

Beatriz Alencar Ribeiro

**Desenvolvimento de um Dispositivo
Amplificador AC-Óptico e Atenuador
DC-Óptico Baseado em Configuração SLALOM**

Niterói

2016

Beatriz Alencar Ribeiro

**Desenvolvimento de um Dispositivo Amplificador
AC-Óptico e Atenuador DC-Óptico Baseado em
Configuração SLALOM**

Dissertação de mestrado apresentada ao
Curso de Pós Graduação em Engenharia de
Telecomunicações da Universidade Federal
Fluminense como parte dos requisitos neces-
sários para a obtenção do título de Mestre
em Engenharia de Telecomunicações.

Universidade Federal Fluminense

Escola de Engenharia

Mestrado em Engenharia de Telecomunicações

Orientador: Ricardo Marques Ribeiro

Niterói

2016

Dedico este trabalho ao meu avô Osmério (in Memoriam). O melhor avô e pai que eu poderia imaginar em ter.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, o professor Ricardo Ribeiro, pela orientação, compreensão e seriedade.

Ao meu marido pelo incentivo e apoio.

Aos meus colegas de laboratório (LaCOp) pela ajuda e troca de conhecimentos.

À minha família e amigos, pela compreensão da minha ausência nos momentos finais de desenvolvimento desta dissertação. Principalmente à minha amada avó, sempre na minha torcida e servindo de inspiração.

Enfim, obrigada a todos que de alguma forma me ajudaram e me inspiraram para a conclusão deste trabalho.

Resumo

Esta dissertação apresenta o projeto e implementação experimental de um dispositivo em fibra óptica, capaz de reduzir opticamente uma portadora óptica não modulada ou *offset* óptico no domínio do tempo e, simultaneamente, amplificar a componente modulada do sinal. Além dos testes experimentais, foram realizadas simulações numéricas através do software VPI Transmission MakerTM. O dispositivo é baseado em um espelho óptico em anel com um amplificador óptico a semiconductor (SLALOM). A literatura apresenta a possibilidade de bloquear opticamente o *offset* óptico que acompanha pulsos ópticos no domínio do tempo. No entanto, não foi encontrado na literatura a implementação experimental de um dispositivo capaz de amplificar a componente modulada, simultaneamente à atenuação do DC óptico, seja para sinais digitais ou analógicos. A implementação do dispositivo foi dividida em duas configurações, essencialmente iguais, apenas com controladores de polarização diferentes. A configuração 1, composta por um controlador de polarização baseado no princípio de Babinet-Soleil, apresentou um aumento na proporção AC/DC de 7,8 dB, com uma amplificação da componente modulada de 6,9 dB e uma redução no DC óptico de 0,9 dB. A configuração 2, composta por um controlador de polarização de Lefevre com três bobinas, apresentou um aumento na proporção AC/DC de 18,9 dB, com uma amplificação da componente modulada de 8,0 dB e uma redução no DC óptico de 11,1 dB. O dispositivo mostrado nesta dissertação, embora implementado com um SOA comercial, acoplados a fibra, filtros e outros componentes, possui o potencial de ser fabricado como um circuito óptico integrado, que pode ser bastante compacto, principalmente se estiver lidando com sinais ópticos modulados em alta frequência.

Palavras-chaves: NOLM. SLALOM. Atenuação de DC óptico. Processamento Óptico de Sinais. SOA.

Resumo

This paper describes the project and experimental development of fibre-optic device able to reduce or suppress the unmodulated component of an optical carrier, as well as, amplify the modulated component. In order to support the experimental results, numerical simulations using the VPI *TransmissionMaker*TM platform were also carried out. The device is based on a Semiconductor Laser Amplifier in a Optical Loop Mirror (SLALOM). It was found in literature that it is possible to optically block the optical offset accompanying optical pulses in time domain. However, the experimental implementation of a device capable of amplifying the modulated component while suppressing the optical DC was not found in the literature. The implementation of the device was divided into configurations, essentially equals, but with different polarization controllers. The configuration 1, composed of a polarization controller based on the principle of Babinet - Soleil, showed an increase in the ratio AC / DC of 7.8 dB, with an amplification of the modulated component of 6.9 dB and a reduction of the optical DC of 0.9 dB. Configuration 2, that comprises a polarization controller (Lefevre with three coils), showed an increase in the ratio AC / DC of 18.9 dB with an amplification of the modulated component of 8.0 dB and a reduction in optical DC of 11.1 dB. The device shown in this work, though implemented with a commercial SOA, optical fiber, filters and other components, has the potential to be manufactured as an integrated optical circuit, which can be quite compact, especially if dealing with optical signals modulated at high frequency.

