_{LO} , a frequência de referência para o controle, será realizado pela frequência de modulação do MZIM. Mais detalhes sobre a atuação do MIXER no sistema eletrônico de controle estão presentes na Seção 3.3.

3.2.3 Circuito analógico de amplificadores e filtro passa-baixa.

Para a implementação do circuito analógico que irá processar o sinal de erro antes da atuação no alongador de fibra a piezelétrico, utilizaram-se estágios baseados em amplificadores operacionais (AmpOp). Estes dispositivos ativos são amplamente empregados na amplificação de tensões eletrônicas, bem como em circuitos para a realização de operações matemáticas com estas tensões, tais como soma, multiplicação, derivação e integração, entre outras, justificando o seu nome. Observando-se os comportamentos espectrais resultantes de circuitos básicos de derivação e integração, arranjos de AmpOps podem ser utilizados para a realização de filtros eletrônicos. Para os objetivos deste trabalho, apenas as características de AmpOps que são mais relevantes para o projeto do circuito eletrônico de interesse serão abordadas, sem se focar na estrutura interna do dispositivo [40].

Os AmpOps são disponibilizados comercialmente em encapsulamentos de circuitos integrados que podem conter um número variado destes dispositivos. A Fig. 3.7 apresenta o diagrama simplificado de um AmpOp, indicando os seus terminais principais, o de entrada inversora (1), o de entrada não-inversora (2), o de saída (3) e os de alimentação de tensão DC

positiva e negativa V_{DC}^+ e V_{DC}^- , respectivamente. As fontes de tensão DC são responsáveis por fornecer a energia que vai ser utilizada no processo de amplificação.

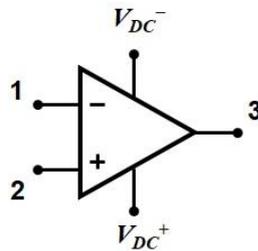


Figura 3.7 – Diagrama simplificado de um AmpOp, mostrando os seus terminais principais.

O projeto de um AmpOp é realizado de tal maneira que seu ganho interno seja de valor muito alto. Portanto, para garantir as condições necessárias de operação linear de um circuito com AmpOp, de modo que ele possa amplificar e/ou executar operações matemáticas com as tensões aplicadas às suas entradas inversora e/ou não-inversora, há a necessidade de que o dispositivo seja realimentado. Caso contrário, a sua tensão de saída $v_{out}(t)$ muito provavelmente irá apresentar efeitos de saturação, tendendo a uma ou outra tensão das fontes DC. Assim, em malha aberta, a tensão de saída do AmpOp nunca superaria V_{DC}^+ , sendo este o valor ideal de saturação positiva, ou, de forma análoga, nunca seria menor que V_{DC}^- , valor ideal de saturação negativa [41]. Neste contexto, o AmpOp pode ser utilizado, por exemplo, em aplicações de comparação entre tensões (comparador básico por saturação).

Para analisar as aplicações de AmpOps que são de interesse para o projeto do circuito de processamento do sinal de erro que controla o AFP, considera-se o modelo ideal para o dispositivo. O esquema mais usual para amplificação de uma tensão de entrada $v_i(t)$ utilizando um AmpOp é o da configuração de amplificador inversor, ilustrada na Fig. 3.8. Nela, a tensão $v_i(t)$ é aplicada à entrada inversora do AmpOp via um resistor R_1 , enquanto a entrada não-inversora é conectada ao terra. Para fechar a malha de realimentação necessária, uma amostra da tensão de saída $v_o(t)$ do dispositivo é ligada à entrada não-inversora via um resistor R_2 .

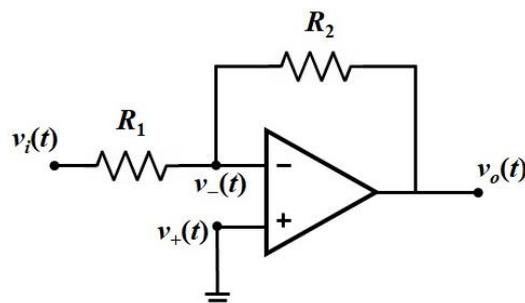


Figura 3.8 – Diagrama de um circuito amplificador inversor baseado em AmpOp.

Considerando-se o modelo ideal, não há correntes fluindo pelas entradas do AmpOp. Desta forma, a corrente passando por R_1 é igual à corrente por R_2 . Além disso, a realimentação atua de maneira que a queda de tensão entre a entrada inversora e o terra (v_-) seja igual à queda de tensão entre a entrada não-inversora e o terra (v_+). Isto resulta em $v_-(t) = v_+(t) = 0$ V (terra virtual). De posse destas informações, a tensão de saída do amplificador inversor pode ser escrita como [40]:

$$v_o(t) = -\frac{R_2}{R_1} v_i(t), \quad (3.19)$$

onde o ganho do amplificador inversor a AmpOp cuja magnitude é máxima dentro de sua banda de passagem é definido por:

$$G_{DC} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (3.20)$$

Esta configuração de amplificador será utilizada no circuito A&F para fornecer o ganho necessário SCE, de forma a manter o OFCG estável. Um estudo sobre o ganho fornecido pelo circuito e sua relação com a estabilidade provida pelo SCE será realizado na Seção 3.3.

Outra configuração de interesse de circuito com AmpOp é a do amplificador subtrador, cujo diagrama é mostrado na Fig. 3.9. Como a designação do circuito sugere, a tensão de saída $v_o(t)$, dependendo da escolha dos valores dos resistores R_1 a R_4 , pode ser proporcional à diferença entre as duas tensões de entrada $v_1(t)$ e $v_2(t)$. A constante de proporcionalidade pode ser projetada para ter magnitude maior que um, o que atribuiria ganho ao resultado da subtração entre estas tensões. De volta à Fig. 3.9, a tensão $v_1(t)$ é conectada ao terminal inversor do AmpOp via o resistor R_1 , juntamente com uma amostra da tensão de saída $v_o(t)$, após a queda de tensão no resistor R_2 (realimentação do AmpOp). Com isso, estabelece-se a tensão da entrada inversora $v_-(t)$. Já a tensão $v_2(t)$ é atenuada por um divisor de tensão, formado pelos resistores R_3 e R_4 dispostos conforme a Fig. 3.9, antes de ser conectada à entrada não-inversora do AmpOp, gerando uma tensão que, para AmpOp ideal, é a tensão da entrada não-inversora $v_+(t)$. De fato, considerando-se o modelo ideal para o AmpOp, a corrente por R_1 deve ser igual à corrente por R_2 , enquanto a corrente por R_3 é a mesma que por R_4 . Além disso, a realimentação força as quedas de tensão $v_-(t)$ e $v_+(t)$ a serem iguais.

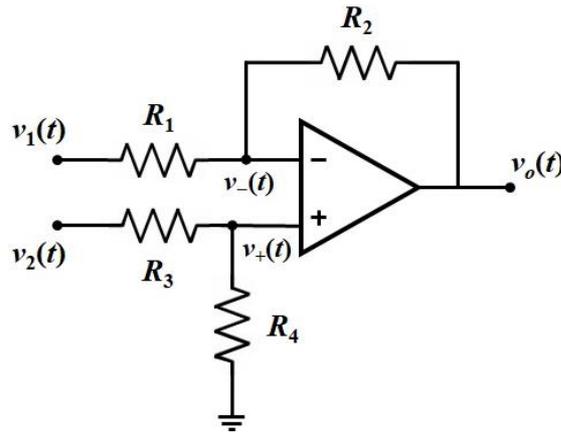


Figura 3.9 – Diagrama de um circuito amplificador subtrador baseado em AmpOp.

Diante destas condições, a tensão de saída do amplificador subtrador dada por [40]:

$$v_o(t) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_2(t) - \frac{R_2}{R_1} v_1(t). \quad (3.21)$$

Observar que, no caso particular de $R_3 = R_1$ e $R_4 = R_2$, então:

$$v_o(t) = \frac{R_2}{R_1} [v_2(t) - v_1(t)], \quad (3.22)$$

o que demonstra as funções de amplificador (se $R_2 > R_1$) e subtrador do circuito.

Tomando-se como referência (3.21), durante o projeto experimental, esta configuração de amplificador pode ser utilizada, por exemplo, para ajustar o nível DC da tensão de saída $v_o(t)$. Esta prática permite a compensação DC para circuitos onde o AmpOp não apresenta terminais específicos para esta função. Para este fim, $v_2(t)$ poderia ser uma tensão DC enquanto R_4 é substituído por um resistor variável. Além disso, caso os resistores R_1 ou R_2 também sejam substituídos por resistores variáveis com o intuito de permitir uma variação do ganho associado ao terminal inversor, esta decisão precisa levar com consideração que a magnitude da razão R_2/R_1 também interfere em $v_o(t)$ via os fatores multiplicativos de $v_2(t)$ em (3.17a).

Outro estágio incluído no circuito do A&F do SCE foi o de filtragem. Quando utilizados na construção de filtros ativos, os circuitos com AmpOp normalmente requerem capacitores e resistores em sua montagem, que são alocados convenientemente ao redor de um ou dos dois terminais de entrada do amplificador, dependendo da técnica empregada. Além disto, filtros ativos apresentam a vantagem em relação aos passivos de poderem fornecer ganho ao sistema, de acordo com o arranjo de seus componentes.

Em geral, os filtros são classificados em ordens, as quais estão relacionadas ao número de dispositivos armazenadores de energia (capacitores e/ou indutores) que fazem parte

do circuito. Por exemplo, para filtros passivos de primeira ordem, emprega-se apenas um capacitor ou indutor em sua estrutura. Para os propósitos do presente trabalho, será abordada a teoria dos filtros ativos passa-baixa, uma vez que foi um filtro deste tipo o utilizado na parte experimental a ser detalhada nos Capítulos 4 e 5.

Para ilustrar o comportamento esperado de um filtro ativo passa-baixa no domínio da frequência, as grandezas elétricas serão representadas por meio de fasores. Para tanto, considera-se a constante imaginária como sendo j , tal que $j^2 = -1$, e a frequência angular $\omega = 2\pi f$, com f representando a frequência. A Fig. 3.11 ilustra um circuito de um filtro ativo passa-baixa de primeira ordem, onde o fasor de tensão de entrada $V_i(j\omega)$ está ligado ao terminal inversor do AmpOp via o resistor R_1 . A este mesmo terminal conecta-se uma amostra do fasor de tensão de saída $V_o(j\omega)$, após a queda de tensão em uma associação em paralelo do resistor R_2 com o capacitor C . Neste caso, a entrada não-inversora permanece aterrada.

As impedâncias associadas aos resistores são reais e valem as suas respectivas resistências, enquanto a impedância do capacitor é dada por sua reatância $X_C = 1/j\omega C$. Desta forma, do ponto de vista fasorial, pode-se fazer $Z_1 = R_1$ e $Z_2 = R_2 // (1/j\omega C) = R_2 / (1 + j\omega CR_2)$ na Fig. 3.11, de modo que o circuito resultante para o filtro é semelhante ao do amplificador inversor da Fig. 3.9. Considerando que o AmpOp opera sob regime linear, de modo que o seu modelo ideal seja válido também para a representação fasorial do circuito, a relação entre as tensões fasoriais de saída e de entrada pode ser expressa de forma semelhante a (3.15), trocando-se R_1 e R_2 por Z_1 e Z_2 , respectivamente.

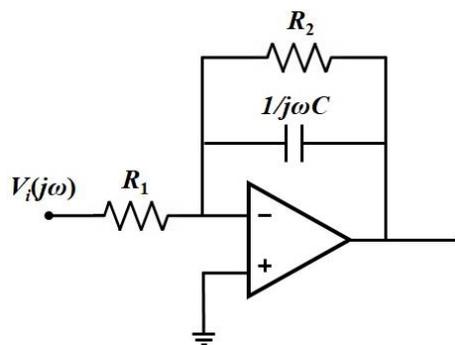


Figura 3.10 – Diagrama de um filtro passa-baixa utilizando AmpOp.

Sob estas condições, a função de transferência $H(j\omega)$ do filtro ativo de primeira ordem da Fig. 3.10 pode ser representada como [41]:

$$H(j\omega) = \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} = -\frac{Z_2}{Z_1}. \quad (3.23)$$

Para $Z_1 = R_1$ e $Z_2 = R_2 // (1/j\omega C) = R_2 / (1 + j\omega CR_2)$, a função de transferência do filtro pode ser reescrita como:

$$H(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega CR_2}. \quad (3.24)$$

Para a estrutura do filtro ativo passa-baixa da Fig. 3.10, o ganho provido pelo circuito, de forma análoga ao definido em (3.16), é $G_{DC} = -R_2/R_1$. O segundo fator da função de transferência modela a capacidade do arranjo de filtrar as frequências acima da chamada frequência de corte do filtro passa-baixa, $f_{cpb} = \omega_{cpb}/2\pi = 1/(2\pi CR_2)$. A Fig. 3.11 apresenta a resposta em frequência assintótica da magnitude da função de transferência do filtro ativo passa-baixa da Fig. 3.10. O eixo das ordenadas, em escala linear, apresenta os valores de $|H(j\omega)|$ expressos em dB, de modo que $H_{dB}(\omega) = 20 \log(|H(j\omega)|)$, enquanto o eixo das abcissas representa as frequências angulares em escala logarítmica. Teoricamente, para frequências angulares a partir de ω_{cpb} , a frequência angular de corte do filtro passa-baixa, $H_{dB}(\omega)$ tem sua amplitude reduzida por um fator de 20 dB/década. Já a fase de $H(j\omega)$ (não mostrada) vai de 0° , quando $\omega \ll \omega_{cpb}$, a -90° , quando $\omega \rightarrow \infty$. Quanto maior a ordem do filtro, mais abrupta é a atenuação imposta a $H_{dB}(\omega)$ além da frequência angular de corte.

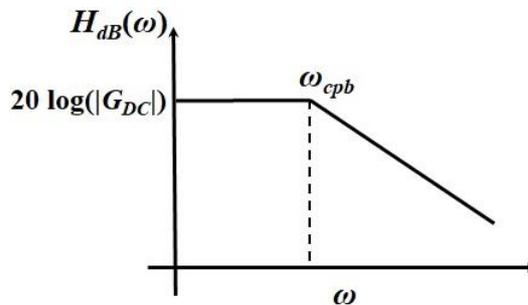


Figura 3.11 – Resposta em frequência da magnitude em dB da função de transferência do filtro ativo passa-baixa da Fig. 3.10, onde se indica a frequência angular de corte ω_{cpb} , adaptado de [41].

Para a obtenção de filtros ativos de ordens superiores, várias técnicas foram desenvolvidas para oferecer circuitos eficientes e com o menor número possível de componentes e AmpOps. Em particular, uma configuração de circuito com AmpOp que se assemelha ao de uma fonte de tensão controlada por tensão merece destaque por permitir a obtenção de filtros de diferentes ordens e com perfis variados de resposta em frequência, como os de filtros de Butterworth e Chebyshev. Esta configuração é conhecida como circuito Sallen-Key ou, alternativamente, como de “resistência constante” para filtros ativos passa-baixa [42]–[43]. Basicamente, os filtros de ordens superiores a três são obtidos a partir da associação em série de estágios de ordens dois e/ou três desta configuração de circuito. A partir da ordem,

perfil e frequência de corte desejados para o filtro e da escolha do valor constante da resistência dos resistores do circuito, os valores das capacitâncias do filtro são definidos com base em um ajuste de escala de valores tabelados e disponibilizados na literatura [19][20][44]. Os passos para o projeto de tal filtro serão descritos no Capítulo 4, uma vez que ele foi empregado para a filtragem do sinal de erro que controla o AFP.

3.2.4 Alongador de fibra a piezelétrico

O alongador de fibra a piezelétrico (AFP) é um dispositivo formado por um núcleo de material cerâmico piezelétrico, ao redor do qual é enrolado e fixado um segmento de fibra óptica de determinado comprimento. Ao ser submetido a um campo elétrico gerado por uma diferença de potencial entre seus terminais, este material tem suas dimensões alteradas, forçando o enrolamento de fibra óptica a sofrer expansão ou contração juntamente com ele. Neste sentido, se um sinal óptico está acoplado à fibra do enrolamento, a variação do seu comprimento em resposta à diferença de potencial aplicada ao piezoelétrico resulta na variação da fase deste sinal. Para que a variação de fase seja ampla, o piezoelétrico do AFP precisa ser polarizado de maneira a se criar um campo elétrico de intensidade alta o suficiente para provocar a variação da dimensão desejada. Devido esta funcionalidade, o AFP é utilizado em diferentes áreas como, por exemplo, na produção de imagens médicas, na metrologia industrial e no mercado de sensores [45].

Em geral, o material cerâmico piezoelétrico pode ser encontrado nos mais diversos formatos, como em barras, discos e cilindros, entre outros. Para os propósitos deste trabalho, o AFP de interesse é semelhante ao apresentado na Fig. 3.12 e utiliza um segmento de barras semelhantes a prismas retangulares de material piezoelétrico enfileiradas, que formam o núcleo do dispositivo [45]. Dois suportes no formato de semicírculos são adequadamente fixados nas extremidades do núcleo e servem de apoio para o enrolamento de um segmento de fibra óptica por um determinado número de vezes. Com a aplicação de uma tensão de polaridade adequada através da alimentação eletrônica, o material piezoelétrico se expande no sentido axial. A expansão acontece em resposta à diferença de potencial produzida entre os eletrodos alocados ao longo do segmento de material piezelétrico, ocasionando o alargamento da bobina de fibra pelo aumento da distância entre os suportes. Uma descrição mais detalhada sobre o AFP utilizado na parte experimental deste trabalho será apresentada no Capítulo 4.

Normalmente, um AFP com a configuração da Fig. 3.12 pode atingir sua máxima expansão com menos de 100 V, mas isto vai depender de parâmetros, como, por exemplo, a variação de fase desejada para o sinal óptico e o número de voltas na bobina de fibra. Para que

níveis de tensão adequados sejam alcançados, um estágio de transição de baixa para alta tensão é necessário. Na Fig. 3.1, por exemplo, este papel é realizado pelo controlador de tensão (CT). Além da amplificação, este atuador apresenta em sua estrutura filtros responsáveis por manter a operação do AFP abaixo da frequência de ressonância do material piezoelétrico (em dispositivos mais recentes, ela pode ser muito maior que 10 kHz) [45].

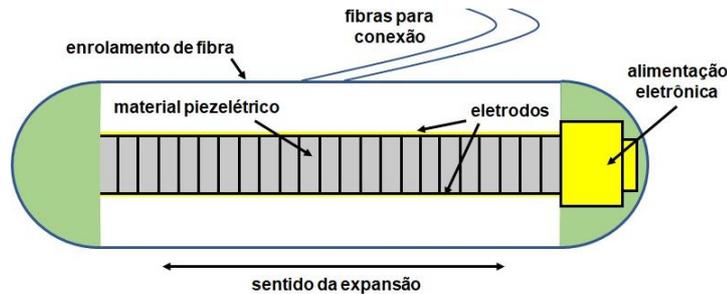


Figura 3.12 – Diagrama de um exemplo de alongador de fibra a piezoelétrico semelhante ao utilizado neste trabalho, adaptado de [45].

Como já mencionado, o piezoelétrico do núcleo do AFP causa o alongamento físico da fibra do enrolamento a partir de sua expansão, provocada pela tensão aplicada. Quando o AFP é polarizado, a relação entre tensão aplicada e a variação da dimensão do material é aproximadamente linear [21]. Ao variar a tensão aplicada em torno de um valor médio, o núcleo do dispositivo sofre dilatação ou contração proporcional, de maneira que o comprimento total da fibra da bobina em sua estrutura responde de acordo com [46]:

$$\Delta l = k_{AFP} \Delta V, \quad (3.25)$$

onde Δl é a variação do comprimento da fibra, k_{AFP} é a constante de deformação do material piezoelétrico e ΔV é a variação de tensão aplicada ao dispositivo.

Em contrapartida, a variação de fase do sinal óptico ($\Delta\phi$) segue também uma relação linear com a variação de comprimento da fibra, de modo que [46]:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi n_f}{\lambda_{so}} \Delta l, \quad (3.26)$$

onde n_f é o índice de refração da fibra e λ_{so} o comprimento de onda do sinal óptico passando pela fibra. Substituindo-se (3.26) em (3.25), tem-se que:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi n_f}{\lambda_{so}} k_{AFP} \Delta V, \quad (3.27)$$

que relaciona a variação de fase de um sinal óptico na fibra do dispositivo à variação de tensão aplicada ao AFP. Por sua atuação como uma linha de atraso de fase de sinais ópticos em fibra, AFPs são utilizados em sistemas de estabilização de, por exemplo, interferômetros ópticos [47],

de largura de linha de lasers em cavidade externa, de anéis ressonadores de fibra e de lasers de fibra, entre outros [48].

Neste sentido, se um AFP está presente em um laço de recirculação, pode-se aplicar níveis de tensão suficientes para ajustar o comprimento do laço em um valor desejado e, com isto, controlar a sua frequência de ressonância segundo (2.1). Este é o princípio por trás da estabilização do RL-OFCG utilizado neste trabalho. Em outras palavras, a frequência de ressonância do laço f_{ress} é ajustada a partir de um sinal de tensão que atua em um AFP presente em sua estrutura. Portanto, por meio do controle do comprimento do laço, é possível sintonizar f_{ress} de tal forma a realizar o travamento de suas harmônicas (frequências múltiplas de f_{ress}) às frequências de modulação do sinal aplicado ao MZIM, num primeiro momento.

Um circuito de controle de realimentação fornece ao AFP valores de tensão de um sinal de erro produzido a partir do batimento entre o sinal de saída do RL-OFCG fotodetectado e um sinal de referência. Como se pretende travar uma das harmônicas da frequência de ressonância à frequência de modulação do sinal aplicado ao MZIM, num primeiro momento, este é utilizado como sinal de referência. O resultado é condicionado via um circuito de controle e, por sua vez, ligado ao AFP através do seu CT, ajustando f_{ress} até a estabilização do sistema. Isto ocorre quando o sinal de erro do batimento é mínimo e as frequências de modulação e de uma das harmônicas do laço estejam travadas. Este princípio foi abordado com mais detalhes na próxima seção.

3.3 Análise teórica do sistema de controle

Como comentado na Seção 2.2, para que um RL-OFCG opere de forma estável, ele precisa apresentar um sistema de controle que trabalhe para que a condição (2.3) seja garantida. Este sistema deve amostrar o sinal de saída do laço e, após a fotodeteccção desta amostra, atuar eletronicamente segundo, por exemplo, princípios de operação semelhantes aos de laços de travamento de fase (PLL – *phase-locked loop*). Desta forma, seria possível manter a frequência de ressonância do laço travada à frequência de um sinal de referência, que poderia ser a frequência do sinal de modulação aplicado ao MZIM. Isto, pois é a frequência de modulação do MZIM que define o espaçamento entre as linhas do pente produzidas após os múltiplos ciclos do sinal óptico pelo RL-OFCG e deve, portanto, fazer parte do conteúdo harmônico após a fotodeteccção da amostra [8].

Esta seção introduz, então, uma proposta preliminar para o SCE do RL-OFCG, apresentando a formulação matemática utilizada para o projeto deste sistema, baseada nas propostas presentes em aplicações semelhantes presentes na literatura. Também serão

introduzidos teorias e conceitos que foram aplicados para a produção do circuito analógico responsável pelo condicionamento do sinal de erro antes de ser aplicado ao AFP.

Um dos objetivos deste trabalho é o de projetar este sistema de controle optoeletrônico, tomando como referência trabalhos presentes na literatura [16][29][32]. Ele tem como atuador o AFP presente no laço do RL-OFCG, responsável por alterar o comprimento do laço até que a condição desejável de operação seja alcançada. Em outras palavras, idealmente, até que uma das harmônicas da frequência de ressonância do laço alcance o travamento em relação às frequências de modulação do sinal aplicado ao MZIM e do laser semente. Esta seria, então, a primeira tentativa experimental de realizar o controle de um RL-OFCG que apresenta um modulador de intensidade (de controle simples, gerador inicial de linhas de pente), um SOA-NL (compensação de perdas ópticas e geração de não-linearidades) e um SOA-UL (altamente não linear, expansão do número de linhas do pente por FWM). Um RL-OFCG com tal estrutura foi reportado pela primeira vez em [7].

Para a análise matemática, utilizou-se o diagrama da Fig. 3.13, que apresenta parte do esquema do RL-OFCG e o esquema do SCE que atua nele. Os caminhos ópticos são representados por linhas contínuas mais espessas e os eletrônicos por linhas mais finas. O sinal óptico multiportadora proveniente da saída do RL-OFCG é direcionado a um fotodetector de resposta rápida (Fd), após passagem por um acoplador direcional (AD). O Fd realiza o batimento entre as frequências do sinal proveniente do RL-OFCG e gera uma fotocorrente que é convertida em tensão pelo circuito amplificador (transcondutância) que segue o fotodetector (não exibido na Fig. 3.1). Esta tensão é conectada à entrada de RF de um MIXER, após passagem por um bloqueador DC (BDC), onde é misturada com uma amostra da tensão de referência provida pelo GRF, conectada à entrada LO do MIXER. A amostra da tensão do GRF é obtida a partir de uma das saídas de um divisor de potência (DP1), cuja outra saída alimenta o MEO do laço óptico. Um segundo divisor de potência (DP2) amostra o batimento resultante da mistura das tensões proveniente da saída de IF do MIXER. Uma das saídas de DP2 é ligada ao alimentador do AFP (CT) após um circuito analógico que contém amplificadores e um filtro (A&F) projetados com AmpOps. A sua outra saída é utilizada para monitorar o batimento em um analisador de espectro elétrico (AEE). O AFP atua no comprimento do laço por meio do sinal de erro gerado pelo MIXER entre o sinal fotodetectado e o sinal do GRF e realiza um atraso de fase proporcional para o controle. Durante a modelagem do SCE, utilizaram-se as mesmas nomenclaturas para as tensões aplicadas às portas LO e de RF e para saída na porta de IF apresentadas na Seção 3.2.2, para a operação de *down-conversion*.

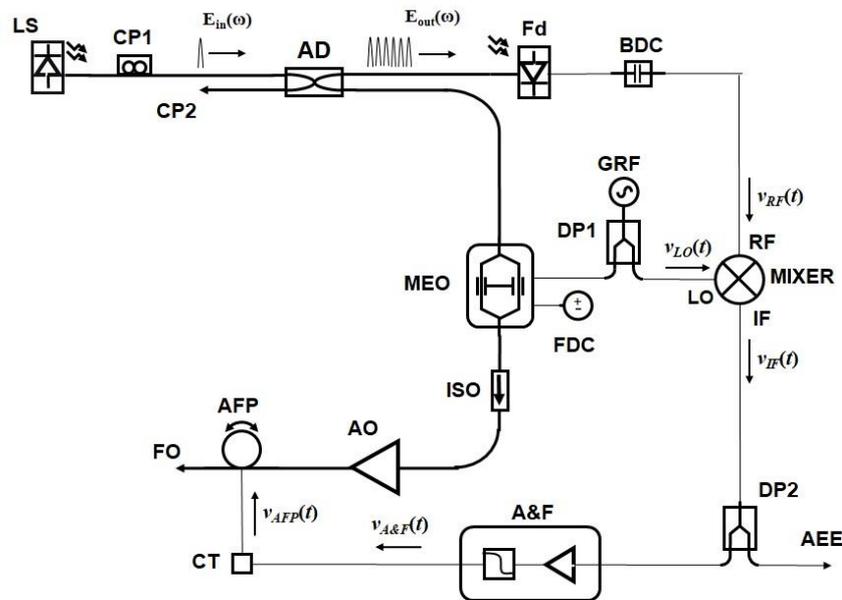


Figura 3.13 – Diagrama do circuito optoeletrônico de controle para estabilização do pente óptico de frequências gerado pelo RL-OCG.

Para os objetivos deste trabalho, o sistema de realimentação deve atuar no comprimento físico do laço a fim de reduzir o sinal de erro resultante na saída do MIXER. Idealmente, isto acontece quando sinais aplicados ao MIXER estiverem travados em fase. A variação do comprimento do laço pelo sinal de erro implica na sintonia da sua frequência de ressonância, bem como na alteração do atraso de fase do sinal óptico que se propaga no laço. Este atraso contribui na fase do sinal eletrônico fotodetectado e tem relação com a frequência do sinal óptico do laser semente. Em outras palavras, o atraso de fase óptica proporcionado pelo laço é ajustado pelo sistema de realimentação suficientemente para o travamento de fase entre os sinais fotodetectado e do sinal do GRF.

A proposta de utilizar o sinal de modulação aplicado ao MZIM como sinal de referência se dá uma vez que as linhas do pente são inicialmente geradas a partir da frequência da portadora do laser semente, considerada como a frequência central do pente, pelo efeito de modulação do MZIM, com a contribuição de FWM dos SOAs. Como o espaçamento espectral entre estas linhas é determinado pela frequência de modulação do MZIM, o controle precisa, então, forçar a frequência de um dos supermodos do laço, múltiplos da sua frequência de ressonância, a ser igual a esta frequência para que ocorra o sincronismo das frequências dos sinais aplicados ao MIXER. Portanto, a variação do comprimento do laço via o AFP faz com que ele funcione como um filtro óptico sintonizável de período relacionado à f_{ress} [28]. Desta forma, o presente trabalho busca verificar se a sintonia do atraso de fase proporcionado pelo laço via o ajuste do AFP é suficiente para alcançar as condições de estabilidade de um RL-OFCCG, de acordo com (2.3). O AFP realiza este ajuste ao ser alimentado pelo sinal resultante

do batimento entre os sinais fotodetectado e do GRF, que também alimenta o MZIM, após este sinal de batimento ser processado pelo SCE. Considerando-se a banda de operação do fotodetector e a frequência de modulação proposta durante a atividade experimental, apenas a primeira harmônica da frequência de modulação deve estar presente no batimento entre as linhas do pente após a fotodetecção da amostra do sinal de saída do laço. Desta forma, adota-se a tensão resultante da fotodetecção do sinal multiportadora do pente óptico produzido pelo RL-OFCG e conectada à porta de RF do misturador da Fig. 3.14, como:

$$v_{RF}(t) = V_{RF} \cos[\omega_{RF}t + \phi_{RF}(t)], \quad (3.28)$$

onde V_{RF} , $\omega_{RF} = 2\pi f_{RF}$ e $\phi_{RF}(t)$ representam, respectivamente, a amplitude, a frequência angular e a constante de fase desta tensão, semelhante ao que foi feito para as definições (3.15a) e (3.15b). Em (3.28), a frequência f_{RF} representa a primeira harmônica gerada pelos batimentos entre as linhas do pente no fotodetector com uma distância espectral definida pela frequência da tensão aplicada ao MZIM, que é a frequência de modulação do modulador. Disto, tem-se que $f_{RF} = f_m$. Considerando-se o comportamento de cavidade ressonante do laço, que atenua os sinais ópticos com frequências diferentes das de seus supermodos, o sistema de controle deverá atuar de modo que um destes supermodos coincida com f_m [7]. Já a constante de fase $\phi_{RF}(t)$ carrega, além das informações relativas ao ruído de fase do laser semente e dos SOAs, as contribuições de atraso de fase óptica devido às oscilações provocadas pela variação do comprimento do laço. Estas variações de comprimento podem ocorrer devido, por exemplo, a condições de temperatura ambiente ou de atuação fina pelo AFP.

Assumindo-se que o MIXER se comporta como um detector de fase do tipo multiplicador, e que, acoplado à sua entrada LO, está uma amostra em quadratura da tensão provida pelo GRF, dada por:

$$v_{LO}(t) = V_{LO} \sin[\omega_{LO}t + \phi_{LO}(t)], \quad (3.29)$$

onde V_{LO} é a amplitude, ω_{LO} é a frequência angular e $\phi_{LO}(t)$ é a constante de fase desta tensão, o resultado da mistura na sua saída de IF é dado por:

$$v_{IF}(t) = K_m V_{LO} V_{RF} \sin[\omega_{LO}t + \phi_{LO}(t)] \cos[\omega_{RF}t + \phi_{RF}(t)] * h_{IF}(t), \quad (3.30)$$

onde K_M é a constante de perdas por conversão de tensão do MIXER (V^{-1}) e $h_{IF}(t)$ é a resposta impulsiva da porta de IF.

Aplicando-se uma das identidades trigonométricas da multiplicação de funções harmônicas à (3.24a), a tensão na porta de IF do MIXER irá conter as somas e as diferenças

entre as frequências e as fases das tensões relativas à fotodetecção e ao gerador de funções. Normalmente, a função de transferência associada a $h_{IF}(t)$ possui frequência de corte baixa, de modo que as componentes de frequências de soma e acima de f_{RF1} são eliminadas do circuito e pode-se escrever de forma simplificada que:

$$v_{IF}(t) = \frac{1}{2}K_m V_{LO} V_{RF} \sin\{(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + [\phi_{LO}(t) - \phi_{RF}(t)]\}. \quad (3.31)$$

Com isto em mente, o sinal de erro de (3.31) é, então, acoplado ao estágio de amplificação e filtragem (A&F). A tensão após o A&F, $v_{A\&F}(t)$, é dada por:

$$v_{A\&F}(t) = \frac{1}{2}K_m V_{LO} V_{RF} A_{A\&F} \times \sin\{(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + [\phi_{LO}(t) - \phi_{RF}(t)]\} * h_{A\&F}(t), \quad (3.32)$$

onde $A_{A\&F}$ é o ganho total provido pelos amplificadores e $h_{A\&F}(t)$ é a resposta impulsiva do A&F e leva em conta as respostas impulsivas combinadas dos amplificadores e do filtro passa-baixa. A tensão $v_{A\&F}(t)$ é, então, aplicada ao CT para a atuação do AFP na frequência e fase dos supermodos do OFCG.

Antes de $v_{A\&F}(t)$ ser conectada ao CT e fechar a realimentação do sistema, o RL-OF CG passa por um processo de ajuste inicial. Durante ele, o CT recebe uma tensão DC fixa a fim de estipular um comprimento inicial ao laço e, por consequência, uma frequência de ressonância inicial. Para estes ajustes, o laser semente não alimenta o laço e a luz gerada é proveniente da ASE combinada dos SOAs. Com o laço fechado, uma mostra desta luz modulada pelo MZIM é acoplada ao Fd. Torna-se possível, então, monitorar em um AEE a frequência dos supermodos excitados pelo sinal de ASE circulando pelo laço na saída do MIXER. A partir disto, a frequência de modulação é variada de forma que um dos picos visíveis de batimento resultante da modulação coincida com aquele de um dos supermodos do laço, garantindo que o sinal de referência esteja inicialmente alinhado com a frequência de ressonância. Após este ajuste inicial de f_m , o laser semente é ligado e o monitoramento através do espectro elétrico do sinal $v_{IF}(t)$ segue sendo feito durante toda a operação do OFCG. Importante ressaltar que o mesmo nível de tensão DC utilizado no ajuste inicial é mantido e aplicado ao AFP via um ajuste dedicado presente no circuito A&F.

Assumindo-se que a realimentação do laço atua de modo a variar a sua frequência de ressonância via o AFP de modo que $\omega_{RF} = \omega_{RLO}$ em (3.32), o sinal de erro em malha fechada que é acoplado ao CT pode ser rescrito como:

$$v_{A\&F}(t) = \frac{1}{2}K_m V_{RF} V_{LO} A_{A\&F} \sin \theta_{IF}(t) * h_{A\&F}(t), \quad (3.33)$$

onde $\theta_{IF}(t) = \phi_{LO}(t) - \phi_{RF}(t)$ é o erro de fase. Com as frequências sincronizadas e a atuação da malha de controle para minimização de $v_{A\&F}(t)$, pode-se assumir uma condição em que o erro de fase é pequeno o suficiente para se considerar que o argumento da função seno é aproximadamente igual ao próprio argumento e:

$$v_{A\&F}(t) = \frac{1}{2} K_m V_{RF} V_{LO} A_{A\&F} \theta_{IF}(t) * h_{A\&F}(t). \quad (3.34)$$

O CT do AFP alimenta o cristal piezelétrico com o sinal de erro, que sofre expansão ou contração e varia o comprimento da fibra a ele enrolada. Esta variação provoca uma mudança no comprimento do laço e, também, na fase do campo elétrico que por ele passa. Com isto, a amplitude e fase de $v_{RF}(t)$ são variadas para um novo ciclo de realimentação. Como a variação do comprimento da fibra ou a ação dos componentes ativos do laço devido a oscilações térmicas é lenta, a banda do sinal de erro é estreita. Além disso, se a amplitude do sinal de erro for pequena, pode-se considerar a variação do comprimento da fibra do AFP como diretamente proporcional ao erro de fase, de modo que se pode modelar o comprimento total do laço que contém um AFP em sua estrutura como:

$$L(t) = L_0 + K_{AFP} v_{AFP}(t), \quad (3.35)$$

onde K_{AFP} é a constante de deformação do material piezelétrico (m/V), L_0 é o comprimento inicial do laço e:

$$v_{AFP}(t) = v_{A\&F}(t) * h_{CT}(t) \quad (3.36)$$

é a tensão na saída do CT que excita o material piezelétrico do AFP. O circuito interno do CT contém, basicamente, um amplificador, que eleva a tensão recebida para os níveis necessário à dilatação do material piezelétrico, e um filtro passa-baixa, cuja ação está representada em (3.28) por sua resposta impulsiva $h_{CT}(t)$, que protege o material de ser excitado por frequências próximas de sua frequência de ressonância.

Assumindo-se, para fins de simplificar esta análise, que a constante de fase do sinal fotodetectado seja proporcional ao atraso temporal por volta do campo elétrico no laço, pode-se escrever que [28]:

$$\phi_{RF}(t) = \frac{2\pi f_{ls} n_g}{c} L(t). \quad (3.37)$$

Quando a tensão que alimenta o CT do AFP sofre uma variação ao longo do tempo pela operação do sistema de controle em malha fechada, há também uma variação temporal da fase. Substituindo (3.35) em (3.37), e considerando-se o comprimento de onda do sinal do laser semente como $\lambda_{ls} = c/f_{ls}$, tem-se que esta variação temporal é dada por:

$$\frac{d\phi_{RF}(t)}{dt} = \frac{2\pi n_g}{\lambda_{Is}} K_{AFP} \frac{dv_{AFP}(t)}{dt}. \quad (3.38)$$

Substituindo (3.34) em (3.36) e, em seguida em (3.38):

$$\frac{d\phi_{RF}(t)}{dt} = K_G A_{A\&F} \frac{d\theta_{IF}(t)}{dt} * h_{A\&F}(t) * h_{CT}(t) * \delta(t - T_{sce}), \quad (3.39)$$

onde se define a constante de malha aberta $K_G = \pi n_g K_{AFP} K_m V_{RF} V_{LO} / \lambda_{Is}$, em radianos, e o termo $\delta(t - T_{sce})$ representa o efeito do atraso de propagação do sinal de controle, T_{sce} , pelo laço de realimentação optoeletrônico.

Para análise de estabilidade do sistema realimentado, transfere-se (3.39) para o domínio da frequência por meio da transformada de Laplace, de modo que:

$$\phi_{RF}(s) = K_G A_{A\&F} [\phi_{LO}(s) - \phi_{RF}(s)] H_{A\&F}(s) H_{CT}(s) e^{-sT_{sce}}. \quad (3.40)$$

Fazendo-se uma analogia com a teoria de controle [49], definem-se a função de transferência de malha aberta para o sistema de controle $G_{sc}(s)$ como sendo:

$$G_{sc}(s) = \frac{\phi_{RF}(s)}{\phi_{RF}(s) - \phi_{LO}(s)} = K_G A_{A\&F} H_{A\&F}(s) H_{CT}(s) e^{-sT_{sce}} \quad (3.41)$$

e a função de transferência de malha fechada $H_{sc}(s)$ por:

$$H_{sc}(s) = \frac{\phi_{RF}(s)}{\phi_{LO}(s)} = \frac{K_G A_{A\&F} H_{A\&F}(s) H_{CT}(s) e^{-sT_{sce}}}{1 + K_G A_{A\&F} H_{A\&F}(s) H_{CT}(s) e^{-sT_{sce}}}. \quad (3.42)$$

Uma outra forma de representar a função de transferência de malha fechada do sistema, que é utilizada no estudo de sua estabilidade, é escrevê-la em relação à função de transferência de malha aberta como:

$$H_{sc}(s) = \frac{G_{sc}(s)}{1 + G_{sc}(s)}. \quad (3.43)$$

Os sistemas em regime de realimentação podem apresentar instabilidades responsáveis por oscilações e perda no regime de funcionamento estável. Durante o estudo de estabilidade, leva-se em consideração a ordem da função de transferência do sistema, dada pelo número de raízes do polinômio do denominador da função $H_{sc}(s)$ [50]. Ao se observar (3.43), a estabilidade do sistema de controle pode ser comprometida se o denominador de $H_{sc}(s)$ for nulo.

3.3.1 Análise de estabilidade do sistema de controle do RL-OFCG

Após a definição da função de transferência de malha fechada do sistema de controle por realimentação, o passo seguinte do projeto do sistema é o estudo de sua estabilidade. Este toma como ponto de partida a relação (3.43), encontrando-se as raízes do

polinômio presente em seu denominador, ou seja, as raízes de $G_{sc}(s) + 1 = 0$. Se estas raízes apresentam suas partes reais negativas, o sistema é considerado estável. Esta condição não ocorre quando s é tal que $|G_{sc}(s)| = 1$ ao mesmo tempo em que o argumento de $G(s)$, $\arg[G(s)]$, é igual a $\pm\pi$ rad. Isto leva o denominador de $H_{sc}(s)$ em (3.43) a ser nulo e a função a uma indeterminação matemática. Como as entradas do sistema abordado nesta seção apresentam natureza periódica no tempo, foram utilizadas as representações das respostas em frequência por diagramas de Bode para a investigação da estabilidade do sistema [49].

Portanto, a investigação da estabilidade do sistema está diretamente relacionada à natureza da sua função de transferência de malha aberta e a sua dependência com parâmetros de realimentação e com as funções de transferência dos elementos presentes. Para o caso estudado neste trabalho, leva-se em consideração o ganho da constante de malha aberta K_G e as funções de transferência do circuito A&F, projetado para processar o sinal de erro vindo do MIXER, e do CT, um dispositivo comercial.

Para fins desta análise, considerou-se $H_{fpb}(s) = H_{A\&F}(s) H_{CT}(s)$ que representa as funções de transferência do circuito A&F e do CT, reduzindo-se $G_{sc}(s)$ à $G_{sc}(s) = K_G A_{A\&F} H_{fpb}(s) e^{-jsT_{scc}}$. Na sequência, a título de ilustração, a estabilidade do sistema foi investigada para um filtro passa-baixa de primeira ordem e com uma constante de tempo. Este filtro é utilizado, por exemplo, na implementação de PLLs de primeira ordem modificada [32][33]. O objetivo é criar diretrizes que permitam o projeto do circuito A&F, que será retomado no Capítulo 5.

Desta forma, a análise de estabilidade do sistema considerou um filtro de primeira ordem passivo que apresenta apenas uma constante de tempo, que representa o comportamento geral de limitação da resposta em frequência de um circuito pela presença de um polo dominante. O filtro passa-baixa resultante é responsável pelo processo de filtragem de frequências mais altas que uma frequência de corte definida. A sua função de transferência é dada por [52]:

$$H_{fpb}(s) = \frac{1}{1+s\tau}, \quad (3.44)$$

onde:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (3.45)$$

é a constante de tempo do filtro e f_c é a sua frequência de corte, definida pelo projeto.