Key-words: NOLM. SLALOM. Optical DC attenuation. Optical Signal Processing. SOA.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Alargamento de um pulso gaussiano devido à SPM.	21
Figura 2 – Representação de estados de polarização na esfera de Poincarè.	24
Figura 3 – Representação de um controlador de polarização utilizando o princípio de Babinet-Soleil.	26
Figura 4 – Representação de um controlador de polarização de Lefevre com três bobinas.	27
Figura 5 – Representação de um interferômetro de Sagnac em fibra	28
Figura 6 – Nomenclatura utilizada para análise do comportamento de um OLM.	29
Figura 7 – Configuração de um NOLM.	30
Figura 8 – Esquema de operação de um DI-NOLM.	31
Figura 9 – Transmissão teórica de (a) NOLM com acoplador 42/58 e (b) um DI-NOLM	32
Figura 10 – Curva característica do ganho do SOA em função da potência de entrada.	34
Figura 11 – Ilustração do chaveamento óptico por interferômetro óptico usando XPM.	36
Figura 12 – Configuração básica do XGM	36
Figura 13 – Demonstração do mecanismo XGM	37
Figura 14 – Princípio de operação de um SLALOM	38
Figura 15 – Diagrama da configuração básica de um SLALOM.	39
Figura 16 – Diagrama da configuração básica de um SLALOM com pulso de controle.	41
Figura 17 – Esquemático da potência no SOA em resultado do ganho para $T < \tau$ separação dos pulsos (τ), preto: sentido horário(cw), branco: sentido antihorário(ccw)	41
Figura 18 – Como figura 17 mas com $T > \tau$	42
Figura 19 – Diagrama do circuito montado para o dispositivo de bloqueio de DC/amplificador de AC.	43
Figura 20 – Fotografia do circuito óptico criado para a configuração 1.	44
Figura 21 – Fotografia do modulador de Mach-Zehnder utilizado no dispositivo montado em laboratório.	44
Figura 22 – Ilustração de uma curva de transferência de um MZM operando em ponto de quadratura.	45
Figura 23 – Curva de transferência	45
Figura 24 – Diagrama do procedimento para criação do Sinal de entrada do SLALOM.	46
Figura 25 – Fotografia do controlador de polarização utilizado na configuração 1 do dispositivo montado em laboratório.	46
Figura 26 – Ilustração do funcionamento do dispositivo criado em laboratório.	47

Figura 27 – Fotografia do SOA utilizado nos experimentos.	48
Figura 28 – Esquema do anel com suas dimensões.	48
Figura 29 – Exemplo dos sinais de saída do dispositivo criado (Refletido - Amarelo, Transmitido- Roxo).	49
Figura 30 – Circuito óptico criado no simulador VPI Transmission Maker.	51
Figura 31 – Forma de onda do sinal de entrada criado no simulador VPI Transmission Maker	52
Figura 32 – Forma de onda do sinal refletido no simulador VPI Transmission Maker	52
Figura 33 – Forma de onda do sinal transmitido no simulador VPI Transmission Maker	53
Figura 34 – Sinal de entrada do circuito óptico.	55
Figura 35 – Forma de onda do Sinal transmitido (médio) pelo circuito óptico - Configuração 1.	55
Figura 36 – Valores de amplificação da amplitude modulada para cada um dos testes.	56
Figura 37 – Forma de onda do sinal refletido pelo circuito óptico.	56
Figura 38 – Forma de onda do sinal transmitido (médio) pelo circuito óptico - Etapa B.	57
Figura 39 – Valores de atenuação do offset óptico para cada um dos testes.	58
Figura 40 – Diagrama do circuito criado para o dispositivo de bloqueio de DC/amplificador de AC.	61
Figura 41 – Fotografia do controlador de polarização utilizado na configuração 2 de testes.	61
Figura 42 – Fotografia do circuito óptico criado para a configuração 2.	62
Figura 43 – Forma de onda do sinal médio de entrada do circuito óptico - Configuração 2.	63
Figura 44 – FFT do do sinal médio de entrada do circuito óptico - Configuração 2.	63
Figura 45 – Forma de onda do sinal refletido pelo circuito óptico- Configuração 2. .	64
Figura 46 – FFT do Sinal Refletido Médio - Configuração 2.	64
Figura 47 – Forma de onda do sinal transmitido (médio) pelo circuito óptico - Configuração 2.	64
Figura 48 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico - Configuração 2.	64
Figura 49 – Valores de amplificação da amplitude modulada para cada um dos testes - Configuração 2.	65
Figura 50 – Valores de redução do offset óptico (ETAPA A) para cada um dos testes - Configuração 2.	66
Figura 51 – Forma de onda do Sinal transmitido pelo circuito óptico na etapa B - Configuração 2.	67
Figura 52 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico na etapa B - Configuração 2.	67