Substituindo-se (3.44) em $G_{sc}(s) = K_G A_{A\&F} H_{fpb}(s) e^{-jsT_{scc}}$, tem-se que:

$$G_{sc}(s) = \frac{K_G A_{A\&F}}{1+s\tau} e^{-sT_{sce}}. \quad (3.46)$$

Por (3.46) representar uma função complexa ao se adotar uma resposta senoidal em estado estacionário tal que $s = j\omega$, ela pode ser rescrita na forma:

$$G_{sc}(j\omega) = \frac{K_G A_{A\&F}}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} e^{-j[\omega T_{sce} + \tan^{-1}(\omega\tau)]}. \quad (3.47)$$

A partir de (3.47), a condição crítica de estabilidade pode ser verificada, de modo que:

$$|G_{sc}(j\omega_{crt})| = \frac{K_G A_{A\&F}}{\sqrt{1+(\omega_{crt}\tau)^2}} = 1 \quad (3.48a)$$

e

$$\arg[G_{sc}(j\omega_{crt})] = -[\omega_{crt}T_{sce} + \tan^{-1}(\omega_{crt}\tau)] = -\pi. \quad (3.48b)$$

onde ω_{crt} é a frequência angular crítica que leva a instabilidade. Uma maneira de resolver o sistema presente em (3.48) é, por exemplo, a de aplicar métodos numéricos. Desta forma, adotando-se um valor fixo para o tempo de atraso e para a constante de tempo do filtro escolhido, a solução do sistema pode ser conseguida a partir de valores iniciais para K_G e $A_{A\&F}$ (parâmetros relacionados ao ganho do sistema de realimentação). A partir de (3.48a), encontra-se um valor inicial para a frequência crítica e verifica-se se este valor leva a igualdade (3.48b) a ser verdadeira. Caso isto não aconteça, um incremento é feito no valor dos parâmetros de ganho do sistema, o que leva a um novo valor de frequência crítica. Este novo valor é novamente testado em (3.48b) para verificar se a igualdade é verdadeira, ou próxima o suficiente de uma margem pré-definida de erro numérico relativo (10^{-3}). Assim, de forma iterativa, é possível encontrar valores de $(K_G A_{A\&F})_{crt}$, a constante de ganho crítico, e ω_{crt} que levam o sistema à instabilidade. A ordem de grandeza do produto $K_G A_{A\&F}$, que influencia diretamente no estudo de estabilidade do sistema, será abordada no Capítulo 4, onde a caracterização experimental de todo o arranjo utilizado neste trabalho será abordada.

Para esta análise preliminar de estabilidade, adota-se, a título de ilustração, a frequência de corte de 1 kHz para o filtro e um tempo de atraso de 10 μ s. Para estas condições, a constante de ganho crítico, $(K_G A_{A\&F})_{crt}$, encontrada foi de 25,6 (28,2 dB) e a frequência angular crítica (ω_{crt}) foi de $160,9 \times 10^3$ rad/s (corresponde a uma frequência crítica f_{crt} de 25,6 kHz). A Fig. 3.14 apresenta os diagramas de Bode (a) da magnitude de $G_{sc}(s)$, em dB, e (b) do argumento de $G_{sc}(s)$, em graus, para frequências entre 100 mHz e 10 MHz, evidenciando-se a frequência crítica por meio de uma linha vertical em vermelho. Os gráficos da Fig. 3.14 (a)

referentes à magnitude de $G_{sc}(s)$ foram obtidos a partir de (3.48a) e apresentam comportamentos típicos de resposta de um filtro de primeira ordem com uma constante de tempo.

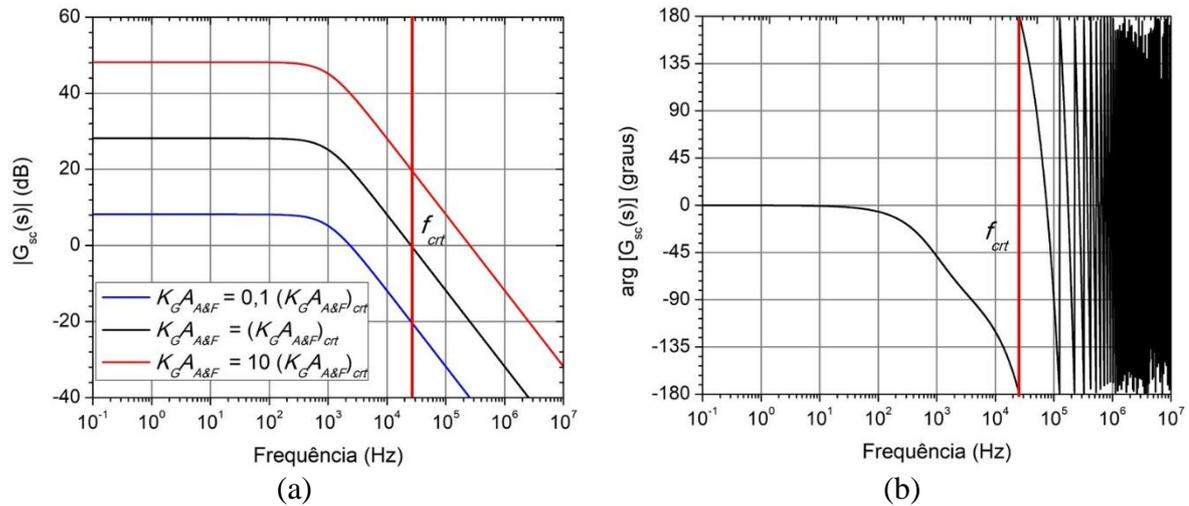


Figura 3.14 – Diagramas de Bode da função de transferência de malha aberta $G_{sc}(s)$ do sistema de controle do RL-OGCG para um filtro passa-baixa de primeira ordem de uma constante de tempo, considerando (a) a magnitude, em dB, tendo $K_{GA_{A\&F}}$ como parâmetro, e (b) o argumento, em graus.

Para obtenção dos gráficos, assumiu-se que $K_{GA_{A\&F}}$ apresentava valores proporcionais ao da constante de ganho crítico encontrada pela simulação numérica. Em outras palavras, igual à constante de ganho crítico (em preto), de um décimo desta constante (em azul) e dez vezes o valor da constante de ganho crítico (em vermelho). A intenção foi a de mostrar o comportamento da função de malha aberta do sistema para valores iguais, menores e maiores que a da constante de ganho crítico, respectivamente. Nestes gráficos, há uma atenuação da magnitude da função de transferência de 3 dB na frequência de corte filtro e queda de 20 dB/década a partir dela, chegando-se a 0 dB na frequência crítica para o caso de $K_{GA_{A\&F}} = (K_{GA_{A\&F}})_{crit}$. Por outro lado, quando $K_{GA_{A\&F}} = 10 (K_{GA_{A\&F}})_{crit}$, a magnitude de 0 dB é atingida para frequências maiores que f_{crit} , ou seja, a magnitude da função de transferência é maior que um nesta frequência. Finalmente, no caso de $K_{GA_{A\&F}} = 0,1 (K_{GA_{A\&F}})_{crit}$, a magnitude de 0 dB é atingida para frequências menores que f_{crit} , garantindo que a magnitude de $G_{sc}(s)$ não será unitária nesta frequência.

Já a Fig. 3.14 (b) ilustra a resposta do argumento da função de transferência de malha aberta calculada a partir de (3.48b), para o tempo de atraso de 10 μ s. Nela, a fase da função de transferência apresenta uma variação de cerca de $\pi/4$ rad (45°) até atingir a frequência de corte do filtro e, logo após, diminui abruptamente, cortando π rad (180°) na frequência crítica. Por limitação numérica do software utilizado para a análise, os valores do argumento continuam variando apenas entre $+180^\circ$ e -180° após a primeira passagem por -180° , ao invés

de um valor em graus tendendo ao infinito negativo. Para um filtro de primeira ordem passivo ideal, o argumento sofre uma variação de $\pi/4$ rad (45°) ao atingir a frequência de corte e cai até se estabilizar em $\pi/2$ rad (90°). Este seria o comportamento, por exemplo, de um sistema com tempo de atraso muito próximo a zero, o que não ocorre em sistemas reais.

Pela análise conduzida, é notável a importância de se considerar o efeito que o tempo de atraso provoca na estabilidade do sistema, visível no gráfico referente ao argumento da função $G_{sc}(s)$ da Fig. 3.14(b). É a partir do valor do tempo de atraso de um sistema realimentado que é possível determinar o valor da frequência crítica e da constante de ganho crítico deste sistema. Estes valores indicam o ponto crítico para a estabilidade considerando as raízes do denominador da função de transferência de malha fechada do sistema, definida em (3.43). Em outras palavras, o ponto crítico é calculado quando o módulo da função de transferência de malha aberta $|G_{sc}(s)|$ é unitário ao mesmo tempo em que seu argumento $\arg[G_{sc}(s)]$ é igual a $\pm\pi$ rad para uma dada frequência. Conhecendo-se estes valores, torna-se possível projetar o circuito A&F presente no SCE, definindo-se os valores de ganho a serem fornecidos por ele a fim de manter o sistema estável, bem como as frequências de corte dos possíveis filtros presentes no circuito A&F.

Após esta análise do sistema de controle optoeletrônico levando em consideração o funcionamento de cada um de seus componentes, é possível ter uma ideia básica suficiente para projetar o circuito A&F no Capítulo 4. O circuito de controle deve promover o travamento de frequência e fase entre o sinal fotodetectado e o sinal que alimenta o MZIM presente no RL-OFCG, utilizando para isto o sinal de erro gerado pelo batimento entre eles e que controla o atraso de fase do sinal óptico propagando-se pelo laço. Este controle é feito através da variação do comprimento físico do laço quando o este sinal de erro é aplicado ao AFP, que, em contrapartida, varia o comprimento do laço e, por consequência, o seu tempo de atraso.

Durante a parte experimental deste trabalho, as condições de operação serão testadas a fim de verificar se o método proposto é suficiente para que o RL-OFCG possa produzir um pente de frequências com linhas estáveis em frequência e em amplitude. Se houver estabilidade na produção de pentes de frequência, é possível afirmar que as condições de (2.3) foram contempladas. A partir destes resultados, seria possível, por exemplo, criar procedimentos mais eficientes para a estabilização de um RL-OFCG com a topologia proposta neste trabalho.

4. Caracterização Experimental

Após a abordagem teórica dos princípios de funcionamento do RL-OFCG no Capítulo 2 e da análise para a proposta de um SCE que leve à sua operação estável em amplitude e frequência no Capítulo 3, inicia-se aqui a descrição do trabalho experimental realizado para a construção do sistema integrado. Com este propósito, dividiu-se esta descrição em duas partes.

A primeira delas, que constitui este capítulo, trata dos processos de caracterização experimental do RL-OFCG e incorpora desde a avaliação individual dos principais dispositivos ópticos empregados na montagem experimental até os aspectos gerais e iniciais de operação do gerador de pentes. Já a segunda parte, descrita no Capítulo 5, é composta pela apresentação do projeto final do RL-OFCG que foi implementado e pelos procedimentos experimentais de testagem e de concepção de um procedimento de acionamento do SCE de modo a garantir a estabilidade deste RL-OFCG dentro de um padrão a ser definido.

Com relação ao conteúdo deste capítulo, na Seção 4.1, apresentam-se as descrições técnicas e caracterizações experimentais dos principais dispositivos que compõem um RL-OFCG, conforme sugerido pelo diagrama básico proposto na Fig. 2.2 e que são utilizados na montagem experimental final introduzida no Capítulo 5. Na Seção 4.2, descrever-se-á o estudo realizado para verificar a capacidade de alguns destes dispositivos de produzirem e ampliarem o número de linhas de pentes ópticos de frequência quando empregados em conjunto. Em outras palavras, seria um processo inicial de montagem do RL-OFCG final, em uma configuração definida como de malha aberta, onde não há a circulação do sinal óptico. Por fim, na Seção 4.3, é apresentado os resultados de um experimento preliminar realizado para investigar a influência que a circulação do sinal óptico multiportadora causa na geração de linhas de pente.

4.1 Caracterização dos dispositivos ópticos

A estrutura básica de um RL-OFCG que inspirou a montagem final descrita no Capítulo 5 deste trabalho foi apresentada na Seção 2.2. Em particular, na Fig. 2.2, foram exibidos os principais blocos que representam os seus dispositivos e componentes. Dentre eles,

estão o bloco do laser semente (LS), que é responsável por alimentar o laço com um sinal óptico de largura de linha estreita, o do modulador eletro-óptico (MOE), que gera as linhas espectrais do pente, o do amplificador óptico (AO), que compensa as perdas da propagação da luz no laço, e o do filtro óptico (FO), que seleciona ou limita a banda do pente gerado. Além destes, irão fazer parte do aparato experimental final acopladores direcionais, isoladores, controladores de polarização, lances de fibra óptica e atenuadores. Em particular, decidiu-se empregar um laser em cavidade externa (ECL – *external cavity laser*) no bloco LS, para garantir a largura de linha estreita da portadora principal ao redor da qual o pente será gerado/expandido, um modulador de intensidade do tipo Mach-Zehnder e de controle simples (MZIM) no bloco MOE, para a geração das linhas de pente a cada ciclo da luz pelo laço, e amplificadores ópticos a semicondutor (SOAs) no bloco AO, para a dupla função de compensação de perdas ópticas do laço e de ampliação do número de linhas por meio de efeitos não-lineares. As contribuições individuais do MZIM e dos SOAs na geração de pentes ópticos foram abordadas ao final da Seção 2.2.

Antes de serem aplicados ao aparato experimental do RL-OFCG proposto por este trabalho, que foi baseado no proposto em [7], as características técnicas de fabricação e de operação dos principais dispositivos, ECL, MZIM, SOAs e FO, são listadas na sequência. Em particular, as características de operação foram obtidas por meio de experimentos realizados com estes elementos do laço. Já visando a estabilização do pente produzido, o objetivo foi de encontrar um ponto de operação inicial para cada dispositivo, quando pertinente, que melhor contribuísse durante a geração do OFC inicial a ser controlado pelo SCE em condição de malha fechada. Por sua vez, o SCE deve atuar para promover a estabilidade em frequência e amplitude do pente resultante, como será abordado no Capítulo 5. Para este fim, o SCE deverá produzir um sinal de controle para um alongador de fibra piezométrico (AFP), que será incorporado ao laço de fibra do OFCG. O AFP atua no laço e sintoniza seu comprimento de acordo com um sinal de controle condicionado a ele aplicado. Suas características de operação, portanto, serão deixadas para o Capítulo 5, onde o conjunto de controle de estabilização será abordado mais detalhadamente.

4.1.1 Laser semente

Para alimentar o RL-OFCG, utilizou-se como LS um laser em cavidade externa sintonizável EL-210 incorporado a um suporte de controle eletrônico MLS-2100 da Santec. A Fig. 4.1 apresenta uma foto do painel frontal do MLS-2100. O ECL utilizado neste trabalho

gera sinais ópticos entre os comprimentos de onda de 1530 e 1630 nm, com potência máxima nominal de operação de 10 dBm.



Figura 4.1 – Foto do painel frontal do laser em cavidade externa sintonizável EL-210/MLS-2100 da Santec.

Em estruturas clássicas de ECLs, a luz é emitida, por exemplo, por um laser semicondutor do tipo Fabry-Perot, que possui uma de suas faces de emissão, a voltada para a cavidade externa, revestida com material antirreflexivo. Nestas condições, o laser perderia a capacidade de atingir o limiar a menos que a luz pudesse retornar à sua região ativa. Desta maneira, o feixe que deixa a face com camada antirrefletora e se propaga pela cavidade externa deve encontrar, em sua extremidade oposta, uma estrutura que permita seu retorno ao semicondutor. Com isto, a realimentação óptica necessária para se atingir a condição de laser é garantida com o auxílio do arranjo externo, justificando o nome dado a este tipo de laser. Se a estrutura reflexiva puder exercer filtragem óptica, como aquela de uma grade de difração, torna-se possível a sintonia da emissão do laser. Em outras palavras, a realimentação óptica seletiva induz emissões estimuladas no comprimento de onda selecionado pela posição e angulação da grade de difração. O modo da cavidade que está mais próximo do pico de ganho da estrutura do semicondutor torna-se o modo de laser dominante. A ação do filtro e a estrutura de propagação mais longa, que reduz o tempo de amortecimento da luz intracavidade, diminuem o ruído de fase e, portanto, a largura de linha do ECL se comparada à de diodos lasers padrão. Desta forma, os ECLs são classificados como lasers monomodo e de largura de linha estreita [53].

O laser semente apresenta uma largura de linha da ordem de 150 kHz, que foi medida experimentalmente por meio da técnica auto-heteródina [7]. Nesta técnica, a ideia básica é a de converter a fase óptica ou as flutuações de frequência do laser em variações de intensidade de luz por meio de um interferômetro do tipo Mach-Zehnder. No interferômetro, o

campo óptico é misturado a uma réplica atrasada de si mesmo e o sinal de interferência é detectado em um fotodiodo de banda adequada.

Para tanto, o sinal do laser sob teste (LUT – *laser under test*) é dividido pelos dois caminhos do interferômetro, após um acoplador direcional de 3 dB. Um segundo acoplador direcional de 3 dB sobrepõe as frentes de ondas em cada um dos braços antes da fotodetecção na saída do interferômetro. Em um dos braços, utiliza-se um enrolamento de fibra muito longo, cujo comprimento depende do tempo de coerência estimado para o LUT. Já no outro, um modulador óptico é usado para deslocar o espectro de batimento pós-fotodetecção para a frequência de modulação aplicada ao modulador. Com isto, pode-se rejeitar a contribuição DC na fotocorrente e permitir a visualização completa do seu espectro de flutuações em um analisador de espectro de RF padrão. Normalmente, dois controladores de polarização são necessários em um ou ambos os braços do interferômetro, um para ajustar o acoplamento da luz ao modulador e o outro, antes do acoplador de saída, para o casamento das polarizações das frentes de onda provenientes de ambos os braços na saída do interferômetro [54]. A largura de linha do laser é então inferida a partir do espectro de potência registrado das flutuações da fotocorrente, que, normalmente, apresenta uma forma lorentziana [55].

Um LS de largura de linha estreita é desejável para aplicações onde o RL-OCG deve operar com alta pureza espectral. Se a largura de linha for mais estreita que o espaçamento entre os supermodos da cavidade formada pelo laço, o que é determinado pela frequência do sinal de RF aplicado ao MEO, garante-se um comportamento monomodal para cada linha do pente gerada [15]. Em outras palavras, cada linha produzida aparece sem bandas laterais extras entre ela e suas vizinhas. Se o pente de frequências é empregado para a geração de supercanais, é desejável que cada linha também apresente largura de linha estreita, exigindo a mesma característica do LS.

Assim, a implementação do RL-OFCG com tal laser requer um sistema realimentado para controlar o comprimento do laço, de modo a manter a sua condição de ressonância. A atuação via o sinal entregue ao alongador de fibra a piezoelétrico precisa compensar as possíveis flutuações de frequência do laser de semente (normalmente, de alta estabilidade para a manutenção da largura de linha estreita) e qualquer variação no comprimento do laço causada por flutuações de temperatura [15].

4.1.2 Modulador de intensidade

Um modulador de intensidade do tipo Mach-Zenhder é um dispositivo eletro-óptico construído em substrato de niobato de lítio (LiNbO_3), utilizado para realizar a modulação

externa de sinais ópticos. É constituído por dois moduladores de fase em uma configuração de interferômetro de Mach-Zehnder, onde os dispositivos comerciais apresentam contatos elétricos para a aplicação de tensões DC e AC (acoplamento de sinais de radiofrequência, RF) [6]. Como descrito na Seção 2.2.1 e ilustrado pela Fig. 2.4, eletrodos posicionados paralelamente aos guias de onda de niobato de lítio dos braços do MZIM são alimentados por estas tensões, que agem no material variando o seu índice de refração. Desta forma, a tensão DC e o sinal de RF alteram a fase dos campos elétricos que passam pelos dois braços do interferômetro. Assim, o campo final na saída do MZIM, resultado da sobreposição dos campos nos dois braços, pode ser modulado conforme as interações construtivas, parciais ou destrutivas resultantes.

Do ponto de vista espectral, a modulação óptica provida pelo MZIM gera bandas laterais (linhas) ao redor da portadora óptica. A variação de parâmetros do sinal de RF pode influenciar o número de bandas laterais geradas, via a potência acoplada ao modulador, e/ou a distância espectral entre estas linhas, via a sua frequência de operação, que é a frequência de modulação (f_m). Já a tensão DC controla o chamado ponto de polarização do modulador, tendo um papel importante na distribuição de amplitudes entre as linhas espectrais que são produzidas pelo dispositivo, sejam elas a portadora original ou das bandas laterais de modulação. Diferentes configurações de alimentação DC do MZIM foram investigadas na geração de pentes com distribuições de amplitude variadas. Devido às limitações de potência de entrada do modulador e da faixa de operação de componentes eletrônicos que fazem parte do SCE, o sinal de RF foi mantido com amplitude máxima possível e frequência de operação fixa. Mais tarde, os pentes mencionados acima foram submetidos ao efeito de FWM de SOAs, em destaque, ao do SOA-UL, cuja ação experimental de expansão e geração de linhas está descrita na Seção 4.2.1.

O modulador de intensidade utilizado neste trabalho foi o Mach-40 005 da Covega, que opera entre 1525 e 1605 nm, tem perda média de inserção de 5 dB, tensão nominal de meia onda (V_π) de 4 V, faixa limitada de controle DC entre -8 e 8 V e banda de operação de 40 GHz. Ele é um modulador balanceado simples operando em modo *push-pull*, de maneira que há apenas uma porta para entrada de tensão DC e outra para o sinal de RF. A configuração de eletrodos permite uma ação complementar em cada braço para as tensões envolvidas, como descrito na Seção 2.2.1. A Fig. 4.2 apresenta uma foto do dispositivo utilizado no trabalho experimental conduzido. Observam-se os rabichos de fibra de entrada, à esquerda, e de saída, a direita da estrutura retangular dourada, com os terminais de RF, à esquerda, e DC, à direita.

Dois procedimentos experimentais de caracterização foram conduzidos. O primeiro, para a estimativa da tensão de meia onda do dispositivo e a sua verificação junto aos dados fornecidos pelo fabricante. O segundo, para investigar a resposta das amplitudes das bandas laterais à variação da tensão DC, assumindo-se uma tensão de RF de amplitude e frequências fixas. Com isto, o MZIM pode ser ajustado para produzir linhas centrais de amplitudes próximas antes do acoplamento em SOAs. Esta configuração inicial de amplitudes gerada pelo MZIM serve como ponto de partida para a análise da ampliação no número de linhas via a FWM dos SOAs, em especial, do SOA-UL, conforme já estudado nos trabalhos [7] [27].

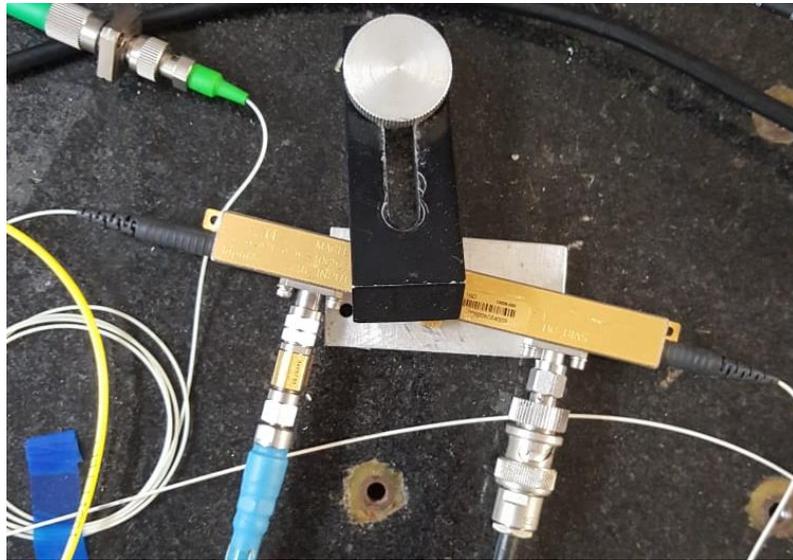


Figura 4.2 – Foto do modulador de intensidade Mach-40 005 da Covega.

Para a estimativa experimental da tensão de meia onda (V_{π}) do MZIM, o aparato ilustrado pelo diagrama de blocos da Fig. 4.3 (a) foi montado, onde os caminhos ópticos são representados por linhas contínuas e os eletrônicos por pontilhadas. Um sinal óptico de 5 dBm (3,16 mW) e operando em 1550 nm foi gerado por um ECL sintonizável (LASER, EL-210, Santec). Um controlador de polarização (CP) ajustou a polarização do sinal óptico do LASER para concordar com a do modo do guia de onda de entrada do MZIM. Na saída do modulador, um medidor de potência óptica (MPO, PM20, Thorlabs) foi utilizado para realizar a medição da potência óptica de saída do MZIM enquanto a tensão DC aplicada era variada. A tensão DC foi fornecida por uma fonte de tensão bipolar (FDC, TC 2000585, Tectrol). Não houve aplicação de sinal de RF durante esta etapa.

Com relação às perdas de inserção (IL – *insertion loss*) de cada componente, mediram-se ILs de 0,73 dB para o CP, 6,43 dB para o MZIM (tensão DC nula), após o ajuste de polarização da luz do laser, e de -2,4 dB nos adaptadores e conectores de fibras.

Considerando-se a saída da fibra do LASER até a entrada do MPO, a IL total foi de 9,56 dB para a montagem experimental sob as condições acima. Devido à resposta do modulador à variação da tensão DC, como é ilustrado pela Fig. 4.3 (b), a tensão DC nula para o cálculo anterior da IL serviu apenas como referência. Na verdade, se a tensão DC é ajustada para uma interação destrutiva entre os campos na saída do MZIM, ou seja, em cerca de -2,0 V, o MZIM pode apresentar perdas de até 35,5 dB. Por outro lado, se o ajuste da tensão DC é para provocar interferência construtiva, quando, por exemplo, tem-se por volta de -5,4 V, as perdas são reduzidas para 2,1 dB.

Portanto, com base no que foi descrito acima, a variação da tensão DC aplicada ao modulador muda o seu ponto de polarização. Isto faz com que as relações de fase entre os moduladores de fase em cada braço do MZIM sejam diferentes, alternando a sobreposição dos campos de saída entre condições de interferência construtiva, interferência parcial ou interferência destrutiva. A potência medida pelo MPO é proporcional ao quadrado de (2.11), onde $v(t) = V_{DC}$, a tensão provida por FDC. Portanto, a potência normalizada em relação ao valor máximo de potência que chega ao MPO, R_{MPO} , pode ser escrita como:

$$R_{MPO} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left[\frac{\pi}{V_{\pi}} V_{DC} \right]. \quad (4.1)$$

A partir de (4.1), espera-se uma resposta harmônica da potência de saída do MZIM à variação da tensão DC. Por exemplo, um valor mínimo de (4.1) é alcançado quando $V_{DCmin} = (2n + 1)V_{\pi}$, enquanto um máximo é conseguido quando $V_{DCmax} = 2nV_{\pi}$, $n \in \mathbb{N}$. Medindo-se a diferença entre as tensões referentes à mínimos e máximos consecutivos de potência, tem-se uma estimativa para V_{π} .

Com isto em mente, a Fig. 4.3 (b) mostra a resposta do MZIM à variação da tensão DC entre -7,5 e 0 V. Para uma maior precisão na estimativa de V_{π} , o experimento foi repetido cinco vezes. Um ajuste de curva seguindo a proposta de (4.1) foi utilizado para a estimativa de V_{π} experimental. Da diferença entre as tensões que provocaram valores de potência máxima e mínima para o ajuste, indicadas pelos marcadores na Fig, 4.3 (b), chegou-se a uma tensão V_{π} de 3,4 V, próximo do valor apresentado pelo fabricante nas folhas de especificações do dispositivo.

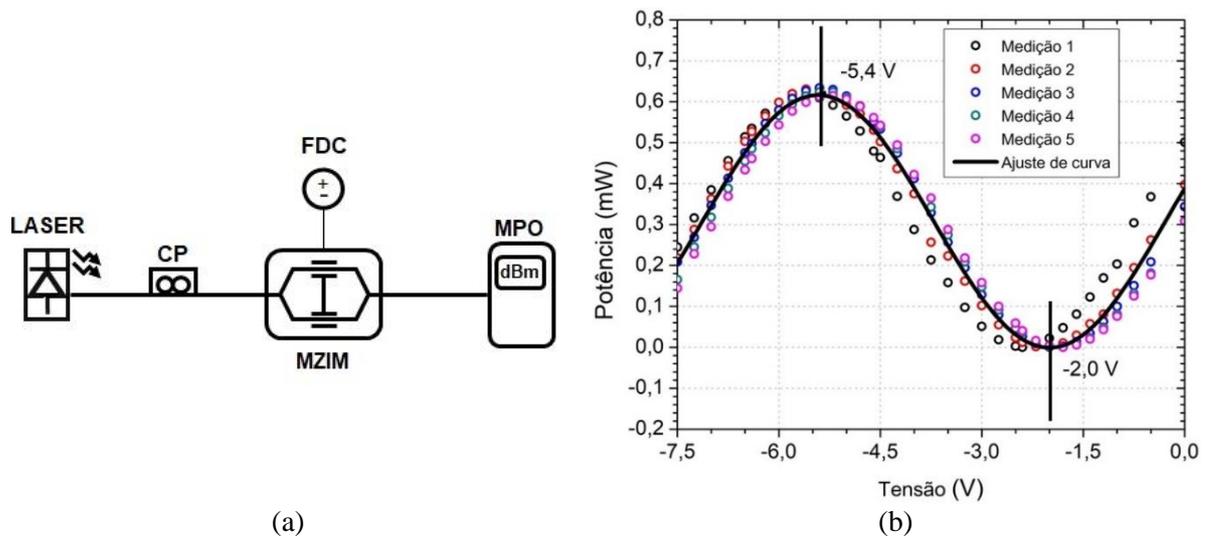


Figura 4.3 – (a) Diagrama de blocos referente ao experimento para a caracterização do valor da tensão de meia-onda do MZIM e (b) comportamentos da potência óptica de saída do MZIM em relação à tensão DC aplicada, em situações distintas de medição e após um ajuste de curva.

Determinado o valor da tensão de meia onda, partiu-se para uma segunda caracterização da resposta do MZIM. Neste caso, investigou-se a geração de bandas laterais quando uma tensão de RF é aplicada ao modulador por um gerador de sinais (GRF, E8257D, Agilent Technologies) e como a variação das amplitudes destas linhas pode ser afetada pelo uso de diferentes níveis de polarização tensão DC. A Fig. 4.4 (a) ilustra o esquemático do experimento realizado, com os caminhos ópticos representados por linhas contínuas e os eletrônicos por pontilhadas. A estrutura é semelhante à do experimento anterior, com a diferença de que o ECL (LASER, EL-210, Santec) foi ajustado para produzir um sinal óptico de 0 dBm em 1565 nm (a razão para a escolha deste comprimento de onda será esclarecida na próxima seção). Neste caso, aplicou-se ao MZIM um sinal de RF de 20 dBm (valor nominal na tela do GRF) e $f_m = 20$ GHz, enquanto o nível DC foi variado entre -4,0 e 0,0 V. Um OSA (86146B, Agilent Technologies) foi utilizado para a observação dos espectros produzidos pelos sinais de saída do MZIM (este mesmo OSA foi utilizado, quando necessário, em outros experimentos realizados e descritos ao longo deste trabalho). Para este experimento, a resolução (RBW – *resolution bandwidth*) do OSA que foi utilizada durante a visualização e a coleta dos resultados foi de 0,06 nm.

Considerando-se o estudo realizado na Seção 2.2.1 para o MZIM, a transformada de (2.17) infere que as condições experimentais adotadas para o MZIM deveriam produzir um comportamento espectral com a presença da portadora óptica acompanhada de bandas laterais de modulação.

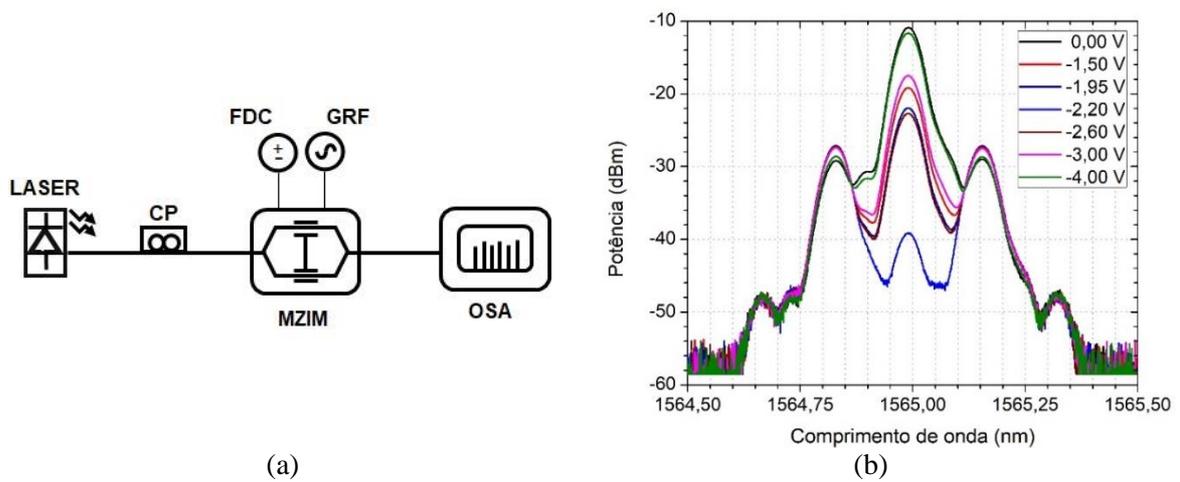


Figura 4.4 – (a) Diagrama de blocos referente ao experimento para a caracterização do efeito de diferentes níveis DC no comportamento espectral de saída do MZIM submetido à modulação por uma tensão de RF de 20 GHz e 20 dBm e (b) os espectros resultantes (RBW = 0,06 nm) para os diferentes níveis de tensão DC aplicados, sob as mesmas condições de modulação.

Para deixar este comportamento ainda mais claro e alinhado com os propósitos da caracterização que está sendo proposta, a análise da Seção 2.2.1 será reformulada. Partindo-se de (2.7) e assumindo-se diretamente o modo de operação *push-pull* para o modulador, de acordo com as informações de operação fornecidas pelo fabricante, pode-se idealmente escrever o campo elétrico na saída do MZIM como:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left[e^{j\frac{\pi}{2V_{\pi}}v(t)} + e^{-j\frac{\pi}{2V_{\pi}}v(t)} \right]. \quad (4.2)$$

Para a análise espectral, $v(t)$ é tal que é composto pela soma de uma tensão de RF harmônica e uma tensão DC, de acordo com (2.12). Com isso, (4.2) pode ser rescrita como:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left\{ e^{j\frac{\pi}{2V_{\pi}}[V_{DC} + V_{AC} \sin(2\pi f_m t)]} + e^{-j\frac{\pi}{2V_{\pi}}[V_{DC} + V_{AC} \sin(2\pi f_m t)]} \right\} \quad (4.2)$$

ou, alternativamente:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left\{ e^{jA} e^{jB \sin(2\pi f_m t)} + e^{-jA} e^{-jB \sin(2\pi f_m t)} \right\}. \quad (4.3)$$

onde os coeficientes $A = \pi V_{DC}/2V_{\pi}$ e $B = \pi V_{AC}/2V_{\pi}$ foram novamente definidos a título de simplificação para (4.3). Utilizando-se expansões de Jacobi-Anger [56] do tipo:

$$e^{jB \sin(2\pi f_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(B) e^{j2\pi n f_m t} \quad (4.4a)$$

$$e^{-jB \sin(2\pi f_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n J_n(B) e^{j2\pi n f_m t}, \quad (4.4b)$$

(4.3) se torna:

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{2} \left\{ e^{jA} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(B) e^{j2\pi n f_m t} + e^{-jA} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n J_n(B) e^{j2\pi n f_m t} \right\}. \quad (4.5)$$

Empregando-se a definição para o campo elétrico de entrada $E_{in}(t)$ como a que foi adotada para o laser semente na Seção 2.3 e rearranjando-se (4.5), chega-se a:

$$E_{out}(t) = E_i \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(B) \frac{[e^{jA} + (-1)^n e^{-jA}]}{2} e^{j2\pi(f_{ls} + n f_m)t} \right\}. \quad (4.6)$$

Em particular, truncando-se a série de modo que $|n| \leq 2$, o número de harmônicas excitadas na Figura 4.4 (b), e utilizando-se a propriedade das funções de Bessel onde $J_{-n}(z) = (-1)^n J_n(z)$, a expansão de (4.6) produz:

$$\begin{aligned} E_{out}(t) = E_i \{ & J_2(B) \cos(A) e^{j2\pi(f_{ls} - 2f_m)t} + J_1(B) \sin(A) e^{j[2\pi(f_{ls} - f_m)t - \pi/2]} + \\ & + J_0(B) \cos(A) e^{j2\pi f_{ls} t} + \\ & + J_1(B) \sin(A) e^{j[2\pi(f_{ls} + f_m)t + \pi/2]} + J_2(B) \cos(A) e^{j2\pi(f_{ls} + 2f_m)t} \} \quad (4.7) \end{aligned}$$

Pelo exemplo de truncamento em (4.7) advindo de condições ideais de operação para o MZIM em modo *push-pull*, fica mais claro o comportamento inferido pela transformada de (2.17). Espectralmente, prevê-se a presença da portadora e dois conjuntos de duas bandas laterais, um à esquerda e outro à direita dela. Além disso, a amplitude das linhas é proporcional a diferentes ordens das funções de Bessel, de acordo com a Fig. 2.5, além de dependente do nível de tensão DC que é aplicado. Em particular, como o nível DC atua de forma distinta para índices pares e ímpares da expansão, é possível estimar que as linhas centrais poderiam até apresentar amplitudes próximas para um ponto ótimo de operação para a tensão DC.

Voltando-se ao experimento da Fig. 4.4. (a) e sob as condições descritas anteriormente, observaram-se no OSA espectros com cinco linhas distintas (acima do nível de ruído do aparelho, portadora e três bandas de modulação), espaçadas de cerca de 0,16 nm. As amplitudes destas linhas, principalmente as três centrais, variaram de acordo com a polarização DC aplicada, conforme é apresentado na Fig. 4.4 (b). O comportamento observado confirma as previsões advindas de (4.7). As perdas de inserção apresentam ordens de grandeza semelhantes às do experimento anterior, onde, agora, a IL por fibras e conectores foi de 3,86 dB, enquanto

a perda total da montagem foi de 11,02 dB. A partir da Fig. 4.4 (b), verifica-se que a portadora apresenta potência máxima quando aplicados níveis de tensão de -4,0 e 0,0 V, ou seja, nas regiões lineares de operação do MZIM segundo a Fig. 4.3 (b). Quando aplicados níveis de tensão entre esses extremos, em particular, -2,2 V, a portadora apresenta uma forte atenuação em sua potência como esperado pela operação na região não linear do MZIM e as previsões via (4.7).

A partir dos resultados dos experimentos descritos nesta seção, pode-se verificar os efeitos de geração de harmônicas pelo MZIM quando ele recebe um sinal de RF, bem como a possibilidade de controlar a potência da portadora que o alimenta ao ajustar a tensão DC aplicada à entrada de polarização do modulador. Estes dois parâmetros, quando adequadamente escolhidos, influenciam na formação de novas linhas para o pente pelo efeito de FWM produzido pelos SOAs que vem na sequência no laço de recirculação. Em particular, a expansão mais pronunciada no número de linhas do sinal multiportadora advindo do MZIM ocorre após a passagem dele pelo SOA-UL, fonte principal deste efeito na estrutura proposta, como será mostrado na Seção 4.2.1.

4.1.3 Amplificadores ópticos a semicondutor

O amplificador óptico a semicondutor (SOA) é um dispositivo utilizado para amplificação de sinais ópticos e que possui uma estrutura que lembra à de um laser semicondutor, diferindo dele por causa de suas facetas de baixa refletividade. Desta forma, a luz que é acoplada ao SOA passa pela cavidade do dispositivo apenas uma vez e é amplificada ao longo de sua propagação por ela. A baixa refletividade das facetas evita a realimentação óptica interna que é necessária para que ocorra a condição laser. Então, o SOA pode ser comparado a um laser que opera abaixo do ponto de limiar [23]. Um SOA, assim como um laser semicondutor, necessita de uma fonte de energia que crie as condições necessárias para o aparecimento de ganho óptico, ou seja, provoque a inversão de população dos portadores. Estes portadores, quando excitados por fótons passantes, decaem e emitem luz de forma estimulada, gerando a amplificação do sinal óptico guiado pela cavidade do SOA. Porém, a fonte para as emissões estimuladas não são apenas os fótons provenientes ou de origem a partir do sinal que se deseja amplificar. O processo de emissão estimulada pode também acontecer induzido por fótons produzidos por decaimentos espontâneos de portadores, gerando-se um ruído que é conhecido como ruído de emissão espontânea amplificada (ASE). Como a cavidade do SOA não apresenta a seletividade em frequência das cavidades de lasers por falta da realimentação óptica, o espectro do ruído ASE é amplo e semelhante ao de um diodo emissor de luz (LED –

light emitting diode). Este espectro é uma característica importante dos SOAs, pois define a sua faixa ou banda de operação e, portanto, a região onde se espera o maior ganho.

A primeira caracterização básica de um SOA, portanto, consiste na medição dos espectros de ASE gerados pelo dispositivo quando ele é polarizado por diferentes correntes, sem o acoplamento inicial de um sinal óptico a sua entrada. Na sequência, o segundo procedimento básico prevê a observação do ganho provido pelo SOA para uma dada corrente de polarização. Neste caso, o ganho é calculado a partir do espectro de saída do dispositivo, que foi submetido ao acoplamento de um sinal óptico com uma dada potência de entrada e em um dado comprimento de onda, normalmente, localizado na região do maior ganho esperado (pico de ASE observado na primeira caracterização). O mapeamento do comportamento geral de ganho do SOA é obtido ao se promoverem varreduras nas potências do sinal óptico de entrada operando em um comprimento de onda de referência, tendo diferentes valores de corrente de polarização como parâmetro para cada conjunto de medições. O cálculo do ganho do SOA em decibel $G_{SOA}(\text{dB})$ é feito por meio de [57]:

$$G_{SOA}(\text{dB}) = 10 * \log\left(\frac{P_{out} - P_{ASE}}{P_{in}}\right), \quad (4.8)$$

onde P_{out} é a potência de saída do sinal óptico medida no pico do espectro observado em um OSA, P_{ASE} é a potência de ASE estimada por interpolação no mesmo espectro e no comprimento de onda do sinal óptico amplificado e P_{in} é a potência de entrada no SOA medida no pico do espectro da fonte de luz operando no comprimento de onda de referência. Após o mapeamento de ganho, a resposta do ganho do SOA em função da potência óptica de entrada para uma dada corrente de polarização permite definir a potência de saturação do SOA. A potência de saturação é a potência de entrada para a qual há uma queda de 3 dB no ganho do dispositivo relativo ao ganho em sua região linear, onde é aproximadamente constante.

Para a obtenção de espectros de ASE de um SOA e a estimativa do ganho fornecido a um sinal em um dado comprimento de onda e para uma dada corrente de polarização do dispositivo, utilizou-se o circuito optoeletrônico ilustrado na Fig. 4.5, onde os caminhos ópticos são representados por linhas contínuas e os eletrônicos por pontilhadas. Para a medição dos espectros de ASE, os componentes e dispositivos à esquerda do SOA sob teste na Fig. 4.5 foram desconectados de sua entrada. Os espectros para diferentes valores de corrente de polarização I_{pol} medidos por um OSA foram armazenados via uma interface computacional em LabVIEW para posterior análise.

Para o mapeamento de ganho de um SOA, um ECL (LASER, EL-210, Santec) fornece o sinal óptico a ser amplificado em um comprimento de onda próximo do pico de ASE do SOA sob teste. Um atenuador variável com monitor de potência (AT) permite a variação da potência de entrada do SOA sem a necessidade de ajuste no próprio ECL. Um isolador (ISO) evita que sinais ópticos indesejáveis retornem ao ECL. Por fim, um controlador de polarização (CP) ajusta a polarização da luz de entrada àquela do guia de onda do SOA, maximizando a potência de saída do SOA. Após o estabelecimento de uma I_{pol} , o ajuste de AT foi variado e os espectros de saída foram obtidos para diferentes potências de entrada. Mais uma vez, os espectros visualizados no OSA são armazenados via uma interface computacional em LabVIEW para a estimativa dos valores dos parâmetros que compõem (4.8) e, portanto, do ganho do SOA.

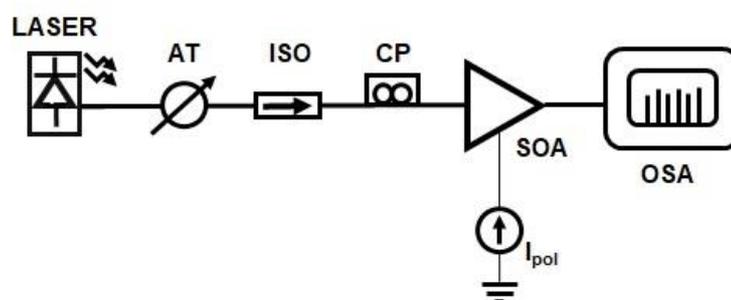


Figura 4.5 – Diagrama de blocos referente aos experimentos de obtenção dos espectros de ASE e dos espectros de sinal e de sinal amplificado para o mapeamento de ganho de um SOA.

O laser forneceu uma potência óptica de 5 dBm e a IL entre a saída do LASER e a entrada do SOA, considerando-se as contribuições do AT, do ISO, do CP, e dos conectores e adaptadores ópticos, foi de 5 dB. Houve também uma IL de 2,94 dB entre a saída do SOA e a entrada do OSA, que foi compensada nos cálculos dos valores dos parâmetros que compõem (4.8) para efeito de determinação de ganho. Como já mencionado, a atenuação variável fornecida por ajustes em AT provê o controle da potência que alcança a entrada do SOA para os cálculos de ganho em função da potência de entrada.

Como mencionado na Seção 2.2.2, este trabalho utiliza dois SOAs na estrutura do RL-OFPG, de forma semelhante ao que foi feito em [7]. Além do objetivo de compensar as perdas ópticas ao longo do laço, exploram-se as propriedades não lineares destes dispositivos, como a FWM. Colocados em série, um dos SOAs tem a função principal de prover ganho ao laço, enquanto o segundo é efetivamente encarregado de ampliar o número de linhas do pente via efeitos não lineares.

Seguindo a proposta da Fig. 4.5, as caracterizações básicas destes dois SOAs foram iniciadas com a medição dos seus espectros de ASE. Isto levou à definição do comprimento de onda de operação do LS que foi selecionado para os experimentos envolvendo o RL-OFCG. Esta seleção tomou como base observação dos picos dos perfis espectrais de ASE medidos para diferentes correntes de polarização. A descrição dos procedimentos adotados para este fim se encontra adiante.

O primeiro SOA que foi escolhido para fazer parte do laço de recirculação foi um dispositivo da CIP, modelo NL-OEC-1550. Segundo fabricante, este SOA apresenta uma cavidade ativa de 2 mm, corrente de polarização máxima de 400 mA, potência de saída de saturação de 9 dBm em 1550 nm, ganho de 31 dB (para corrente de polarização de 200 mA) e perda por acoplamento de 1,8 dB [21] e [58]. Além disso, as folhas de especificação atribuem a este SOA a possibilidade de apresentar comportamento não-linear de operação (SOA-NL), ou seja, o dispositivo pode também contribuir para geração de harmônicas por FWM. Porém, após o levantamento de suas características de operação, decidiu-se que o papel principal do SOA-NL seria o de fonte de ganho para compensar as perdas do laço de recirculação. A Fig. 4.6 apresenta uma foto do módulo de encapsulamento do SOA-NL.



Figura 4.6 – Foto do encapsulamento que contém o SOA-NL modelo NL-OEC-1550 da CIP.

Seguindo a ordem proposta para a caracterização de SOAs, a Fig. 4.7 ilustra espectros de ASE do SOA-NL obtidos para as correntes de polarização de 50, 80, 100, 150, 200 e 240 mA. A resolução do OSA para obtenção destes espectros foi de 2 nm. Pelos espectros de ASE, observa-se que o pico se encontra em torno de 1600 nm quando o dispositivo está polarizado em 50 mA e tende a comprimentos de onda menores, até se estabilizar em torno de 1550 nm a partir de 200 mA. Com o aumento da corrente, observa-se o aumento da potência de pico do espectro emitido, apesar do seu deslocamento. Isto sugere, como esperado, que o ganho

a ser fornecido pelo SOA aumenta com a corrente. No entanto, este comportamento de aumento tende a saturar, uma vez que a população de portadores utilizada no processo não pode ir além da presente na estrutura do dispositivo.

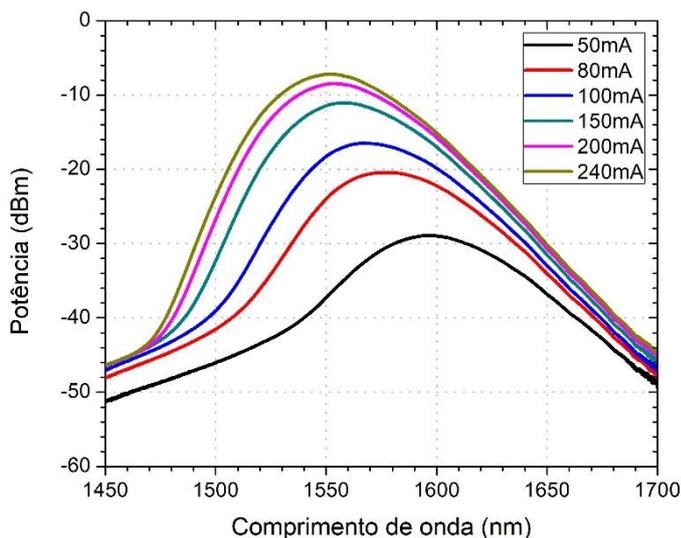


Figura 4.7 – Espectros de ASE para o SOA-NL, tendo a sua corrente de polarização como parâmetro (RBW = 2 nm).

O segundo SOA que foi escolhido para fazer parte do RL-OFCG foi um SOA ultralongo (SOA-UL) fornecido pelo Instituto Heinrich Hertz, de Berlim. A Fig. 4.8 mostra uma foto da montagem deste dispositivo especial. O SOA-UL possui uma cavidade ativa de 8 mm, dividida em quatro secções que são alimentadas individualmente por quatro correntes de polarização, I_1 , I_2 , I_3 e I_4 , respectivamente. Por recomendação do fabricante, a relação entre as correntes da primeira e última secções e da segunda e terceira secções é de 1 para 3. Por exemplo, quando se aplica uma corrente de 15 mA à primeira secção (I_1), a mesma corrente deve ser aplicada à quarta secção (I_4), enquanto um valor três vezes maior (45 mA) deve ser aplicado às segunda (I_2) e terceira (I_3) secções. Cada secção apresenta 1, 3, 3 e 1 mm, respectivamente [59]. Por razões de praticidade, as correntes aplicadas ao SOA-NL (I_{SOA-NL}) serão indicadas como a soma total das correntes individuais aplicadas a cada secção. A principal característica do SOA-UL advinda de sua cavidade extremamente longa é a alta eficiência na geração de harmônicas por meio do efeito de FWM para potências de entrada relativamente mais baixas que a de SOAs não lineares comuns. Por exemplo, ele pode produzir, em média, 13 linhas espectrais quando alimentado por duas portadoras ópticas equalizadas [27]. Devido a esta propriedade, o SOA-UL foi empregado no RL-OFCG como meio não linear para ampliação do número de linhas do OFC. Apesar de não ser sua função principal no laço, ele também é fonte de ganho óptico em conjunto com o SOA-NL.

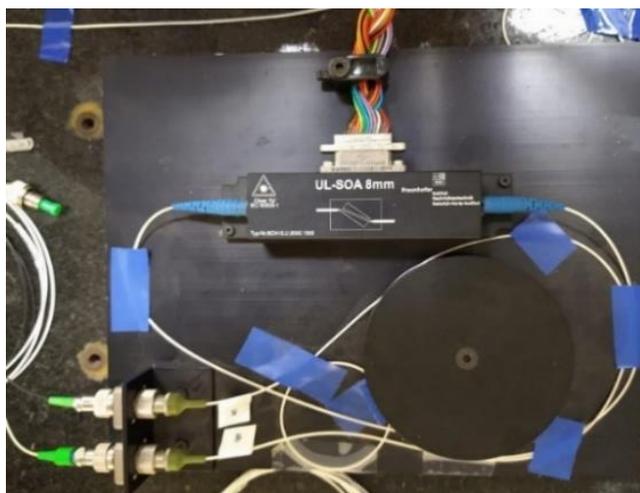


Figura 4.8 – Foto do encapsulamento que contém o SOA-UL da Instituto Heinrich Hertz com cavidade de 8 mm.

Na Fig. 4.9, apresentam-se os espectros de ASE do SOA-UL que foram medidos para as correntes $I_{SOA-UL} = 120$ mA ($I_1 = I_4 = 15$ mA e $I_2 = I_3 = 45$ mA), 266 mA ($I_1 = I_4 = 33$ mA e $I_2 = I_3 = 100$ mA), 400 mA ($I_1 = I_4 = 50$ mA e $I_2 = I_3 = 150$ mA), 800 mA ($I_1 = I_4 = 100$ mA, $I_2 = I_3 = 300$ mA) e 1,2 A ($I_1 = I_4 = 150$ mA e $I_2 = I_3 = 450$ mA). Para obtenção destes espectros, o OSA foi configurado para uma resolução de 1 nm. Observa-se que os maiores picos dos espectros de potência óptica (região de maior ganho) acontecem para comprimentos de onda em torno de 1565 nm, quando I_{SOA-UL} está acima de 800 mA. Também é possível perceber oscilações nestas regiões de pico, efeito atribuído à possíveis realimentações ópticas acontecendo dentro da cavidade do SOA [7]. Abaixo de 800 mA, a potência de pico cai, como esperado, com o comprimento de onda onde isto acontece mostrando uma leve variação entre 1560 e 1565 nm. Como sugerido pelos espectros presentes na Fig. 4.9, a faixa de operação do SOA-UL onde se espera maior ganho se dá acima de 1560 nm, com o maior valor de pico em torno de 1565 nm. Devido às características altamente não lineares deste SOA, ele foi escolhido para atuar como o dispositivo principal na geração de harmônicas pelo efeito de FWM dentre os dois SOAs avaliados, como será mostrado na Seção 4.2.1. A saturação do amplificador é necessária para que se alcance os resultados esperados de FWM. Com isto, a operação do dispositivo com alto ganho e alta potência óptica de entrada são desejadas, apesar do SOA-UL possuir, segundo o fabricante, uma característica de baixa potência de saturação.

Com estes fatores em mente, decidiu-se por adotar o comprimento de onda da portadora do LS que alimenta o RL-OFCG na região onde encontram-se os picos mais altos de potência de ASE do SOA-UL, ou seja, de 1565 nm. Com isto, além de continuar a exercer a função proposta anteriormente de compensação das perdas do laço, o SOA-NL pode também fornecer pré-amplificação para aumento da potência de entrada do SOA-UL, se colocado antes

dele no circuito óptico. De fato, de acordo com a Fig. 4.7, o SOA-NL possui o potencial de ainda prover ganho razoável na região espectral de interesse, mesmo para os casos em que o pico de ASE não acontece em 1565 nm.

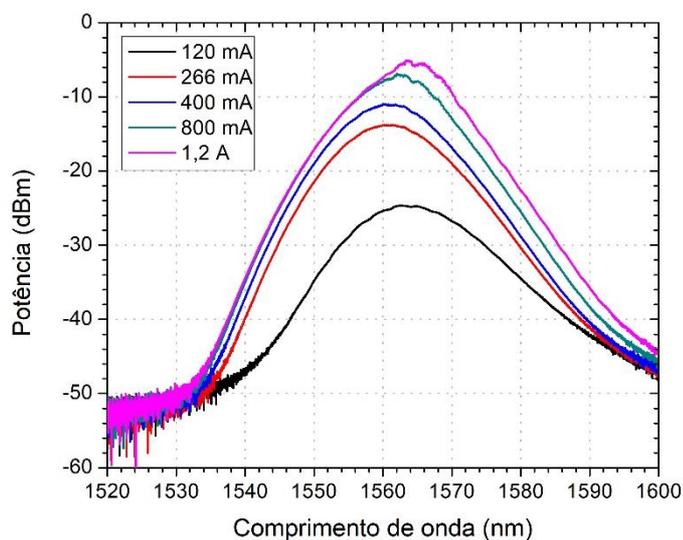


Figura 4.9 – Espectros de ASE para o SOA ultralongo, tendo a corrente total de polarização como parâmetro (RBW = 1 nm).

A segunda caracterização básica dos amplificadores envolve o levantamento dos seus perfis de ganho, ou seja, das curvas de ganho óptico em função da potência óptica de entrada em um dado comprimento de onda, tendo a corrente de polarização como parâmetro. Os procedimentos para a obtenção destas curvas foram descritos anteriormente nesta seção e o diagrama da Fig. 4.5 ilustra o aparato experimental utilizado. Considerando-se os comentários do parágrafo anterior, o comprimento de onda do LASER foi definido em 1565 nm para as caracterizações dos dois SOAs de interesse. Para uma dada corrente de polarização do SOA, o ajuste da potência óptica de entrada via AT leva aos valores de ganho que são calculados a partir de (4.8). As curvas de ganho (em dB) versus a potência óptica de entrada (em dBm) para cada valor de corrente observadas na Fig. 4.10 foram obtidas unindo-se os pontos referentes aos diferentes valores correspondentes de abcissas e ordenadas.

O perfil de ganho para o SOA-NL foi levantado para as correntes de polarização de 80, 100, 150, 200 e 240 mA e potência óptica de entrada variando entre -30 e 0 dBm, em passos de 2,5 dB. Ele é mostrado na Fig. 4.10 (a). Para todas as correntes investigadas, o perfil de ganho apresentou um comportamento típico, como previsto pela Fig. 2.9, com o ganho tendendo a um valor constante quando a potência de entrada é mais baixa (região de operação linear) e caindo quando a potência cresce acentuadamente (região não linear ou de saturação).

Tomando-se a Fig. 2.9 como referência, a potência de entrada de saturação foi estimada em torno $-17,5$ dBm.

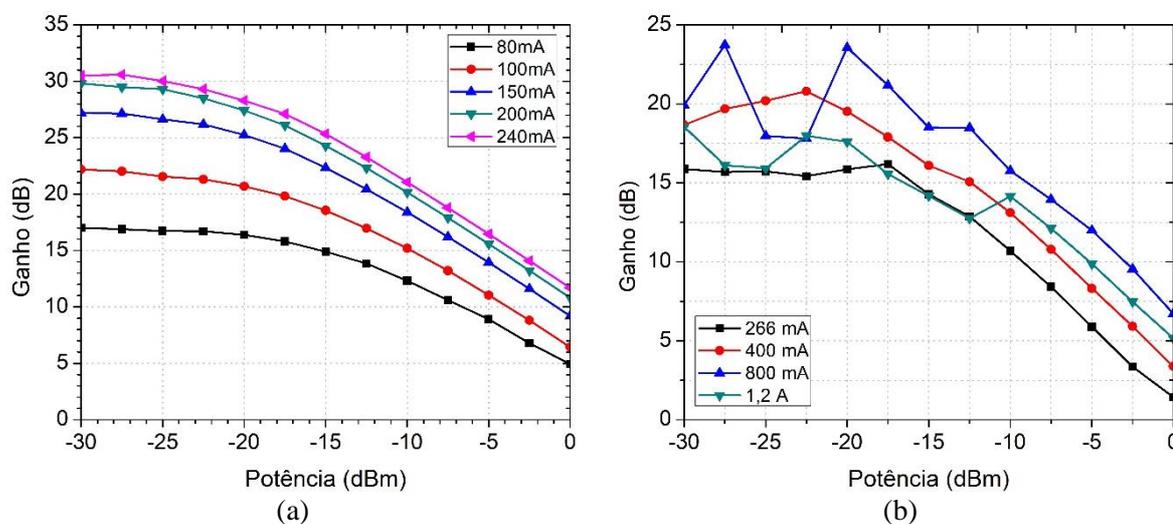


Figura 4.10 – Resultados de caracterização do ganho do (a) SOA não-linear e (b) SOA ultralongo para sinal em 1565 nm em função da potência de entrada, tendo a corrente de polarização como parâmetro.

Repetindo-se os procedimentos para a caracterização do SOA-UL, o seu perfil de ganho está mostrado na Fig. 4.10 (b) para as correntes de polarização I_{SOA-UL} de 266 mA, 300 mA, 800 mA e 1,2 A, com a potência óptica de entrada variando na mesma faixa e da mesma forma que para o caso do SOA-NL. Devido à estrutura multiseções do dispositivo e sua concepção para operação sob saturação com potência de entrada menor que a do SOA-NL, os resultados de caracterização do ganho não foram satisfatórios para potências de entrada mais baixas. Sob regime de saturação, o dispositivo passa a ter um comportamento mais próximo do esperado, mas ainda apresentando alguns desvios. Percebe-se, portanto, que a alta não linearidade do dispositivo afeta resultados que são tipicamente esperados, inclusive aquele que será explorado no aumento do número de harmônicas do OFC.

4.1.4 Filtro óptico

Como observado na seção anterior, o espectro de ASE de um SOA é amplo. Desta forma, para evitar que a energia utilizada na geração do OFC possa ser mais concentrada e eficientemente utilizada, além de reduzir o ruído provocado pela ASE, normalmente, um filtro óptico é utilizado no laço óptico de recirculação. Assim, a banda de operação do pente resultante é limitada por este filtro, que deve possuir uma largura suficiente para acomodar as regiões de ganho de interesse dos SOAs. Em particular, um tipo de filtro óptico popular e amplamente utilizado em sistemas ópticos é o filtro óptico baseado em grade de Bragg (FBG) em fibra óptica. Este tipo de filtro foi o escolhido para fazer parte do RL-OFCCG.

O FBG é um dispositivo de pequenas dimensões, de alto desempenho e de alta confiabilidade, capaz de selecionar diferentes comprimentos de onda e apresentar diferentes bandas passantes, os quais são escolhidos de acordo com o desejado para cada aplicação. Em redes DWDM, por exemplo, pode ser utilizado em nós para separar um canal óptico que esteja dentro da sua banda de 0,4 nm de um sinal óptico multiportadora [24]. Isto se dá pela presença de uma grade de Bragg impressa em fibra óptica, ou seja, a fibra apresenta pequenas regiões de índice de refração variável ao longo da estrutura do filtro. Por isso, quando um sinal óptico de entrada multiportadora passa pela grade, os diferentes comprimentos de onda envolvidos interferem entre si após reflexões sucessivas devido às variações do índice de refração da fibra ao longo do comprimento da grade. Como resultado destas interações, apenas um ou mais comprimentos de onda dentro da banda passante do dispositivo são direcionados para uma saída específica (saída de banda passante), enquanto os demais são direcionados a outra (saída de banda refletida) [35]. Para permitir um OFC amplo, a largura de banda

O FBG que foi escolhido para os experimentos possui, segundo o fabricante (Boston Applied Technologies, Inc., BATI, CWDM-301570-1912), um comprimento de onda central de 1570 nm e uma largura de banda mínima de 13 nm. Esta foi uma das poucas opções que foram encontradas na época que apresentava, ao mesmo tempo, o comprimento de onda central próximo de 1565 nm e largura de banda ampla o suficiente para permitir um OFC várias linhas. Semelhante ao que foi mencionado no parágrafo anterior, o dispositivo apresentava três terminais, um para a entrada do sinal (terminal comum) e outros dois para as saídas de banda passante e banda refletida.

Uma montagem como a ilustrada pelo diagrama de blocos da Fig. 4.11 foi utilizada para verificação dos dados do fabricante. Nele, os caminhos ópticos são representados por linhas contínuas e os eletrônicos por pontilhadas. Como o SOA-UL serviu de referência para a escolha do comprimento de onda do LS e por causa de seu amplo espectro de ASE, ele foi empregado como fonte de luz de banda larga para a caracterização do FBG. Neste caso, a luz proveniente do SOA, polarizado com uma corrente específica, foi conectado ao terminal comum do FBG (Terminal 1). Ambas as saídas, de banda passante (Terminal 2) e de banda refletida (Terminal 3), foram conectadas às entradas de uma chave óptica (CO, 81591B, Agilent Technologies) controlada por um multímetro óptico (8163B, Agilent Technologies). Esta chave óptica seleciona qual espectro será visualizado em um OSA, o transmitido via o Terminal 2, ou o refletido via o Terminal 3.

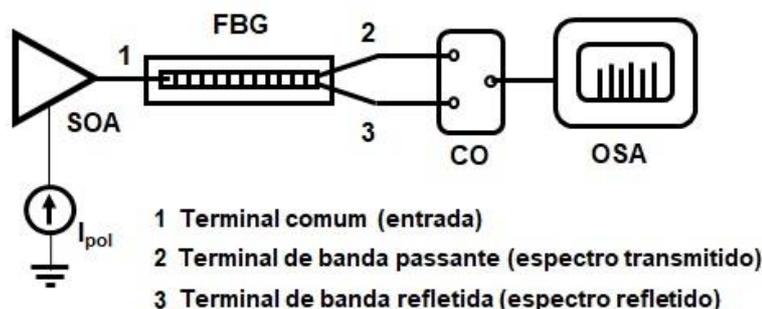


Figura 4.11 – Esquema de circuito óptico para caracterização de um filtro de fibra de grade de Bragg.

O SOA-UL foi polarizado com 800 mA, com o pico espectral acontecendo em torno de 1565 nm. Os espectros resultantes medidos pelo OSA, de ASE do SOA-UL (em preto), transmitido pelo FBG (em vermelho) e refletido pelo FBG (em azul), estão ilustrados na Fig. 4.12. A resolução do OSA para aquisição destes espectros foi de 0,33 nm. Num primeiro momento, para a obtenção do espectro de ASE, o SOA-UL foi conectado diretamente a uma das portas da CO. Após isto, o Terminal 2 do FBG passa a ser ligado a esta mesma porta e o SOA-UL ao Terminal 1 da FBG, como na Fig. 4.11. Na Fig. 4.12, nota-se um pequeno desnível em potência entre os espectros de ASE e do transmitido pelo FBG que acontece ao longo da banda de passagem do filtro. Este desnível corresponde justamente à perda de inserção do FBG, que foi estimada a ser, em média, de 0,8 dB.

Por outro lado, como o espectro de ASE não é plano, a determinação desta mesma banda de passagem precisou ser adaptada em relação ao procedimento usual associado a pontos de meia potência. Do lado esquerdo do gráfico, observa-se que o formato do espectro de ASE é praticamente seguido pelo espectro do sinal transmitido pelo FBG, a menos da IL. Adotando-se um valor médio em torno da variação do espectro transmitido nesta região, determinou-se o comprimento de onda para o qual há uma queda de 3 dB em relação a este valor médio. O comprimento de onda obtido foi de 1563 nm. Do lado direito, no entanto, tem-se a queda do espectro de ASE, que acontece de forma praticamente linear para as escalas adotadas. Este comportamento permitiu procurar-se pelo comprimento de onda para o qual há uma queda de 3 dB acrescida da IL em comparação ao espectro de ASE a partir do ponto onde o espectro transmitido deixa de seguir a inclinação do espectro de ASE. Neste caso, o comprimento de onda medido foi de 1580 nm. Desta maneira, a banda de operação estimada para o FBG foi de 17 nm, centrada em 1571,5 nm. Por fim, com relação aos resultados esperados para o OFCG, o pente gerado deve seguir um comportamento espectral como aquele na saída do Terminal 2, levando-se em conta as respostas da ASE e do perfil do filtro.

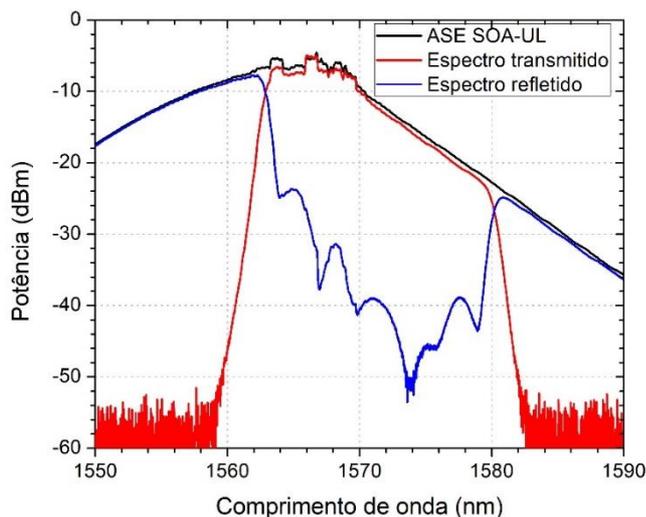


Figura 4.12 – Espectros de ASE do SOA (em preto), de banda passante (em vermelho) e de banda refletida (em azul) resultantes da caracterização de um filtro óptico de FBG centrado em 1571,5 nm (RBW = 0,33 nm).

4.2 Caracterização da geração de linhas de pente em malha óptica aberta

Finalizada a caracterização dos dispositivos principais que compõem o RL-OFCG, pode-se, agora, iniciar o seu processo de avaliação e montagem. Este processo foi dividido em duas etapas. Na primeira etapa, descrita nesta seção, analisa-se a operação em malha aberta do laço óptico a ser proposto com a combinação dos dispositivos principais (exceto o FO, por enquanto). A intenção foi a de investigar o potencial de geração de linhas de pente após o sinal óptico do LS passar apenas uma vez pela associação em série do MZIM, do SOA-NL e do SOA-UL. Um diagrama esquemático do laço óptico em aberto está apresentado na Fig. 4.18, com os caminhos ópticos representados por linhas contínuas e os eletrônicos por pontilhadas. Nesta etapa, buscou-se estudar como os parâmetros de operação dos dispositivos que compõem o laço influenciam na geração de linhas de pente e na disposição dos níveis de potência atingidos por estas linhas. Em outras palavras, verificou-se como a variação destes parâmetros influencia no aumento do número de linhas geradas e na possível uniformização de suas amplitudes. O objetivo foi o de definir parâmetros iniciais para os estudos descritos no Capítulo 5.

Numa segunda etapa, descrita na Seção 4.3, mais componentes serão adicionados ao projeto do OFCG, de forma que avaliações experimentais iniciais com o laço em malha fechada sejam conduzidas. Em outras palavras, a ideia é a de observar o que acontece com o pente óptico inicial de malha aberta ao ser submetido à circulação pelo laço fechado. Além disso, deve-se avaliar se há condições de operação extras em malha fechada que levem à ampliação do número de linhas do pente, inclusive, as condições presentes em (2.3). A

configuração em malha fechada é obtida ao se conectar indiretamente, como será visto na Seção 4.3, a saída do SOA-UL (Ponto 3 na Fig. 4.13) à Porta “d” de AD.

Voltando-se à configuração de laço em aberto ilustrada na Fig. 4.13, o sinal óptico do LS é gerado por um laser em cavidade externa sintonizável e centrado em 1565 nm. Como mencionado na seção anterior, este comprimento de onda foi selecionado baseado nas características de operação do SOA-UL, já que este é o dispositivo com maior potencial de geração de novas linhas de pente por FWM a partir do sinal de saída do MZIM. Seguindo o proposto na Fig. 2.2, o sinal de LS passa, então, por um controlador de polarização (CP1) e por um acoplador direcional de 3 dB (AD). Parte da luz de LS entra no laço seguindo o caminho entre Portas “a” e “c” de AD, enquanto a outra parte pode ser monitorada via a Porta “b” de AD. O CP1 tem como função otimizar a polarização do sinal do LS para que concorde com a do guia de onda do MZIM.

Logo após a entrada do laço, um atenuador variável com monitor de potência (AT, 420 WDM, EigenLight) foi utilizado para monitorar a potência de entrada no laço, bem como realizar o controle de potência óptica que circula por ele, se necessário. Na sequência, um MZIM é utilizado para geração de harmônicas a partir do sinal do LS. Este modulador é alimentado por uma fonte de tensão DC (FDC, TC 2000585, Tectrol) e por um gerador de sinais de RF (GRF, E8257D, Agilent Technologies), que definem o ponto de operação do modulador e a forma de onda de sua modulação, respectivamente. Novamente, o gerador de sinais de RF forneceu um sinal harmônico ao MZIM de 20 dBm de potência e frequência de modulação de 20 GHz, como proposto em [7]. O valor de potência ficou limitado à capacidade do GRF, ainda aceitável para o MZIM. A frequência de modulação foi escolhida considerando-se as bandas dos componentes eletrônicos desta e de algumas das próximas etapas de estudo do RL-OFCG, além da possibilidade de visualização adequada das regiões entre as linhas do pente no OSA, devido às limitações de largura de banda de resolução do aparelho.

Após o MZIM, o sinal modulado passa por outro controlador de polarização (CP2), que permite o ajuste da polarização da luz que entra no SOA-NL. O papel básico do SOA-NL no RL-OFCG é o de compensar as perdas ópticas ao longo do laço, quando a recirculação do sinal óptico for realizado. Como será visto, ele também pode contribuir com a ampliação do número de linhas por apresentar efeitos não lineares. Um terceiro controlador de polarização (CP3) ajusta a polarização de entrada do SOA-UL. O SOA-UL faz o papel de principal de meio não-linear, ampliando o número de harmônicas geradas pelo MZIM via o efeito de FWM. Os isoladores ISO1 e ISO2 evitam que reflexões indesejáveis e ASE dos SOAs possam ser acoplados inadvertidamente a dispositivos do laço.

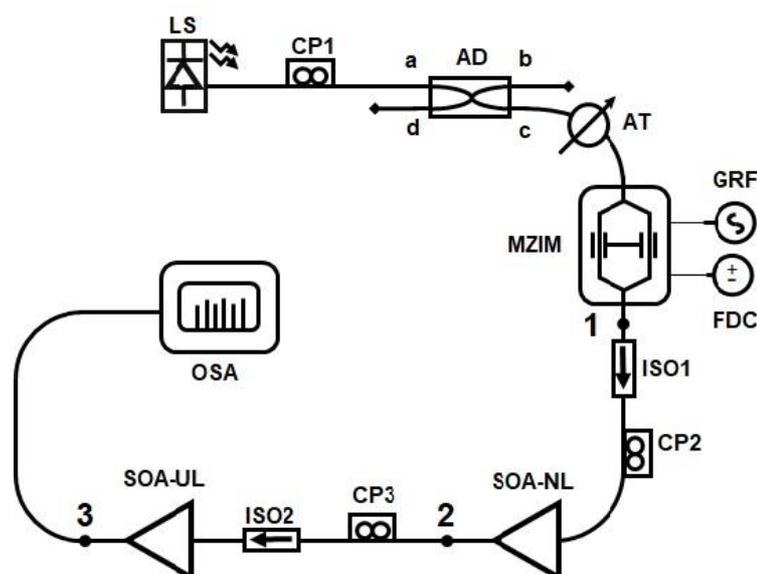


Figura 4.13 – Diagrama esquemático de configuração em malha aberta do RL-OFCG sob estudo.

As perdas de inserção associadas aos dispositivos, aos componentes, a adaptadores e aos conectores e cabos de fibra do aparato experimental em malha aberta que foi montado a partir do diagrama da Fig. 4.13 estão descritos na Tab. 4.1. A notação “ADa-c” na Tab. 4.1 se refere à IL do caminho interno do AD entre a sua entrada “a” (ADa) e sua saída “c” (ADc). Notações semelhantes a esta serão utilizadas ao longo desta dissertação para indicação de caminhos ópticos de dispositivos com mais de uma entrada e/ou saída. No caso do MZIM, a IL indicada é a mesma que a da Seção 4.1.3. A perda total observada para os componentes e dispositivo listados na Tab. 1 foi de 25,1 dB. A perda referente a fibras e conectores de 9,61 dB inclui também a ligação em fibra do ponto de medição (1, 2 ou 3 na Fig. 4.13) à entrada do OSA.

Tabela 4.1 – Perdas de inserção dos dispositivos presentes na configuração de malha aberta

Trecho	Perda de Inserção (dB)
CP1	0,73
ADa-c	4,94
AT	0,95
MZIM	6,43
ISO1 + CP2	1,68
CP3 + ISO2	0,76
Fibras e Conectores	9,61

O estudo do laço em malha aberta procurou investigar influência de três parâmetros, a corrente de polarização do SOA-NL (I_{SOA-NL}), a corrente de polarização do SOA-UL (I_{SOA-UL}) e a tensão DC aplicada ao MZIM, no número de linhas do pente óptico e nas amplitudes

destas linhas. A primeira etapa de investigação descrita na Seção 4.2.1 aborda a variação das correntes de polarização dos SOAs conjuntamente, para um valor fixo de tensão DC aplicada ao MZIM. Já a segunda na Seção 4.2.2 segue um caminho inverso, onde se fixam os valores das correntes de polarização aplicadas aos SOAs, levando-se em consideração os resultados da primeira etapa, enquanto se altera a tensão aplicada ao MZIM. Os espectros resultantes das duas etapas experimentais foram obtidos conectando-se o OSA manualmente ora ao Ponto 1 (após o MZIM), ora ao Ponto 2 (após o SOA-NL) e ora ao Ponto 3 (após o SOA-UL).

4.2.1 Influência das correntes de polarização dos SOAs na geração de linhas de pente

Num primeiro momento, buscou-se investigar a influência da variação da corrente de polarização dos SOAs na geração de linhas de pente para a configuração do laço em malha aberta. Em outras palavras, o objetivo foi o de analisar o quanto estas correntes influenciam o número de linhas do pente gerado e o nível de potência alcançado por estas linhas. Este estudo foi conduzido com base no trabalho experimental reportado em [7], utilizando-se escolhas semelhantes de valores de correntes de polarização I_{SOA-NL} e I_{SOA-UL} .

Quando um sinal óptico passa por um MZIM que é alimentado por uma tensão alternada (RF), bandas laterais são geradas e espaçadas da portadora original da própria frequência do sinal RF [6], que é a frequência de modulação do MZIM, como discutido nas Seções 2.2.1 e 4.1.3. Além disto, o controle DC do modulador gera uma variação entre as amplitudes espectrais referentes ao sinal de entrada e às bandas laterais produzidas pela modulação, resultando em diversas formas de configuração do espectro do sinal que sai do MZIM, como foi tratado nas Seções 2.2.1 e 4.1.3. A polarização da luz que entra no MZIM também afeta o nível do sinal óptico de saída como um todo, justificando a colocação de um controlador de polarização (CP1) antes do MZIM para o controle preciso da polarização da luz proveniente de LS.

A configuração de amplitudes das linhas do sinal que sai do MZIM e passa pelos outros dispositivos do laço em malha aberta influencia a geração de harmônicas via FWM pelo SOA-NL e pelo SOA-UL. Por esta razão, testou-se a capacidade de geração de linhas de pente pelos dois SOAs em duas etapas. Primeiramente, considerou-se apenas o SOA-NL, com a avaliação espectral do resultado sendo feita a partir do Ponto 2 da Fig. 4.13. Na segunda etapa, adicionou-se o SOA-UL ao circuito óptico, conectando-se sua entrada ao Ponto 2 via o CP3 e o ISO2, conforme o disposto na Fig. 4.13, e sua saída (Ponto 3) ao OSA.

A Fig. 4.14 mostra os espectros medidos pelo OSA (RBW = 0,8 nm) a partir do Ponto 2 (saída do SOA-NL), tendo a corrente de polarização do SOA-NL variando entre 50 e

200 mA como parâmetro. Além destes espectros, a Fig. 4.14 também apresenta o espectro que foi obtido a partir do Ponto 1 (saída do MZIM, em preto), que serve como referência para comparações.

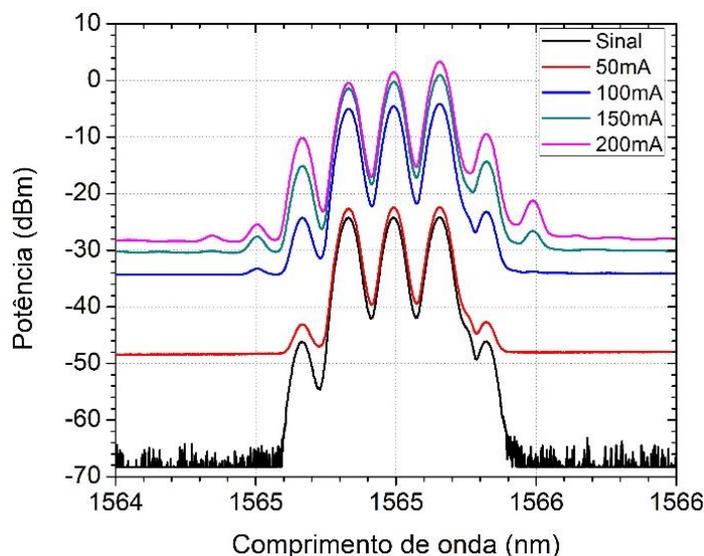


Figura 4.14 – Espectros medidos no OSA do sinal multiportador com linhas centrais equalizadas proveniente do MZIM que foram medidos antes (em preto) e após a amplificação pelo SOA-NL, tendo a corrente de polarização do SOA-NL como parâmetro (RBW = 0,8 nm).

Com relação ao espectro de saída do MZIM, a polarização DC do modulador foi ajustada em -1,98 V, seguindo-se o procedimento descrito na Seção 4.1.3, para que as três linhas centrais do pente gerado pelo MZIM possuíssem a mesma amplitude durante a observação no OSA. A portadora do LS (LASER, EL-210, Santec) apresentou potência óptica nominal de 10 dBm, de acordo com o monitor do ECL. Baseado no espectro do sinal (linha preta) da Fig. 4.14, as duas bandas laterais de maior amplitude e a portadora apresentaram picos em -24,2 dBm. Além destas, outras duas bandas laterais de menor amplitude são visíveis no espectro, com picos próximos a -46,1 dBm. Embora a potência nominal de saída do LASER seja de 10 dBm e as perdas de inserção combinadas segundo a Tab. 4.1 alcancem cerca de 13,1 dB, a alteração do ponto de operação do MZIM para a equalização das linhas centrais aumenta a perda de inserção do dispositivo (a condição de operação se torna distinta daquela usada para a medição da IL na Seção 4.1.3), principalmente para a portadora, resultando em uma potência total menor que a inicialmente esperada.

Voltando-se à Fig. 4.14, pode-se observar a influência do ganho óptico provido pelo SOA-NL ao sinal de saída do MZIM, uma vez que as amplitudes das linhas, bem como a ASE gerada pelo amplificador, aumentam com o crescimento de sua corrente de polarização (estima-se um ganho maior que 20 dB para $I_{SOA-NL} = 200$ mA, considerando-se a faixa de frequências e

a potência do sinal de entrada). Ao mesmo tempo em que a corrente de polarização aumenta, evidencia-se, também, um comportamento não linear mais forte para o dispositivo, já que o número de linhas espectrais na saída do SOA-NL fica maior que o na entrada. Contudo, o nível de potência óptica de entrada não foi capaz de saturar profundamente o dispositivo, de maneira que as não-linearidades contribuíram apenas com a formação de poucas linhas nas extremidades do pente inicial. Este efeito se tornou mais evidente quando o SOA-NL foi polarizado com I_{SOA-NL} maior que 150 mA, como observado na Fig. 4.14.

Para a segunda etapa desta análise, o SOA-UL foi conectando-se à saída do SOA-NL (Ponto 2) via CP3 e ISO2, conforme mostrado na Fig. 4.13. A saída do SOA-UL (Ponto 3) passou, agora, a ser ligada ao OSA. Para a análise dos pentes gerados após o SOA-UL, foram utilizados os valores de I_{SOA-NL} de 100 e 150 mA, já que não há ganho expressivo para as linhas centrais quando se passa de $I_{SOA-NL} = 150$ mA para $I_{SOA-NL} = 200$ mA. O SOA-UL foi polarizado ao longo de suas quatro cavidades por quatro correntes distintas, seguindo o que foi apresentado na Seção 4.1.4. As Fig. 4.15 e 4.16 mostram os espectros medidos pelo OSA na saída do SOA-UL (RBW = 0,06 nm), tendo a corrente do SOA-NL I_{SOA-NL} como parâmetro e considerando-se diferentes correntes totais de polarização I_{SOA-UL} para o SOA-UL. Seguindo-se esta proposta, a Fig. 4.15 (a) mostra os espectros dos pentes gerados pelo SOA-UL quando $I_{SOA-UL} = 266$ mA e a Fig. 4.15 (b) quando $I_{SOA-UL} = 400$ mA. Já as Fig. 4.16 (a) e (b) exibem os espectros de saída do SOA-UL obtidos a partir da aplicação de $I_{SOA-UL} = 800$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,20$ A, respectivamente.

Ao longo deste trabalho, consideraram-se na contagem total de linhas apenas aquelas com relação sinal-ruído óptica (OSNR – *optical signal-to-noise ratio*) acima de 3 dB. Ao mesmo tempo, para os cálculos de OSNR, os níveis de ruído adotados foram os mais espectralmente próximos à linha de pente em estudo, considerando que o nível deste ruído varia ao longo do espectro avaliado. Para os espectros na Fig. 4.15 (a), quando $I_{SOA-UL} = 266$ mA, e na 4.15 (b), quando $I_{SOA-UL} = 400$ mA, observam-se um total de 11 linhas espectrais, independentemente da I_{SOA-NL} aplicada (100 ou 150 mA). Os espectros não apresentaram equalização devido às propriedades não lineares do próprio SOA-UL e sua relação com a distribuição de portadores nas quatro seções. Para $I_{SOA-UL} = 800$ mA, os espectros na Fig. 4.16 (a) apresentam 13 linhas com OSNR acima de 3 dB quando a I_{SOA-NL} é de 100 ou 150 mA. Por outro lado, para $I_{SOA-UL} = 1,2$ A, a Fig. 4.16 (b) exhibe espectros onde o número de linhas com OSNR maior que 3 dB se reduz para 12, independentemente se I_{SOA-NL} é de 100 ou de 150 mA.

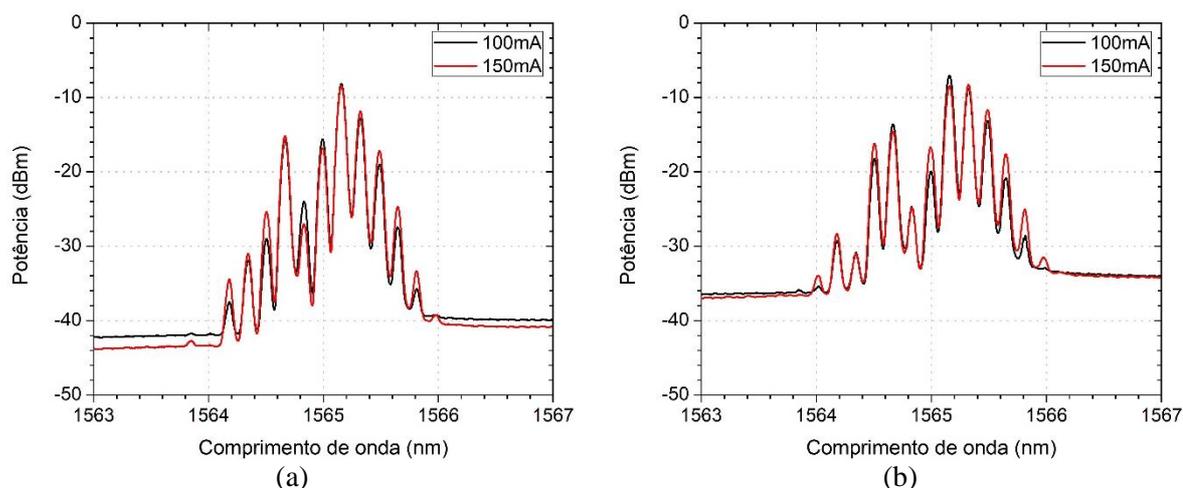


Figura 4.15 – Espectros medidos no OSA após o SOA-UL para (a) $I_{SOA-UL} = 266$ mA e (b) $I_{SOA-UL} = 400$ mA (RBW = 0,06 nm), quando aplicado um sinal multiportadora com três canais equalizados e amplificados pelo SOA-NL polarizado em 100 mA (em preto) e em 150 mA (em vermelho).