Figura 53 – Valores de atenuação do offset óptico para cada um dos testes- Configuração 2.	68
Figura 54 – Forma de onda do sinal de entrada - teste de referência - Configuração 2.	69
Figura 55 – Fotografia do sinal de entrada no osciloscópio	69
Figura 56 – Forma de onda do sinal transmitido - teste de referência	70
Figura 57 – FFT do Sinal transmitido	70
Figura 58 – Imagem da tela do osciloscópio do sinal transmitido no teste de referência.	70
Figura 59 – Forma de onda do sinal transmitido atenuado (etapa B) - teste de referência.	71
Figura 60 – FFT do sinal transmitido.	71
Figura 61 – Imagem da tela do osciloscópio do sinal transmitido após o atenuador (etapa B) no teste de referência.	71
Figura 62 – Forma de onda do sinal refletido - teste de referência.	72
Figura 63 – FFT do Sinal Refletido.	72
Figura 64 – Forma de onda do sinal transmitido após aumento da amplitude para $1,4 V_{pp}$	73
Figura 65 – FFT do do sinal transmitido após aumento da amplitude para $1,4 V_{pp}$.	73
Figura 66 – Forma de onda do sinal transmitido após diminuição da amplitude para $0,7 V_{pp}$	74
Figura 67 – FFT do do sinal transmitido após diminuição da amplitude para $0,7 V_{pp}$	74
Figura 68 – Forma de onda do sinal transmitido após aumento da amplitude para $2 V_{pp}$	74
Figura 69 – FFT do do sinal transmitido após aumento da amplitude para $2 V_{pp}$. .	74
Figura 70 – Forma de onda do sinal transmitido após aumento da amplitude para $0,5 V_{pp}$	75
Figura 71 – FFT do do sinal transmitido após aumento da amplitude para $0,5 V_{pp}$	75
Figura 72 – Forma de onda do sinal transmitido após a frequência ser fixada em 240 MHz.	76
Figura 73 – FFT do do sinal transmitido após a frequência ser fixada em 240 MHz.	76
Figura 74 – Forma de onda do sinal transmitido após diminuição da frequência para 160 MHz.	76
Figura 75 – FFT do do sinal transmitido após diminuição da frequência para 160 MHz.	76
Figura 76 – Forma de onda do Sinal transmitido em 1550,1 nm.	77
Figura 77 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico em 1550,1 nm.	77
Figura 78 – Forma de onda do Sinal transmitido em 1549,8 nm	78
Figura 79 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico em 1549,8 nm	78
Figura 80 – Forma de onda do Sinal transmitido em 1550,9 nm	78
Figura 81 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico em 1550,9 nm	78

Figura 82 – Imagem da tela da janela de edição de propriedade de componente (SOA) do software.	80
Figura 83 – Sinal de entrada da simulação com novo tempo de recuperação do SOA .	81
Figura 84 – Sinal refletido da simulação com novo tempo de recuperação do SOA .	81
Figura 85 – Sinal transmitido da simulação com novo tempo de recuperação do SOA .	82
Figura 86 – Sinal de entrada médio da configuração 2 e sinal do teste de referência.	83
Figura 87 – Sinal transmitido (etapa A) da configuração 2 e sinal do teste de referência.	84
Figura 88 – Sinal Transmitido (etapa B) da configuração 2 e sinal do teste de referência.	85
Figura 89 – Resumo de indicadores de resultado - Configuração 2.	85
Figura 90 – Curva de transferência de um SLALOM.	87
Figura 91 – Gráfico com os dados dos sinais de entrada nas duas configurações. . .	89
Figura 92 – Gráfico com valores de amplificação da componente modulada do sinal de entrada.	89
Figura 93 – Gráfico com valores de atenuação da componente DC do sinal de entrada - Etapa A.	90
Figura 94 – Gráfico com valores de atenuação da componente DC do sinal de entrada - Etapa B.	91
Figura 95 – Gráfico com valores de ganhos em todas as etapas experimentais. . . .	91
Figura 96 – Gráfico com um resumos dos resultados em todas as etapas experimentais.	92

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela com resumo dos parâmetros experimentais utilizados.	49
Tabela 2 – Tabela de resultados experimentais e simulações numéricas.	58
Tabela 3 – Tabela de Ganho AC/DC e atenuação do Offset óptico (Experimentais e Simulações).	58
Tabela 4 – Resumo de Amplitudes dos Sinais -Configuração 2.	86
Tabela 5 – Tabela de Ganho AC/DC e atenuação do Offset óptico (Configuração 2).	86

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>SLALOM</i>	Espelho Óptico em anel com amplificador óptico a semiconductor (Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror)
<i>OEO</i>	Óptico-elétrico-óptico
<i>RoF</i>	Rádio Sobre Fibra (Radio over Fiber)
<i>TIA</i>	Amplificador de Transimpedância (Transimpedance Amplifier)
<i>SOA</i>	Amplificador óptico a semiconductor (Semiconductor optical amplifier)
<i>NOLM</i>	Espelho óptico não linear (Nonlinear Optical Loop Mirror)
<i>NALM</i>	Espelho não-linear com amplificação em anel (Nonlinear Amplifying Loop Mirror)
<i>TOAD</i>	Demultiplexador Terahertz Assimétrico (Terahertz Optical Asymmetric Demultiplexer)
<i>OOK</i>	Chaveamento liga-desliga (On-off Keying)
<i>CW</i>	Onda Contínua (Continuous Wave)
<i>DI – NOLM</i>	Espelho óptico não linear Desbalanceado na Dispersão (Dispersion-Inbalanced nonlinear optical Loop Mirror)
<i>TGH</i>	Geração de terceiro harmônico (Third Harmonic Generation)
<i>FWM</i>	Mistura de Quatro Ondas(Four Wave Mixing)
<i>SPM</i>	Auto Modulação de Fase(Self Phase MOdulation)
<i>XPM</i>	Modulação cruzada de Fase (Cross-Phase Modulation)
<i>SRS</i>	Espalhamento estimulado de Raman(Stimulated Raman Scattering)
<i>SBS</i>	Espalhamento estimulado de Brillouin(Stimulated Brillouin) Scattering)
<i>PMF</i>	Fibra Mantenedora de Polarização(Polarization MAtaining Fiber)
<i>LCP</i>	Polarizado circularmente a esquerda(Left circularly Polarized)
<i>RCP</i>	Polarizado circularmente a direita (right circularly Polarized)
<i>LHP</i>	Polarização Linear Horizontal(Linear Horizontal Polarized)

<i>LVP</i>	Polarização Linear Vertical(Vertical Horizontal Polarized)
<i>DOP</i>	Grau de Polarização (Degree of Polarization)
<i>PER</i>	Taxa de extinção de polarização (Polarization Extition Rate)
<i>PDL</i>	Perda dependente de POlarização (POlarization dependent Loss)
<i>PMD</i>	Dispersão de Modo de Polarização (Poalrization Mode Dispersion)
<i>DGD</i>	Atraso de grupo diferencial(Differential group Delay)
<i>SOP</i>	Estado de Polarização (State Of Polarization)
<i>HWP</i>	Lâmina de meia onda (Half-Wave Plate)
<i>QWP</i>	Lâmina de quarto de onda(Quarter wave plate)
<i>OLM</i>	Espelho óptico em anel (Optical Loop Mirror)
<i>XGM</i>	Modulação por ganho cruzado (Cross Gain Modulation)
<i>XPM</i>	Modulação de fase cruzada (Cross-Phase Modulation)
<i>WDM</i>	Multiplexação por divisão de comprimento de onda (Wavelength-division Multiplex)
<i>SHB</i>	(Spectral Hole Burning)
<i>CH</i>	(Carrier Heating)
<i>ASE</i>	Ruído de emissão espontânea (Amplified Spontaneous Emission)
<i>cw</i>	Sentido horário (Clockwise)
<i>ccw</i>	Sentido anti-horário (Counterclockwise)
<i>MZM</i>	Modulador de Mach-Zehnder

LISTA DE SÍMBOLOS

ϵ	Permissividade elétrica
c	Velocidade da luz no vácuo
P	Densidade de polarização
χ	ordem de susceptibilidade
E	Vetor campo elétrico
n	Índice de refração
I	Intensidade óptica
Ψ	Distribuição do campo modal
δ	Deslocamento não linear de fase
α	Perda em fibra
λ	Comprimento de onda
K	Fração de acoplamento de um acoplador
γ	Perda no acoplador
$h\nu$	Energia de um fóton
F	Figura de ruído
$\frac{S}{N}$	relação sinal ruído

SUMÁRIO

1	Introdução	16
1.1	Objetivo e Motivação	17
1.2	Estrutura da Dissertação	18
2	Revisão de Literatura	19
2.1	Fundamentos de óptica não-linear em fibras e em semicondutores	19
2.1.1	Efeitos Não Lineares em Fibras ópticas	19
2.1.1.1	Auto Modulação de Fase - SPM	20
2.1.1.2	Modulação de Fase Cruzada - XPM	22
2.2	Polarização e Controladores de Polarização	23
2.2.1	Manifestação de Polarização em Fibras	23
2.2.2	Esfera Poincarè	24
2.2.3	Propriedades Mensuráveis de Polarização	25
2.2.4	Controladores de Polarização	25
2.3	Interferômetro de Sagnac em regime linear - OLMs	27
2.4	Interferômetros de Sagnac em Regime não linear -NOLMs	29
2.5	Dispersion Imbalanced NOLMs	31
2.6	Amplificadores Ópticos a Semicondutores - SOA	32
2.6.1	Ganho Não-Linear e Saturação do Ganho	33
2.6.2	Figura de Ruído	35
2.6.3	XPM e XGM em SOAs	35
2.6.4	Mudança de Fase	37
2.7	Dispositivos SLALOM	37
2.7.1	Correlação entre Pulsos	41
3	Desenvolvimento Inicial do Dispositivo - Configuração 1	43
3.1	Projeto e Montagem do Dispositivo	43
3.2	Metodologia Experimental	49
3.3	Simulações no Software VPI Transmission Maker	51
3.4	Resultados e Discussões	54
4	Evolução e Aperfeiçoamento do Dispositivo Inicial - Configuração 2	60
4.1	Introdução	60
4.2	Consolidação de Testes Experimentais	62
4.3	Caracterização do Dispositivo na Configuração 2	68
4.3.1	Teste de Referência	68
4.3.2	Variação da Amplitude do Sinal de Entrada	72
4.3.3	Variação da Frequência do Sinal de Entrada	75