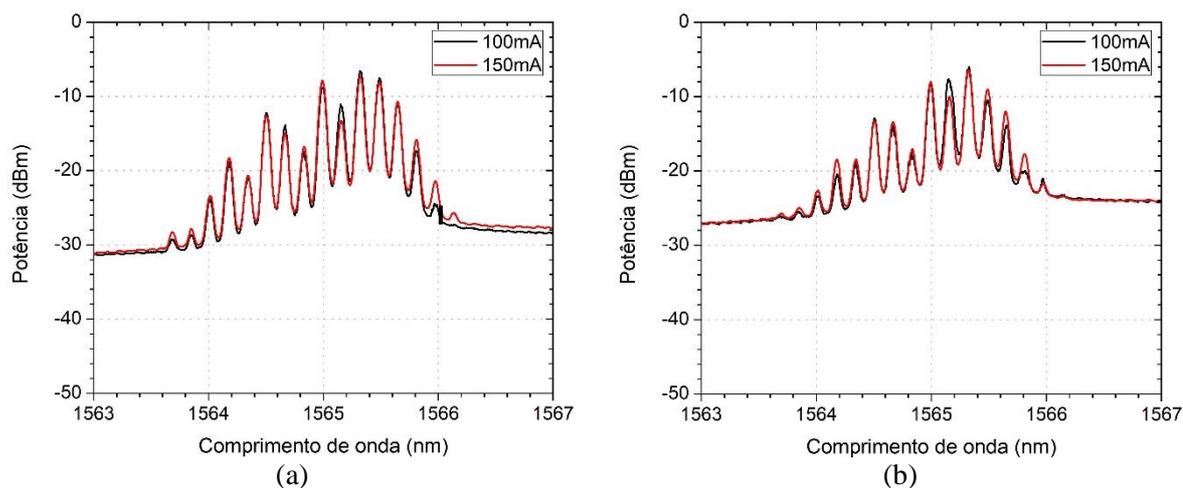


Figura 4.16 – Espectros medidos no OSA após o SOA-UL para (a) $I_{SOA-UL} = 800$ mA e (b) $I_{SOA-UL} = 1,2$ A (RBW = 0,06 nm), quando aplicado um sinal multiportadora com três canais equalizados e amplificados pelo SOA-NL polarizado em 100 mA (em preto) e em 150 mA (em vermelho).

Fica claro que o excesso de potência óptica ao longo da cavidade para uma maior corrente aplicada ao SOA-UL eleva o nível de ASE, mas não contribui para o aumento do número de linhas geradas. O que ocorre, na verdade, é uma redução da OSNR das linhas já geradas e uma possível supressão das linhas com potências mais baixas que o nível de ruído do SOA. Apesar disto, há um aumento considerável do número de linhas em relação ao que é observado na saída do SOA-NL pela forte ação não linear do SOA-UL em decorrência da potência de entrada mais alta. Por exemplo, para a configuração de $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 800$ mA, o número de linhas vai de 5, após a Porta 1, para 13, após a Porta 3.

Após este estudo experimental, conclui-se que o número de linhas espectrais formadas possui uma relação direta com a magnitude das correntes de polarização dos SOAs I_{SOA-NL} e I_{SOA-UL} . Para a I_{SOA-NL} de 100 ou 150 mA, não houve alterações expressivas no número total de linhas após o SOA-UL. Atribuiu-se este comportamento à uma não-linearidade reduzida do SOA-NL devido à baixa potência óptica de saída do MZIM. Já com o aumento da I_{SOA-UL} , é possível perceber um acréscimo expressivo de linhas em relação ao pente original advindo do MZIM, a partir das medições espectrais tomadas no Ponto 3 da Fig. 4.13. O comportamento do SOA-UL é esperado devido à sua alta não-linearidade inerente [27], além da amplificação óptica que foi provida pelo SOA-NL. Por outro lado, a análise do amplificador ultralongo mostrou que ele aparenta possuir um ponto otimizado de saturação, visto que a eficiência na formação de novas linhas cai quando o valor de I_{SOA-UL} passa de 800 mA a 1,2 A.

4.2.2 Influência da tensão de polarização do MZIM na geração de linhas de pente

Após uma análise da influência das correntes de polarização aplicadas aos SOA-NL e SOA-UL no espectro do pente óptico gerado, o passo seguinte buscou investigar se o ajuste da tensão de polarização DC do MZIM pode influenciar o número e/ou o grau de equalização das linhas espectrais produzidas na saída do SOA-UL. A intenção final é encontrar um valor inicial de V_{DC} que possa servir de referência para os experimentos descritos no Capítulo 5, com o RL-OFCG operando em malha fechada e sob ação do SCE.

Na seção anterior, a tensão de polarização do MZIM foi fixada para que as linhas centrais do espectro do pente gerado apresentassem amplitudes praticamente iguais. No entanto, esta pode não ser a melhor configuração inicial para o sistema, dadas as características espectrais e de não linearidades dos SOAs utilizados. Como visto nas Seções 2.2.1 e 4.1.3, a aplicação de diferentes valores de V_{DC} ao MZIM muda as amplitudes das linhas geradas pela modulação (portadora e bandas laterais), alterando a distribuição de potência óptica do pente. Como consequência disto, as respostas dos SOAs durante a geração de harmônicas via FWM pode ser distinta da apresentada na seção anterior. De fato, ao final da análise que se segue, conclui-se que a redistribuição das amplitudes das linhas na saída do MZIM provocada por variações de V_{DC} influencia fortemente a geração de novas linhas pelo efeito de FWM que ocorre ao longo dos SOAs.

Para esta investigação, utilizou-se o mesmo circuito óptico do laço em malha aberta apresentado na Fig. 4.13. Neste caso, adotou-se a configuração de correntes onde I_{SOA-NL} e I_{SOA-UL} são de 150 mA e 1,2 A, respectivamente, com o intuito de verificar como a disposição das linhas espectrais definida por V_{DC} após a Porta 1 influencia na geração de novas linhas e na

disposição de potência destas após a Porta 3. Como visto na seção anterior, esta configuração de correntes apresentou uma redução no número de linhas e, por isto, buscou-se nesta etapa verificar se a escolha de um outro valor de V_{DC} pudesse superar esta limitação na geração de linhas. A tensão de polarização (V_{DC}) aplicada ao MZIM foi variada entre -2,5 e 0 V, partindo-se de 0 V. Os espectros dos pentes apresentados nas Fig. 4.17 a 4.20 foram medidos a partir das saídas do MZIM (em vermelho), Ponto 1 na Fig. 4.13, e do SOA-UL (em preto), Ponto 3 na Fig. 4.13, e colocados em um mesmo gráfico para posterior comparação. Os resultados foram distribuídos em várias figuras, apesar de tratarem de um mesmo assunto, no intuito de facilitar o posicionamento dos gráficos no texto.

Desta maneira, a Fig. 4.17 apresenta os resultados para V_{DC} igual a (a) 0,00 V e (b) -0,60 V, a Fig. 4.18 para (a) -1,00 V e (b) -1,25 V, a Fig. 4.19 para (a) -1,50 V e (b) -1,73 V e a Fig. 4.20 para (a) -2,25 V e (b) -2,50 V. Todos os espectros foram capturados enquanto a resolução do OSA era de 0,06 nm. Pode-se perceber que a configuração de amplitudes das linhas espectrais que saem do MZM tem grande influência na quantidade de linhas geradas após o SOA-UL, bem como na distribuição das potências destas linhas. Portanto a escolha de V_{DC} torna-se um importante parâmetro inicial de operação do OFCG.

Com base nesta conclusão, uma análise quantitativa foi realizada para detalhar os resultados apresentados nas Fig. 4.17 a 4.20. Nesta análise, avaliaram-se apenas os pentes na saída do SOA-UL que apresentavam mais de dez linhas com OSNR maior que 3 dB. Destes e considerando as linhas entre 1564 e 1566 nm, calcularam-se os valores médios dos picos de potência e os valores de desvio padrão para estes picos, tendo V_{DC} como parâmetro. Esta faixa de comprimentos de onda foi adotada para os cálculos a fim de evitar as distorções ocasionadas pelas contribuições das linhas de potências bem mais baixas que fazem parte das extremidades dos pentes.

A Tab. 4.2 lista o número de linhas de pente geradas e o desvio padrão de suas potências de pico para o laço em malha aberta em função da tensão de polarização do MZIM, quando os valores de corrente de polarização foram de $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A. Como já mencionado, dentre os espectros mostrados nas Fig. 4.17 a 4.20, apenas aqueles onde o número de linhas é maior que dez foram considerados. Além disso, apenas as linhas entre 1564 e 1566 nm foram contabilizadas durante os cálculos de média e desvio padrão.

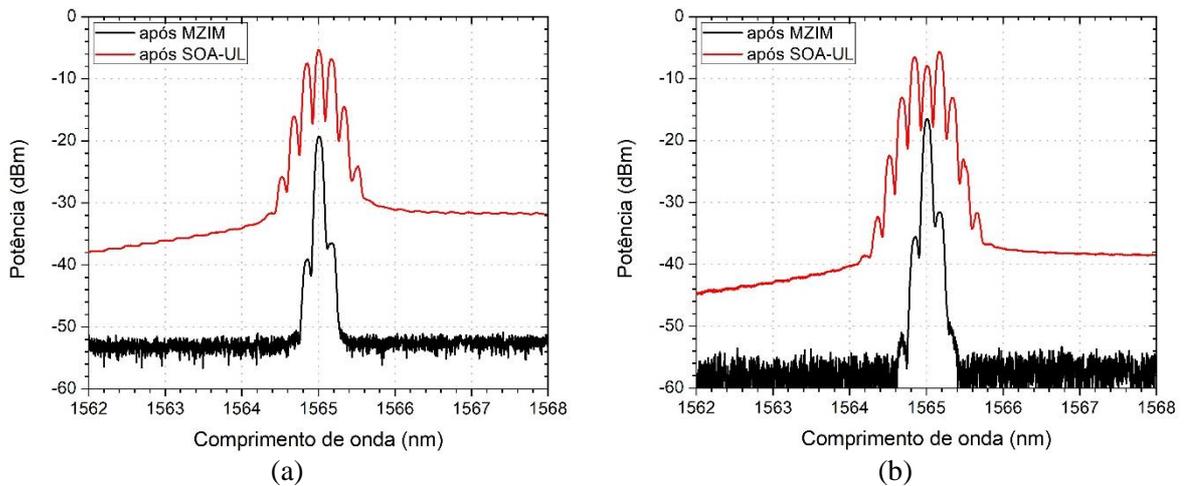


Figura 4.17 – Pentes ópticos resultantes da operação em malha aberta do RL-OFCG proposto após o SOA-UL (em vermelho) e após a saída do MZIM (em preto) alimentado por um sinal de RF de 20 dBm e frequência de 20 GHz e uma tensão de polarização V_{DC} de (a) 0,00 V e (b) -0,60 V, considerando-se $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A.

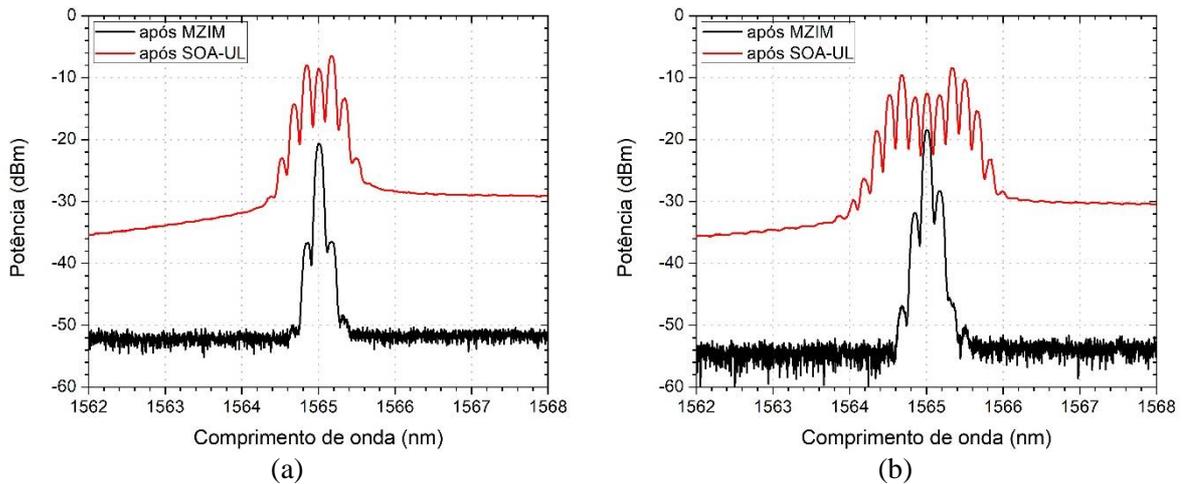


Figura 4.18 – Pentes ópticos resultantes da operação em malha aberta do RL-OFCG proposto após o SOA-UL (em vermelho) e após a saída do MZIM (em preto) alimentado por um sinal de RF de 20 dBm e frequência de 20 GHz e uma tensão de polarização V_{DC} de (a) -1,00 V e (b) -1,25 V, considerando-se $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A.

Em destaque na Tab. 4.2 está a linha onde $V_{DC} = -1,73$ V, valor de tensão de polarização do MZM para o qual o pente apresentou linhas com o menor desvio padrão relativo aos seus picos de potências. De fato, este resultado, obtido da Fig. 4.19 (b), apresenta um pente óptico com a disposição mais plana em relação às potências de suas 13 linhas dentre os que foram apresentados nesta seção. Por esta razão, as condições adotadas para a Fig. 4.19 (b) serão utilizadas na Seção 4.3 para verificar como a circulação do sinal pela configuração em malha fechada afeta a geração de novas linhas de pente.

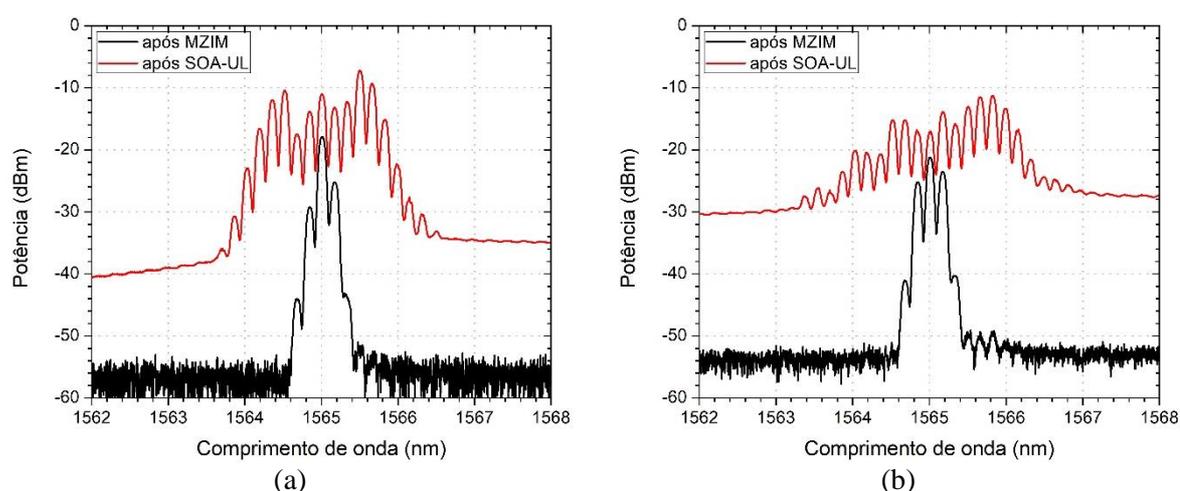


Figura 4.19 – Pentes ópticos resultantes da operação em malha aberta do RL-OFCG proposto após o SOA-UL (em vermelho) e após a saída do MZIM (em preto) alimentado por um sinal de RF de 20 dBm e frequência de 20 GHz e uma tensão de polarização V_{DC} de (a) -1,50 V e (b) -1,73 V, considerando-se $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A.

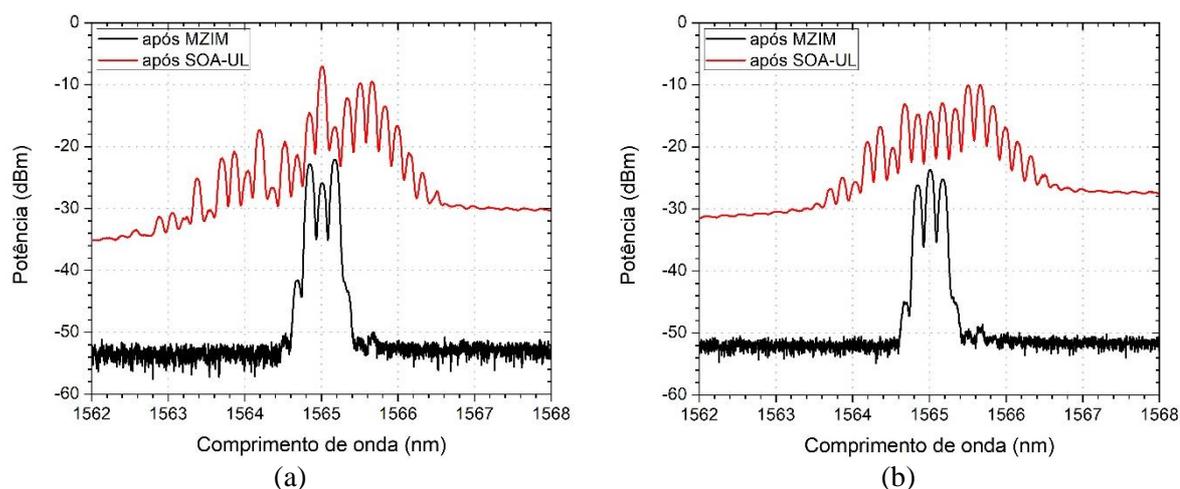


Figura 4.20 – Pentes ópticos resultantes da operação em malha aberta do RL-OFCG proposto após o SOA-UL (em vermelho) e após a saída do MZIM (em preto) alimentado por um sinal de RF de 20 dBm e frequência de 20 GHz e uma tensão de polarização V_{DC} de (a) -2,25 V e (b) -2,50 V, considerando-se $I_{SOA-NL} = 150$ mA e $I_{SOA-UL} = 1,2$ A.

Portanto, conclui-se que a configuração de amplitudes para linhas após o MZM (Porta 1) influencia diretamente a geração de novas linhas na saída do SOA-UL (Porta 3), tanto em número de linhas geradas, quanto na disposição de potência destas linhas. Essa capacidade de alterar a configuração de potência do sinal a partir da portadora será utilizada para explorar possíveis combinações de potência das linhas do pente final gerado ao longo deste trabalho e, principalmente, aquele do Capítulo 5. A ideia é ter um parâmetro que possa vir a controlar a

disposição das potências das linhas do pente final gerado e, se possível, alinhar estas potências de forma a resultar em um pente mais plano.

Tabela 4.2 – Número de linhas de pente geradas e o desvio padrão de suas potências de pico para o laço em malha aberta em função da tensão de polarização do MZIM V_{DC} .

V_{DC} (V)	Nº de linhas	Valor de pico máximo (μW)	Valor de pico mínimo (μW)	Média (μW)	Desvio padrão (μW)
-1,25	11	143,0	2,3	55,0	44,6
-1,50	13	188,6	5,1	59,0	51,2
-1,73	13	74,1	8,4	33,5	21,9
-2,25	13	195,5	2,2	49,1	56,8
-2,50	13	99,5	2,7	38,7	31,7

Por fim, nesta etapa de análise em malha aberta, buscou-se compreender as influências que I_{SOA-NL} , I_{SOA-UL} e V_{DC} têm na geração de novas linhas. Os valores dos parâmetros aqui obtidos serão utilizados como referência em próximos experimentos.

4.3 Geração de linhas de pente pelo RL-OFCG

Após a avaliação experimental da configuração em malha aberta do laço, determinaram-se os valores base dos parâmetros de operação de interesse do MZIM (V_{DC}), do SOA-NL (I_{SOA-NL}) e do SOA-UL (I_{SOA-UL}) segundos critérios definidos na seção anterior. Agora, passa-se a avaliar o comportamento propriamente dito do laço de recirculação, ou seja, a operação do laço em malha fechada. Novamente, o objetivo é o de verificar as condições que possam ampliar ainda mais o número de linhas do pente de saída em relação ao obtido em malha aberta. O diagrama de blocos que representa o laço em malha fechada é ilustrado pela Fig. 4.21. Os componentes e dispositivos presentes na Fig. 4.21 e sua distribuição no circuito óptico é muito próxima daquela do circuito final proposto para o RL-OFCG, que será apresentado no Capítulo 5. A configuração em malha fechada foi obtida tomando-se a saída do SOA-UL, Ponto 3 na configuração em malha aberta da Fig. 4.13, e conectando-a à Porta “d” de AD, que passará a ser referenciado na Fig. 4.21 como AD1. Além disso, AT na Fig. 4.13 passa a ser AT1 na Fig. 4.21. Entre o Ponto 3 e a Porta “d” do, agora, AD1, alguns componentes extras foram adicionados ao laço para completar o projeto básico do OFCG, conforme o proposto pela Fig. 2.2.

Um filtro óptico baseado em grade de Bragg em fibra (FGB), que foi caracterizado na Seção 4.1.5, foi inserido no laço após o SOA-UL para limitar a largura de banda do RL-OFCG e a contribuição de ASE dos SOAs. A saída do FGB é conectada a Porta “a” de um

segundo acoplador direcional (AD2), que mantém 90% da potência óptica no laço de recirculação (saída pela Porta “b”) e desvia 10% dela (saída pela Porta “c”) para uma saída de monitoramento interno do laço ligada a um OSA. A saída pela Porta “b” de AD2 (AD2b) é ligada a um segundo atenuador variável com monitor de potência (AT2, 420 WDM, EigenLight), que é seguido por um quarto controlador de polarização (CP4) antes do laço ser fechado na Porta “d” de AD1 (AD1d). Neste caso, CP4 permite o controle de polarização da luz que é realimentada para o MZIM, de modo que a polarização do sinal óptico seja ajustada para concordar com aquela do seu guia de onda. Como AD1 é um acoplador direcional de 3 dB, 50% da luz que chega a AD1d é realimentada via AD1c e 50% é direcionada a AD1b, que é considerada a saída do RL-OFCG. Esta montagem é semelhante à que foi proposta em [7].

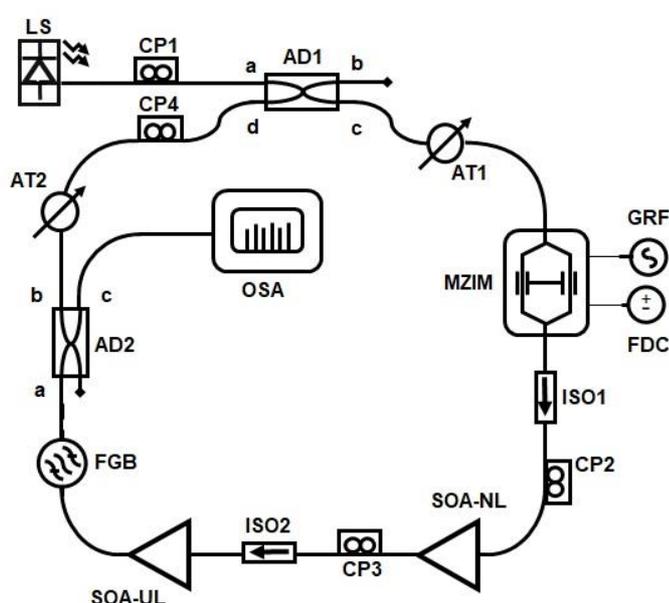


Figura 4.21 – Diagrama esquemático da montagem da configuração básica do RL-OFCG em malha fechada.

Como já mencionado, a investigação em curso pretende verificar as condições que possam ampliar ainda mais o número de linhas do pente de saída em relação ao obtido em malha aberta. Para este fim, os espectros utilizados nestas análises foram medidos em um OSA a partir de AD2c, tanto para a situação em malha fechada quanto para em aberta. A saída do OFCG em AD1b não foi empregada para este fim uma vez que ocorre a sobreposição de uma amostra do sinal do OFC (AD1d-b) ao de uma amostra de sinal do LS (AD1a-b) neste ponto. Com isto, a potência da linha do pente correspondente à portadora apresenta um pico de potência muito maior que o que seria observado apenas com a recirculação, prejudicando comparações.

A ideia de se empregar um único ponto de medição para os espectros resultantes das condições de malha aberta ou fechada veio como uma forma de evitar reconfigurações

recorrentes do laço por meio do reposicionamento de fibras e conectores. Assim, diferentemente do diagrama em malha aberta proposto na Seção 4.2, a condição de malha aberta para o circuito da Fig. 4.21 pode ser alcançada ao impor o nível máximo de atenuação a AT2, impedindo-se a recirculação do sinal. Desta forma, a menos da filtragem e dos níveis mais baixos para as potências de pico das linhas devido às características de AD2 (proporção de 90% para 10%), os espectros medidos pelo OSA a partir de AD2c tenderiam a ser semelhantes aos da seção anterior. O nível mínimo de atenuação para AT2 levaria à condição de malha fechada. Para o diagrama da Fig. 4.21, as perdas de inserção de seus dispositivos (exceto as dos SOAs) e componentes estão apresentadas na Tab. 4.3. A perda entre a saída do laser e AD1c é de 5,67 dB. O laço apresenta perda óptica total interna mínima de 20,5 dB, que pode vir a ser maior ou menor dependendo da tensão DC aplicada ao MZIM diferente de 0 V, como justificado na Seção 4.1.3. A perda entre AD2c e o OSA foi de 19,04 dB, considerando-se a IL de AD2a-c (9,43 dB) e a IL do enlace que leva até o aparelho.

Tabela 4.3 – Perdas de inserção dos dispositivos e componentes que fazem parte do laço de recirculação da Fig. 4.21.

Trecho	Perda de Inserção (dB)
CP1 + fibras	0,73
AD1a-c	4,94
AT1	0,95
MZIM	6,43
ISO1 + CP2	1,68
CP3 + ISO2	0,76
FGB	0,80
AD2a-b	3,92
AT2	0,95
CP4	0,64
AD1d-c	4,38

Para o experimento de análise espectral relativo ao circuito da Fig. 4.21, o LS foi ajustado para fornecer 10 dBm de potência óptica nominal de saída e operar no comprimento de onda de 1565,06 nm, o qual definido a partir dos resultados das caracterizações dos SOAs, em particular, do SOA-UL, da Seção 4.1.4. O GRF forneceu um sinal harmônico de RF ao MZIM com 20 dBm de potência nominal de saída e frequência de operação de 18 GHz. É importante destacar que a frequência de RF utilizada nos procedimentos experimentais anteriores foi de 20 GHz, a mesma que a utilizada em [7], permitindo a comparação de procedimentos e resultados. No entanto, diferentemente de [7], o projeto do RL-OF CG deste trabalho conta também com uma parte eletrônica de controle, que demandou a aquisição de

componentes eletrônicos na faixa de RF. Por questões de orçamento, os componentes que foram obtidos forçaram a redução da frequência de modulação do MZIM para 18 GHz. Apesar de se perder um pouco na questão da discriminação das linhas pelo OSA devido à resolução mínima do aparelho, a maior proximidade espectral entre elas tende a ampliar o número de linhas geradas pelos SOAs [7].

Considerando-se as análises experimentais conduzidas nas Seções 4.2.1 e 4.2.2, o SOA-NL e o SOA-UL foram polarizados com correntes de 150 mA e de 1,2 A e o MZIM polarizado com uma tensão DC de -1,73 V, respectivamente. Os espectros resultantes para as configurações em malha aberta (preto) e em malha fechada (vermelho) estão ilustrados na Fig. 4.22, tal qual observados no OSA ligado à saída AD2c. A resolução do OSA durante as medições e a captura dos pontos experimentais foi de 0,07 nm. É importante salientar que, nesta etapa, o objetivo foi o de investigar o efeito da recirculação do sinal na geração e ampliação do número de linhas de pente. A condição de operação estável e sincronizada do OFCG prevista por (2.3) será abordada no próximo capítulo.

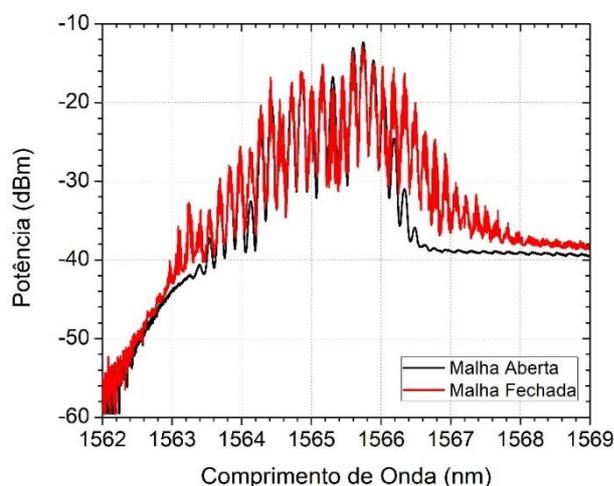


Figura 4.22 – Pente óptico de frequência resultantes de configurações do RL-OFCG em malha aberta (preto) e em malha fechada (vermelho), demonstrando o efeito de circulação na ampliação do número de linhas de pente (RBW = 0,07 nm).

O pente óptico resultante da configuração em malha aberta que é mostrado na Fig. 4.22 apresentou 19 linhas com OSNR maior que 3 dB. Já para a configuração do laço em malha fechada e adotando a mesma referência de contagem de linhas, a recirculação do sinal óptico provocou o aumento do número de linhas em ambos os lados do espectro, ou seja, comprimentos de onda maiores e menores que o da portadora de LS, chegando-se a um total de 32 linhas. Numa tentativa de detalhar mais os resultados da Fig. 4.22, a Tab. 4.4 apresenta as OSNRs das linhas geradas para as condições de malha aberta e fechada da Fig. 4.21, além do comprimento de onda aproximado de cada linha do pente gerado que foi considerada.

Tabela 4.4 – OSNR de linhas geradas em função do comprimento de onda das linhas, para operações em malha aberta e fechada da configuração básica do RL-OFCG proposto .

Comprimento de onda (nm)	OSNR: linhas geradas em malha aberta (dB)	OSNR: linhas geradas em malha fechada (dB)
1563,09		4,3
1563,24		7,2
1563,41		6,3
1563,53		6,3
1563,69	7,0	10,4
1563,82	10,4	12,0
1563,98	11,4	14,4
1564,12	7,5	14,3
1564,28	15,5	19,6
1564,42	20,0	23,2
1564,55	17,3	20,4
1564,72	20,4	22,5
1564,85	22,3	23,9
1565,00	18,8	22,1
1565,16	23,5	24,8
1565,31	23,3	21,7
1565,45	19,1	23,4
1565,60	27,0	26,5
1565,74	27,7	27,1
1565,90	25,4	25,0
1566,03	21,2	24,6
1566,19	15,4	24,4
1566,34	9,0	23,7
1566,49		19,9
1566,64		16,3
1566,77		15,3
1566,92		13,5
1567,07		9,9
1567,21		8,2
1567,37		8,3
1567,50		6,8
1567,68		6,2

O pente gerado após a recirculação do sinal apresenta instabilidades de fase e amplitude, o que é evidenciado pela pouca definição (linhas grossas em comparação ao caso de malha aberta) das linhas do pente em vermelho na Fig. 4.22. Isto se deu pois o laço da Fig. 4.21 não tem incorporado o sistema de controle e estabilidade que foi proposto no Capítulo 3. Neste estágio, não houve tentativas de se satisfazer as relações previstas em (2.3). No Capítulo 5, o SCE será incorporado ao RL-OFCG básico da Fig. 4.21, no intuito de promover a redução das instabilidades observadas na Fig. 4.22.

Por fim, neste capítulo, apresentou-se a parte experimental inicial que é relevante para o funcionamento do RL-OFCG básico e contribui para geração de pentes ópticos de frequência com um número considerável de linhas. Foi determinada a influência dos parâmetros dos dispositivos que o compõem na geração de linhas de pente, bem como evidenciou-se a capacidade da estrutura de ampliar o número de linhas do pente por meio da recirculação do sinal. Os estudos aqui apresentados foram utilizados para definir quais parâmetros servirão como base para os experimentos presentes no próximo capítulo. No Capítulo 5, a proposta de um SCE será apresentada para promover a estabilização do pente óptico gerado pela estrutura básica do RL-OFCG proposto neste capítulo, bem como os procedimentos utilizados para sua operação.

5. Trabalho Experimental

O Capítulo 4 apresentou a caracterização dos dispositivos ópticos que farão parte do RL-OFCG proposto por este trabalho, além de aspectos gerais de funcionamento do RL-OFCG como gerador de pentes de frequência. Neste capítulo, parte-se para o projeto final do RL-OFCG, onde finalmente se incorpora um sistema de controle e estabilidade (SCE) ao laço de recirculação. Para tanto, os dispositivos optoeletrônicos e eletrônicos que compõem o SCE proposto foram definidos, observando-se os princípios abordados no Capítulo 3 e os procedimentos adotados durante a caracterização e testagem do RL-OFCG do Capítulo 4.

Após esta etapa, procedeu-se a montagem do SCE e a sua posterior incorporação ao RL-OFCG. O sistema é uma estrutura de realimentação optoeletrônica que busca controlar a estabilidade de potência e frequência do pente produzido pelo gerador proposto. Apesar de ter sua estrutura baseada na de outros sistemas propostos na literatura, o RL-OFCG utilizado neste trabalho apresenta um MZIM como fonte de geração primária de linhas espectrais e SOAs não lineares atuando como fonte de ganho para compensação de perdas internas do laço e como fonte de efeitos não lineares (FWM) para a ampliação do número de linhas geradas.

No Capítulo 4, observou-se que a operação do RL-OFCG requer a observância de determinadas condições de funcionamento para os seus componentes. Como a incorporação e o acionamento do SCE mudam as características físicas do laço, há a necessidade de se procurar novamente as condições que não apenas otimizem a geração dos pentes, mas levem o sistema à estabilidade espectral. Nesse intuito, realizou-se uma investigação baseada no comportamento espectral dos sinais eletrônicos gerados em diferentes pontos do circuito do SCE durante a sua atuação. Os espectros foram monitorados em um AEE e procurou-se uma condição para as frequências geradas por estes sinais para as quais se atingia uma situação de estabilização para o pente óptico resultante. Em outras palavras, uma série de testes foram realizados com este propósito a partir de ajustes de componentes do laço e do próprio SCE, onde se buscou um comportamento espectral estável e bem definido para os sinais monitorados. Paralelamente, durante estes ajustes, verificou-se em um OSA se o espectro resultante para o pente óptico

apresentava também melhorias com relação à estabilidade de potência e à frequência das linhas dos pentes quando as condições descritas eram observadas para os espectros elétricos. Os resultados dessa análise espectral tiveram como objetivo a criação de condições que levassem à concepção de um procedimento de acionamento para o RL-OFCG. Este procedimento deveria simultaneamente garantir a melhoria de estabilidade do pente gerado em relação à potência das linhas e suas frequências, bem como o aumento do número de linhas geradas, contemplando as condições de estabilidade do gerador de pentes que foram discutidas no Capítulo 2.

Inicialmente, na Seção 5.1, descreve-se o SCE proposto e os dispositivos que o compõem, incluindo as características técnicas de cada um e o propósito de sua aplicação na montagem realizada. Na Seção 5.2, apresentam-se as análises espectrais realizadas para os sinais elétricos gerados ao longo do circuito do SCE durante a sua operação, a fim de estudar seus comportamentos durante o controle do RL-OFCG proposto. Por fim, na Seção 5.3, são demonstrados os procedimentos adotados para a aplicação do SCE proposto na estabilização do RL-OFCG e os resultados obtidos.

5.1 O sistema de controle eletrônico proposto e seus dispositivos

Nesta seção, apresentar-se-á a montagem do RL-OFCG com a incorporação do SCE responsável por sua estabilidade, bem como as características técnicas dos dispositivos escolhidos para compor o conjunto de controle proposto.

A Fig. 5.1 mostra o diagrama esquemático da montagem do RL-OFCG (linha fina, caminho eletrônico, linha grossa, caminho óptico), composto por um laser sintonizável de cavidade externa (LS, MLS-210, Santec) seguido de um primeiro controlador de polarização (CP1). O feixe do LS entra no circuito óptico de recirculação através de um acoplador direcional de 3 dB (AD1, sentido porta “a” - porta “c”), passando por um atenuador variável com monitor de potência (AT, 420 WDM, EigenLight) e um modulador de intensidade do tipo Mach-Zehnder (MZIM, Mach-40 005, Covega), que é acionado por um gerador de sinal de RF altamente estável e de baixo ruído (GRF, E8257D, Agilent Technologies) e polarizado por uma fonte DC (FDC, TC 2000585, Tectrol). A função de CP1 é a de fazer com que a polarização da luz de LS coincida com a do modo principal de propagação do guia de onda do MZIM. Em seguida, um isolador óptico (ISO1) define o sentido de propagação da luz dentro do laço e evita o retorno de sinais indesejados ao MZIM. A luz então passa por um segundo controlador de polarização (CP2), que ajusta a sua polarização antes do acoplamento ao guia de onda da região ativa de um amplificador óptico a semicondutor não linear (SOA-NL, NL-OEC-1550, CIP). Essencialmente, apesar de apresentar não linearidades, o SOA-NL tem a função básica de

Newport,). A saída de 10% do AD3 (porta “c”) é conectada à Porta “A” da CO para permitir o monitoramento de uma amostra do espectro de saída do OFCG em um OSA, que é semelhante ao que é acoplado ao Fd. Do Fd até o AFP, tem-se a operação da parte eletrônica de controle do OFCG, cuja descrição, juntamente com o papel desempenhado pelo atuador (AFP), são descritos ainda nesta seção.

Retomando-se a descrição da parte eletrônica do sistema de controle da Fig. 5.1, o Fd converte a saída óptica em um sinal eletrônico comportando informações de potência e frequência do OFC. Este sinal passa por um bloqueador DC (BDC), um amplificador de RF (ARF, ZVA-213-S+, Mini-Circuits,) e é conectado à porta de RF de um misturador de sinais duplamente balanceado (MIXER, CMB20200608H, CERNEX, Inc.), passando a ser denominado de $v_{RF}(t)$. A porta de entrada do oscilador local para o MIXER recebe uma amostra do sinal do GRF, que também alimenta o MZIM através um divisor de potência de 3dB (DP1, 87302C, Agilent). O sinal eletrônico que alimenta a porta de oscilador local do MIXER passa a ser chamado de $v_{LO}(t)$.

O MIXER gera um terceiro sinal, resultado do batimento entre os sinais em suas duas entradas. Este sinal eletrônico resultante apresenta um conteúdo harmônico que contém a soma e a diferença das frequências originais de $v_{RF}(t)$ e de $v_{LO}(t)$, sendo designado $v_{IF}(t)$. O sinal $v_{IF}(t)$ é então conectado a um segundo divisor de potência (DP2, 87302C, Agilent), que gera duas amostras. Uma delas é encaminhada para um AEE, utilizado para monitorar o espectro elétrico do sinal. A outra é conectada para o circuito de controle, projetado com quatro estágios empregando configurações de amplificadores operacionais (AmpOps), como será descrito na Seção 5.1.2. Após ser condicionado pelo A&F, o sinal resultante, $v_{A\&F}(t)$, alimenta o CT (914-2, Evanescent Optics). Este pode receber uma tensão máxima de 5 V, possui ganho de 29,4 dB e frequência de corte de 10 Hz, diminuindo rapidamente até 1 kHz. O sinal resultante após o CT, $v_{AFP}(t)$, alimenta o AFP e atua no controle do comprimento do laço para a sua estabilização.

Nas subseções seguintes, serão apresentados os dispositivos optoeletrônicos e de RF escolhidos para compor o SCE utilizado neste trabalho. A aplicação do SCE visa alcançar a estabilidade em potência e frequência das linhas do pente gerado pelo RL-OFCG proposto. Por fim, o circuito A&F utilizado para compor o SCE também será descrito. Por fim, o elemento que compõe o AFP que foi utilizado será introduzido e caracterizado.

5.1.1 Dispostivos opotoeletrônicos e de RF

Para realizar a fotodeteção do sinal óptico multiportadora proveniente da saída do RL-OFCG, escolheu-se o fotodetector pré-amplificado e de detecção rápida AD-10ir da

Newport. Este Pd possui uma resposta espectral que atende sinais ópticos entre os comprimentos de onda de 950 a 1650 nm e uma banda de operação que alcança até 43 GHz. Seu ganho de conversão (para uma carga de 50 Ω e operação em 1310 nm) é de 110 V/W e sua responsividade efetiva é de 2,2 A/W. A Fig. 5.2 ilustra uma foto do dispositivo disponível para os procedimentos experimentais.

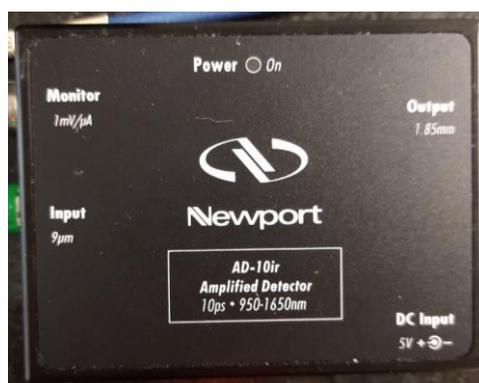


Figura 5.2 – Fotodetector AD-10ir da Newport utilizado na fotodetecção do sinal multiportadora proveniente do RL-OF CG.

O sinal fotodetectado contém componentes espectrais que são múltiplas tanto da frequência de ressonância do laço (f_{ress}) como da de modulação (f_m). As frequências múltiplas da frequência de ressonância do laço são geradas pela ampla banda do sinal óptico proveniente do ruído de ASE dos SOAs presente no RL-OF CG. Já as frequências múltiplas da frequência de modulação aplicadas ao MZIM aparecem devido às diversas linhas que são produzidas pelo conjunto MZIM-SOAs e ampliadas pela recirculação a partir da luz do laser semente (LS). O fotodetector realiza o batimento entre as diversas componentes espectrais, podendo, portanto, apresentar conteúdo que depende da frequência de ressonância e da frequência de modulação. Este é o sinal de entrada do SCE e será condicionado por ele até que chegue ao AFP para enfim controlar o comprimento do laço e, por consequência, sua frequência de ressonância. Este procedimento será detalhado na Seção 5.4.

Apesar do Fd possuir um pré-amplificador, houve a necessidade de se adicionar um amplificador de radiofrequência (ARF) entre o BDC e o MIXER para compensar as perdas ao longo dos cabos de RF e para atender o limiar de potência do sinal que chega à porta de RF do MIXER. O amplificador de RF escolhido foi o ZVA-213-S+ da Mini-Circuits, com alimentação de tensão de 12 V e banda de operação de 800 MHz a 21 GHz. Neste caso, o BDC serve para proteger a entrada do amplificador de uma possível tensão DC proveniente da fotodetecção. O amplificador apresenta ganho de comportamento linear dentro da sua faixa de operação até 18 GHz (chegando a 25 dB em 18 GHz). Devido à resolução do OSA e à banda de amplificação

disponível para os componentes de RF, escolheu-se a frequência de modulação para 18 GHz, como mencionado na Seção 4.3.

Para exercer o papel de bloqueador DC, um Bias T precisou ser empregado. Ele apresenta estrutura capaz de receber um sinal com componentes DC e AC em uma de suas portas (porta “DC + RF”) e bloquear ou a componente DC (porta “RF”) ou a AC (porta “DC”) em cada uma de suas duas saídas. Por isto, a porta “RF” do Bias T foi ligada à entrada do ARF, como ilustra a Fig. 5.3, e a tensão DC da fotocorrente pode ser eliminada dessa parte do circuito. A Fig. 5.3 apresenta a montagem do Bias T, à esquerda, conectado à saída do Pd, e ao amplificador de RF, à direita. O sinal de tensão amplificado, já designado por $v_{RF}(t)$, é então conectado à porta de RF do MIXER.



Figura 5.3 – Montagem incorporando um Bias T (à esquerda) e um amplificador de RF (à direita) utilizada no SCE proposto.

Como já mencionado, o GRF que alimenta o MZIM presente na montagem do RL-OFCG também fornece sinal à porta LO do MIXER. Para que ambos os dispositivos possam ser alimentados com amostras do sinal do GRF, utilizou-se um divisor de potência de 3 dB da Agilent, modelo 87302C, ilustrado na Fig. 5.4. Sua faixa de operação de vai de 500 MHz a 26,5 GHz. A amostra do sinal direcionada à porta LO do MIXER, já denominada $v_{LO}(t)$, apresenta uma frequência f_{LO} igual à frequência f_m que modula o MZIM. Esta é a frequência utilizada como a de referência para a operação de *down-conversion* realizada pelo MIXER através do batimento desta frequência com as múltiplas frequências do sinal $v_{RF}(t)$.