4.3.4	Variação do Comprimento de Onda do Sinal em 200MHz	77
4.4	Simulações no software VPI	79
4.5	Discussões e Resultados	82
5	Conclusões e Perspectivas Futuras	87
	Referências	94
	Apêndices	97
	APÊNDICE A Abstract Aceito DGaO	98
	Anexos	103
	ANEXO A Especificações Controlador General Photonics	104
	ANEXO B Especificações SOA	106
	ANEXO C Especificações Butterfly Mount	110
	ANEXO D Especificações Filtro BPF	114
	ANEXO E Especificações Controlador Protodel	116
	ANEXO F Especificações Fotodetector	119

1 INTRODUÇÃO

Transmissão por fibra óptica é uma técnica bem estabelecida atualmente. No entanto, o papel da óptica nestes sistemas é limitada, basicamente à transmissão de dados. As operações de processamento de sinais ainda são realizadas eletricamente após conversão opto-eletrônica, e outras funções mais elevadas são tratadas no domínio eletrônico.

O que torna muito difícil para a óptica realizar um papel mais importante nas camadas mais altas, é a dificuldade de processar sinais no domínio óptico. Assim, é necessário usar conversores óptico-elétrico-óptico (OEO), onde sinais devem ser convertidos do domínio óptico para o domínio elétrico, processado no domínio elétrico, e depois reconvertido para o domínio óptico novamente e enviados ao seu destino através de fibras ópticas. Essa conversão OEO pode apresentar impactos negativos como diminuição de velocidade, delay do sinal e um maior consumo de energia.

Sistemas de comunicação óptica digital ou rádio sobre fibra (RoF) podem ser mais potentes quando uma abordagem completamente óptica é adotada sem a necessidade de conversão para o domínio elétrico. Em muitas situações um sinal óptico, analógico ou digital, é acompanhado por uma componente não modulada, também conhecida como *offset óptico*, ou essa componente pode ser gerada ao longo da fibra óptica durante a propagação do sinal. [1]. Assumindo que a portadora óptica não foi suprimida, dependendo do nível do *offset* óptico, torna-se possível detectar o sinal sem saturar o fotodiodo ou amplificador. Portanto, a componente não modulada do sinal deve ser eletronicamente suprimida utilizando um circuito capacitivo (Bias tee) ou um osciloscópio acoplado no AC. No entanto, quando o *offset* óptico é muito maior que a componente modulada ou excessivo, pode não ser mais possível suprimi-lo eletronicamente.

Normalmente, foto receptores são compostos por um fotodiodo seguido de um amplificador de transimpedância (TIA) e as vezes por um pós-amplificador com controle de ganho automático. Quando o *offset óptico* é excessivo, satura o fotodiodo ou limita o ganho de pré-amplificador. Um pré-amplificador óptico de um foto-receptor também amplifica o *offset óptico*, contribuindo para a saturação do pré amplificador eletrônico. Portanto, o *offset óptico* limita a sensibilidade do foto-receptor e contribui para o *shot noise*, e também , torna-se indesejável para dispositivos de processamento completamente óptico usados em configuração cascata.

Outro ponto importante para a qualidade do sinal transmitido em sistemas de comunicações ópticas é a amplificação do sinal. Apesar do sinal óptico poder propagar através de uma longa distância, ele precisa ser amplificado. Os Amplificadores Ópticos são largamente utilizados, exercendo funções de amplificador de potência (conhecido

como Booster), amplificador de linha e também como Pré-Amplificador. A amplificação totalmente óptica pode diferir da amplificação optoeletrônica, pois ela pode aumentar apenas o nível de potência do sinal, ao invés de também restaurar a forma de onda ou relógio do sinal. Porém, ela apresenta um ponto negativo, já que o dispositivo amplifica luz em geral, inclusive componentes não moduladas, podendo causar os problemas já citados em relação ao um offset óptico, tornando interessante uma forma amplificar somente componentes moduladas.

1.1 Objetivo e Motivação

O objetivo desta dissertação é apresentar a concepção de um dispositivo capaz de reduzir opticamente uma portadora óptica não modulada ou *offset* óptico no domínio do tempo e, simultaneamente, amplificar a componente modulada do sinal. Baseando-se em um interferômetro de Sagnac de fibra óptica, que incorpora um amplificador óptico semicondutor (SOA), gerando um dispositivo genericamente conhecido como SLALOM (Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror - espelho Óptico em anel com amplificador óptico a semicondutor).