Figura 5.4 – Divisor de Potência 87302C da Agilent responsável pela amostragem do sinal do GRF para o MIXER do SCE e o MZIM do RL-OFCG.

Após o ARF, o misturador de sinais CMB20200608H da CERNEX, Inc. realiza o batimento entre os sinais acoplados às suas portas de RF e LO, gerando um sinal de frequência intermediária em sua porta IF através da operação de *down-conversion*. O dispositivo apresenta uma faixa espectral de operação de 11 a 20 GHz para suas portas RF e LO, e uma faixa que vai de DC a 6 GHz para sua porta IF. A Fig. 5.5 mostra uma foto o MIXER utilizado na montagem deste trabalho.



Figura 5.5 – Misturador de sinais utilizado no SCE e responsável pelo batimento entre o sinal fotodetectado e o sinal de referência para o controle.

O sinal resultante do processo de mistura de sinais, $v_{IF}(t)$, apresenta a combinação de frequências dos sinais acoplados à entrada RF e LO. Quando uma das frequências do sinal acoplado à entrada RF coincide com a frequência do sinal acoplado à entrada LO, o sinal resultante na saída IF é trazido para banda base e é proporcional à diferença da fase entre os sinais, em especial, entre as harmônicas de f_{ress} com valores próximos à f_m . O sinal $v_{IF}(t)$, que representa o sinal de erro do sistema de controle, passa então pelo circuito A&F, descrito na seção seguinte, onde é amplificado e filtrado por um filtro passa-baixa, e alimenta o CT do AFP, gerando uma variação no comprimento do laço. A malha de realimentação atuará até que o sinal de erro seja minimizado e a estabilidade seja alcançada, idealmente, levando os pentes ópticos produzidos pelo RL-OFCG à estabilidade.

5.1.2 Circuito de Amplificadores e Filtro (A&F)

Para que o SCE atue de modo a estabilizar o pente produzido pelo RL-OFCG via o sincronismo do sinal $v_{RF}(t)$ em relação ao sinal $v_{LO}(t)$, um circuito de amplificação e filtragem baseado em procedimentos relacionados a laços de travamento de fase foi projetado. A placa de circuito impresso (PCI) do A&F foi construída pelo SATE da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP. O circuito de A&F é composto por 4 estágios envolvendo operações de amplificação, filtragem (passa-baixa) e ajuste de nível DC, todos construídos com amplificadores operacionais (AmpOp). Um esquemático dos estágios

presentes no circuito A&F está ilustrado na Fig. 5.6. Os detalhes do dimensionamento dos dispositivos que fazem parte do circuito encontram-se no Apêndice B.

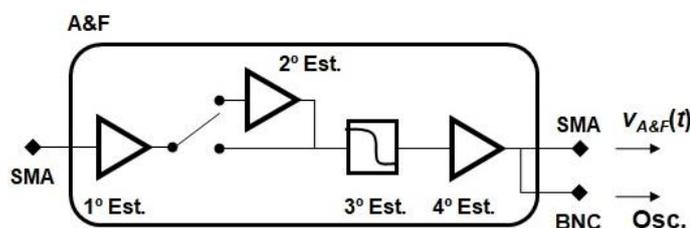


Figura 5. 6 – Esquemático do circuito A&F projetado para atuação no SCE com detalhamento de seus estágios.

Como já mencionado, o circuito desenvolvido apresenta quatro estágios. O primeiro fornece ganho variável inicial para o sinal $v_{IF}(t)$ e permite o ajuste da tensão de compensação (*offset*) em sua saída para próximo de 0 V. Uma chave está disponível no circuito para a inclusão ou não do segundo estágio, composto por um circuito inversor unitário. Ele tem como única função alterar a polaridade do sinal na saída do circuito A&F, $v_{A&F}(t)$, caso seja necessário inverter a fase da realimentação do circuito. O terceiro estágio contém um filtro passa-baixa de Butterworth de sexta ordem e ganho unitário, com frequência de corte em aproximadamente 6,7 kHz, utilizado para proteger o AFP de frequências próximas à frequência de ressonância do seu cristal piezelétrico. Em geral, essa frequência fica próxima de 20 kHz, mas preferiu-se escolher uma frequência mais baixa que pudesse garantir a operação segura do dispositivo. Este estágio foi inserido caso a aplicação do sinal de saída do A&F fosse feita diretamente ao AFP, sem passar pelo seu controlador de tensão, já que o próprio AFP apresenta um filtro de proteção para altas frequências. Por fim, o quarto e último estágio fornece ganho adicional ao sinal de erro, se necessário, e permite o ajuste de seu nível DC de saída para 2,5 V. Isto coloca o sinal de erro em um nível de tensão no centro da faixa de operação do CT do AFP, que fica entre 0 e 5 V. A partir deste valor médio de tensão, a variação do sinal de erro faz com que o AFP possa atuar aumentando ou diminuindo o comprimento do laço do RL-OF CG.

O circuito do A&F apresenta duas saídas em paralelo após o quarto estágio, que fornecem as mesmas amostras de sinal para duas opções de conectores, SMA e BNC. A saída BNC é conectada a um osciloscópio para fins de monitoramento, enquanto a saída SMA é utilizada para aplicação ao CT.

A função de transferência do circuito A&F, $H_{A&F}(s)$, é uma combinação das funções de transferência de seus 4 estágios, de forma que:

$$H_{A&F}(s) = H_{STG1}(s)H_{STG2}(s)H_{STG3}(s)H_{STG4}(s), \quad (5.1)$$

onde as funções $H_{STG1}(s)$, $H_{STG2}(s)$, $H_{STG3}(s)$ e $H_{STG4}(s)$ representam as funções de transferências dos Estágios de 1 a 4 na Fig. 5.6. Inicialmente, além dos ajustes de nível DC já descritos previamente, o circuito A&F foi configurado para prover um ganho unitário aos primeiro e quarto estágios, e o segundo estágio não foi necessário durante a etapa experimental deste trabalho. Com as demais informações sobre o circuito apresentadas no Apêndice B, (5.1) foi simulada considerando-se as condições de ganho inicial descritas no parágrafo anterior. Desta forma, (5.1) reduz-se à resposta do Estágio 3, um filtro de Butherworth de sexta ordem, descrito com mais detalhes no Apêndice B, já que a frequência de corte deste filtro foi dominante em relação às dos outros estágios.

A resposta em frequência resultante para o circuito está ilustrada na Fig. 5.7. Na Fig. 5.7 (a), tem-se a magnitude da função de transferência e é possível visualizar seu valor máximo partindo de 0 dB, com a queda de 3 dB ocorrendo em 6,7 kHz. A partir deste ponto, há uma queda na resposta de, aproximadamente, 120 dB/década. Já a Fig. 5.7 (b) mostra o argumento da função de transferência. Nota-se que, quando atingida a frequência de corte, a fase da função atinge uma variação de seu valor inicial de -270 graus.

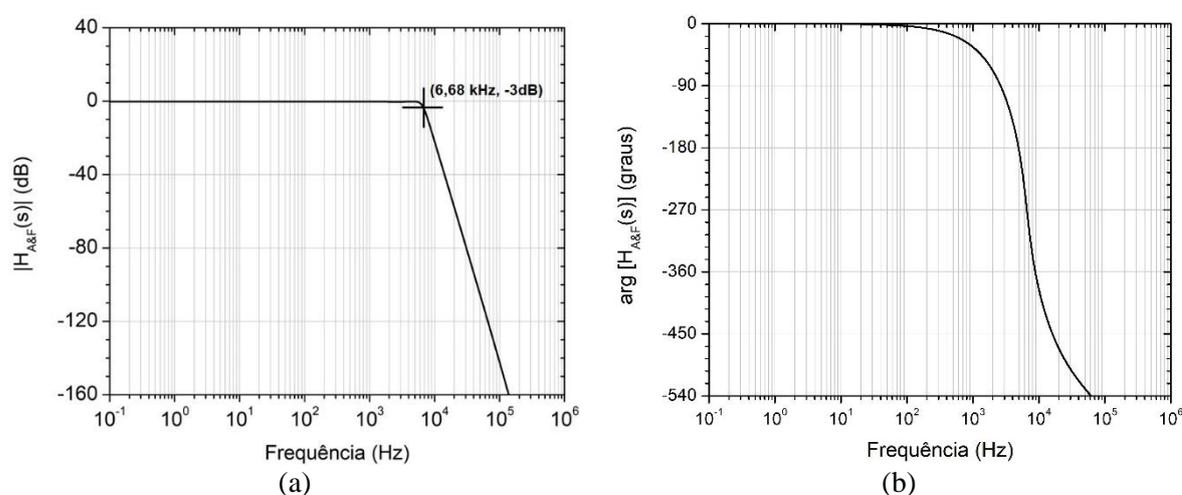


Figura 5.7 – Diagramas de Bode referentes à (a) magnitude e ao (b) argumento da função de transferência do circuito A&F, assumindo-se ganho inicial unitário e o estágio 2 desconectado do circuito.

5.1.3 – Alongador de Fibra Piezelétrico (AFP)

O alongador de fibra piezelétrico (AFP) é o dispositivo que atua no comprimento do RL-OF CG e altera a sua frequência de ressonância e a fase do sinal óptico que por ele se propaga. O AFP atua no comprimento do laço ao receber um sinal eletrônico resultante da operação do SCE e mantém os pentes produzidos pelo RL-OF CG operando em regime de estabilidade. O AFP utilizado no presente trabalho foi o modelo 916B da Evanescent Optics,

ilustrado na Fig. 5.8 (a), que precisa ser alimentado pelo controlador de tensão (CT) modelo 914-2 da Evanescent Optics mostrado na Fig. 5.8 (b). A Fig. 5.8 (a) apresenta a estrutura completa do AFP, indicando a alimentação eletrônica, as fibras para conexão e o próprio dispositivo. O CT gera uma tensão de saída que atua sobre o AFP entre 0 e 150 V a partir de uma entrada entre 0 e 5 V, com resposta em frequência linear entre 1 e 10 Hz e queda a zero em 1 kHz segundo o fabricante. Para a variação de tensão indicada, o AFP fornece uma variação máxima de comprimento para o laço de 6 mm, o que resulta numa constante k_{AFP} de 1,2 mm de variação por volt aplicado ao CT.

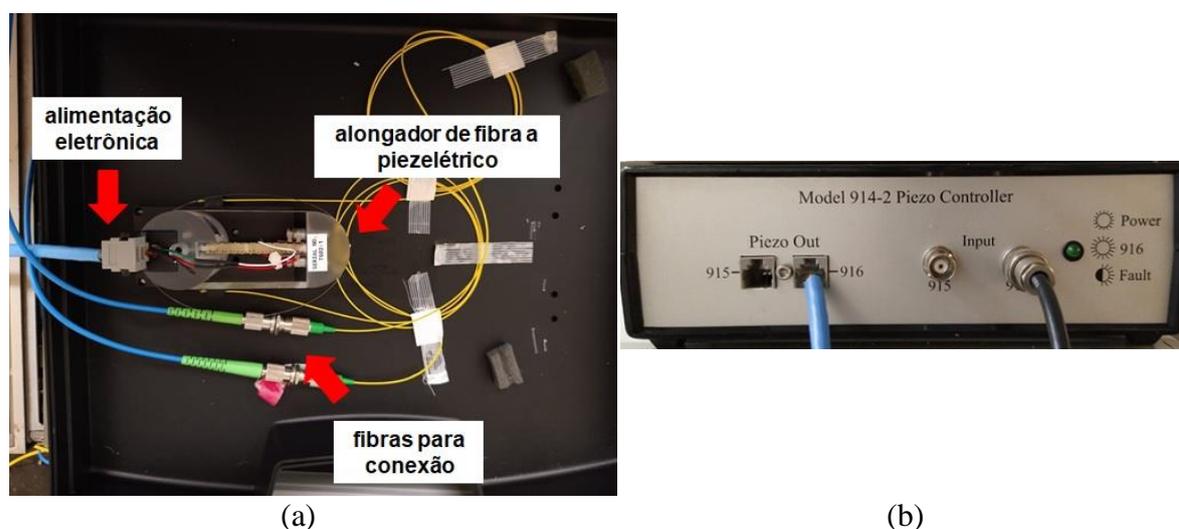


Figura 5.8 – Fotos do (a) alongador de fibra a piezolétrico, modelo 916B, e de (b) seu controlador de tensão, modelo 914-2, ambos da Evanescent Optics.

Para verificar as informações referentes à resposta em frequência do conjunto CT + AFP, construiu-se um interferômetro de Mach-Zehnder em fibra que contava com o AFP em um de seus braços, como ilustrado na Fig. 5.9. As linhas mais espessas na Fig. 5.9 representam caminhos ópticos enquanto as linhas mais finas os eletrônicos. Um laser de cavidade externa (LASER, TSL-210V, Santec) foi utilizado para gerar o sinal óptico que alimenta o interferômetro com uma potência óptica de -7 dBm (limitada pelo equipamento) em 1550 nm. Após a entrada do interferômetro, o sinal do LASER foi dividido entre dois caminhos por um acoplador direcional a fibra de 3 dB (AD1). Na saída, um segundo acoplador direcional de 3 dB (AD2) sobrepõe os sinais nesses caminhos. Em um deles, como já mencionado, encontrava-se o AFP e no outro, um controlador de polarização (CP), responsável pelo casamento entre as polarizações dos sinais na saída da montagem. Cada uma das duas fibras de saída do AD2, que representam saídas distintas do interferômetro, foi conectada a uma das entradas de um fotodetector balanceado (FdB, PDB470c, THORLABS). O FdB gera a fotocorrente que é

convertida em tensão pelo circuito de transimpedância do dispositivo para ser monitorada em um osciloscópio (Osc, DSO1002A, Agilent Technologies).

Um fotodetector balanceado é um dispositivo que apresenta em sua estrutura, na verdade, dois fotodetectores, conectados de tal forma que um apresente a sua polarização invertida em relação à do outro. Desta forma, a fotocorrente resultante tem a sua componente DC eliminada, com a sobreposição do conteúdo AC produzido em cada fotodetector.

Neste experimento, a tensão senoidal proveniente de um gerador de funções (GF, 4053B, BK Precision) foi aplicada ao AFP via o CT. A amplitude pico-a-pico dessa tensão foi de 1,0 V, valor escolhido arbitrariamente, e sua frequência variou entre 1 e 100 Hz, seguindo as características da montagem de acordo com o manual do fabricante. Para evitar a alimentação negativa do CT, a tensão senoidal contou com um nível DC de 0,5 V. O intuito deste experimento foi de verificar a resposta do efeito da modulação da fase da luz pelo o AFP em um dos braços do interferômetro de Mach-Zehnder e seu efeito na intensidade da luz de saída quando aplicada ao CT a tensão senoidal amplitude fixa e diferentes valores de frequência. O AFP, ao receber o sinal senoidal, teve o seu comprimento físico variado de acordo com a frequência desse sinal, resultando em uma variação proporcional da fase da luz se propagando pelo braço do interferômetro onde ele se encontra. Desta forma, essa variação de fase periódica da luz na frequência do sinal aplicado ao AFP é convertida em variação de intensidade nas saídas do AD2, a qual pode ser diferente dependendo da resposta do CT + AFP à frequência da tensão de GF usada naquela ocasião.

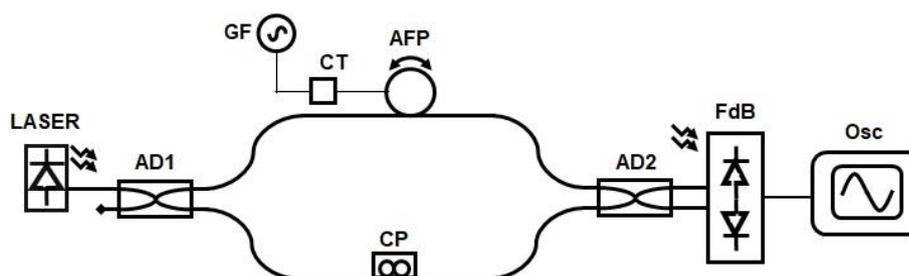


Figura 5.9 – Diagrama da montagem baseada em interferometria de Mach-Zehnder em fibra para a caracterização da resposta em frequência do AFP.

Portanto, para cada frequência que foi selecionada para a tensão de amplitude pico-a-pico de 1 V aplicada ao AFP dentro da faixa de análise, foram armazenadas três amostras da forma de onda de tensão observada no Osc. As Fig. 5.10 e 5.11 apresentam exemplos dessas formas de onda, obtidas após ajustes de polarização da luz na saída do interferômetro via o CP. No caso da Fig. 5.10, as frequências da tensão na entrada do CT foram de (a) 1 Hz e (b) 10 Hz. É possível visualizar que o intervalo de tempo entre dois picos e/ou vales da envoltória do efeito

de modulação é a mesma que a do período da onda senoidal em cada ocasião, ou seja, de 1 s para a onda de 1 Hz e de 0,1 s para a onda de 10 Hz. Além disso, observa-se que há uma diminuição da amplitude da envoltória ao se aumentar a frequência da tensão de modulação.

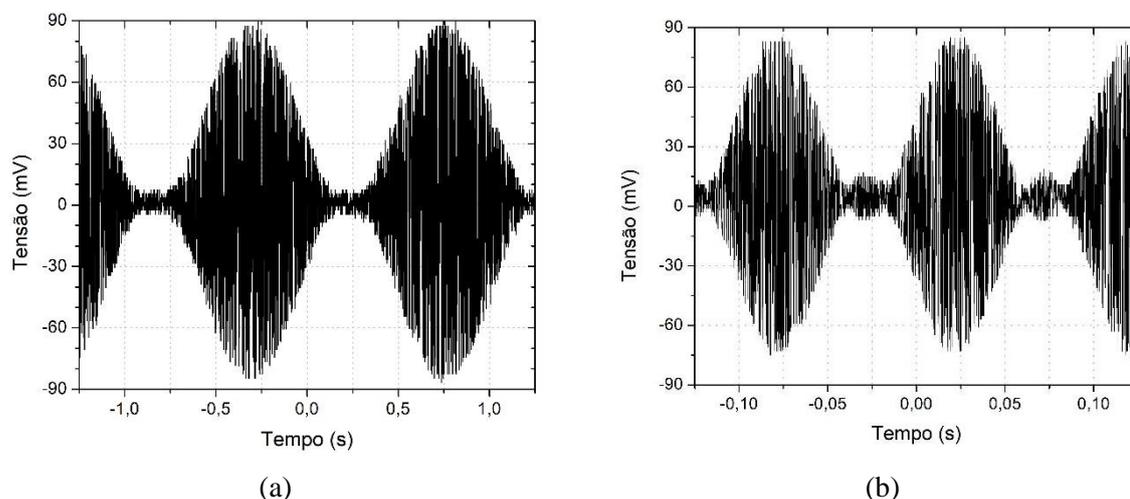


Figura 5.10 – Efeito de modulação de intensidade resultante da montagem da Fig. 5.9 visto em osciloscópio quando o bloco CT + AFP é alimentado por uma tensão pico-a-pico de 1 V de amplitude em torno de $0,5 V_{DC}$ e frequência de (a) 1 Hz e de (b) 10 Hz.

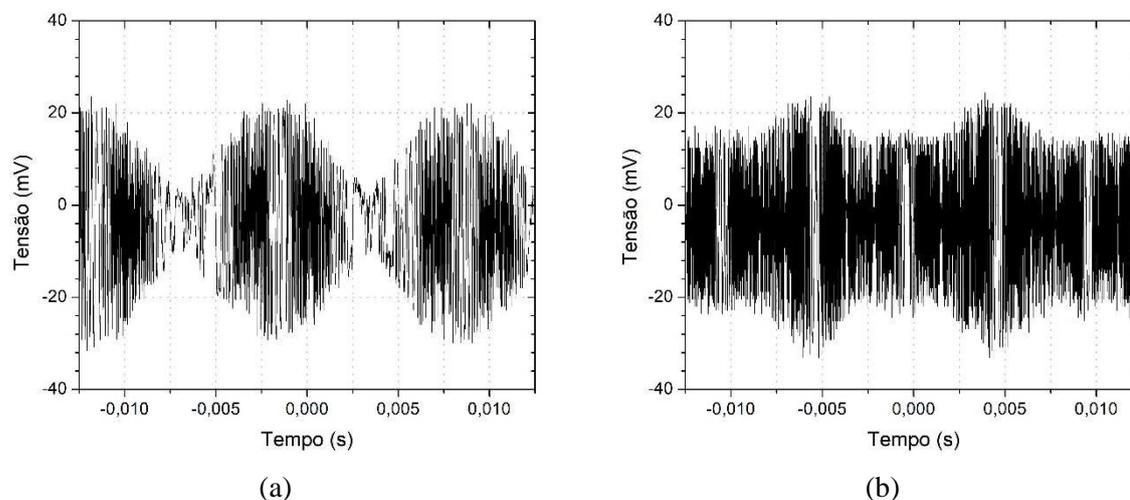


Figura 5.11 – Efeito de modulação de intensidade resultante da montagem da Fig. 5.9 observado em osciloscópio quando o bloco CT + AFP é alimentado por uma tensão pico-a-pico de 1 V de amplitude em torno de $0,5 V_{DC}$ e frequência de (a) 50 Hz e de (b) 100 Hz.

Ao se sintonizar a frequência do sinal de modulação acima de 10 Hz, deve-se esperar, segundo o fabricante, uma redução do efeito de modulação de intensidade devido à atenuação imposta pela resposta em frequência do CT. No caso da Fig. 5.11, os exemplos de formas de onda de tensão na saída do FdB são para (a) 50 Hz e (b) 100 Hz. De fato, há uma redução considerável da amplitude das envoltórias observadas em relação ao que foi

apresentado na Fig. 5.10, chegando-se a uma condição para a qual os pontos de máximo quase se tornam indistinguíveis dos de vales (nível de ruído) no caso da Fig. 11 (b).

Portanto, baseado no comportamento da resposta do interferômetro e na observação dos resultados para diferentes formas de onda, foi possível a obtenção de uma estimativa para a resposta em frequência do bloco CT + AFP. Para tanto, mediu-se a diferença entre os níveis de tensão máximo e mínimo das envoltórias das formas de onda produzidas pelo Osc, conforme a frequência de modulação foi variada. Este procedimento foi repetido três vezes para cada frequência do sinal aplicado ao CT do AFP que foi considerada. Após isto, calculou-se o valor médio da amplitude pico-a-pico da envoltória para cada frequência do sinal aplicado ao CT do AFP, cujos resultados estão ilustrados no gráfico da Fig. 5.12. Pelos dados apresentados neste gráfico, quanto maior foi o efeito da modulação, maior a diferença entre os níveis de tensão que foi medida. Observa-se que a diferença de tensão e, portanto, a eficiência de modulação em intensidade cai a partir de 10 Hz, até chegar a quase zero em 100 Hz, seguindo as informações dadas pelo fabricante.

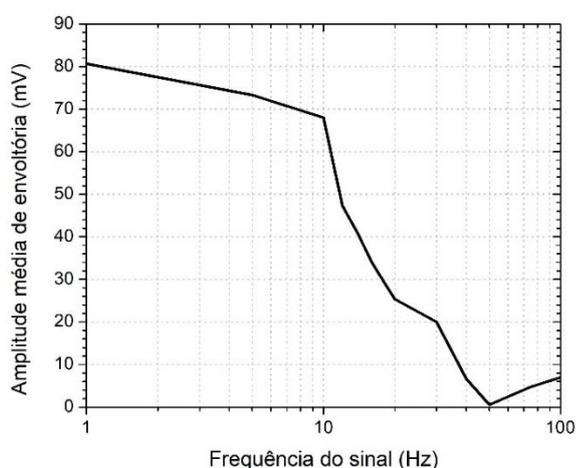


Figura 5. 12 – Estimativa da resposta em frequência para o bloco CT + AFP utilizado no SCE.

Ao final desta caracterização, pode-se concluir que o CT apresenta um comportamento do tipo passa-baixa com frequência de corte próxima a 10 Hz, além da amplificação com ganho em tensão da ordem 14,8 dB (aproximadamente, 30 vezes). Este alto ganho é necessário para que o material piezelétrico receba níveis de tensão suficientes para provocar a variação adequada de suas dimensões. Além disto, apenas tensões de baixas frequências e com contribuição DC provocarão uma resposta do AFP e, portanto, contribuirão para a variação do comprimento do laço do RL-OFCG.

5.2 Análises espectrais dos sinais provindos do RL-OFCG

Terminada a descrição dos dispositivos integrantes do SCE, esta seção apresentará as análises experimentais realizadas para estudar os comportamentos espectrais dos sinais eletrônicos resultantes da fotodetecção dos sinais ópticos do RL-OFCG sob condições específicas, particularmente dos sinais $v_{RF}(t)$ e $v_{IF}(t)$. Percebeu-se que, sob determinadas condições e observando-se paralelamente os pentes produzidos pelo OFCG no OSA, estes sinais apresentavam padrões espectrais no AEE que permitiram inferir que o RL-OFCG estava próximo ou operando em regime de estabilidade. Em outras palavras, foi possível identificar comportamentos espectrais específicos durante as medições no AEE a partir de ajustes nas frequências excitadas de $v_{RF}(t)$ em relação à referência $v_{LO}(t)$. Os ajustes destas frequências aconteciam via a atuação do SCE no comprimento do RL-OFCG, o que, por sua vez, induzia um comportamento de estabilidade ao pente óptico visualizado no OSA. Uma vez que estes padrões foram identificados, pode-se traçar um procedimento para a monitoração da condição de sincronia entre as tensões $v_{RF}(t)$ e $v_{LO}(t)$, o que foi feito ao longo do trabalho experimental que será apresentado e descrito nas próximas seções. Ao se garantir este sincronismo, observou-se uma melhor estabilidade para o pente resultante, significando que as condições de (2.3) estão sendo garantidas pela atuação do SCE no RL-OFCG.

Primeiramente, analisou-se o espectro de frequências do sinal $v_{RF}(t)$ resultante da fotodetecção do sinal do RL-OFCG quando este é formado apenas pela recirculação das ASEs combinadas dos SOA-NL e SOA-UL. Isto significa que, nesta etapa, não houve a alimentação do laço pelo LS e nem a modulação do sinal óptico pelo MZIM. A tensão de polarização do MZIM foi mantida nula. A estrutura de cavidade em anel de fibra do RL-OFCG atua como um filtro periódico de período $T = 1/f_{ress}$ [8], o que indica que as frequências excitadas em $v_{RF}(t)$ vistas no AEE são múltiplas de f_{ress} . Uma forma de verificar a compatibilidade deste valor foi por meio do comprimento físico aproximado do laço. Neste intuito, o experimento foi repetido para dois comprimentos de laço, aquele considerando a inserção do AFP no RL-OFCG e outro sem este componente. Desta forma, pôde-se ter uma confirmação de que as estimativas de comprimento estavam coerentes. Ainda nesta etapa, com o AFP no circuito óptico do OFCG, aplicaram-se diferentes níveis de tensão DC ao AFP entre os valores limites de 0 e 5 V, em passos de 0,5 V, para verificar o comportamento de variação do espaçamento entre os modos de ressonância do laço (FSR) em relação ao nível de tensão aplicado. Todos esses procedimentos estão descritos na Seção 5.2.1.

Na sequência, ainda sem as contribuições do LS e MZIM, ou seja, sob mesmas condições do estudo anterior, realizou-se uma análise do sinal $v_{IF}(t)$, cujas frequências de operação são resultado do batimento entre os sinais $v_{LO}(t)$ e $v_{RF}(t)$. Nesta etapa, o espectro de frequências de $v_{IF}(t)$ foi observado para duas situações distintas. Na primeira, houve a variação da frequência de $v_{LO}(t)$ via ajuste no GRF, ao mesmo tempo em que o AFP foi polarizado em um valor fixo de 2,5 V. Já na segunda, com o GRF fornecendo um sinal de frequência fixa em 18 GHz, variou-se a polarização do AFP em diferentes valores de tensão entre 0,5 e 4,5 V, em passos de 0,5 V. Os resultados estão descritos na Secção 5.2.2.

5.2.1 – Investigação do comportamento espectral do sinal $v_{RF}(t)$

A primeira investigação efetuada teve como objetivo a caracterização da frequência de ressonância do laço. Para tal, parte da montagem da Fig. 5.1 foi utilizada, como mostra a Fig. 5.13. Neste caso, não foram utilizados o LS, o CP1 e a alimentação do MZIM. Parte do circuito eletrônico do SCE foi utilizada, de Fd até a saída do ARF, que foi ligada ao AEE. Além disso, o CT do AFP foi ligado diretamente a uma fonte DC, ao invés da saída do A&F.

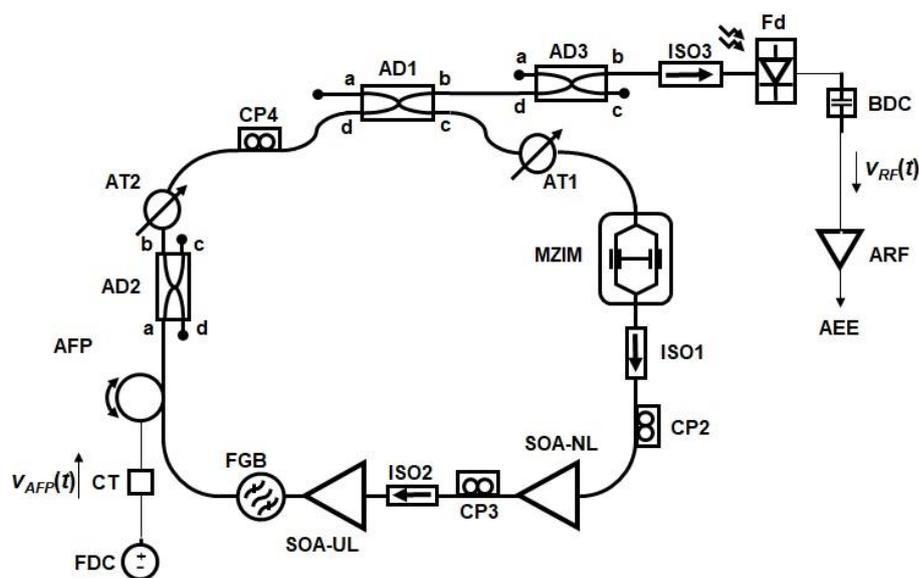


Figura 5. 13 – Diagrama esquemático da montagem utilizada na caracterização espectral do sinal $v_{RF}(t)$ a partir da fotodetecção da luz do RL-OFCG gerada apenas pela recirculação das ASEs dos SOA-NL e SOA-UL.

Como uma forma de investigar a ressonância criada pela recirculação da luz no laço de fibra do OFCG, o sinal de saída do OFCG foi fotodetectado e o espectro da tensão resultante na entrada de 50Ω do AEE, $v_{RF}(t)$, observado e armazenado. Isto é equivalente a medir no AEE o sinal que seria acoplado à porta de RF (terminação de 50Ω) do MIXER da Fig. 5.13. Nesta etapa, a luz gerada no interior do laço é proveniente apenas das ASEs combinadas dos SOA-

NL e SOA-UL. Isto quer dizer que não houve o acoplamento de luz do LS ao laço. Ainda, para evitar a formação de linhas de pente, o que poderia mascarar a observação dos supermodos do laço, o MZIM deixou de receber a tensão do GRF e sua tensão de polarização foi mantida de 0 V. As frequências dos supermodos correspondem à múltiplos de f_{ress} , de modo que são esperadas componentes nessas frequências no espectro de $v_{RF}(t)$.

Como já mencionado, estes testes foram repetidos para dois comprimentos de laço, um com o AFP (tensão de polarização nula) inserido no RL-OFCG, como mostrado na Fig. 5.13, e outro sem ele. Neste segundo caso, a saída do FBG foi ligada diretamente à porta “a” de AD2. A retirada desta porção de fibra deve aumentar a FSR do laço, provendo mais uma forma de verificar a relação entre a f_{ress} e o comprimento total do laço.

Mais adiante, ainda nesta seção, uma segunda etapa de investigação vai ser descrita, onde se deseja verificar especificamente a resposta das frequências dos supermodos à variação do comprimento do laço via o AFP. Para esse propósito, o esquema da Fig. 5.13 foi ligeiramente alterado, desacoplando-se o A&F da entrada do CT que alimenta o AFP e ligando-o diretamente a uma fonte de tensão DC (FDC, 4053B, BK Precision). Com isso, diferentes níveis de tensão DC dentro da faixa de operação do CT puderam ser diretamente acoplados ao AFP. Além de permitir a fácil leitura dos níveis de tensão, o uso da FDC ajudou a verificar o nível de sensibilidade que a tensão de saída do A&F deveria ter para que o controle de estabilidade do pente óptico pudesse posteriormente ser alcançado.

Antes desta investigação, porém, apresenta-se um balanço das perdas ópticas que foram medidas ao longo da inserção dos componentes no laço de recirculação do OFCG. Além disso, aferiu-se a extensão, em metros, dos dispositivos, de seus rabichos de fibra e de cabos de fibra que foram utilizados na composição do laço. A partir do comprimento do laço, é possível calcular a ordem de grandeza esperada para f_{ress} , que está associada à condição de estabilização do laço de recirculação definida por (2.3). A Tabela 5.1 apresenta a lista dos componentes e dispositivos pertencentes à parte óptica do RL-OFCG e suas respectivas perdas de inserção, além dos comprimentos físicos que foram medidos para aqueles pertencentes ao caminho óptico no interior do laço.

De acordo com os dados da Tabela 5.1 e do diagrama da Fig. 5.13, tem-se que a perda óptica total mínima no interior do laço mínima é de cerca 25,7 dB, assumindo-se que o MZIM esteja polarizado com tensão nula. Este valor pode ser maior, de acordo com a tensão de polarização aplicada a este dispositivo, como foi explicado na Seção 4.1.3. A perda entre porta “d” de AD1 até Fd, passando por AD3 (da porta “d” à porta “b”) e pelo ISO 3, é de 9,16 dB. O comprimento total do laço foi estimado em 56,4 m, o que define uma f_{ress} prática de

aproximadamente 3,59 MHz, considerando-se um índice de refração de grupo para a fibra de 1,48 (não foram considerados os índices de refração do semiconductor dos SOAs ou do guia de onda do MZIM dada a proporção da contribuição das suas extensões no comprimento total do laço) e a velocidade da luz. O comprimento do laço sem o AFP cai para cerca de 27,4 m, fazendo com que f_{ress} aumente para aproximadamente 7,39 MHz. Estes dois valores de f_{ress} , com e sem o AFP, servirão de referência durante as investigações experimentais descritas nesta seção. Ressalta-se que, para a estimativa do comprimento total do laço, o caminho óptico por AD1 considerou a propagação entre as portas “d” e “c” do componente.

Tabela 5.1 – Perdas de inserção e comprimentos físicos dos componentes e dispositivos utilizados na parte óptica da montagem experimental do RL-OFCG

Trecho	Perda de Inserção (dB)	Comprimento (m)
CP1	0,73	-
AD1a-c	4,94	-
AT1	0,95	2,90
MZIM	6,43	2,20
ISO 1 + CP2	1,68	2,10
SOA-NL	-	7,60
CP3 + ISO 2	0,76	2,31
SOA-UL	-	1,54
FGB	0,80	2,15
AFP	8,50	30,90
AD2a-b	0,56	1,57
AD2a-c	16,89	-
AT2	0,95	2,90
CP4	0,64	0,11
AD1d-c	4,38	1,95
AD1d-b	4,94	-
AD3d-b	3,92	-
AD3d-c	9,43	-
ISO 3	0,30	-

As correntes de polarização dos SOAs foram ajustadas em 150 mA para o SOA-NL e em 1,2 A para o SOA-UL (correntes por seção, $I_1 = I_4 = 150$ mA e $I_2 = I_3 = 450$ mA). Após amplificação, o sinal proveniente da fotodetecção $v_{RF}(t)$ foi acoplado à porta de 50Ω do AEE. Como esperado, o resultado foi um espectro contendo várias componentes igualmente espaçadas. As frequências dessas componentes representam os batimentos entre os modos da cavidade ressonante de anel em fibra do RL-OFCG, os supermodos, obtidos após o processo de fotodetecção. A mudança da polarização da luz no interior da cavidade via ajustes em CP2, CP3 e/ou CP4 resultou na variação da amplitude dos modos da cavidade, uma vez que foram verificadas alterações nas amplitudes das componentes espectrais observadas no AEE. Em

alguns casos, dependendo dos ajustes e dentro da limitação do nível de ruído do AEE, houve a total supressão das componentes, o que sugere o descasamento de polarização da luz em relação aos guias de onda do MZIM e/ou SOAs. Portanto, o controle de polarização interno do laço foi mantido de tal forma que as componentes apresentassem sempre a maior amplitude possível durante as medições. Como a aplicação de uma tensão de polarização ao MZIM também influencia na potência dos modos (variação da perda de inserção, conforme discutido na Seção 4.1.3), ela foi mantida em 0 V para os propósitos dessa caracterização.

Como já mencionado, as frequências excitadas em $v_{RF}(t)$ sob as condições deste experimento são múltiplas da frequência de ressonância (f_{ress}) do laço. A partir da FSR dos supermodos vistos no AEE, é possível encontrar esta frequência. Para se chegar ao seu valor com maior precisão, foram recolhidas dez amostras espectrais a partir da extração dos dados do AEE. Em seguida, os dados dos dez arquivos de dados foram compilados de maneira que, para cada ponto de frequência dentro da varredura feita pelo AEE, tomou-se a média dos respectivos valores de amplitude.

As medições foram repetidas considerando-se ou não o AFP no laço, como descrito anteriormente. Desta forma, dois comprimentos totais distintos para o laço foram obtidos, de acordo com os dados estimados da Tabela 5.1. Os espectros médios resultantes para as situações (a) com o AFP e (b) sem o AFP estão mostrados na Fig. 5.14, onde a largura de banda de resolução (RBW) do AEE foi de 3 MHz.

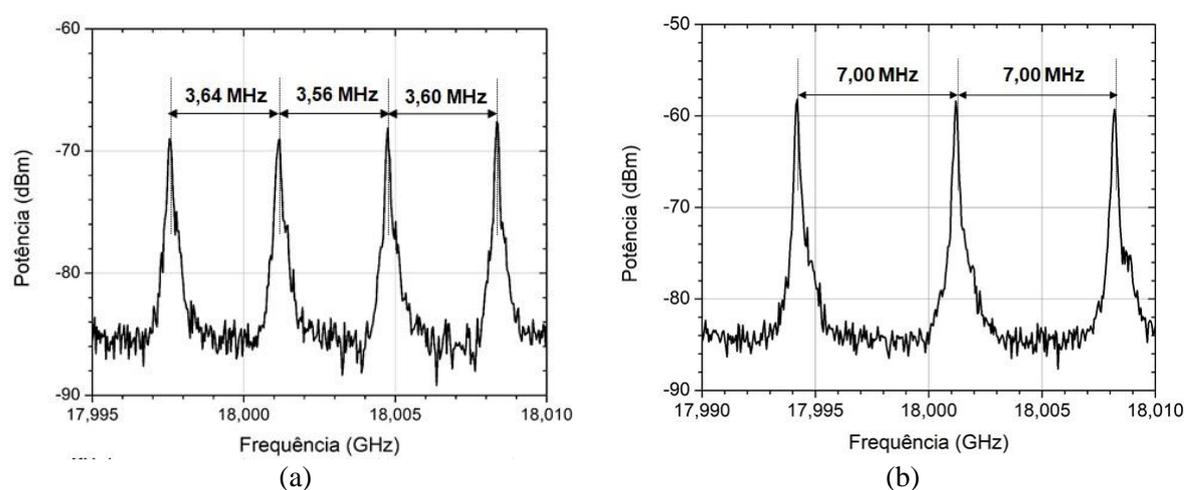


Figura 5.14 – Espectros de $v_{RF}(t)$ ao redor de 18 GHz, considerando-se o sinal óptico do RL-OFCC gerado unicamente da recirculação das contribuições de ASE dos SOA-NL e SOA-UL, (a) com e (b) sem a presença do AFP no laço (RBW = 3 MHz).

A Fig. 5.14 apresenta os espectros de frequências excitadas em torno de 18 GHz, que será a frequência de modulação utilizada posteriormente, escolhida conforme a banda de

operação dos dispositivos componentes do SCE. A Fig. 5.14 (a) apresenta a média espectral da configuração de RL-OFCG com o AFP e ilustra quatro supermodos em 17997,55, 18001,19, 18004,75 e 18008,35 MHz, para uma abertura de 15 MHz. Já a Fig. 5.14 (b) apresenta resultados equivalentes sem o AFP, onde três supermodos com picos em 17994,20, 18001,20 e 18008,20 MHz são observáveis em uma abertura de 20 MHz em torno de 18 GHz. Para o cálculo das FSRs nestes espectros médios, seguiu-se o padrão de notação $FSR_n = f_{n+1} - f_n$, que indicam as frequências excitadas nos espectros da Fig. 5.14. Os resultados estão apresentados na Tabela 5.2, incluindo o valor da $FSR_{média}$, resultado da média aritmética dos valores encontrados.

Tabela 5.2 – Valores de FSR para os supermodos do RL-OFCG com duas configurações de comprimento.

FSR_n	FSR (MHz)	
	Com o AFP	Sem o AFP
FSR ₁	3,64	7,00
FSR ₂	3,56	7,00
FSR ₃	3,60	-
FSR _{média}	3,60	7,00

Os valores de $FSR_{média}$ para as estruturas de RL-OFCG com AFP e sem AFP encontradas experimentalmente foram de 3,60 MHz e 7,00 MHz, respectivamente. Comparando-se estes resultados aos apresentados no início desta seção, de 3,59 MHz para o laço com o AFP e 7,39 MHz para o laço sem o AFP, conclui-se que os valores apresentam boa concordância, indicando que o método experimental utilizado é suficiente para encontrar a frequência de ressonância do laço. É preciso considerar, também, que os valores das frequências obtidos a partir dos comprimentos apresentados na Tabela 5.1 consideraram contribuições que utilizaram um índice de refração de grupo estimado e aproximações de comprimento para os componentes do RL-OFCG.

Após o estudo apresentado, a próxima investigação buscou encontrar a relação entre a tensão aplicada ao AFP e a variação da FSR do RL-OFCG. Para tal, ainda se utilizando a montagem da Fig. 5.13, variou-se o comprimento do laço a partir da aplicação de tensões DC entre de 0 e 5 V, em passos de 0,5 V, ao CT do AFP. Para cada tensão aplicada ao CT, cinco espectros foram tomados para uma maior precisão nos resultados. Destes cinco espectros, calcularam-se as médias de cada grupo amostrado por tensão aplicada e, enfim, selecionadas as frequências de cada supermodo resultante. Estas frequências estão ilustradas no gráfico da Fig. 5.15 (a). Os picos de frequências médias dos modos excitados para cada tensão aplicada demonstram um comportamento não-linear. Isto se dá, pois o espaçamento espectral entre dois

supermodos, a FSR, é inversamente proporcional ao comprimento do laço que aumenta com a tensão aplicada ao AFP, conforme visto em (2.1). Na Fig. 5.15 (b), focou-se em um modo excitado em torno de 18 GHz, que foi o espaçamento em frequência adotado para as linhas do pente, resultante da modulação do sinal óptico que será controlada pelo sinal do GRF em etapa posterior. Neste caso, a variação total foi de, aproximadamente, 2,23 MHz o que resulta numa variação de 446 kHz/V para este supermodo.