O estudo apresentado em [2] mostra o uso de um interferômetro de Sagnac para a implementação de um osciloscópio de amostragem. Os artigos [2, 3, 4] mostram o uso do SLALOM para o processamento de sinais ópticos analógicos como conversão analógico - digital e digital-analógico. Até onde foi investigado, com exceção dos trabalhos citados acima, todos os demais estudos envolvendo o uso de configurações NOLM (Nonlinear Optical Loop Mirror - Espelho óptico não linear) [5, 6, 7], NALM (Nonlinear Amplifier Loop Mirror -Espelho não linear com amplificação em anel) [8], SLALOM [9, 10] e TOAD (Interferômetro Assimétrico de Fibra Óptica) [11], destinam-se ao processamento totalmente óptico de sinais em banda-base no formato digital, quer seja OOK (On-Off Keying) ou formatos mais complexos. Nesta dissertação, a escolha foi o desenvolvimento de um dispositivo SLALOM para processamento de sinais ópticos analógicos. Uma escolha incomum e possivelmente mais difícil de ser desenvolvida, porquê a distorção dos sinais de saída é um parâmetro crucial.

O comportamento esperado deste dispositivo, analisado por um ponto de vista óptico, é similar ao comportamento que um capacitor impõe em um sinal DC elétrico, incluindo a função de amplificar a componente modulada (amplificador diferencial). Isto é, o circuito óptico descrito nesta dissertação, amplifica a componente modulada do sinal(AC) e reduz a componente DC óptica do sinal. Um sinal de entrada em onda contínua não modulada (CW), recebe uma componente modulada ao passar por um modulador externo. Após o sinal de entrada (componente modulada e não modulada) passar pelo circuito bloqueador descrito nesta dissertação, deverá refletir o sinal da entrada, e transmitir o

sinal modulado (amplificando esta componente) mas agora sem estar acompanhado da componente não modulada.

Alguns estudos mostraram a possibilidade de filtrar o offset no domínio óptico, no entanto, não foi encontrado um estudo que apresente a função de amplificar a componente modulada simultaneamente. Como pode ser visto em [12], existe a possibilidade de bloquear opticamente o *offset* óptico que acompanha pulsos ópticos no domínio do tempo. Um espelho óptico não linear em anel (NOLM) com dispersão desbalanceada (DI-NOLM) foi usado e é baseado no fato de que um sinal CW não é afetado pela dispersão cromática e é refletido pelo anel. Os pulsos são afetados pela dispersão cromática e então são transmitidos pelo DI-NOLM. Este dispositivo bloqueia o *offset* óptico, no mínimo, suprimindo parcialmente um ruído ASE produzido por amplificadores ópticos, no entanto necessita de muitos metros de fibra e grande potência de transmissão. Em [13], foi mostrado um estudo, sobre um circuito baseado em SLALOM, com simulações numéricas e design. Como um dispositivo similar no domínio do tempo não foi encontrado na literatura e sem uma implementação prática, a oportunidade de verificar as simulações experimentalmente tornou-se interessante.

1.2 Estrutura da Dissertação

No capítulo 2 desta dissertação, é feita uma revisão sobre óptica não linear em fibras, polarização e controladores de polarização, interferômetros de Sagnac em regime linear e não linear, amplificadores ópticos a semicondutores e dispositivos SLALOM, como uma introdução dos conceitos fundamentais a respeito desta dissertação.

No capítulo 3 é realizada uma descrição do primeiro projeto do dispositivo, assim como a primeira montagem em laboratório. Após descrever a estrutura e configuração do dispositivo, é feita uma apresentação sobre a metodologia utilizada nos testes experimentais. Finalizando o capítulo, são apresentados alguns resultados experimentais preliminares da primeira configuração do dispositivo, assim como simulações numéricas.

No Capítulo 4 é apresentada a segunda configuração do dispositivo. Seguindo o capítulo com as simulações numéricas desta configuração e finalizando com os resultados experimentais.

No capítulo 5 é feita uma comparação entre as duas configurações do dispositivo, com discussões sobre diferenças nos resultados de cada uma. Após uma análise dos resultados finais, são feitas considerações sobre trabalhos futuros.

2 REVISÃO DE LITERATURA

Nesse capítulo é apresentado uma revisão de conceitos importantes de óptica não linear, polarização e interferômetros.

2.1 Fundamentos de óptica não-linear em fibras e em semicondutores

2.1.1 Efeitos Não Lineares em Fibras ópticas

A resposta de qualquer dielétrico à luz torna-se não-linear para campos eletromagnéticos intensos, e fibras ópticas não são exceção. Mesmo que a sílica seja, intrinsecamente, um material fracamente não-linear, a geometria do guia de onda que confina luz em uma seção transversal pequena (alta intensidade óptica), sobre longos comprimentos de fibra, gera os efeitos não-lineares importantes no projeto de sistemas de comunicações ópticas modernos [14].

A óptica não-linear trata de efeitos que ocorrem quando propriedades ópticas de um material dependem da intensidade ou outro efeito da luz propagando neste material. A alta intensidade de luz na fibra, induz uma resposta não linear no meio, onde o índice de refração e/ou coeficiente de absorção são modificados, que gera uma modificação nos campos ópticos que estão sendo transmitidos.