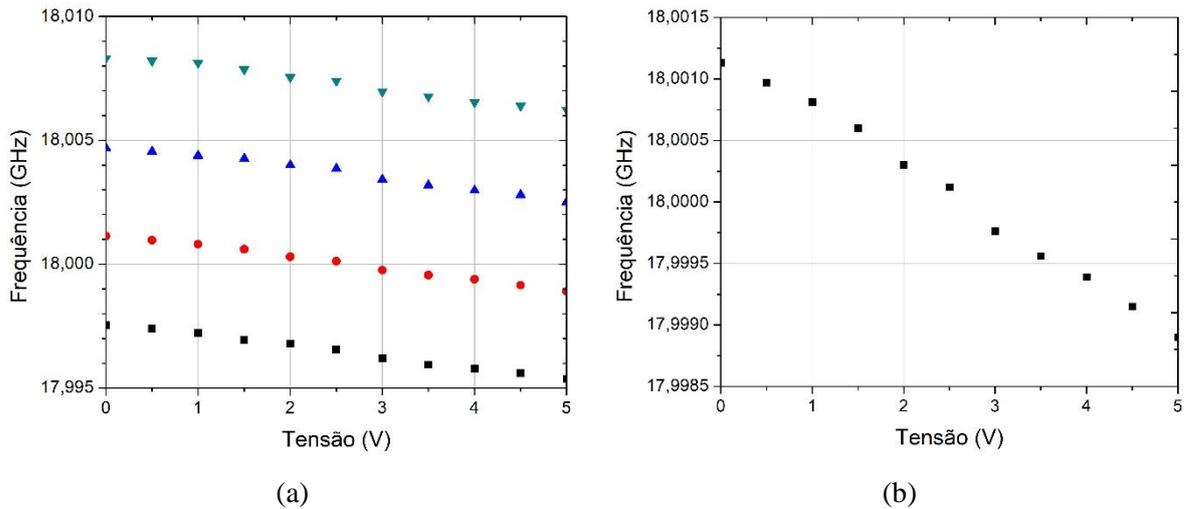


Figura 5.15 – Variação dos picos de frequência do espectro elétrico do sinal $v_{RF}(t)$ referente à diferentes níveis de tensão aplicado ao CT do AFP de (a) 4 supermodos e (b) com foco no supermodo próximo à 18 GHz.

É perceptível que a máxima variação de tensão do AFP, para estes modos em torno de 18 GHz apresentados na Fig. 5.15 (a), provocam variações de frequência que são menores que a FSR do laço. Desta forma, existem regiões espectrais que não são abrangidas pela variação dos picos de frequência do sinal $v_{RF}(t)$ devido à máxima extensão do AFP disponível. Em outras palavras, o longo comprimento do laço torna a operação do AFP limitada para a estabilização de seu comprimento, justificando este estudo preliminar à aplicação do SCE ao RL-OFCG.

Com o intuito de confirmar teoricamente estes valores de variação máxima, tomou-se o diferencial da expressão da FSR, ΔFSR , de um laço de fibra óptica dada por (2.1):

$$\Delta FSR = -\frac{c}{n_g L^2} \Delta L. \quad (5.2)$$

onde c é a velocidade da luz, n_g o índice de refração de grupo da fibra óptica, L o comprimento total do RL-OFCG e ΔL a variação do comprimento do laço. Para um dado AFP, a relação entre a variação de comprimento devido à variação de tensão aplicada pode ser considerada

aproximadamente linear, conforme definido na Seção 3.2.4 e dado por (3.25). Substituindo (3.25) em (5.2), tem-se:

$$\Delta FSR = \left| \frac{c}{n_g L^2} k_{AFP} \right| \Delta v_{AFP}, \quad (5.3)$$

onde k_{AFP} é a constante de deformação do material piezelétrico e Δv_{AFP} é a variação de tensão aplicada. Adotando-se a máxima variação de tensão como de 5 V, a constante k_{AFP} como 1,2 mm/V, o índice de refração de grupo da fibra óptica como 1,48 e o comprimento total do laço calculado pelos dados da Tabela 5.1 de 56,4 m, a máxima variação teórica da FSR encontrada foi de 382,3 Hz. Isto resulta numa variação da FSR de aproximadamente 76,5 Hz/V.

A variação máxima teórica da FSR afeta a todos os supermodos de forma cumulativa. Isso quer dizer que a variação do primeiro supermodo é acrescida ao segundo, além da sua própria variação individual. Seja então f_n a frequência do enésimo supermodo do sinal óptico que se propaga pelo laço, que tem uma relação linear com a FSR do laço conforme (2.2). A variação desta frequência devido a variação da FSR vai ser também linear e dependente da posição enésimo modo excitado, de modo que:

$$\Delta f_n = n \Delta FSR. \quad (5.3)$$

Assumindo-se a FSR teórica encontrada no início da Seção 5.2.1 de 3,59 MHz, o supermodo de frequência próxima a 18 GHz seria o 5014º modo excitado. Aplicando estes valores teóricos a (5.3), a variação teórica máxima esperada para o modo próximo de 18 GHz é de 1,91 MHz. Considerando-se que este valor é encontrado ao ser aplicado 5 V ao CT do AFP, tem-se um coeficiente de variação estimado em 383,4 kHz/V. Comparado ao valor experimental encontrado anteriormente de 446 kHz/V, há uma diferença de cerca de 14% entre eles. Razões para esta discrepância podem estar relacionadas, por exemplo, ao valor de índice de refração de grupo adotado para a fibra e à precisão na aferição do comprimento físico do laço. Refazendo esta análise considerando um índice de refração de grupo de 1,45 e um comprimento físico de 53,5 m, por exemplo, a nova variação máxima teórica seria de, aproximadamente, 2,02 MHz e a diferença entre o valor teórico e o prático cai para 9,3%. Esta margem seria mais aceitável. Conclui-se que, para aferir teoricamente estes valores, seriam necessários experimentos específicos para medição mais precisa dos parâmetros de interesse. Por outro lado, deduz-se que a formulação matemática é coerente com os resultados.

A partir deste experimento, foi possível averiguar a frequência de ressonância do laço a partir do espaçamento espectral entre dois supermodos (FSR) e a máxima variação de

comprimento do RL-OFCG foi mantido por uma tensão fixa aplicada ao CT do AFP. Já no segundo procedimento, manteve-se fixa a frequência do sinal aplicado à porta LO enquanto variou-se a tensão aplicada ao AFP e, conseqüentemente, a FSR do RL-OFCG.

Para a realização da primeira investigação, o MZIM não recebeu sinal de modulação e a sua tensão de polarização foi mantida nula. A tensão aplicada ao AFP, $v_{AFP}(t)$, permaneceu fixa em 2,5 V, implicando num comprimento do laço L fixo e, por consequência, numa f_{ress} também fixa. A frequência do sinal aplicado à porta LO, f_{LO} , foi então variada em intervalos de 300 kHz entre 17,9946 e 18,0018 GHz e os espectros elétricos resultantes de $v_{IF}(t)$ observados em um AEE. Os espectros, que apresentaram o comportamento de ressonância esperado para as frequências excitadas, foram coletados. O comportamento de ressonância é definido por frequências com picos de potência e espaçamentos fixos e bem definidos. Os resultados obtidos estão mostrados na Fig. 5.17, que exibem as múltiplas frequências resultantes do batimento entre o sinal $v_{LO}(t)$, que teve sua frequência variada, e o sinal com múltiplas frequências periódicas $v_{RF}(t)$, caracterizado na seção anterior. Estes espectros foram coletados do AEE com uma RBW de 100 kHz.

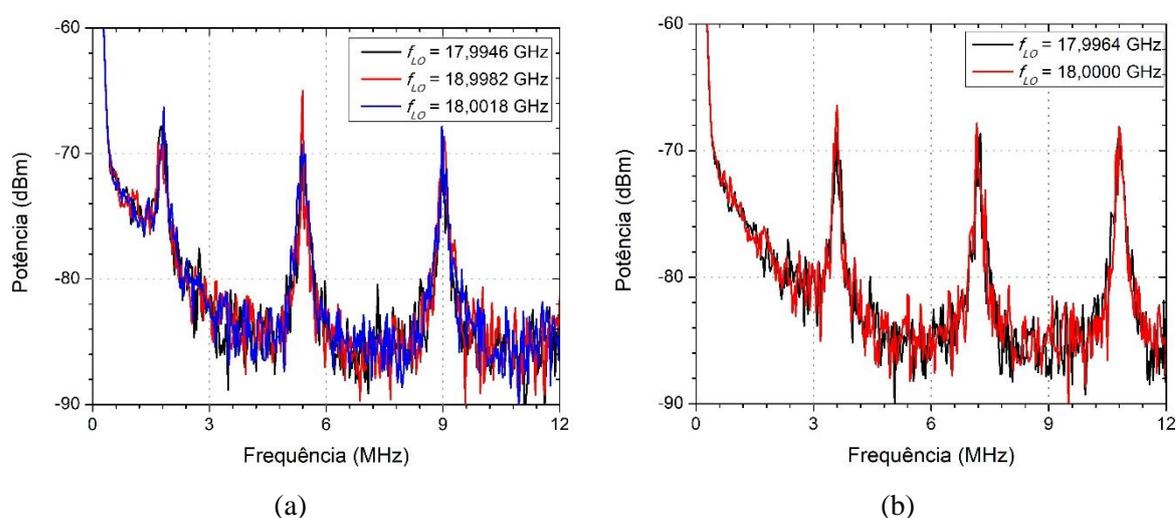


Figura 5.17 – Espectros elétricos do sinal $v_{IF}(t)$ produzidos pelo MIXER quando (a) a f_{LO} apresenta um valor intermediário entre as frequências de dois supermodos e (b) a f_{LO} apresenta um valor igual a frequência de um dos supermodos de $v_{RF}(t)$ (RBW = 100 kHz).

Como $v_{IF}(t)$ foi obtido a partir da mistura de sinais no MIXER operando no regime de *down-conversion*, seu espectro apresenta a diferença entre as frequências dos sinais $v_{RF}(t)$ e $v_{LO}(t)$ conectados respectivamente às suas portas RF e LO, como discutido na Seção 3.2.2. Os espectros sobrepostos da Fig. 5.17 (a) apresentam as primeiras linhas à esquerda com frequência em torno de 1,8 MHz e um espaçamento de frequência entre as demais linhas de aproximadamente 3,6 MHz, o valor da FSR experimental encontrada na Seção 3.2.1. Isto indica

que a frequência do sinal LO está equidistante espectralmente de dois supermodos, ou seja, entre eles. Já na Fig. 5.17(b), os espectros sobrepostos apresentam as primeiras linhas à esquerda com frequência de aproximadamente 3,6 MHz e a distância espectral entre os demais picos de também de 3,6 MHz. Como a f_{ress} é por volta de 3,6 MHz, de acordo com os resultados observados na Seção 5.2.1, pode-se intuir que, na verdade, a primeira frequência excitada real do espectro da Fig. 5.17 (b) está em banda base, uma vez que AEE não permite a visualização de componentes em frequência próximas a DC. Neste último caso, isto ocorre quando f_{LO} coincide com uma das frequências excitadas do sinal $v_{RF}(t)$, ou seja, quando elas estão sobrepostas. Este comportamento foi observado quando f_m foi igual a 17,9964 e 18 GHz. Nota-se que, para os dois cenários, os espectros apresentam o comportamento de ressonância esperado, com frequências com picos de potência e espaçamentos fixos e bem definidos. Em ambos os cenários, as frequências ou coincidem com a metade da FSR dos supermodos, Fig. 17 (a), ou com a de um dos supermodo do laço, Fig. 17 (b).

Para o melhor funcionamento do SCE, é interessante encontrar um cenário inicial em que uma das frequências de $v_{RF}(t)$ e a frequência de $v_{LO}(t)$ estejam quase sobrepostas, idealmente iguais, para que o resultado da mistura de sinais apresente frequências bem próximas da banda base. Sob estas condições, o sincronismo pode ser alcançado a partir da informação da diferença de fase entre estes sinais. De acordo com (3.18), pode-se escrever que:

$$\theta_{IF-down}(t) = \theta_{LO}(t) - \theta_{RF}(t) = (\omega_{LO} - \omega_{RF})t + (\phi_{LO} - \phi_{RF}). \quad (3.18)$$

onde $\theta_{IF-down}(t)$ é a fase total do sinal $v_{IF}(t)$. Desta forma o SCE pode atuar na diferença de fase deste batimento, o que permite estudar o que ocorre com a formação de pentes de frequência pelo RL-OFCG. O que se propõe é que o SCE atue de forma a realizar o travamento de frequência e/ou fase entre os dois sinais, levando a uma operação estável do RL-OFCG.

Após a variação da frequência de modulação para encontrar as que apresentam proximidade com as dos supermodos do laço, realizou-se o experimento oposto. Em outras palavras, a proposta foi a de manter fixa a frequência de modulação em 18 GHz, que coincide com a frequência de um dos supermodos, e variar a tensão aplicada ao AFP, inicialmente em $v_{AFP}(t) = 2,5$ V, em valores entre 0,5 e 4,5 V em passos de 1,0 V. A polarização do MZIM ainda foi mantida nula neste experimento. Sob estas condições, conforme visto no experimento anterior, o espectro de $v_{IF}(t)$ apresenta o comportamento apresentado na Fig. 5.17 (b). Deste espectro, destacou-se o comportamento da segunda harmônica do sinal de $v_{IF}(t)$, centralizada em 7,2 MHz, a fim de visualizar o efeito da variação de $v_{AFP}(t)$ no comportamento espectral das harmônicas do sinal em estudo. O resultado está ilustrado na Fig. 5.18.

Como visto na Seção 3.2.2, um MIXER operando em *down-conversion*, tem como resultado uma frequência intermediária $f_{IF-down} = |f_{LO} - f_{RF}|$, onde a indicação de valor absoluto foi utilizada para levar em consideração o caráter de múltiplas frequências de $v_{RF}(t)$. Em particular, f_{LO} vai ser igual a frequência de modulação f_m e as frequências de $v_{RF}(t)$ são tais que $f_{RFn} = n\Delta FSR$, com $n = 1, 2, \dots$. Desta forma, se uma das frequências de $v_{RF}(t)$ coincide com o f_{LO} , deve-se esperar uma contribuição em torno de 0 Hz, o que não é possível de se monitorar em um ESA. Para se evitar o nível de ruído próximo a 0 Hz, como pode ser observado à esquerda dos espectros da Fig. 5.17, tomou-se o segundo produto de mistura (segunda harmônica) como referência durante as medições. Em particular, procurou-se fazer com que, para $v_{AFP}(t) = 2,5$ V, a frequência de modulação coincidissem com uma das frequências do sinal $v_{RF}(t)$. Esta condição é a mesma que a mostrada na Fig. 17 (b). Como pode ser observado nesta figura, a segunda harmônica é a primeira com baixo nível de ruído de fundo do ESA, justificando a sua escolha. O comportamento de variação do espectro para diferentes valores de $v_{AFP}(t)$ será equivalente ao que seria esperado em torno de 0 Hz. Assim, na Fig. 5.18, para $v_{AFP}(t) = 2,5$ V, tem-se uma linha vertical que representa a posição relativa à segunda harmônica em 7,2 MHz (em azul) quando há a coincidência das frequências.

Quando a FSR é alterada para diferentes valores de $v_{AFP}(t)$ e partindo-se do cenário inicial descrito acima, a f_{LO} deixa de coincidir com uma das múltiplas frequências f_{RFn} . Como consequência, o batimento realizado pelo MIXER provoca um deslocamento das frequências de $v_{IF}(t)$ em torno da frequência inicial da segunda harmônica, gerando-se sinais de soma e subtração em relação à diferença entre as frequências. Isto justifica as linhas de cores iguais simétricas em torno da frequência da segunda harmônica, conforme $v_{AFP}(t)$ é variado. Outra característica observada é a de que as amplitudes dos picos diminuem ao se afastarem da frequência da segunda harmônica conforme os valores de tensão aplicada ao AFP são alterados.

Como mencionado, nota-se a presença de picos opostos e simétricos, resultantes dos batimentos entre a frequência f_{LO} e os modos próximos a ele. Isto está indicado por picos de cores idênticas na Fig. 5.18. Quando a tensão $v_{AFP}(t)$ é de 1,5 V, as frequências excitadas em $v_{IF}(t)$ se comportam como os picos representados em vermelho, com um distanciamento de 0,59 MHz. O comportamento é semelhante ao da situação quando foi aplicado 3,5 V ao AFP, em cinza, onde as linhas de $v_{IF}(t)$ distam de 0,63 MHz.

A Tabela 5.3 apresenta o espaçamento entre estes picos de acordo com a tensão aplicada e, a partir de suas informações, pode-se fazer uma análise paralela com os resultados encontrados na seção anterior.

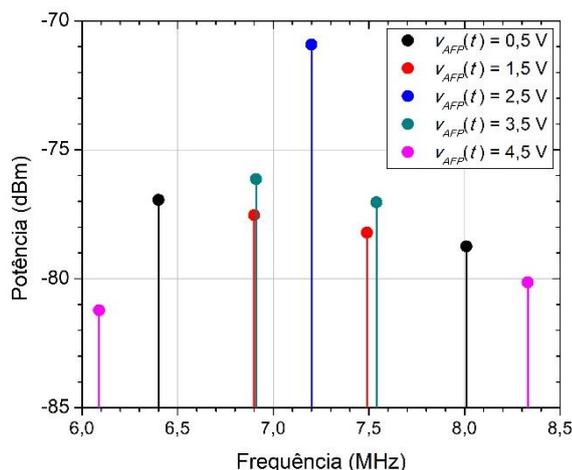


Figura 5.18 – Picos de frequência do espectro de $v_{IF}(t)$, centrado em 7,2 MHz, resultantes da aplicação de diferentes valores de $v_{AFP}(t)$, com f_{LO} fixo.

Durante a aplicação de 2,5 V ao AFP, ocorre a sobreposição com a frequência de modulação em 18 GHz e não existe um distanciamento de picos de frequência no espectro mostrado na Fig. 5.18. Já com a aplicação de 4,5 V houve um distanciamento aproximado entre os picos de 2,24 MHz. Este valor é próximo ao obtido na seção anterior correspondente à máxima tensão permitida pelo AFP, por volta de 2,23 MHz. Em ambos os casos, essa variação não excede a frequência de ressonância do laço de 3,6 MHz, obtido experimentalmente na Seção 5.2.1, confirmando a limitação do AFP para a estabilização do comprimento do laço.

Tabela 5.3 – Relação entre os valores de tensão aplicados ao AFP e a diferença entre os picos de frequência nos espectros elétricos encontrados.

$v_{AFP}(t)$ (V)	Δf (MHz)
0,5	1,61
1,5	0,59
2,5	0
3,5	0,63
4,5	2,24

A sobreposição entre as frequências dos sinais foi obtida com a frequência de modulação em 18 GHz e com tensão média aplicada ao AFP de 2,5V, sendo estes valores escolhidos como pontos iniciais para atuação do circuito de controle. O próximo passo foi o de alimentar o RL-OFCG com a luz proveniente do LS e analisar os pentes gerados com e sem atuação do SCE. Neste intuito, os formatos dos espectros ópticos dos pentes gerados foram observados em um OSA enquanto o comportamento do espectro elétrico do sinal $v_{AFP}(t)$ era monitorado em um AEE durante ambos os cenários. As comparações realizadas atestam, assim, a eficiência do SCE proposto por este trabalho.

5.3 – Análise da aplicação do sinal de erro para controle do laço

Após as caracterizações dos sinais $v_{RF}(t)$ e $v_{IF}(t)$ apresentadas nas Seções 5.3.1 e 5.3.2, respectivamente, investigou-se a aplicação do sinal $v_{IF}(t)$ ao CT do AFP para, assim, completar o SCE proposto. Antes de ser aplicado ao CT, o sinal foi conectado a um divisor de potência para seleção de duas amostras. A primeira foi conectada ao A&F, onde o sinal foi processado antes de alimentar o CT e fechar o laço do SCE. Já a segunda amostra foi conectada a um AEE, para o monitoramento do seu espectro de frequências. Por meio do AEE, foi possível observar o comportamento dos supermodos do laço em relação à frequência f_{LO} que estão presentes em $v_{IF}(t)$, tomando-se como base o que foi descrito na seção anterior.

A monitoração espectral auxiliará durante a análise do comportamento de $v_{IF}(t)$ com a frequência, já que o RL-OFCG passará a ser alimentado pelo LS. Como o objetivo é a geração do pente nesta etapa experimental, o MZIM será alimentado pelo sinal do GRF, modulando a luz que se propaga pelo RL-OFCG, e terá sua polarização ajustada para um valor diferente de 0 V. Por meio desta análise, criou-se um procedimento de ativação do RL-OFCG para geração de pentes estáveis de frequência, o que será descrito com mais detalhes ao longo desta seção.

Após o gerador entrar em funcionamento, os pentes ópticos resultantes de dois cenários diferentes foram comparados. No primeiro cenário, sem a atuação do SCE, o RL-OFCG operou com o AFP recebendo uma tensão DC fixa em 2,5 V que proporciona a geração de supermodos sincronizados com a frequência de 18 GHz, como visto na Seção 5.2.2. Já no segundo cenário, o RL-OFCG contou enfim com a atuação do SCE, ou seja, a alimentação do AFP passou a ser feita por $v_{A\&F}(t)$. Como descrito na Seção 5.1.2, $v_{A\&F}(t)$ é resultante do processamento de $v_{IF}(t)$ pelo circuito A&F. Os pentes resultantes das duas situações foram comparados a fim de verificar a eficiência do SCE na geração de pentes ópticos mais estáveis em frequência e potência, além da geração de mais linhas. A partir desse resultado, foi possível inferir que as condições presentes em (2.3) são alcançadas ao se empregar o SCE proposto.

A montagem utilizada para realização dos procedimentos descritos acima está ilustrada na Fig. 5.19. A Fig. 5.19 é semelhante a Fig. 5.1, exceto pela presença da segunda fonte de tensão DC (FDC2), que foi empregada como uma alternativa à alimentação do AFP pelo sinal $v_{A\&F}(t)$. A mudança de alimentação ocorre quando o RL-OFCG passa a operar sob a atuação do SCE. Em acréscimo às informações de perdas ópticas apresentadas na Seção 5.2.1, tem-se a perda do sinal óptico da saída do LS até à porta “c” do AD1, de 5,67 dB e a perda entre porta “d” de AD1 até o OSA, passando por AD3 (da porta “d” à porta “c”) e pelo CO via a sua entrada “A”, como indicado na Fig. 5.20, chega a 12,97 dB. Considerando-se a amostragem do

sinal interno do laço do RL-OFCG por AD2, tem-se ainda que a atenuação sofrida pelo sinal de AD2 (da porta “a” à porta “c”) até o OSA via a entrada B de CO é de 19,83 dB. Estas atenuações foram aferidas de forma semelhante àquelas descritas na Seção 5.2.1.

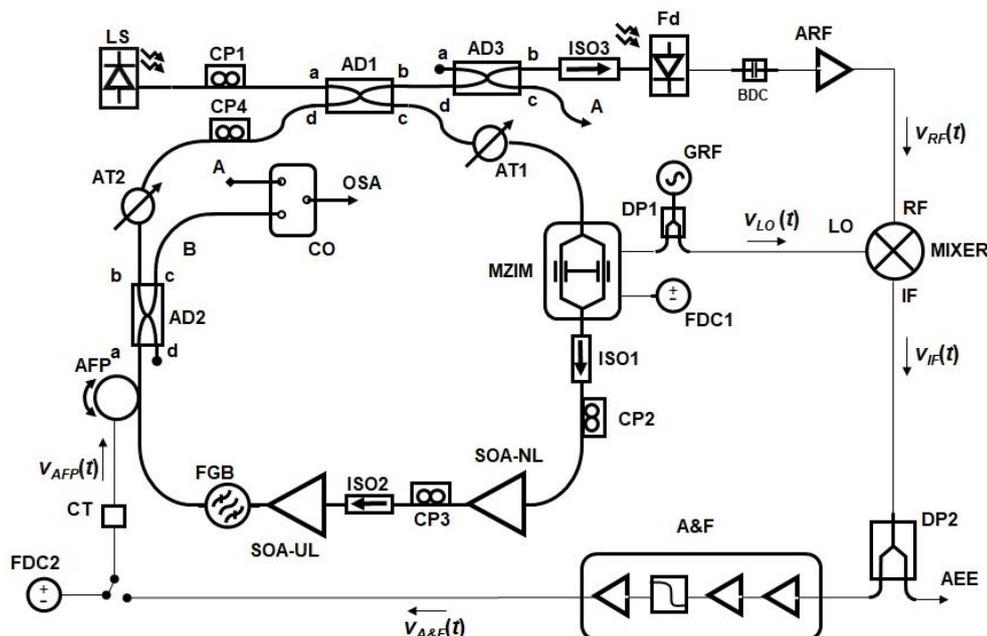


Figura 5.19 – Esquemático utilizado na investigação da aplicação do $v_{A\&F}(t)$ produzido da aplicação de uma amostra de $v_{IF}(t)$ ao circuito A&F para a estabilização do RL-OFCG através do SCE proposto.

Para realizar a análise proposta para esta seção, desenvolveu-se uma sequência de passos para a atuação do SCE no controle do RL-OFCG, como já mencionado. Inicialmente, ligou-se o gerador de RF (GRF, E8257D, Agilent Technologies) para geração de um sinal harmônico com potência nominal de 20 dBm e frequência inicial de 18 GHz. A potência é a máxima fornecida pelo aparelho e a frequência escolhida é limitada pelos dispositivos presentes no circuito de RF do SCE, como já mencionado no capítulo anterior. Este sinal, via DP1, alimentará o MZIM posteriormente e faz o papel do sinal $v_{LO}(t)$ na entrada LO do MIXER. Portanto, neste primeiro momento, o sinal do GRF não é conectado ao MZIM.

Na sequência, o amplificador de RF (ARF, ZVA-213-S, Mini-Circuits) é acionado por meio da alimentação de uma tensão contínua de 12 V fornecida por uma fonte DC (MPL-3303M, Minipa). No mesmo momento, o circuito de alimentação do Fd (AD-10ir, Newport) é também ligado. Além disso, o CT do AFP recebe uma tensão DC com valor de 2,5 V, que corresponde à metade da tensão máxima permitida pelo CT, definindo então um comprimento inicial para o RL-OFCG. Os SOA-NL e SOA-UL são polarizados com 150 mA e 800 mA, respectivamente, lançando um sinal luminoso de larga banda no RL-OFCG, resultado das combinações das ASEs dos dois amplificadores ópticos. Este sinal óptico circula pelo RL-

OFCG, com uma parte dele deixando o laço por AD1b e alcançando o Fd. O resultado da fotodetecção é a geração de um sinal que é similar ao $v_{RF}(t)$ observado no experimento descrito na Seção 5.2.1. Nesta etapa, o MIXER realiza a mistura de $v_{LO}(t)$ e $v_{RF}(t)$, gerando o sinal de frequência intermediária $v_{IF}(t)$ que é conectado à entrada de DP2. Uma amostra deste sinal é direcionada por DP2 ao AEE para a sua monitoração espectral ao longo da investigação.

Durante a operação do RL-OFCG, observou-se a necessidade eventual de realizar pequenos ajustes da polarização da luz no interior do laço via CP2, CP3 e CP4 para garantir a eficiência na geração das linhas. Além disto, a frequência do sinal gerado pelo GRF e que alimentou o MZIM, $f_{LO} = f_m$ foi variada em ocasiões para que ela se aproximasse das múltiplas frequências do sinal $v_{RF}(t)$ o suficiente para que o circuito pudesse realizar o sincronismo. A referência para este ajuste frequência foi o formato dos picos presentes no espectro do sinal $v_{IF}(t)$ observado no AEE, semelhantes aos apresentados na Seção 5.2.2.

Após estes ajustes iniciais, o RL-OFCG passou a ser alimentado pelo LS (MSL-2100, Santec), ajustado para fornecer uma potência de 9 dBm no comprimento de onda 1565,06 nm. O MZIM passou a receber, também, uma amostra do sinal do GRF e foi polarizado com uma tensão de -1,6 V. A tensão de polarização de -1,6 V aplicada ao MZIM nesta etapa experimental foi diferente daquela encontrada na Seção 4.2.2 como indicada para a geração dos pentes em malha aberta e testada em malha fechada sem controle na Seção 4.3, de -1,73 V. Isto foi necessário, pois com o aumento das perdas do laço de 20,5 dB (laço apresentado na Seção 4.3) para 25,65 dB (laço apresentado no início da Seção 5.3), a configuração de níveis de potência das portadoras geradas pelo MZIM sofreu alterações. Como visto na Seção 4.2.2, a configuração de níveis de potência das portadoras que se propagam ao longo do laço atua diretamente na configuração de níveis de potência do pente resultante via o efeito de FWM predominante no SOA-UL.

Desta forma, com uma nova configuração de níveis de potência das portadoras pelo aumento das perdas causado devido ao aumento do comprimento do laço se buscou polarizar o MZIM com uma tensão que resultasse num pente com maior número de linhas com amplitudes próximas para a situação em malha fechada e com a ação do SCE. O melhor resultado encontrado nessa ocasião foi para a tensão aplicada de -1,6 V. Este valor é coerente com os resultados apresentados na Seção 4.2.2, pois está entre -1,50 e -1,73 V, que proporcionaram uma geração de pelo menos 13 linhas. Desta forma o valor atualizado apresenta coerência com os estudos apresentados no Capítulo 4. Acredita-se que a inclusão do trecho extra de fibra devido ao AFP, que não estava presente no circuito do RL-OFCG durante as análises experimentais do Capítulo 4, possa ter contribuído para a necessidade de alteração da tensão de

polarização do MZIM. Houve um aumento das perdas internas do laço ao se inserir o AFP, que passou de 20,5 dB para o laço apresentado na Seção 4.3, para 25,65 dB para o laço apresentado no início desta seção. Um estudo mais detalhado sobre este assunto não foi realizado devido ao afastamento provocado pela pandemia do covid-19, ficando como sugestão de trabalhos futuros.

Após a aplicação de uma tensão de polarização ao MZIM, realizou-se outro ajuste de polarização interna do RL-OFCG e, também, da do LS via CP1, além daquelas iniciais. Novamente, os picos das frequências presentes no espectro resultante do sinal $v_{IF}(t)$ observado no AEE foram utilizados como referência de ajuste. Para que o espectro apresentasse o comportamento esperado de proximidade entre frequências relevantes, a frequência do sinal fornecido pelo GRF foi alterada para 17,9992 GHz. Uma amostra do pente resultante foi extraída por meio da porta “c” de AD2 e seu espectro está apresentado na Fig. 5.20 (a), com a RBW do OSA de 0,06 nm. Já a Fig. 5.20 (b) apresenta amostras dos espectros elétricos resultantes do sinal $v_{IF}(t)$ visto no AEE antes (em preto) e após (em vermelho) a alimentação do LS, com o AEE apresentando uma RBW de 100 kHz. Após alimentar o RL-OFCG com o LS, há um desvio de frequência semelhante ao presente na Fig. 5.17 (a) da Seção 5.2.2, quando a f_{LO} era exatamente a metade da distância espectral entre duas frequências consecutivas do espectro do sinal $v_{RF}(t)$.

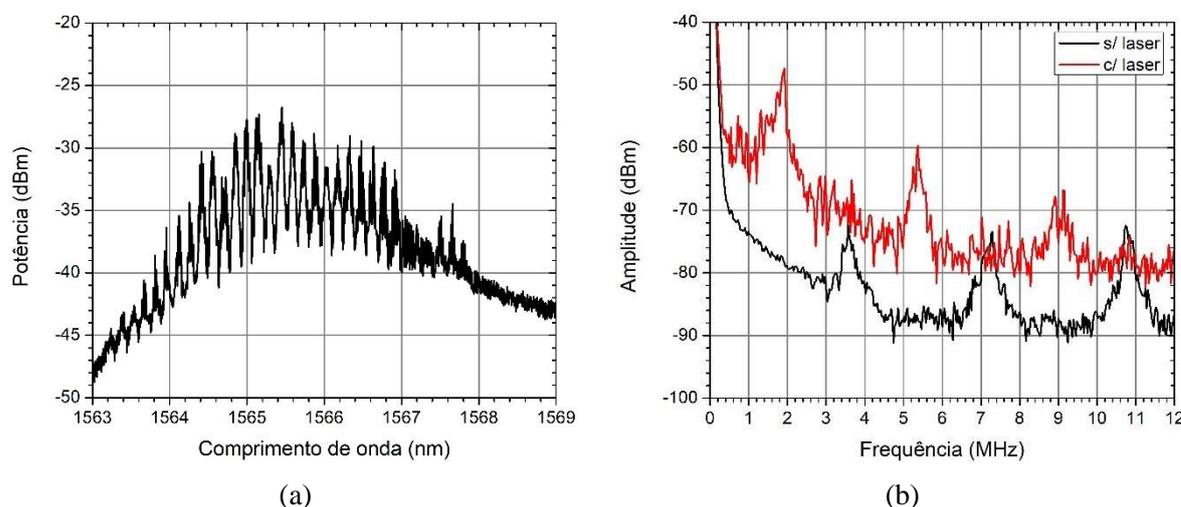


Figura 5.20 – (a) Pente óptico de frequência resultante da operação do RL-OFCG sem a aplicação do SCE (RBW = 0,06 nm) e (b) espectro elétricos da amostra de $v_{IF}(t)$ sem (em preto) e com (em vermelho) a alimentação do laser semente ao RL-OFCG (RBW = 100 kHz).

Como mencionado, a visualização do pente resultante da operação do RL-OFCG sem a atuação do SCE foi realizada a partir de amostra tomada da saída de 2% do acoplador direcional 98/2, AD2c. Com isto, evitou-se a sobreposição de parte do sinal do LS a parte do

signal do pente de saída, como deveria ocorrer se o espectro óptico fosse medido após a porta “b” de AD1. O pente resultante apresentou 28 linhas com OSNR maior que 3 dB, com as amplitudes de suas linhas variáveis e alto ruído em relação ao comprimento de onda, como ilustra a Fig. 5.20 (a). Para uma análise quantitativa, realizou-se a aquisição de 10 espectros ópticos consecutivos em intervalos de tempo fixos com o intuito de analisar a variação de potência e frequência de cada linha de pente. Esta análise será detalhada na Seção 5.4.1.

Para a atuação do SCE no controle de estabilidade do RL-OF CG, aplicou-se o sinal $v_{IF}(t)$ ao circuito A&F para o seu condicionamento envolvendo amplificação e filtragem. O circuito A&F foi ajustado inicialmente para manter o ganho do sinal $v_{IF}(t)$ unitário e para realizar a sua filtragem passa-baixa com frequência de corte próxima de 6,7 kHz. O sinal resultante, $v_{A\&F}(t)$, passou a substituir o sinal DC vindo de FDC2 na entrada do CT. Internamente, o CT fornece mais um estágio de filtragem, com frequência de corte próxima de 10 Hz, e amplificação extra suficiente para alimentar os PZTs do AFP e realizar o controle do comprimento do laço.

Antes da aplicação do sinal $v_{A\&F}(t)$ para o fechamento do laço de realimentação do SCE, consideraram-se as análises de estabilidade apresentadas no Apêndice B. Uma preocupação foi a de que o sistema operasse em regime de estabilidade e parâmetros, como o tempo de atraso total do SCE (T_{sce}) e a constante de malha aberta (K_G), foram analisados nesta etapa. A largura de banda estreita do CT, em torno de 10 Hz, permitiu que a frequência crítica estimada em dezenas de kHz pudesse ser evitada durante toda a operação do SCE. De forma semelhante, estimou-se que a magnitude da tensão resultante da mistura de sinais, ligada ao valor de K_G , deveria ser menor que 3,7 mV para garantir a estabilidade do sistema. Isto foi feito a partir de uma extrapolação do comportamento da magnitude desta tensão segundo a Fig. 20 (b), onde se observa uma redução de cerca de 10 dB para cada pico subsequente após o primeiro à esquerda. Sendo assim, a tendência da amplitude das linhas ao se aproximar da banda base seria a de alcançar até -40 dBm, resultando no valor aproximado de 3,2 mV para uma impedância de entrada do CT de 50 Ω . Assim, garantiu-se que a magnitude de K_G estimada ficasse menor que a unidade, permitindo que os estágios do A&F não precisassem ser novamente ajustados, ou ainda, caso houvesse a necessidade de ajuste, o mesmo poderia ser feito dentro dos limites do circuito projetado.

Após a realimentação do circuito do SCE para atuação no comprimento do RL-OF CG via o AFP, o pente óptico resultante monitorado pelo OSA alterou drasticamente o seu formato e comportamento com o tempo. Para a otimização do controle do comprimento, foi necessário um pequeno ajuste da frequência aplicada ao MZIM para 18,00118 GHz, a fim de

manter o comportamento espectral do sinal $v_{IF}(t)$ com frequências bem definidas. Uma das amostras de pente dentre as 10 recolhidas está apresentada na Fig. 5.21 (a), com OSA operando com RBW de 0,06 nm. O pente resultante apresentou 32 linhas com OSNR maior que 3 dB e exibindo menores oscilações em relação aos seus comprimentos de onda centrais que as do pente da Fig. 5.20 (a), mesmo que ainda presentes. Houve também uma menor variação da amplitude das linhas.

Outra alteração foi a pouca variação do espectro elétrico de $v_{IF}(t)$ quando comparado as amostras sem (em preto) e com (em azul) a atuação do SCE, conforme o gráfico presente na Fig. 5.21 (b), com o AEE apresentando uma RBW de 100 kHz. Isto indica que analisar a estabilidade do RL-OFCG utilizando apenas o perfil espectral do sinal $v_{AFP}(t)$ não é suficiente para garantir um pente óptico estável, ou seja, que este seria apenas um indicativo desta estabilidade. A combinação desta análise com a do espectro óptico do pente gerado permite um resultado mais completo.

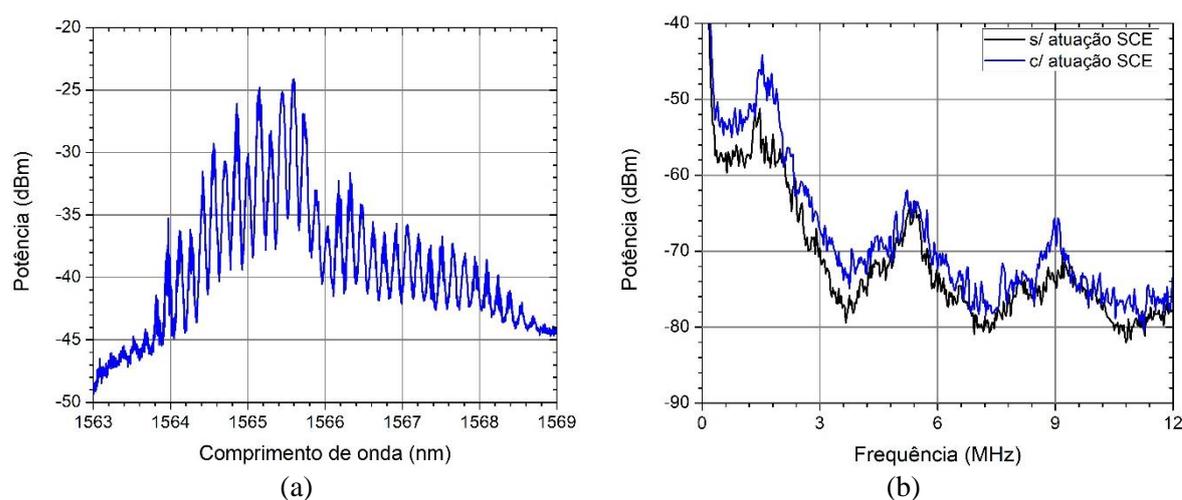


Figura 5.21 – (a) Pente óptico de frequência resultante da operação do RL-OFCG com a aplicação do SCE (RBW = 0,06 nm) e (b) comparação de espectro elétricos de amostra do sinal $v_{IF}(t)$ para os cenários sem (em preto) e com (em azul) a atuação do SCE na estabilidade do RL-OFCG (RBW = 100 kHz).

Verificou-se que o SCE também atua no ajuste do comprimento do laço de forma a levar em consideração a influência da frequência do laser na frequência de ressonância do laço. Isto pode ser verificado por meio da tensão de saída DC do circuito, que variou de 2,5 V, um ponto pré-estabelecido pelo A&F em que há a sobreposição entre uma das frequências dos supermodos e a frequência de modulação, para 2,48 V. Este valor foi aferido por um multímetro. Esta variação na tensão DC que alimenta o AFP induziu o sincronismo, mantendo a posição dos picos espectrais apresentados na Fig. 5.21 (b), além de gerar um pente como o mostrado na 5.21 (a). Desta forma, conclui-se que o circuito atua no sincronismo da frequência de

ressonância do laço com a frequência de modulação. Por outro lado, não houve evidências experimentais do sincronismo entre a frequência de ressonância do laço e a frequência do laser semente. A ideia de expandir a análise experimental para considerar o possível sincronismo entre estas frequências foi prejudicada pela suspensão das atividades presenciais durante a pandemia de COVID 19 e pelo prazo para a conclusão deste trabalho. Desta forma, ela foi deixada como sugestão para trabalhos futuros.

A próxima subseção irá introduzir a análise feita referente aos pentes resultantes da operação do RL-OFCG sem e com a atuação do controle do SCE. Serão utilizadas 10 amostras recolhidas para cada cenário, comparando-se a variação de potência das linhas do pente e a oscilação de seus comprimentos de onda centrais.

5.3.1 – Análise dos resultados

Nesta seção, serão analisados os resultados apresentados na seção anterior para os pentes ópticos resultantes da operação do RL-OFCG sem e com a operação do SCE proposto. Para ambos os cenários, foram amostrados 10 espectros resultantes de cada cenário de operação a cada 30 segundos um do outro. Destes 10 espectros, foram tomados as potências e os comprimentos de onda referentes aos picos das linhas de pente com mais de 3 dB de OSNR. As 10 amplitudes dos picos estão indicadas na Fig. 5.22 por marcadores coloridos, distribuídos sobre as linhas de uma das amostras dos pentes gerados para cada cenário em cinza. Entre os marcadores de amplitudes, uma linha representa o valor médio da amplitude para cada linha de pente avaliada, obtido após serem consideradas as 10 amostras coletadas para cada cenário.

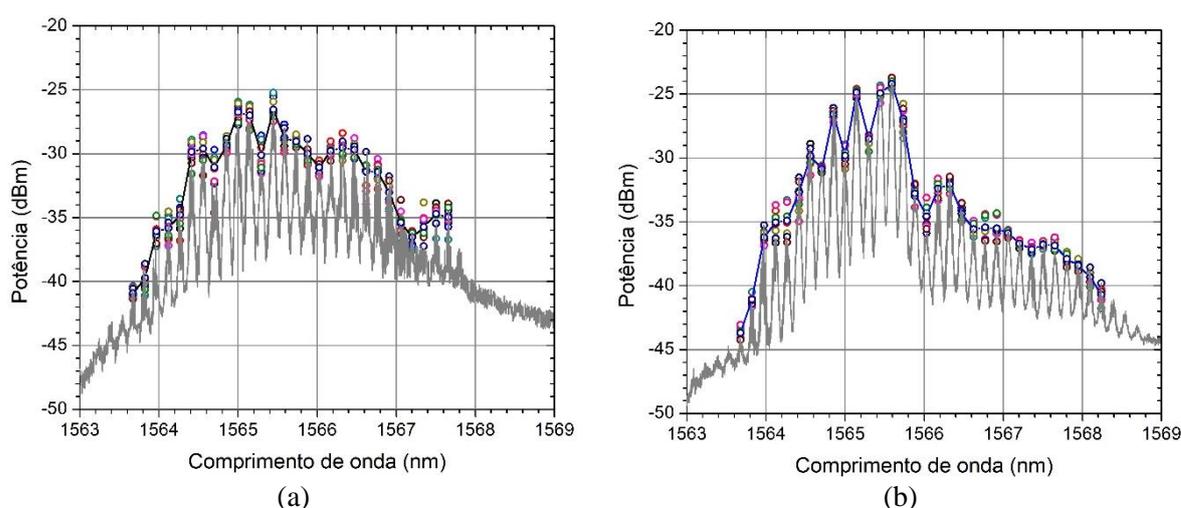


Figura 5.22 – Representação dos picos de potência referente às linhas de pente geradas pelo RL-OFCG em cada uma das 10 amostras para os cenários (a) sem e (b) com a atuação do SCE na estabilidade do laço, com linha ligando o valor médio de potência das amostras para cada linha de pente.

Para o cenário sem a atuação do SCE, foram produzidas 28 linhas de pente com OSNR maior que 3 dB, caracterizadas por instabilidade em relação às suas amplitudes e comprimento de onda central, conforme pode ser observado na Fig. 5.22 (a). Já com a atuação do SCE no RL-OFCG, o pente resultante apresentou 32 linhas com melhor estabilidade de amplitude e redução da oscilação do comprimento de onda central das linhas, como pode ser visto na Fig. 5.22 (b). Para quantizar a estabilidade, as linhas de pente dos 10 espectros de cada cenário foram avaliadas em relação a variação de suas amplitudes e de seus comprimentos de onda centrais. Para esta análise, foram consideradas apenas as 28 linhas em comum dos pentes produzidos em ambos os cenários, já que, após a atuação do SCE para o controle de estabilidade do RL-OFCG, houve a geração de 4 linhas a mais de pente.