Os efeitos não lineares, geralmente não são desprezíveis, apesar da fibra de sílica ter coeficientes não lineares muito pequenos. Isso é devido a intensidade óptica que propaga na fibra ser alta, apesar da potência do sinal ser pequena. A pequena área transversal da fibra causa uma intensidade muito alta, que é suficiente para produzir efeitos não lineares significativos. A não linearidade na fibra é basicamente descrita pelas equações de Maxwell. Baseado na equação de Maxwell, a equação da onda para o campo óptico é dada por:

$$\Delta^2 E - \frac{1}{c^2} \frac{\delta^2 E}{\delta t^2} = \frac{1}{\epsilon_0 c^2} \frac{\delta^2 P}{\delta t^2} \quad (2.1)$$

Onde ϵ_0 é a permissividade elétrica do espaço livre e c é a velocidade da luz no vácuo. E é o vetor campo elétrico do campo óptico e P é densidade de polarização no meio devido ao campo óptico. A polarização induzida P pode ser expressa por

$$P = \epsilon_0 (\chi^1 \cdot E + \chi^2 \cdot EE + \chi^3 \cdot EEE + \dots) \quad (2.2)$$

Onde χ^i é a i -ésima ordem de susceptibilidade, χ^2 e χ^3 são conhecidos como segunda e terceira ordem de susceptibilidades, respectivamente. Em fibras ópticas, a menor ordem de efeitos não lineares resulta da terceira ordem de susceptibilidade, $\chi^{(3)}$. Isso, é devido à χ^2 que some na SiO_2 no estado sólido (fibras), devido à sua simetria. Como a contribuição não linear dominante para P é χ^3 , resulta em efeitos como geração de terceiro harmônico(TGH), mistura de quatro ondas (FWM) e refração não linear. A maioria dos efeitos não lineares são originados da refração não-linear, um fenômeno referente à dependência com a intensidade do índice de refração, que também é conhecido como não-linearidade de Kerr. Os fenômenos mais estudados são a automodulação de fase (SPM) e a modulação cruzada de fase (XPM) [15]. Existem, também, dois outros importantes efeitos não-lineares onde o campo óptico transferem parte de sua energia para o meio, que é conhecido como espalhamento estimulado de Raman (SRS) e espalhamento estimulado de Brillouin (SBS). Alguns desses efeitos, que são mais presentes nos experimentos desta dissertação, serão discutidos nesta seção.

2.1.1.1 Auto Modulação de Fase - SPM

SPM resulta na conversão de variação de intensidade óptica em variação de fase. A SPM é responsável pelo alargamento espectral do pulso, quando este se propaga numa fibra óptica. Para uma fibra óptica de sílica, o índice de refração n é diretamente relacionado ao índice de refração não linear n_2 e à intensidade óptica I , como mostra a equação 2.3:

$$n = n_0 + n_2 I = n_0 + n_2 \cdot \frac{P_s}{A_{eff}} \quad (2.3)$$

Onde n_0 é o índice de refração linear da fibra, P_s é o pico da potência do sinal em Watts e A_{eff} é a área efetiva do modo em $metro^2$ que é definida por:

$$A_{eff} = 2\pi \cdot \frac{[\int \Psi(r)^2 r dr]^2}{\int \Psi(r)^4 r dr} \quad (2.4)$$

Sendo $\Psi(r)$ a distribuição do campo modal. A área efetiva do modo depende dos parâmetros da fibra como raio do núcleo, índice de refração do núcleo e a diferença dos índices de refração do núcleo e casca.

Para uma propagação de distância L , o deslocamento não-linear da fase induzido pelo SPM é dado pela equação 2.5 [16]:

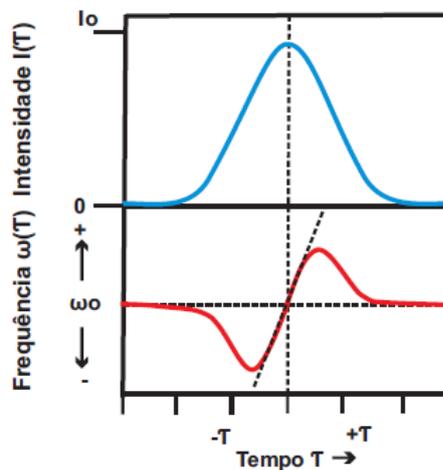
$$\delta\phi_{SPM} = \begin{cases} \frac{2\pi L_{eff} n_2 P_s}{\lambda_s A_{eff}} & \text{se } n_2 \neq 0 \\ \delta\phi_{SPM} = 0 & \text{se } n_2 = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

Onde λ_s é o comprimento de onda do sinal, L_{eff} é o comprimento de onda efetivo relacionado à perda na fibra(α) como:

$$L_{eff} = \frac{[1 - \exp(-\alpha L)]}{\alpha} \quad (2.6)$$

O fato do índice de refração depender da intensidade causa um deslocamento não linear na fase entre o ponto de máximo e mínimo. Que resulta em um alargamento do espectro do sinal, pois novas frequências ópticas são geradas. A figura 1 mostra o deslocamento de frequência de cada parte do pulso.