Para a análise da variação de potência de cada linha de pente, tomaram-se os valores de amplitude observados para cada linha dentre as 10 amostras e determinaram-se os seus valores máximo e mínimo. A partir disto, definiu-se uma chamada amplitude de variação de potência para cada linha de pente gerado para cada um dos cenários estudados. Os resultados desta análise estão apresentados no gráfico da Fig. 5.23 (a), onde cada amplitude de variação está posicionada na média referente aos comprimentos de onda para cada grupo de amostras. Um estudo semelhante foi realizado para a variação de comprimento de onda de cada um destes picos de frequência para cada linha de pente. Para isto, calculou-se o desvio padrão do grupo de comprimentos de onda relativo às 10 amostras tomadas em cada cenário. Este desvio padrão foi avaliado para cada uma das 28 linhas de pente em comum entre ambos os cenários, e os resultados destes cálculos estão presentes na Fig. 5.23 (b)

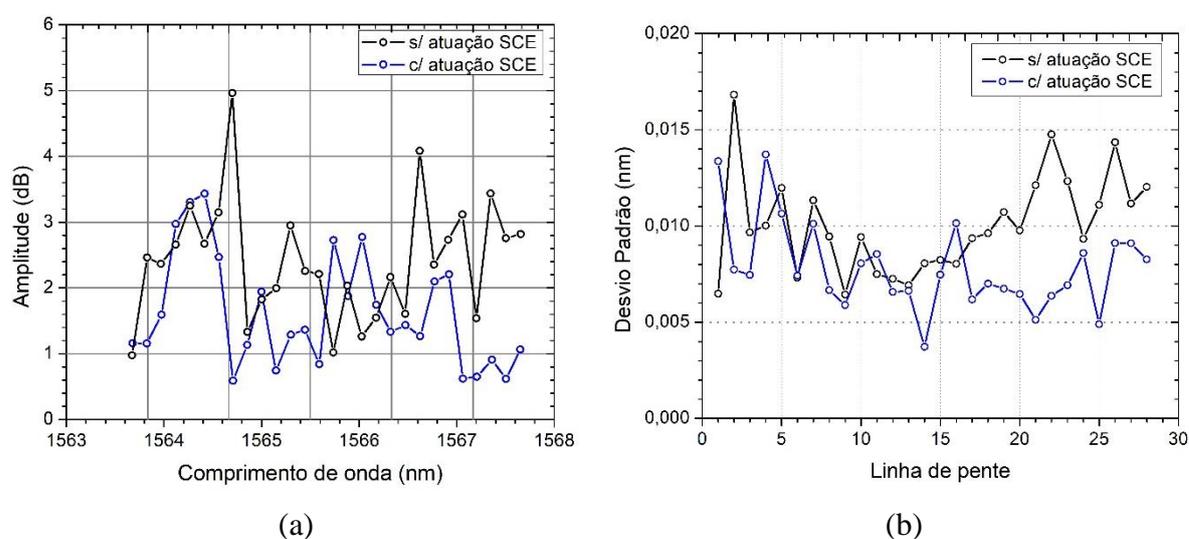


Figura 5.23 – Comparação de (a) amplitude de variação e (b) desvio padrão do comprimento de onda referente à cada linha de pente das amostras coletadas dos pentes gerados pelo RL-OFCG sem (em preto) e com (em azul) a atuação do SCE.

Analisando-se a Fig. 5.23 (a), observa-se uma redução na amplitude de variação das linhas de pente quando se comparam os cenários com e sem a atuação do circuito de controle. A variação na potência é menor em 20 das 28 linhas de pente em comum, ou seja, uma melhoria em estabilidade na amplitude em 71,43% das linhas. A amplitude máxima de variação individual para o cenário sem a atuação do SCE foi próxima de 5 dB. Já para o cenário com a atuação do SCE no RL-OFCG, esta variação máxima individual ficou abaixo de 3,2 dB. Além disto, após a aplicação do SCE houve um aumento no número de linhas geradas de 28 para 32 linhas com amplitude maior que 3 dBm, uma ampliação de 14%.

Em relação à estabilidade de comprimento de onda para cada linha de pente individual, observou-se também melhoria com a atuação do SCE. O desvio padrão referente ao comprimento de onda de cada linha de pente foi menor em 23 das 28 linhas de pente em comum aos dois cenários, ou seja, para 82,14 % das linhas. O desvio padrão individual para o cenário sem a atuação do SCE foi pouco menor que 17 pm, se comparado à menos que 4 pm quando o SCE foi utilizado.

Pelos resultados encontrados, pode-se concluir que a aplicação do SCE proposto gerou um grau considerável de estabilidade para as amplitudes e os comprimentos de onda centrais das linhas do pente óptico gerado pelo RL-OFCG. No Apêndice A, mostrou-se que a geração de linhas e a estabilidade do pente óptico dependiam das condições descritas por (2.3), ou seja, dos sincronismos em frequência entre a frequência de ressonância do laço e as frequências de modulação aplicada ao MZIM e do laser semente. Neste trabalho, pôde-se comprovar experimentalmente os benefícios da estabilidade em frequência e amplitude das linhas do pente óptico gerado por um RL-OFCG a partir da atuação de um SCE para estimular o sincronismo entre a frequência de modulação e a frequência de ressonância do laço. Porém, fatores externos impediram a avaliação completa do efeito do sincronismo entre a frequência do laser semente e a frequência de ressonância do laço, ficando esta parte final da análise como sugestão de trabalho futuro. Além disso, a brusca queda de amplitude das linhas ao redor de 1556 nm na Fig. 5.22 ao se passar da situação sem para com a ação do SCR também deve ser investigada futuramente.

6. Conclusão

Considerando-se os avanços em comunicações ópticas de altas taxas de transmissão, justificando as pesquisas em transmissões ópticas através do processamento paralelo sinais com uso dos chamados supercanais ópticos, estudos voltados para geradores de pente ópticos de frequência vêm sendo largamente realizados. Este trabalho trouxe uma investigação de um sistema de controle de estabilidade para um gerador de pentes de frequência ópticos baseado em laço de recirculação. Em particular, a estabilização de um laço de recirculação que apresenta em sua estrutura um modulador de intensidade de Mach-Zehnder, um SOA não linear e um SOA ultralongo foi tentada pela primeira vez e para qual foram realizados os experimentos descritos neste trabalho.

No Capítulo 2, foram introduzidos os fundamentos teóricos para OFCGs baseados em laço de recirculação, em especial o que conta com SOAs não lineares em sua estrutura, neste trabalho denominado como RL-OFCG. Foram apresentadas, também, análises em relação aos parâmetros de operação de seus dispositivos, em especial o modulador de intensidade de Mach-Zehnder (MZIM) e os SOAs não-linear (SOA-NL) e ultralongo (SOA-UL). O primeiro, por apresentar um controle simples da sua tensão de polarização, permitiu uma versatilidade na relação de potência entre a portadora e as bandas laterais produzidas pelo efeito de modulação, explorado na tentativa de equalizar as linhas do pente gerado. Já ambos os SOA acrescentaram não-linearidades, em particular a FWM, para geração de mais linhas de pente, especialmente o SOA-UL que é altamente não-linear. Já o SOA-NL teve contribuição mais relevante na geração de ganho para compensação de perdas ópticas ao longo do laço.

Já o Capítulo 3 trouxe os fundamentos teóricos do sistema de controle eletrônico (SCE) proposto para a primeira tentativa de estabilização do pente óptico gerado pelo RL-OFCG proposto. Descreveu-se a teoria dos dispositivos escolhidos como parte da montagem, em especial a do misturador de sinais (MIXER), responsável por realizar o batimento dos sinais que apresentam informação relevantes para a estabilidade do pente óptico gerado pelo laço.

Buscou-se realizar o travamento entre estes sinais e verificar o efeito que este travamento realiza na disposição das linhas de pente geradas pelo RL-OFCG.

Os Capítulos 4 e 5 apresentam a parte experimental deste trabalho. No Capítulo 4, são apresentados os processos de caracterização dos dispositivos ópticos pertencentes ao RL-OFCG, bem como os do próprio RL-OFCG durante a geração de linhas de pente através da circulação do sinal óptico. Buscou-se encontrar os parâmetros aplicados aos seus dispositivos internos que resultassem num pente óptico com melhores características. Estudou-se a geração de linhas de pente em duas configurações, malha aberta, onde a circulação do sinal não foi realizada, e em malha fechada, onde a circulação do sinal óptico foi garantida. Das características estudadas destes pentes, estão o número de linhas geradas, a equalização de potência entre estas linhas e a estabilidade de potência e de frequência destas linhas.

Com os resultados da caracterização do RL-OFCG quanto a geração de pentes ópticos, foi então idealizado um procedimento para aplicação do SCE para a estabilização dos pentes gerados pelo RL-OFCG proposto. Este procedimento, descrito no Capítulo 5, utilizou um misturador de sinais para realizar o batimento entre o sinal fotodetectado de uma amostra do pente óptico resultante e uma amostra do sinal de RF aplicado ao MZIM para a modulação do sinal óptico interno ao RL-OFCG. O resultado deste batimento, que apresentou a diferença de fase entre os sinais aplicados ao MIXER, foi aplicado a um alongador de fibra a piezelétrico (AFP), presente na estrutura interna do RL-OFCG, após ser processado por um circuito de amplificação e filtragem baseada em AmpOps. O AFP, por sua vez, variou o comprimento do RL-OFCG pela atuação do sinal de erro de controle, o que está intimamente ligado à frequência de ressonância do laço. Idealmente, para a operação estável do RL-OFCG, esta frequência precisa estar em sincronismo com ambas as frequências de modulação aplicada ao MZIM e do laser semente que alimenta o RL-OFCG, conforme mostrado no Capítulo 2. Na aplicação realizada neste trabalho, o SCE foi capaz de manter o sincronismo entre as frequências de ressonância do laço e de modulação. Não houve tempo hábil para realização de análises experimentais que comprovassem a aquisição de sincronismo entre a frequência do laser semente e a frequência de ressonância, devido à suspensão das atividades presenciais e uso do laboratório durante a pandemia da COVID-19.

Além destes capítulos, este trabalho apresenta dois apêndices. O estudo feito no Apêndice A demonstra que um OFCG baseado em laço de recirculação, tal qual o apresentado neste trabalho, apresenta uma maior capacidade de geração de linhas de pente estáveis em amplitude e frequência. Este comportamento está ligado à manutenção de sincronismo entre as

frequências de ressonância do laço e do sinal de modulação e entre a frequência de ressonância e do laser semente que alimenta o RL-OFCG, como mostra (2.3).

Já o Apêndice B descreve o projeto do circuito A&F, integrante do SCE, utilizado para condicionar o sinal de batimento entre os sinais do pente óptico fotodetectado e do gerador de sinais que também alimenta o modulador de intensidade utilizado no RL-OFCG. O circuito é composto de 4 estágios projetados utilizando AmpOps e um estudo de estabilidade do sistema realimentado empregando a resposta do A&F foi apresentado.

Após a aplicação do SCE para atuar no comprimento do RL-OFCG, o formato do pente óptico obtido alterou-se. Linhas de pente tornaram-se mais aparentes e com formato espectral mais bem definido, principalmente em linhas de comprimento de onda maiores, mais próximas do comprimento de onda central do SOA-UL. Houve uma ampliação no número de linhas geradas de 14% e uma menor variação na potência para 71,4% destas linhas. Em relação ao comprimento de onda destas linhas, houve uma melhoria na estabilidade para 82,1% das linhas. Como demonstrado neste trabalho, a aplicação do SCE sob as condições propostas trouxe uma melhoria de estabilidade considerável ao pente gerado, bem como um aumento no número de linhas geradas. Isto se deu ao garantir o sincronismo entre a frequência de modulação e a frequência de ressonância do laço, como mostrado nos experimentos realizados descritos ao longo do Capítulo 5.

Apesar dos resultados encontrados ao longo do trabalho experimental realizado, alguns questionamentos foram levantados de forma a criar sugestões para trabalhos futuros. São alguns deles:

- o estudo da variação dos parâmetros do laço e a sua relação com o número de linhas de pente geradas e com a amplitude destas linhas, de forma completar o que foi inicialmente apresentado no Apêndice A; um dos parâmetros de interesse, por exemplo, é o valor de V_{AC} aplicado ao MZIM, que causa comportamentos distintos para o número e amplitude das linhas do pente;
- o estudo do controle automático do laço a partir de outros dispositivos além do AFP, como, por exemplo, a corrente de polarização dos SOAs para compensação de erro de fase e equalização das amplitudes das linhas de pente gerado pelo RL-OFCG;
- estudo teórico mais aprofundado do SCE, a fim de buscar novas configurações de circuitos de controle A&F;

- aplicação de um microcontrolador ou outro dispositivo que possa substituir o circuito A&F e realizar o condicionamento do sinal de batimento $v_{IF}(t)$ por técnicas de processamento digital de sinais e aumentar a versatilidade do procedimento.
- propor e executar experimentos a fim de garantir o sincronismo entre as frequências do sinal do laser semente e de ressonância do laço óptico, a fim de verificar melhorias no pente óptico resultante.

Um artigo baseado neste trabalho foi aceito e apresentado oralmente em uma conferência internacional realizada a distância:

- Danierick V. G. Nascimento e Aldário C. Bordonalli, “Feedback control circuit implementation in a fiber loop SOA-optical frequency comb generator,” anais da *Frontiers in Optics / Laser Science*, Optica (antiga *Optical Society of America*), artigo FW5D.3, 2021.

Referências Bibliográficas

- [1] ITU (International Telecommunications Union), “Measuring digital development. Facts and figures 2019,” *ITU Publ.*, pp. 1–15, 2019, [Online]. Available: <https://www.itu.int/myitu/-/media/Publications/2020-Publications/Measuring-digital-development-2019.pdf>.
- [2] G. do Brasil, “Acesso à internet cresceu nos lares brasileiros,” 2021. <https://www.gov.br/pt-br/noticias/transito-e-transportes/2021/04/acesso-a-internet-cresceu-nos-lares-brasileiros> (accessed Feb. 08, 2021).
- [3] A. Feldmann *et al.*, “The Lockdown Effect: Implications of the COVID-19 Pandemic on Internet Traffic,” *Proc. ACM SIGCOMM Internet Meas. Conf. IMC*, pp. 1–18, 2020, doi: 10.1145/3419394.3423658.
- [4] ITU-T, “G.694.1 (10/2020), Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid,” *Ser. G.694.1*, pp. 1–16, 2020, [Online]. Available: <http://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1/en%5Cnhttp://www.itu.int/rec/T-REC-G.694.1-201202-I/en>.
- [5] P. C. C. Dias, “Redes Ópticas Elásticas,” Monografia (graduação), USP, São Carlos, 2018.
- [6] L. A. H. Mamani, “Análise da Planicidade de Pentes Ópticos de Frequências Gerados por Modulador Mach-Zehnder de Duplo Controle,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2017.
- [7] M. L. M. dos Santos, “Gerador de Pente Óptico de Frequências Baseado em Laço de Recirculação com Amplificador Óptico a Semicondutor,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2019.
- [8] K. P. Ho and J. M. Kahn, “Optical frequency comb generator using phase modulation in amplified circulating loop,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 5, no. 6, pp. 721–725, 1993, doi: 10.1109/68.219723.

- [9] H. H. D. E. Carvalho, “Avaliação Experimental Da Transmissão Óptica Em Altas Taxas De Supercanais Com Diferentes Técnicas De Multiplexação De Subportadoras,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2014.
- [10] H. Shams *et al.*, “Optical frequency tuning for coherent THz wireless signals,” *J. Light. Technol.*, vol. 36, no. 19, pp. 4664–4670, 2018, doi: 10.1109/JLT.2018.2846031.
- [11] M. Imran, P. M. Anandarajah, A. Kaszubowska-Anandarajah, N. Sambo, and L. Poti, “A survey of optical carrier generation techniques for terabit capacity elastic optical networks,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 20, no. 1, pp. 211–263, 2018, doi: 10.1109/COMST.2017.2775039.
- [12] S. Droste, G. Ycas, B. R. Washburn, I. Coddington, and N. R. Newbury, “Optical frequency comb generation based on erbium fiber lasers,” *Nanophotonics*, vol. 5, no. 2, pp. 196–213, 2016, doi: 10.1515/nanoph-2016-0019.
- [13] D. S. Wu, “Optical Frequency Comb Locked Signal Synthesis,” Tese (doutorado), University of Southampton, Southampton, 2014.
- [14] H. H. D. E. Carvalho, “Avaliação Experimental Da Transmissão Óptica Em Altas Taxas De Supercanais Com Diferentes Técnicas De Multiplexação De Subportadoras,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2014.
- [15] L. Ponnampalam, M. Fice, H. Shams, C. Renaud, and A. Seeds, “Optical comb for generation of a continuously tunable coherent THz signal from 1225 GHz to >27 THz,” *Opt. Lett.*, vol. 43, no. 11, p. 2507, 2018, doi: 10.1364/ol.43.002507.
- [16] J. Li, P. A. Andrekson, and B. Bakhshi, “Direct generation of subpicosecond chirp-free pulses at 10 GHz from a nonpolarization maintaining actively mode-locked fiber ring laser,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 1150–1152, 2000, doi: 10.1109/68.874218.
- [17] P. Shen, P. A. Davies, W. P. Shillue, L. R. D’Addario, and J. M. Payne, “Millimetre wave generation using an optical comb generator with optical phase-locked loops,” *2002 Int. Top. Meet. Microw. Photonics, MWP 2002 - Tech. Dig.*, pp. 101–104, 2002, doi: 10.1109/MWP.2002.1158870.
- [18] M. Nakazawa and E. Yoshida, “40-GHz 850-fs regeneratively FM mode-locked polarization-maintaining erbium fiber ring laser,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 12, no. 12, pp. 1613–1615, Dec. 2000, doi: 10.1109/68.896324.

- [19] T. Sutili, “Estudo e Caracterização Experimental de Modulador Óptico em Quadratura utilizando Sinais em Contra-fase,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2014.
- [20] R. S. Camargo, “Desenvolvimento Matemático de MMC Utilizando a Estratégia de Chaveamento PSCPWM,” Dissertação (mestrado), Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2015.
- [21] E. C. Magalhães, “Conversão em comprimento de onda de sinais modulados em fase por mistura de quatro ondas em SOAs,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2011.
- [22] M. J. Connelly, *Semiconductor Optical Amplifiers*. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [23] J. M. Senior, *Optical Fiber Communications: Principles and Practice*, 3rd ed. Harlow, England: Pearson Education Limited, 2009.
- [24] G. Keiser, *Comunicações por Fibras Ópticas*, 4°. Porto Alegre: AMGH, 2014.
- [25] J. L. Benitez, “Geração de Sinais de RF por Mistura de Harmônicas de Portadoras Ópticas Moduladas em Amplificadores Ópticos a Semicondutor,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2008.
- [26] N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, A. L. R. Cavalcante, and E. Conforti, “Four wave mixing characterization of semiconductor optical amplifiers with different cavity lengths,” *2007 SBMO/IEEE MTT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf. (IMOC 2007)*, pp. 203–206, 2007.
- [27] C. Adami, A. Felix, and A. Bordonalli, “Caracterização da mistura de quatro ondas em diferentes amplificadores ópticos a semicondutor visando aplicação em fontes de supercanais,” pp. 1–4, 2015, doi: 10.14209/sbrt.2015.130.
- [28] S. Sang-Ngern and A. Roeksabutr, “Electronic feedback system for stabilization of fiber ring resonator,” *ETRI J.*, vol. 32, no. 1, pp. 53–61, 2010, doi: 10.4218/etrij.10.0109.0320.
- [29] S. Fukushima, C. F. C. Silva, Y. Muramoto, and A. J. Seeds, “Optoelectronic millimeter-wave synthesis using an optical frequency comb generator, optically injection locked lasers, and a unidirectional-traveling-carrier photodiode,” *J. Light. Technol.*, vol. 21, no. 12, pp. 3043–3051, 2003, doi: 10.1109/JLT.2003.822250.
- [30] W. P. Shillue, P. Shen, N. J. Gomes, P. A. Davies, and W. P. Shillue, “Generation of 2 THz span optical comb in a tunable fiber ring based optical frequency comb generator,” *MWP*

2007 - 2007 *IEEE Int. Top. Meet. Microw. Photonics*, pp. 46–49, 2007, doi: 10.1109/MWP.2007.4378132.

[31] S. Sang-Ngern, P. Wisartpong, P. Wardkein, and A. Roeksabutr, “Electronic feedback circuit for stabilization of fiber ring resonator output light,” *2007 Asia-Pacific Conf. Commun. APCC*, pp. 339–342, 2007, doi: 10.1109/APCC.2007.4433442.

[32] L. Bouchard, E. A. Ponomarev, S. Yang, and X. Bao, “Development and performance comparison of two different approaches for stabilizing a harmonic mode-locked fiber laser at 40 GHz,” *Appl. Opt.*, vol. 45, no. 16, pp. 3826–3830, 2006, doi: 10.1364/AO.45.003826.

[33] Y. Fukuchi, K. Hirata, and H. Ikeoka, “Wavelength-tunable and bandwidth-variable ultra-flat optical frequency comb block generation from a bismuth-based actively mode-locked fiber laser,” *IEEE Photonics J.*, vol. 6, no. 1, pp. 1–9, 2014, doi: 10.1109/JPHOT.2013.2295469.

[34] P. Shen, N. J. Gomes, P. A. Daviesa, P. Shillueb, P. G. Huggard, and B. N. Ellison, “Fiber ring based optical frequency comb generator with comb line spacing tunability,” *2005 Digest of the LEOS Summer Topical Meetings*, pp. 69–70, 2005.

[35] G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communications Systems*, 3rd ed., vol. 6. Rochester: John Wiley & Sons, 2002.

[36] R. Ramaswami, K. N. Sivarajan, and G. H. Sasaki, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 3rd ed., vol. 148. Burlington: Elsevier, 2010.

[37] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., vol. 148. Danvers: John Wiley & Sons, 2012.

[38] M. Steer, *Microwave and RF Design: A Systems Approach*, 1st ed. Raleigh: SciTech Publishing, 2010.

[39] W. F. Egan, *Phase-Lock Basics*, 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2008.

[40] C. K. Alexander and M. N. O. Sadiku, *Fundamentals of Electric Circuits*, 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2013.

[41] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 6th ed. New York: Oxford University Press, 2009.

[42] J. T. F. Bogart, *Dispositivos e Circuitos Eletrônicos*, 1st ed. Brasil: Makron Books, 2001.

- [43] C. J. Savant, M. S. Rode, and G. L. Carpenter, *Electronic Design - Circuits and Systems*, 2nd ed. USA: Benjamin/Cummings Publishing Company, 1991.
- [44] A. B. Williams and F. J. Taylor, *Electronic Filter Design Handbook*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2006.
- [45] D. A. Henderson, C. Hoffman, R. Culhane, D. V. III, and D. Viggiano III, “Kilohertz scanning all-fiber optical delay line using piezoelectric actuation,” *Fiber Opt. Sens. Technol. Appl. III*, vol. 5589, pp. 99–106, 2004, doi: 10.1117/12.571572.
- [46] H. Mei, B. Li, H. Huang, and R. Rao, “Piezoelectric optical fiber stretcher for application in an atmospheric optical turbulence sensor,” *Appl. Opt.*, vol. 46, no. 20, pp. 4371–4375, 2007, doi: 10.1364/AO.46.004371.
- [47] D. A. Jackson, R. Priest, A. Dandridge, and A. B. Tveten, “Elimination of drift in a single-mode optical fiber interferometer using a piezoelectrically stretched coiled fiber,” *Appl. Opt.*, vol. 19, no. 17, p. 2926, 1980, doi: 10.1364/ao.19.002926.
- [48] S. Tai, K. Kyuma, K. Hamanaka, and T. Nakayama, “Applications of fibre optic ring resonators using laser diodes,” *Opt. Acta (Lond)*, vol. 33, no. 12, pp. 1539–1551, 1986, doi: 10.1080/713821911.
- [49] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, 5 ed. São Paulo: Pearson Education, 2010.
- [50] A. C. Bordonalli, “Optical injection phase-lock loop,” Tese (doutorado), University of London, London, 1996.
- [51] F. M. Gardner, *Phaselock Techniques: Third Edition*. 2005.
- [52] M. S. Gonçalves, “Análise da Evolução Temporal do Processo de Aquisição de Laços de Travamento de Fase Óptica Homódinos,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2002.
- [53] H. Ghafouri-Shiraz, *The Principles of Semiconductor Laser Diodes and Amplifiers - Analysis and Transmission Line Laser Modeling*, 1st ed. London: Imperial College Press, 2004.
- [54] A. I. N. B. Pereira, “Avaliação experimental do travamento de laser semiconductor por injeção óptica de sinais com múltiplas portadoras,” Dissertação (mestrado), UNICAMP, Campinas, 2021.

- [55] H. Ludvigsen, M. Tossavainen, and M. Kaivola, "Laser linewidth measurements using self-homodyne detection with short delay," *Opt. Commun.*, vol. 155, no. 1–3, pp. 180–186, 1998, doi: 10.1016/S0030-4018(98)00355-1.
- [56] R. S. Camargo, "Desenvolvimento matemático de MMC utilizando a estratégia de chaveamento PSCPWM," Universidade Federal do Espírito Santo, Vitória, 2015.
- [57] T. Valente Pinto Coelho, "Análise experimental de topologias de amplificadores ópticos a fibra dopada com Érbio," Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2007.
- [58] R. C. Figueiredo, N. S. Ribeiro, A. M. O. Ribeiro, C. M. Gallep, and E. Conforti, "Hundred-picoseconds electro-optical switching with semiconductor optical amplifiers using multi-impulse step injection current," *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 1, pp. 69–77, 2015, doi: 10.1109/JLT.2014.2372893.
- [59] N. S. Ribeiro, C. M. Gallep, and E. Conforti, "Experimental analysis of the spectral broadening in a data eraser/rewriter based on a saturated UL-SOA," *SBMO/IEEE MTT-S Int. Microw. Optoelectron. Conf. Proc.*, pp. 286–290, 2011, doi: 10.1109/IMOC.2011.6169364.

Apêndice A

Análise numérica do RL-OFCG.

Este apêndice contém a descrição de uma análise numérica baseada na teoria descrita inicialmente na Seção 2.3 deste trabalho. Utilizando-se métodos numéricos, o comportamento espectral da expressão proporcional a campo elétrico de saída $E_{out}(t)$ do RL-OFCG proposto na Fig. 2.2 foi investigado para determinadas condições de operação. Um algoritmo desenvolvido em MatLAB calculou os valores numéricos da função proporcional à intensidade do campo, de acordo com (2.28), para valores pré-determinados de t . Na sequência, ele realizou a transformada rápida de Fourier (FFT – *fast Fourier transform*) dos resultados a partir de um comando embutido do software, o *fft* [2]. Este algoritmo está descrito ao final deste apêndice para consulta.

Durante as análises, foram atribuídos valores fixos a alguns dos parâmetros, ou seja, a frequência do LS (f_{ls}) foi de 1 kHz, a frequência de modulação (f_m) foi de 10 Hz, o coeficiente de perdas do acoplador direcional (γ) foi de 0,1, o fator de acoplamento do acoplador direcional (k) foi de 0,5, o termo B associado à amplitude da tensão de RF (V_{AC}) acoplada ao MZIM foi de $0,95V_\pi$, segundo a análise preliminar feita na Seção 2.2.1, e a tensão de meia-onda do modulador (V_π), assumido como um MZIM, foi de 4 V. As frequências adotadas para o LS e para a modulação têm o intuito de reduzir a carga computacional para a produção de resultados pela FFT.

Já para parâmetros que foram observados como os mais sensíveis durante o procedimento experimental, a frequência de ressonância do laço (f_{ress}), o coeficiente de potência transmitida pelo laço (α) e a tensão de polarização do MZIM (V_{DC}), as condições de operação foram escolhidas a partir um conjunto de valores que, teoricamente, produziria um pente com ampla largura de banda e com um número grande de linhas com alta amplitude. Os valores adotados como os de referência para estes parâmetros são $f_{ress} = 1$ Hz, $\alpha = 2,2$ e $V_{DC} = -V_\pi/2$. No caso de f_{ress} , o valor escolhido atende as condições de ressonância do laço (2.3) em relação aos

valores fixados de f_{ls} e f_{fm} , como será discutido a seguir. Para os outros parâmetros, as justificativas serão apresentadas adiante.

A Fig. A.1 apresenta o espectro da intensidade normalizada do campo elétrico de saída que é resultante dos valores dos parâmetros de referência, segundo (2.28). O modo de apresentar os resultados da Fig. A.1 será mantido para os demais gráficos que tratam de uma mesma característica de saída do laço. A ideia desta análise é a de demonstrar o potencial do sistema para a gerar linhas de pente a partir de condições de operação diversas, identificando as mais promissoras. Neste sentido, observa-se que os parâmetros de referência adotados para o laço, juntamente com os que foram fixados, são capazes de produzir um pente com várias linhas e de ampla largura de banda.

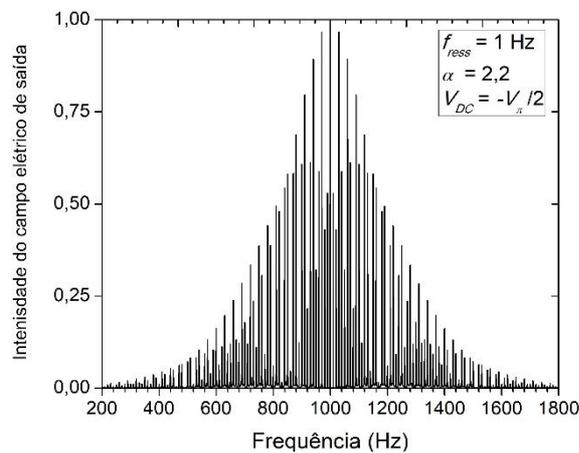


Figura A.1 – Espectro do pente de frequências obtido por simulação numérica de um RL-OFGC quando $f_{ress} = 1$ Hz, $\alpha = 2,2$ e $V_{DC} = -V_{\pi}/2$.

A primeira alteração das condições de operação do OFGC em relação aos parâmetros de referência foi conduzida ao se variar apenas os valores da frequência de ressonância do laço f_{ress} . A Fig. A.2 apresenta os espectros da intensidade normalizada do campo elétrico de saída quando f_{ress} é igual a (a) 1 e (b) 3 Hz. Pode-se observar um comportamento bem distinto para os resultados apresentados na Fig. A.2. Isto acontece pelo fato de que, ao contrário do que acontece para a Fig. A.2 (a), a condição de ressonância do laço não é garantida no caso da Fig. A.2 (b). Em outras palavras, quando $f_{ress} = 3$ Hz, tanto f_{ls} quanto f_{fm} não são múltiplos inteiros da frequência de ressonância. Da condição de ressonância (2.3), tem-se que as frequências f_{ls} e f_{fm} devem obedecer [1]:

$$\begin{cases} f_{ls}T = l \\ f_{fm}T = m \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

onde l e m são números inteiros diferentes de zero. Como $T = f_{ress}$, então:

$$\begin{cases} \frac{f_{ls}}{f_{ress}} = l \\ \frac{f_m}{f_{ress}} = m \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

Assim, (A.3) justifica o comportamento observado para a Fig. A.2 (b). Como já mencionado, quando f_{ress} assume o valor de 1 Hz (referência), as razões em (A.3) produzem valores inteiros, explicando os amplos pentes das Fig. A.1 e A.2 (a).

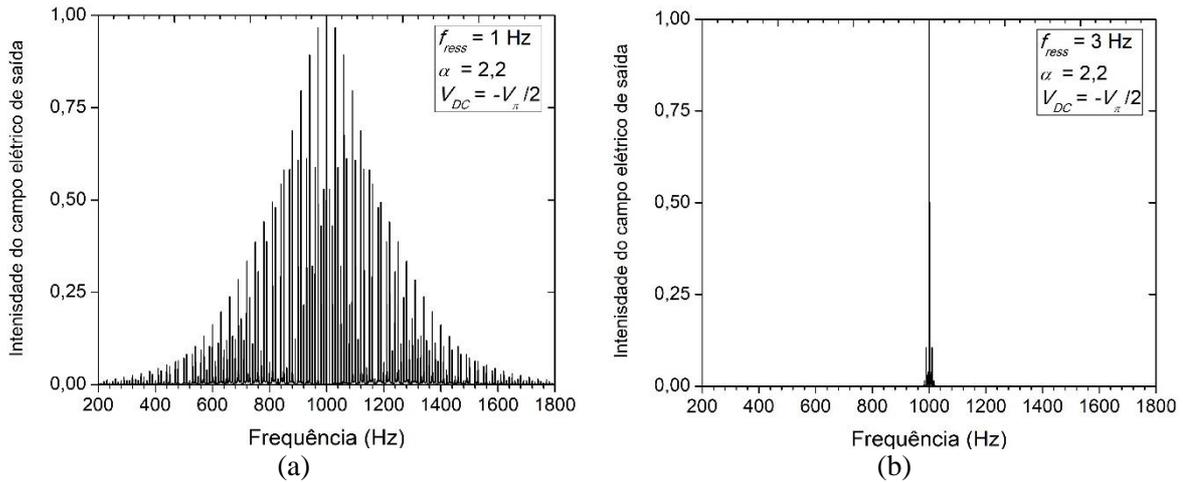


Figura A.2 – Espectros dos pentes de frequências obtidos por simulação numérica de um RL-OFCG quando (a) $f_{ress} = 1$ Hz e (b) $f_{ress} = 3$ Hz, para $\alpha = 2,2$, $V_{DC} = -V_{\pi}/2$.

O passo seguinte foi repetir a análise anterior apenas alterando o valor do coeficiente de potência transmitida pelo laço α , enquanto os demais valores de referência permanecem os mesmos. Em particular, uma forma de se observar a influência do parâmetro α é por meio da definição de $c_{bp}^2 = \alpha(1 - k)(1 - \gamma)$, um coeficiente auxiliar que aparece em (2.28). Quando o coeficiente c_{bp} se aproxima da unidade, pode-se interpretar que as perdas do laço representadas por k e γ estão sendo compensadas. Logo, para os valores assumidos de k e γ , quanto mais α se aproximar de 2,2, mais próximo c_{bp}^2 estará de 1. Com isto, espera-se que um maior número de linhas possa ser produzido pelo laço, como acontece para o caso ilustrado pela Fig. A.1. Neste sentido, a Fig. A.3 mostra os espectros da intensidade normalizada do campo elétrico de saída quando α é igual a (a) 2,0 e (b) 2,2. Claramente, observa-se que a largura espectral do pente se estreita com a diminuição do valor de α . É importante salientar que, no caso do RL-OFCG investigado experimentalmente neste trabalho, pela estrutura de um anel em fibra com ganho interno, o ganho fornecido pelos SOAs precisou ser limitado à compensação das perdas internas do laço. Caso este ganho supere as perdas, o sistema teria o potencial de iniciar um regime semelhante à um laser de fibra, o que é indesejável para a operação de um OFCG.

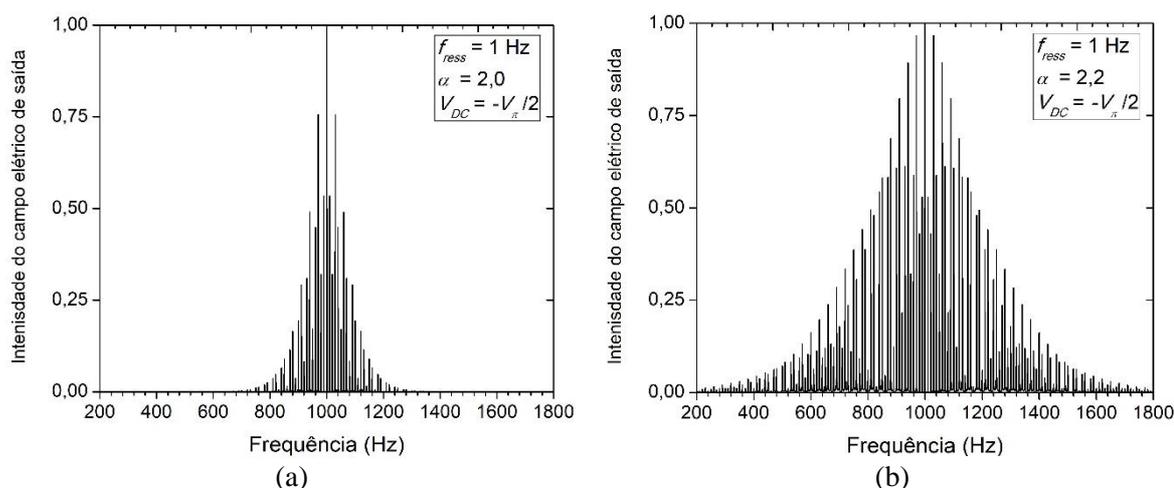


Figura A3 – Espectros dos pentes de frequências obtidos por simulação numérica de um RL-OFCG quando (a) $\alpha = 2,0$ e (b) $\alpha = 2,2$, para $f_{\text{ress}} = 1$ Hz, $V_{DC} = -V_{\pi}/2$.

Por fim, a influência dos parâmetros relacionados ao modulador óptico na geração de pentes foi avaliada. Em particular, o MEO empregado experimentalmente foi um MZIM, de forma que o nível de tensão de polarização (V_{DC}) para um valor fixo da amplitude da tensão de modulação (V_{AC}) deve ser uma característica do modulador avaliada. Os valores assumidos para V_{DC} são múltiplos da tensão de meia onda do modulador V_{π} , que é um parâmetro importante do modulador. A análise deve demonstrar como o pente gerado se comporta em relação ao número produzido de linhas e à distribuição de suas amplitudes em comparação à da portadora central.

Seguindo os procedimentos anteriores de variação de apenas um parâmetro de referência por vez, a Fig. A.4 apresenta os espectros da intensidade normalizada do campo elétrico de saída quando V_{DC} é igual a (a) $-V_{\pi}/4$ e (b) $-V_{\pi}/2$. Ao se analisar os gráficos das Fig. A.4 (a) e (b), tem-se uma noção inicial de como este parâmetro influencia no número de linhas dos pentes gerados. Em ambos os casos, os espectros apresentam ampla largura de banda sem variações aparentes no número de linhas produzidos. Nota-se uma variação na amplitude das linhas produzidas, que pode ser entendida via (2.17), presente na Seção 2.2.1 deste trabalho.

Como visto na Seção 2.2.1, a geração de harmônicas também depende do valor adotado para V_{AC} . Porém, ao longo dos estudos experimentais realizados, a variação deste parâmetro e sua contribuição para na geração de harmônicas não foi abordado já que o objetivo principal do trabalho é o de projetar um protótipo de sistema de controle para a estabilização das linhas do pente gerado pela estrutura do RL-OFCG descrita no Capítulo 2. A variação do valor de V_{AC} causa comportamentos bem distintos para o número e amplitude das linhas do pente, sugerindo a necessidade um estudo aprofundado sobre as condições mais adequadas para a geração do pente. Este estudo foi então sugerido como trabalho futuro no Capítulo 6.

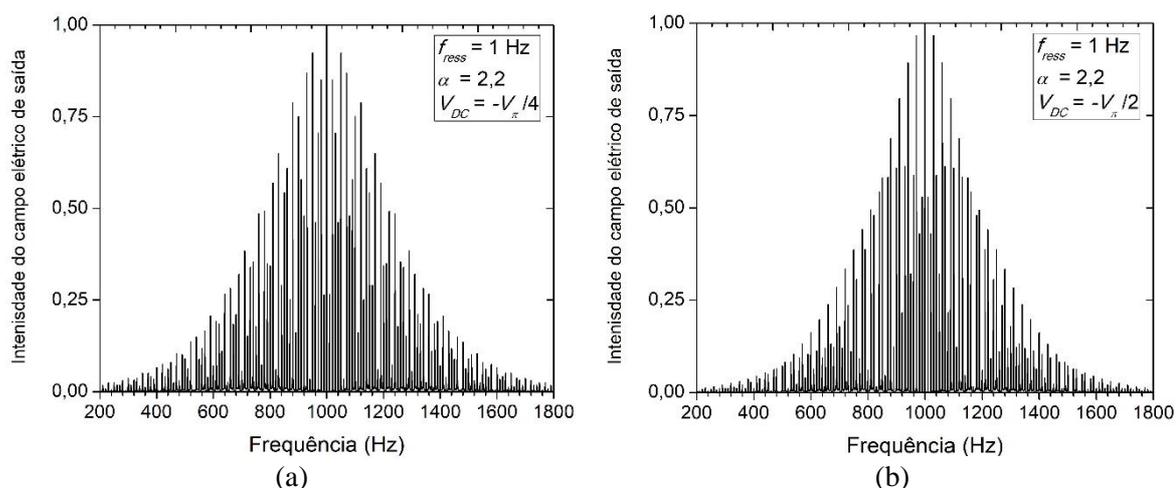


Figura A.4 – Espectros dos pentes de frequências obtidos por simulação numérica de um RL-OFCG quando (a) $V_{DC} = -V_{\pi}/8$, (b) $V_{DC} = -V_{\pi}/2$, para $f_{ress} = 1$ Hz, $\alpha = 2,2$.

Esta análise preliminar foi realizada de forma simples e objetivou nortear possíveis valores iniciais de ajuste dos dispositivos ópticos presentes na composição do RL-OFCG durante o trabalho experimental. Ademais, mostrar um comportamento teórico do RL-OFCG a partir da variação dos parâmetros estudados durante a análise e estados de operação a serem alcançados durante o processo experimental.

Algoritmo

%Gerador de pentes ópticos de frequência baseado em laço de recirculação

```
c = physconst('LightSpeed');
ng = 1.55;
f_ress_laco = 1;
T_ress_laco = 1/f_ress_laco;
```

```
% Velocidade da luz no vácuo
% Índice de refração de grupo adotado
% Frequência de ressonância do laço
% Período do laço
```

```
%Laser monocromático
f_laser = 1000;
```

```
% Frequência do laser
```

% Laço Óptico de Recirculação

% Parâmetros do laço

```
gama = 0.1;
k = 0.5;
alfa = 2.2;
cbp = sqrt(alfa.*(1-gama).(1-epsilon));
```

```
% coef. de perdas do AD1
% coef. de acoplamento do AD1
% coef. de potência transmitida pelo laço
% próximo de 1
```

%Modulador

```

f_m = 10;

% Criação da variável tempo
max_t = 2 * max([1/f_laser, 1/f_m, T_ress_laco]);
t = linspace(0, max_t, 4000);
step_t = max_t/(length(t));

V_pi = 4; % Valor de V_pi do MZM
v_dc = (-1/2 * V_pi); % Tensão de bias do MZM
v_ac = (0.95*V_pi) * sin(2*pi*f_m.*t); % Sinal RF que alimenta o MZM
vm_t = v_dc + v_ac; % Sinal modulante

% Função de transferência do MZM
phase_mod = cos((pi/(2*V_pi))*(vm_t)) % modulador operando em modo
push-pull

% Atraso do laço

fase_loop = exp(-1i*(2 * pi .* f_laser .* T_ress_laco));

% Função proporcional à intensidade do campo elétrico (equação (2.28))

phi_t = (1+k) + (((k^2)*sqrt(alfa*(1-gama) + 2*k*(cbp^2))).*(phase_mod)
.^2) + (2*k*cos(2*pi*f_laser*T_ress_laco).*phase_mod) ./ ((abs(1-cbp.*
fase_loop).*phase_mod).^2);

% Transformada rápida de Fourier

T = step_t; % Período de amostragem
Fs = 1/T; % Frequência de amostragem
L = length(t); % Comprimento do vetor tempo

F_out = (abs(fft(f_out)/L));
F_out = (fftshift(F_out)/max(F_out));
f = (0:L-1)*(Fs/L);

figure(1)
f = (-L/2:L/2-1)*(Fs/L)*(1/f_m);
plot(f,F_out)

```

Referências Bibliográficas

- [1] K. P. Ho e J. M. Kahn, “Optical frequency comb generator using phase modulation in amplified circulating loop,” *IEEE Photonics Technol. Lett.*, vol. 5, no. 6, pp. 721–725, 1993, doi: 10.1109/68.219723.
- [2] S. M. Hussain, A. Z. Sadik, and P. O’Shea, *Digital Signal Processing: An Introduction with MATLAB and Applications*. Berlin: Springer, 2011.

Apêndice B

Projeto do circuito de amplificadores e filtro

Neste apêndice, apresenta-se o projeto do circuito de amplificadores e filtro (A&F), parte do sistema de controle eletrônico (SCE) utilizado neste trabalho para estabilização do RL-OFCEG proposto. O circuito é utilizado para condicionar o sinal provindo da porta IF do MIXER, resultado da operação de *down-conversion* entre os sinais aplicados às suas portas de RF e LO, e alimentar o controlador de tensão do AFP. O circuito eletrônico baseado em amplificadores operacionais foi projetado utilizando-se o software Proteus Professional 7.10 da *Labcenter Electronics*. Este software realiza a simulação de circuitos eletrônicos por meio de um programa incluso em seu pacote chamado ISIS Professional, além de propiciar o projeto de desenho de placas de circuito impresso (PCI). O projeto final foi enviado ao SATE da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas, para a sua impressão e montagem. O circuito é composto de quatro estágios ilustrados no esquemático apresentado na Fig. B1, que são descritos nas próximas seções seguindo a ordem de numeração.

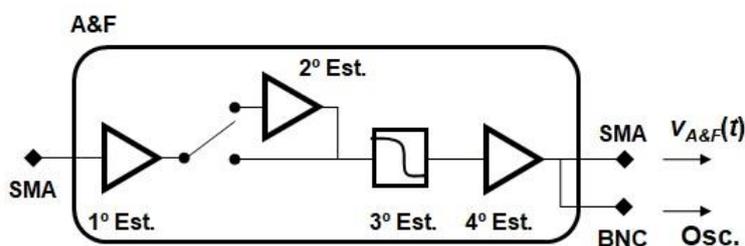


Figura B1 – Esquemático do circuito A&F desenvolvido para atuar no SCE proposto neste trabalho.

A Seção B.1 trata do primeiro e segundo estágios. O primeiro estágio tem a função de gerar um ganho inicial e variável, além de ajustar a tensão de compensação (*offset*) em sua saída para aproximadamente 0 V. O segundo estágio, formado por um amplificador inversor de ganho unitário, é inserido no circuito por uma chave de dois polos e acionamento duplo

(DPDT – *double pole double throw*), caso a polaridade do sinal de entrada precise ser invertida. O terceiro estágio, apresentado na Seção B.2, é um filtro passa-baixa de Butherworth de sexta ordem, capaz de filtrar altas frequências que venham a danificar o cristal piezelétrico do alongador de fibra durante uma possível condição de ressonância. Este estágio foi projetado visando a opção de se utilizar o circuito para alimentar o AFP diretamente, sem a passagem pelo CT. Em seguida, na seção B.3, descreve-se o quarto estágio, que acrescenta um ganho variável adicional ao sinal de erro, caso seja necessário, e ajusta o nível DC de saída para o valor inicial de 2,5 V. Desta forma, o sinal de erro $v_{IF}(t)$ opera em um nível de tensão no centro da faixa de operação do CT, permitindo o AFP atuar no aumento ou redução do comprimento do laço do RL-OFCCG. Por fim, a Seção B.4 apresenta uma avaliação da resposta em frequência do circuito completo e, a partir desta, faz-se uma análise de estabilidade assumindo-se que o circuito é parte de uma malha de realimentação, como acontece para o RL-OFCCG.

Na construção do circuito A&F descrito nas próximas seções, utilizaram-se 14 resistores, 4 resistores de resistência variável (*trimpots*) e 8 capacitores. As Tabelas B1, B2 e B3 apresentam os valores de resistência dos resistores, de resistência máxima dos resistores variáveis e das capacitâncias dos capacitores, respectivamente. A entrada e a saída do circuito utilizaram conectores do tipo SMA e uma saída paralela foi disponibilizada com conector coaxial para monitoramento do sinal de saída em um osciloscópio. Para alimentação dos AmpOps presentes no circuito, foram utilizados bornes de entrada para conectores do tipo banana.

Tabela B1 – Valores de resistências dos resistores utilizados no circuito A&F.

Resistor	Resistência (k Ω)	Resistor	Resistência (k Ω)	Resistor	Resistência (k Ω)
R1	27,0	R6	15,0	R11	15,0
R2	110,0	R7	15,0	R12	2,2
R3	20,0	R8	15,0	R13	100.000
R4	1,0	R9	15,0	R14	100.000
R5	1,0	R10	15,0		

Além destes, foram utilizados dois modelos de amplificadores operacionais (AmpOps), o LF353N da *ON Semiconductor* e o TL074ACN da *Texas Instruments*. O AmpOp LF353N apresenta dois amplificadores em seu encapsulamento, um valor típico de ganho de malha aberta de 10^5 e um produto ganho-largura de banda de até 4 MHz, necessitando de uma alimentação de ± 15 V em seus terminais V_{DC}^+ e V_{DC}^- . Já o AmpOp TL074ACN apresenta 14 pinos e 4 amplificadores operacionais independentes em seu encapsulamento. As alimentações

V_{DC}^+ e V_{DC}^- são, respectivamente, de +15 e -15 V. Seu valor típico de ganho de malha aberta é de 2×10^5 e seu produto ganho-largura de banda é de 3 MHz. No total, foram utilizados um LF353N, com seus dois AmpOps fazendo parte dos Estágios 1 e 2, e um TL074ACN, com seus três de seus quatro AmpOps sendo empregados no Estágio 3 e o último no Estágio 4.

Tabela B2 – Valores de resistência máxima dos resistores variáveis utilizados no circuito A&F.

Resistor variável	Resistência máx. (k Ω)
RV1	100
RV2	50
RV3	10
RV4	50

Tabela B3 – Valores de capacitâncias dos capacitores utilizados no circuito A&F.

Capacitor	Capacitância (nF)	Capacitor	Capacitância (nF)
C1	1,50	C5	6,80
C2	1,50	C6	0,39
C3	2,20	C7	220.000
C4	1,20	C8	220.000

B.1 – Primeiro e segundo estágios

O primeiro estágio recebe o sinal resultante da operação de *down-conversion* do misturador de sinais (MIXER), resultado do batimento entre os sinais provenientes da fotodetecção do pente óptico e da amostragem do sinal modulante aplicado ao modulador de intensidade do RL-OFCG. Este estágio é responsável pelo fornecimento de ganho, se necessário, e por permitir o ajuste da tensão de compensação em sua saída. A Fig. B2 ilustra o esquemático dos dois primeiros estágios, conforme ele aparece no programa ISIS.

A entrada do sinal é feita pelo resistor indicado na Fig. B2 como R1, um resistor de 27 k Ω conectado à entrada inversora de um AmpOp LF353N, indicado como U1. Conectado à sua entrada não-inversora, encontra-se um arranjo de divisor de tensão entre os resistores R2, de 110 k Ω , e R3, de 20 k Ω que realiza o ajuste da tensão de compensação na saída de U1. Isto se dá pela variação da tensão de entrada no resistor R2, que recebe uma tensão DC ajustável por meio do resistor variável RV2, com resistência máxima de 50k Ω , em série com R13 e R14, resistores de 1 M Ω cada. Os resistores R13, R14 e RV2 estão conectados entre a tensão de alimentação dos AmpOps indicados na Fig. B2 como V_{DC}^+ e V_{DC}^- . Dois capacitores de

desacoplamento, C7 e C8, de 220 μF cada, foram utilizados para evitar picos de tensão da fonte de alimentação para o circuito e desviar componentes de alta frequência de ruído.

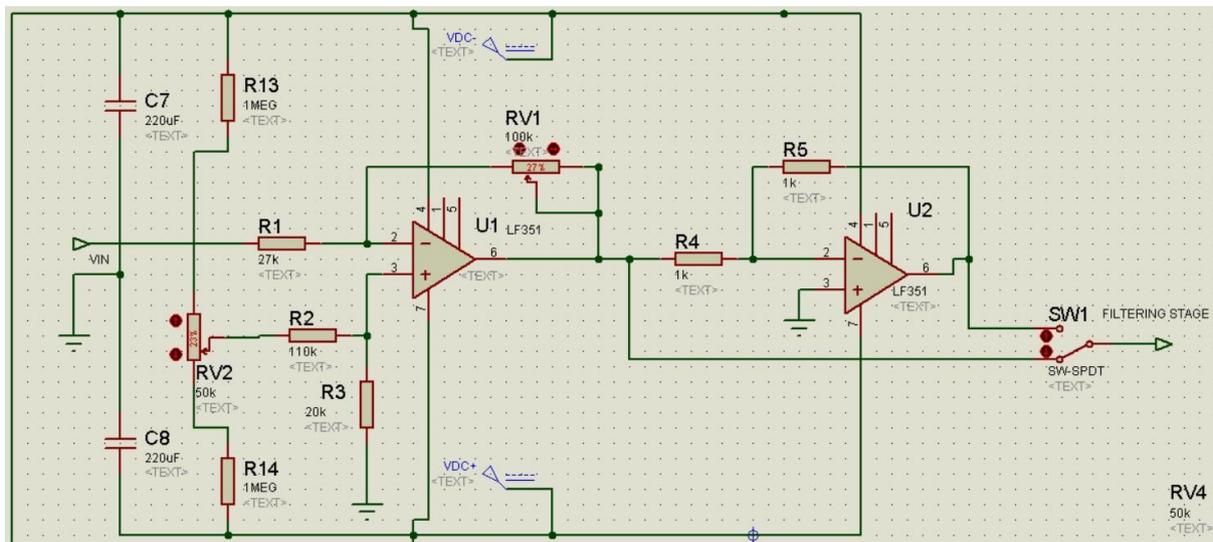


Figura B2 – Diagrama esquemático do primeiro e do segundo estágios do A&F, retirado do simulador ISIS Professional.

O terminal de saída do amplificador U1 é conectado ao seu terminal inversor via um segundo resistor variável RV1, com resistência máxima de 100 $\text{k}\Omega$, que promove o ajuste de ganho deste estágio. Assumindo que a tensão DC entre o terminal do resistor RV2 e o terminal do resistor R2 seja V_{RV2} , que a tensão de entrada seja $v_{i,STG1}(t)$ e que a tensão de saída seja $v_{o,STG1}(t)$, tem-se que:

$$v_{o,STG1}(t) = \left(1 + \frac{RV1}{R1}\right) \frac{R3}{R3+R2} V_{RV2} - \frac{RV1}{R1} v_{i,STG1}(t). \quad (\text{B.1})$$

O primeiro termo desta tensão é referente ao ajuste de compensação que depende do ganho DC do amplificador, do divisor de tensão conectado à entrada não-inversora do amplificador e da tensão DC V_{RV2} selecionada pelo ajuste do resistor RV2. Esta tensão, pela configuração apresentada, pode variar entre -0,36 e 0,36 V, o que leva a parcela DC da tensão de saída do estágio 1, conforme mostrado em (B.1), a variar entre 0,16 e 0,16 V quando o ganho DC do estágio é ajustado, por exemplo, para ser unitário. Já o segundo termo é referente ao ganho do primeiro estágio para o sinal de erro gerado pelo MIXER, considerando-se o esquema de um amplificador inversor. Assumindo os valores de resistência máxima e mínima de RV1 como sendo de 100 e 1 $\text{k}\Omega$, respectivamente, e da resistência R1 de 27 $\text{k}\Omega$, o ganho deste estágio pode variar entre -28,6 a 11,4 dB.

O segundo estágio é um composto por um amplificador inversor de ganho unitário, identificado a partir da posição do AmpOp U2 na Fig. B2. Um dos terminais do resistor R4 é

usado como entrada do estágio, enquanto o outro encontra-se acoplado à entrada inversora de U2. Para completar o amplificador inversor, o resistor R5 encontra-se também conectado à entrada inversora e à saída do amplificador. Ambos R4 e R5 apresentam resistência de 1 k Ω . O segundo estágio é incluído ou não ao circuito final A&F por meio da chave SW1. A sua função é a de ajustar a polaridade do sinal na saída do A&F, garantindo a realimentação negativa do circuito de controle. Isto será mais bem detalhado na Seção B.5.

B.2 –Filtro Butherworth passa-baixa.

O Estágio 3 do circuito A&F é um filtro ativo passa-baixa de Butterworth de sexta ordem. O projeto do filtro é baseado na configuração de Sallen-Key, também conhecida como de “resistências constantes” para filtros ativos passa-baixa [42][43]. Esta configuração se assemelha à de uma fonte de tensão controlada por tensão, como já mencionado na Seção 3.2.3. Nela, filtros de ordens superiores à ordem três são construídos por associação em série de estágios de ordens dois e/ou três. Por meio da definição de parâmetros, como ordem do filtro, perfil de funcionamento (passa-baixa, passa-alta, etc.), frequência de corte e resistência constante definida para os resistores do circuito, é possível determinar os valores das capacitâncias dos capacitores inseridos no filtro utilizando de um ajuste de escala de valores tabelados e disponibilizados na literatura [38], [39], [44].

Para projetar o filtro passa-baixa de Butherworth utilizando o método de resistências constantes, primeiramente, definem-se os seguintes parâmetros:

1. A_p , a amplitude mínima, em dB, da magnitude de banda de passagem;
2. A_s , a amplitude máxima, em dB, da magnitude da banda de rejeição;
3. f_{pass} , a frequência máxima da banda de passagem onde o valor de A_p é assegurado;
4. f_{stop} , a frequência mínima da banda de rejeição onde o valor de A_s é assegurado.

O valor de A_p é normalmente definido como 3 dB, sendo a frequência f_{pass} também definida como a frequência de corte do filtro. Para o atual projeto definiu-se uma frequência de corte aproximada de 6,7 kHz, a fim de limitar quaisquer frequências próximas à frequência de ressonância do cristal piezométrico do AFP. Geralmente, esta frequência fica em torno de 20 kHz. Este filtro foi dimensionando visando o cenário em que o circuito fosse utilizado para alimentar o AFP diretamente, sem o uso de seu CT. Devido às limitações de uso do laboratório durante o período da pandemia da COVID19, não foi possível chegar a está proposta, ficando assim como uma sugestão de trabalho futuro.

Os parâmetros A_s e f_{stop} foram definidos de forma a aplicar uma queda abrupta da magnitude do sinal aplicado ao filtro para frequências maiores que a frequência de corte escolhida. Desta forma, ambos foram escolhidos como 45 dB e 18 kHz, respectivamente. Assim, para encontrar a ordem do filtro, utilizam-se fórmulas presentes em [44]. A ordem n_{FPB} deve ser um número inteiro e é encontrada por meio de:

$$n_{FPB} \geq \frac{\log\left(\frac{\alpha_s}{\alpha_p}\right)}{\log\left(\frac{f_{stop}}{f_{pass}}\right)}, \quad (\text{B.4})$$

onde

$$\alpha_s = \sqrt{10^{\left(\frac{|A_s|}{10}\right)} - 1}, \quad (\text{B.5})$$

e

$$\alpha_p = \sqrt{10^{\left(\frac{|A_p|}{10}\right)} - 1}. \quad (\text{B.6})$$

Logo, substituindo os valores escolhidos para os parâmetros de amplitude e frequência citados previamente, tem-se $n_{FPB} = 5,48$, chegando-se ao número inteiro 6 para a ordem do filtro.

Definida a ordem do filtro, é possível encontrar os valores das capacitâncias dos 6 capacitores que compõem o circuito, utilizando-se o valor escolhido para a resistência constante, a frequência de corte e os parâmetros tabelados de ajuste para os capacitores C_{ibtw}/C [44]. A Fig. B5 apresenta o diagrama do circuito para a configuração de segunda ordem que será utilizado para o projeto. A combinação em série de três estágios de segunda ordem resulta no filtro de sexta ordem desejado.

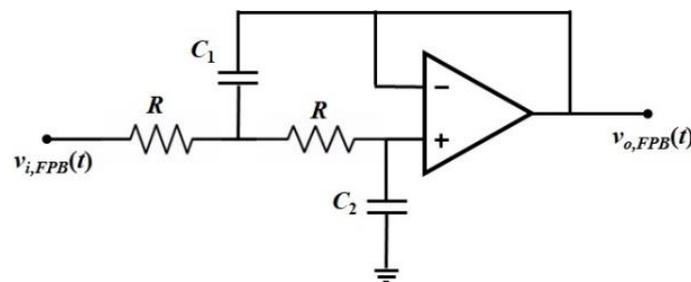


Figura B5 – Esquemático de um filtro passa-baixa de segunda ordem utilizado no método de resistências constantes, adaptado de [44].

Os valores de C_i são obtidos a partir de [44]:

$$C_i = \frac{C_{ibtw}/C}{2\pi R f_{pass}}, \quad (\text{B.7})$$

onde i representa a posição do capacitor, tomando como referência a Fig. B5. No presente projeto para um filtro de sexta ordem, o valor de i varia, então, de 1 a 6. A resistência R é a resistência constante escolhida para o projeto como sendo de $15\text{ k}\Omega$. A Tabela B4 apresenta os valores dos parâmetros tabelados de ajuste para as capacitâncias, os valores encontrados para as capacitâncias e os valores reais escolhidos para o projeto, de acordo com a disponibilidade de componentes.

Tabela B4 – Valores de C_{ibtw}/C , das capacitâncias a partir de (B.7) e dos valores adotados para o projeto do filtro passa-baixa de Butherworth de sexta ordem do circuito A&F.

i	C_{ibtw}/C	C_i (nF)	C_i escolhido (nF)
1	1,035	1,57	1,50
2	0,9660	1,46	1,50
3	1,414	2,14	2,20
4	0,7071	1,07	1,20
5	3,863	5,85	6,80
6	0,2588	0,39	0,39

Para a composição deste estágio, foi utilizado um AmpOp TL074ACN da *Texas Instruments*. A Fig. B6 apresenta o esquemático do filtro passa-baixa resultante, retirada do simulador ISIS Professional. Este estágio utiliza 3 dos 4 amplificadores presentes no encapsulamento do componente. O último amplificador deste encapsulamento é empregado no Estágio 4.

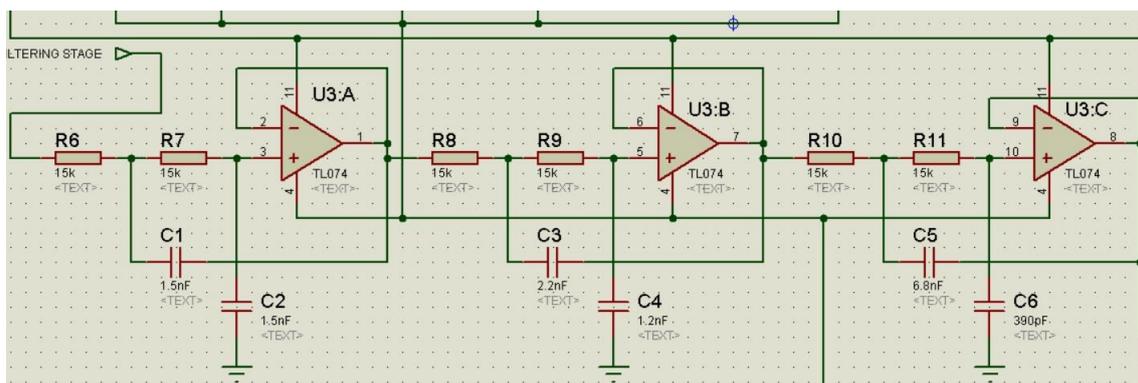


Figura B6 – Diagrama esquemático do filtro passa-baixa de 6ª ordem de Butterworth para a técnica de resistências constantes, obtido do simulador ISIS Professional.

A função de transferência resultante, $H_{STG3}(s)$, é dada pela associação em série das funções de transferência individuais dos filtros de segunda ordem, $H_{FPB2}(s)$. Sabendo que a função de transferência para um filtro passa-baixa de segunda ordem é dada por [44]:

$$H_{FPB2}(s) = \frac{1}{s^2 R^2 C_1 C_2 + s 2RC_2 + 1}, \quad (\text{B.8})$$

tem-se que, para um filtro de sexta ordem, a função de transferência resultante é tal que:

$$H_{STG3}(s) = \left(\frac{1}{s^2 R^2 C_1 C_2 + s 2 R C_2 + 1} \right) \left(\frac{1}{s^2 R^2 C_3 C_4 + s 2 R C_4 + 1} \right) \left(\frac{1}{s^2 R^2 C_5 C_6 + s 2 R C_6 + 1} \right). \quad (B.9)$$

onde os capacitores C_1 à C_6 são os capacitores indicados na Tabela B4 e a resistência R é de 15 k Ω .

A função presente em (B.9) foi simulada em um programa de análise numérica e a sua resposta em frequência ilustrada por meio de diagramas de Bode para a magnitude e argumento na Fig. B7. É possível visualizar a queda de 3 dB da magnitude máxima ocorrendo próximo de 6,7 kHz, ligeiramente menor que a frequência de corte de projeto estabelecida no início desta seção. A partir esta frequência, a magnitude da função cai de, aproximadamente, 120 dB/década, atingindo -45 dB em 15,75kHz. Ambos os pares de valores estão indicados na Fig. B7(a). As discrepâncias encontradas em relação aos valores de projeto estão relacionadas aos valores práticos para os capacitores que foram utilizados, além dos desvios de valores associados às tolerâncias de todos os componentes. Pela Fig. B7 (b), nota-se que, quando atingida a frequência de corte, o argumento da função atinge um valor de -270 graus, aproximadamente.

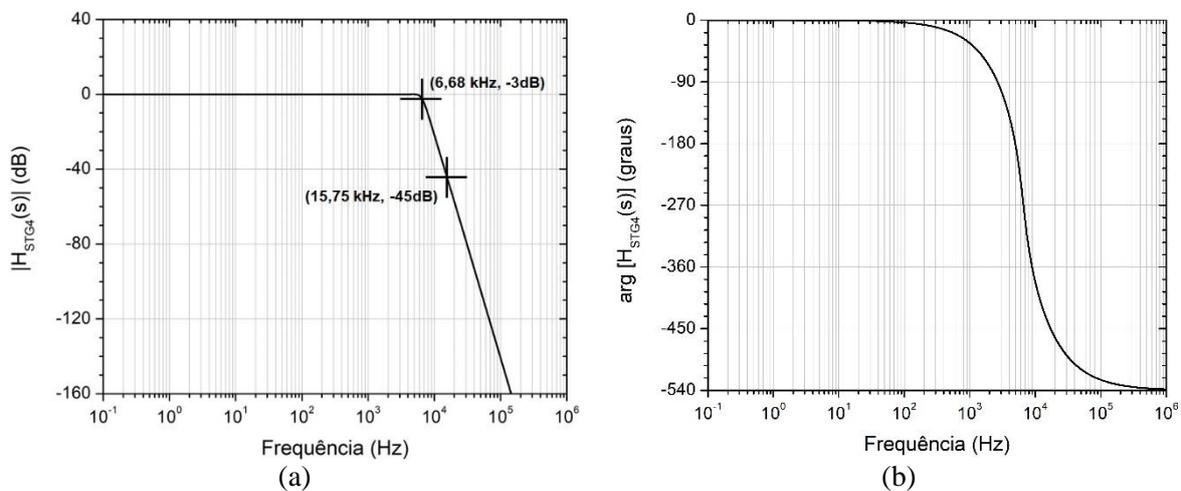


Figura B7 – Diagramas de Bode referentes à (a) magnitude e ao (b) argumento da resposta em frequência do filtro passa-baixa de 6º ordem de Butterworth projetado para o circuito A&F.

B.3 – Quarto estágio

Por fim, o quarto e último estágio pode fornecer ganho adicional ao circuito, se necessário, e ajustar o nível DC de saída para 2,5 V. A Fig. B8 ilustra o esquemático do Estágio 4 do circuito A&F, de acordo como é apresentado pelo simulador ISIS Professional. Uma técnica diferente das outras já citadas foi utilizada para acrescentar um nível DC à saída do

amplificador. Para tal, utilizou-se um ramo que conecta a alimentação V_{DC}^- do amplificador e a entrada inversora do amplificador, utilizando um resistor variável RV4, como indicado na Fig. B8.

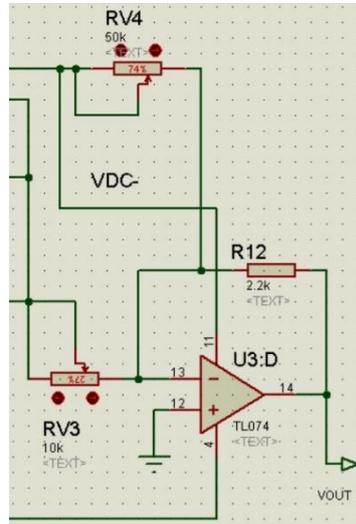


Figura B8 – Esquemático do estágio 4 do circuito A&F, retirado do ISIS Professional.

Após a análise do circuito, a tensão na saída do estágio e na saída do circuito $v_{A\&F}(t)$ é dada por:

$$v_{A\&F}(t) = -\frac{R12}{RV3} v_{i,STG4}(t) - \frac{R12}{RV4} V_{DC}^- \quad (B.10)$$

sendo $v_{i,STG4}(t)$ a tensão de entrada do Estágio 4 do circuito e V_{DC}^- a tensão de alimentação negativa do amplificador.

O primeiro termo de (B.10) representa o ganho do estágio e o segundo representa o ajuste da tensão DC na saída do circuito. Adotando-se, por exemplo, um ganho unitário para o estágio e sabendo-se que a tensão DC adotada para a saída do circuito foi a de meia-tensão para o CT do AFP (2,5 V), podem-se encontrar os valores de RV3 e RV4. Para que a saída DC do estágio seja de 2,5 V, RV4 foi ajustado para um valor próximo de 13,2 k Ω . Já para manter o ganho unitário, ajustou-se RV3 para o mesmo valor de R12, que é de 2,2 k Ω . Por fim, a variação de ganho do estágio é calculada a partir dos valores mínimo e máximo que RV3 pode assumir. Ambos são de 1 e 10 k Ω , respectivamente. Como $R12 = 2,2$ k Ω , encontra-se a variação do ganho DC do estágio entre -13 e 7 dB, aproximadamente.

B.4 – Função de transferência final e análise de estabilidade do circuito

Feita a descrição da operação dos quatro estágios que compõem o circuito A&F, pode-se, por meio das funções de transferência individuais de cada estágio, realizar a

associação em séries destas e encontrar-se a resposta em frequência do circuito completo. Como o Estágio 2 permaneceu desconectado do circuito durante as etapas experimentais, a função de transferência do circuito $H_{A\&F}(s)$ a ser considerada sendo é dada por:

$$H_{A\&F}(s) = H_{STG1}(s)H_{STG3}(s)H_{STG4}(s). \quad (\text{B.11})$$

onde $H_{STG1}(s)$ e $H_{STG4}(s)$ são as respostas em frequência dos amplificadores inversores dos Estágios 1 e 4, respectivamente, e $H_{STG3}(s)$ é dado por (B.9). A inversão de polaridade resultante da inserção do estágio inversor unitário (Estágio 2) ao circuito pelo acionamento da chave SW1 acrescentaria um sinal negativo a (B.11). Isto resultaria na adição de π radianos ao argumento de $H_{A\&F}(s)$, sendo este um artifício para assegurar a realimentação negativa no circuito de controle.

As funções de transferência dos Estágios 1 e 4 podem ser definidas a partir da análise da resposta em frequência de amplificadores que utilizam AmpOps. A resposta em frequência de um amplificador operacional inversor é dada pela expressão [6]

$$H(s) = -\frac{R_1}{R_2} \frac{\alpha G(s)}{1 + \alpha G(s)}, \quad (\text{B.12})$$

onde R_1 é o resistor que conecta a saída do AmpOp à sua entrada inversora, R_2 é o resistor que conecta a entrada do amplificador ao terminal inversor do AmpOp, α é o coeficiente de atenuação da realimentação do AmpOP tal que $\alpha = R_2/(R_1 + R_2)$ e $G(s)$ é a resposta em frequência do amplificador operacional em malha aberta dada por [6]:

$$G(s) = \frac{G_o}{1 + s/2\pi f_o}, \quad (\text{B.13})$$

onde G_o é o ganho de malha aberta do dispositivo e f_o é a frequência de quebra do polo dominante gerado pelo circuito de compensação do amplificador operacional. O produto ganho-largura de banda do AmpOp é dado por $f_t = G_o f_o$.

Para o uso do circuito no SCE, ajustou-se inicialmente os ganhos DC variáveis referentes aos Estágios 1 e 4 para serem unitários e o valor de RV4 de forma a garantir uma saída de 2,5 V ao Estágio 4. Os valores de RV1, RV3 e RV4, foram ajustados em 27,0, 2,2 e 13,2 k Ω , respectivamente. A partir disto, o ajuste da tensão de compensação provido pelo Estágio 1 pôde ser feito com o auxílio de um osciloscópio (DSO1002A, Agilent Technologies) e um gerador de funções (4053B, BK Precision). Configurou-se o gerador de funções para fornecer um sinal senoidal arbitrário de frequência 5 Hz e amplitude 100 mV ao circuito A&F. O sinal de saída foi então idêntico ao sinal de entrada, com exceção do nível DC que apresentou

um valor referente à 2,5 V, fornecido pelo Estágio 4, acrescido do valor a ser compensado. Ajustou-se então RV2 de forma a manter a saída do circuito A&F em 2,5 V.

As expressões (B.12) e (B.13), em conjunto com os dados dos AmpOps utilizados na composição dos Estágios 1 e 4, foram utilizadas para a definição das funções de transferência $H_{STG1}(s)$ e $H_{STG4}(s)$ de (B.11). Estas duas funções de transferência e a definida por (B.9) formam $H_{A\&F}(s)$ de (B.11). A magnitude e o argumento de $H_{A\&F}(s)$ estão ilustrados nas Fig. B9 (a) e B9 (b), respectivamente. Como visto na Fig. B9 (a), a frequência de corte, representada pela queda de 3 dB da magnitude de $H_{A\&F}(s)$, ocorre por volta de 6,7 kHz e é a mesma que a obtida para $H_{STG3}(s)$, discutida na Seção B.2. Outra semelhança com a resposta desta função de transferência é a variação de -270° no argumento de $H_{A\&F}(s)$ na frequência de corte de 6,7 kHz. Por outro lado, enquanto o argumento de $H_{STG3}(s)$ tende a -540° para altas frequências, a resposta do argumento do circuito completo atinge este valor de fase em frequência bem menor (dezenas de kHz), mostrando a influência dos Estágios 1 e 4 na resposta final do circuito.

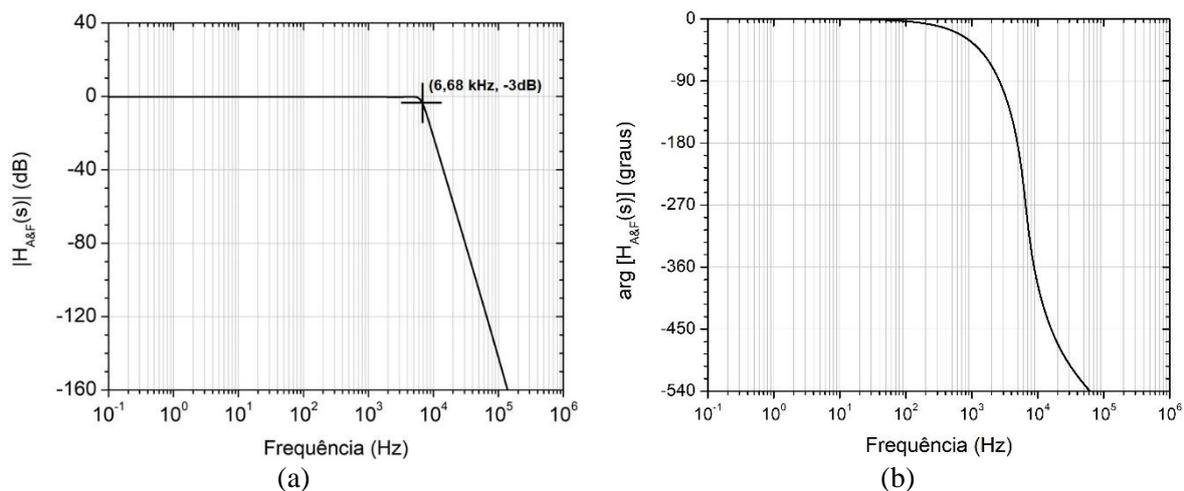


Figura B9 – Diagramas de Bode referentes à (a) magnitude e ao (b) argumento da resposta em frequência do circuito A&F.

Como o circuito é utilizado para condicionar o sinal provindo da saída do MIXER e alimentar o CT do AFP em um sistema realimentado, faz-se então necessário analisar a variação do ganho fornecido pelo circuito ao SCE de forma a mantê-lo em um regime de operação estável. Para o estudo de estabilidade, retoma-se a teoria apresentada na Seção 3.3.1. Nela, apresentam-se os conceitos de estabilidade para sistemas de controle realimentados, utilizando análise de ganho e frequência críticos que levam o sistema a instabilidade. Esta análise é feita por meio da relação entre as funções de transferência de malha aberta e fechada de um sistema de controle realimentado, como mostrado em (3.43):

O estudo de estabilidade leva em consideração a análise das raízes do polinômio $G_{sc}(s) + 1 = 0$, onde $G_{sc}(s)$ representa a função de transferência em malha aberta do SCE. De acordo com a teoria apresentada na Seção 3.3.1, a expressão que define a função de malha aberta do SCE pode ser descrita como:

$$G_{sc}(s) = K_G A_{A\&F} H_{f_{pb}}(s) e^{-sT_{sce}}, \quad (\text{B.14})$$

onde K_G é a constante de malha aberta do SCE em radianos, dada pela expressão

$$K_G = \frac{\pi n_g}{\lambda_{ls}} K_{AFP} K_M V_{LO} V_{RF}, \quad (\text{B.15})$$

$A_{A\&F}$ é o ganho do circuito A&F, $H_{f_{pb}}(s)$ representa a associação das funções de transferência do circuito A&F e do CT e a exponencial modela o efeito do atraso de propagação do sinal de controle, onde T_{sce} representa o tempo de atraso total do SCE.

Ambos T_{sce} e K_G não são facilmente determinados experimentalmente e são fatores limitantes para a operação do SCE de forma estável. O primeiro afeta o argumento da função de transferência e sua influência na função de transferência do SCE pode ser limitada pelo comprimento elétrico dos cabos utilizados na montagem do SCE, bem como pelo atraso óptico devido a composição do laço. Já K_G afeta apenas a magnitude da função de transferência e, por isto, torna-se importante na estimativa da margem de variação do ganho aproximado que o circuito A&F garante ao SCE para operação estável da realimentação, conforme o estudo de ganho e frequência críticos apresentados a seguir.

Em um primeiro exemplo, assumindo-se que $A_{A\&F}$ e $H_{f_{pb}}(s)$ são representados apenas pela função de transferência do circuito A&F (a resposta do CT será considerada posteriormente), substituindo (B.11) em (B.14) e considerando-se que a função resultante é uma função complexa com resposta senoidal em estado estacionário com $s = j\omega$, tem-se que:

$$G_{sc}(s) = K_G A_{A\&F} H_{A\&F}(s) e^{-sT_{sce}}. \quad (\text{B.16})$$

A condição crítica de estabilidade pode ser verificada quando o módulo da função de transferência de malha aberta $|G_{sc}(j\omega)| = 1$ ao mesmo tempo em que seu argumento $\arg[G_{sc}(j\omega)]$ é igual a $\pm\pi$ rad. A frequência angular crítica ω_{crt} é a frequência angular para a qual as condições de módulo e argumento de $G_{sc}(j\omega)$ são satisfeitas simultaneamente, acarretando a operação instável do SCE (realimentação positiva). Levando-se estes pontos em consideração, uma análise numérica foi realizada por meio de diagramas de Bode para a magnitude e o argumento da função de transferência em (B.13).

Em um primeiro estudo, os resultados apresentados consideram a razão entre a magnitude da função de transferência e K_G . Isto foi feito pois ela é proporcional à magnitude do sinal de tensão da saída IF do misturador de sinais ($K_G \sim K_m V_{RF} V_{LO}$), como apresentado na Seção 3.3 deste trabalho. A magnitude deste sinal varia conforme a atuação do SCE para sintonizar um dos sinais misturados pelo MIXER. Desta forma, pôde-se encontrar as margens de variação de ganho que o circuito projetado pode apresentar e, a partir disto, definir a ordem de grandeza para K_G para que o SCE opere sob estabilidade. Isto é possível, pois a constante K_G fornece um ganho fixo após ser ajustado pela variação do ganho do Estágio 1 e/ou do Estágio 4.

Além disto, estimou-se um valor coerente para o tempo de atraso para ambas as partes da montagem do laço, óptica e eletrônica. Em cabos coaxiais de RF, geralmente, ondas eletromagnéticas se propagam com uma velocidade aproximada de 200 km/s, o que se traduz em um atraso de cerca de 5 ns por metro de cabo ao se considerar a constante dielétrica do material utilizado em sua composição [7]. Na montagem do SCE, estimou-se a utilização de 8 m de cabos coaxiais o que nos leva a um tempo de atraso aproximado de 40 ns. Além disto, o tempo de atraso do laço óptico é recíproco à sua frequência de ressonância, cujo valor é de 3,6 MHz, como visto na Seção 5.2.1, resultando num atraso óptico de aproximadamente 277,8 ns. Adotou-se então um valor estimado de 500 ns para o T_{sce} , já que os componentes eletrônicos presentes no SCE também contribuem para este atraso. Quanto menor for este valor, menor o impacto que ele terá na máxima banda de operação do circuito de realimentação para operação estável, considerando-se que a limitação de banda de operação é devida ao circuito do CT (dispositivo com menor banda de operação, em torno de 10 Hz).

Inicialmente, adotando-se valores unitários de ganho para os Estágios 1 e 4 e, a título de ilustração, assumindo-se o tempo de atraso estimado previamente de 500 ns, têm-se os diagramas de Bode da Fig. B10. A Fig. B10 (a) apresenta a magnitude da função $G_{sc}(s)/K_G$ e a Fig. B10 (b) o seu argumento. Conforme visto na Fig. B10 (a), a magnitude representada pela linha preta é unitária até aproximadamente a frequência 5,20 kHz. Já o argumento de $G_{sc}(s)$ atinge $-\pi$ radianos (-180 graus) na frequência 4,91 kHz, frequência tal que tornaria o sistema instável, nas condições propostas. Uma forma de trazer o sistema à estabilidade seria a de atenuar a magnitude de $G_{sc}(s)$ a fim de evitar que ela atinja 0 dB na mesma frequência em que o seu argumento atinge -180 graus. O limite de atenuação do sistema, controlável pelo circuito A&F, é alcançado quando os Estágios 1 e 4 são ajustados para fornecer $-28,6$ e -13 dB de ganho, respectivamente. O resultado deste ajuste na resposta da magnitude da função de transferência é representado na Fig. B10 (a) por uma curva em vermelho.

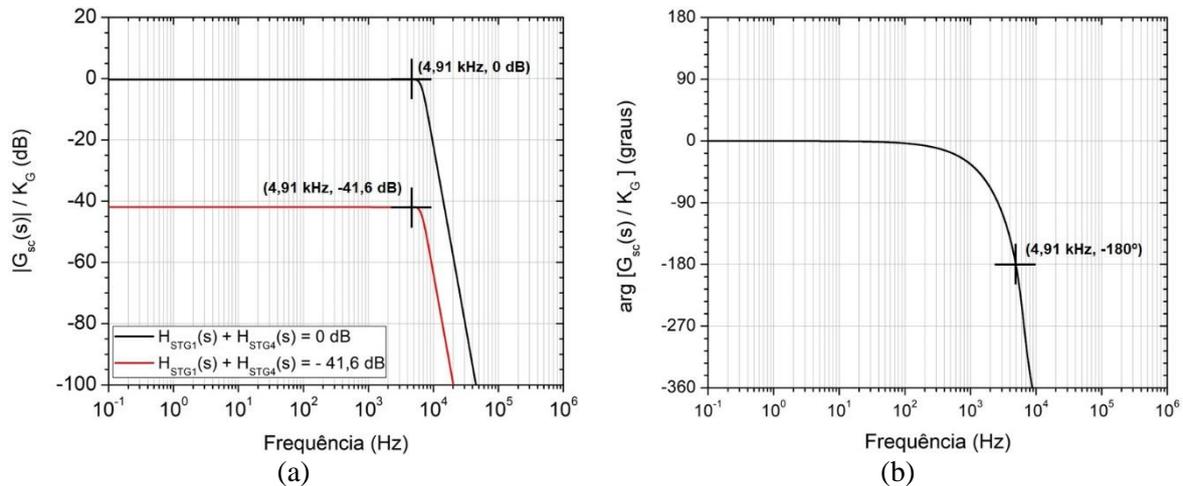


Figura B10 – Diagramas de Bode referentes à (a) magnitude e ao (b) argumento do circuito A&F, assumindo que o estágio 2 está desconectado do circuito e que os ganhos iniciais foram ajustados de forma a serem unitários.

Outra consideração em relação à estabilidade do SCE é a banda de operação do CT do AFP. A sua uma resposta em frequência, apresentada na Seção 5.1.3, apresenta uma largura de banda estreita, com frequência de corte próximo de 10 Hz, limitando a magnitude dos sinais para altas frequências, bem abaixo da frequência crítica estimada acima de 4,91 kHz. A resposta em frequência do CT do AFP, apresentada na Seção 5.1.3 (Fig. 5.12), provoca uma atenuação de pelo 0,075 vezes (22,5 dB) em sinais com frequências maiores que 100 Hz. A capacidade de atenuação do circuito $A_{A\&F}$ de 41,6 dB na magnitude do sinal de controle, que em valor absoluto é equivalente a 10^2 rad, permite que o parâmetro K_G assuma valores dentro desta ordem de grandeza sem comprometer a estabilidade do sistema de controle. Logo, a atenuação provida pelo CT em frequências maiores que 100 Hz e a atenuação que é possível pelo projetado do circuito A&F seriam capazes de colocar o circuito em estabilidade para as condições propostas de atuação.

Segundo a definição de K_G em (B.15), assumindo-se que o ganho do circuito A&F é unitário e a atenuação que é proporcionada pelo CT nas frequências próximas à crítica, o valor limite de $K_m V_{RF} V_{LO}$ para manter a estabilidade do SCE em banda base não poderia ultrapassar 3,7 mV. Já para o máximo de atenuação proporcionada pelo circuito (10^2 rad), esta tensão não pode exceder 370 mV.

Este apêndice apresentou o projeto do circuito A&F realizado para compor o SCE, com o objetivo de atuar na estabilidade do RL-OFCG proposto neste trabalho. O conteúdo apresentado é referente ao que foi discutido na Seção 5.1.2. A partir dos cenários apresentados, decidiu-se configurar o primeiro estágio e quarto estágios do circuito como de ganhos unitários,

a fim de estimar a ordem de grandeza da constante K_G . Além disto, são considerados os ajustes de compensação do Estágio 1, apresentado na Seção B.1, e o ajuste DC de saída do Estágio 4 da Seção B.3. O circuito mostrou-se capaz de garantir a estabilidade ao SCE enquanto K_G tivesse um valor com ordem de grandeza menor que 10^2 rad, além de limitar altas componentes de frequência que pudessem trazer o SCE para um regime de operação instável, em decorrência do CT escolhido.

Referências bibliográficas

- [1] J. T. F. Bogart, *Dispositivos e Circuitos Eletrônicos*, 1st ed. Brasil: Makron Books, 2001.
- [2] C. J. Savant, M. S. Rode, and G. L. Carpenter, *Electronic Design - Circuits and Systems*, 2nd ed. USA: Benjamin/Cummings Publishing Company, 1991.
- [3] M. Steer, *Microwave and RF Design: A Systems Approach*, 1st ed. Raleigh: SciTech Publishing, 2010.
- [4] W. F. Egan, *Phase-Lock Basics*, 2nd ed. New Jersey: John Wiley & Sons, 2008.
- [5] A. B. Williams and F. J. Taylor, *Electronic Filter Design Handbook*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2006.
- [6] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 6th ed. New York: Oxford University Press, 2009.
- [7] W. S. Santos, D. O. S. Gomes, A. C. F. Santos, and C. E. Aguiar, “Medida da velocidade de fase da luz em linhas de transmissão,” *Rev. Bras. Ensino Fis.*, vol. 33, no. 3, pp. 1–7, 2011, doi: 10.1590/s1806-11172011000300007.