Figura 1 – Alargamento de um pulso gaussiano devido à SPM.



Criada pela autora

A borda da frente desloca para frequências menores (*red-shift* - frequências "mais vermelhas"), a borda posterior desloca para frequências maiores (*Blue-shift* - Frequências "mais azuis"), e o pico do pulso não é deslocado. As frequências extras criadas pelo SPM, alarga o pulso simetricamente. No domínio do tempo, a envoltória do pulso não se altera, no entanto em qualquer meio real, simultaneamente o pulso sofrerá efeito de dispersão cromática, que é um efeito linear.

Em regiões de dispersão normal, as porções mais a frente do pulso tem uma velocidade maior que as porções mais posteriores, propagando mais rápido, causando um alargamento no pulso. Em regiões de dispersão anômala, o oposto pode ocorrer, causando um estreitamento do pulso temporal. Esse processo é explorado para criar compressões em pulsos ultra-curtos e a combinação do SPM + dispersão para gerar sólitons.

O deslocamento de frequência causado pelo SPM, leva ao que é conhecido como varredura de frequência (*chirp*), onde a borda da frente do pulso do sinal é deslocada para baixo e a borda seguinte do sinal é deslocada para cima. O *chirp* induzido pelo

SPM aumenta em magnitude com a distância propagada. Em outras palavras, novas componentes de frequência são geradas continuamente com o pulso se propagando ao longo da fibra. Estas componentes de frequência geradas pelo SPM alargam o espectro em relação à sua largura inicial.

O efeito de alargamento do espectro causado pela SPM pode causar interferência entre canais. Apesar do SPM, por si só, não afetar o perfil de intensidade do sinal, isso deixa de ser verdade na presença de dispersão. Em termos de dispersão, a região do comprimento de onda em operação é dividida em dois regimes: regimes de dispersão normal e dispersão anômala. Esses dois regimes podem ser obtidos pela equação 2.7, o regime de dispersão normal corresponde ao intervalo de comprimentos de onda em que a dispersão D é negativa (β_2 é positivo), e o regime de dispersão anômala é o comprimento de onda em que a dispersão D é positivo (β_2 é negativo).

$$D = \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{1}{v_g} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (2.7)$$

Para a propagação de um sinal óptico, a SPM intensifica o efeito de dispersão quando o comprimento de onda em operação está no regime de dispersão normal. Isso é, o sinal é ampliado mais intensamente que quando está sob efeito somente de dispersão no regime de dispersão normal. Analogamente, a SPM interage com o efeito de dispersão no regime de dispersão anômala, de forma a comprimir um pulso no tempo.

2.1.1.2 Modulação de Fase Cruzada - XPM

O XPM é o deslocamento não linear da fase causado pela interação de dois ou mais sinais co-propagantes, que se propagam em sincronia, através de uma fibra óptica. [17]. O XPM é sempre acompanhado por SPM e ocorre devido ao índice de refração efetivo de um sinal óptico, em um meio não linear, não depender somente da intensidade do sinal, como também da intensidade dos outros sinais. Enquanto o SPM ocorre por si só, XPM ocorre devido à interação dos sinais propagantes e à não linearidade da fibra.

A XPM pode ocorrer entre dois campos ópticos com os mesmos comprimentos de onda ou com comprimentos de onda diferentes. Quando ocorre XPM o índice de refração não linear acaba sendo duas vezes maior que quando ocorre o SPM, resultando em um deslocamento de fase não linear, induzido pelo XPM de:

$$\delta\phi_{XPM} = \frac{4\pi L_{eff} n_2 P_p}{\lambda_s A_{eff}} \quad (2.8)$$

Onde λ_s é o comprimento de onda do sinal mais fraco e P_p é a potência de bombeio.

Para XPM o modo de área efetiva A_{eff} é definido pelos dois sinais como:

$$A_{eff} = 2\pi \cdot \frac{\left[\int \Psi_s^2 r dr \right] \left[\int \Psi_p^2 r dr \right]}{\int \Psi_s^2 \Psi_p^2 r dr} \quad (2.9)$$

Quando são considerados pulsos de comprimentos de onda diferente, o efeito de XPM depende das posições temporais relativas. XPM é mais forte quando os pulsos sobrepõem completamente um ao outro. É esperado que os espectros dos dois pulsos se alarguem e desenvolvam alguns picos, com os picos mais externos sendo mais intensos. No entanto, como os espectros dos pulsos são governados pela contribuição combinada de SPM e XPM, cada espectro desenvolve um alargamento espectral assimétrico. Na ausência de interação de XPM, o espectro de cada pulso seria simétrico e apresentaria um alargamento menor. Sob a presença de dispersão, pulsos de comprimento de ondas diferentes viajam com velocidade de grupo diferentes, o que causa o afastamento dos pulsos ("*walk-off*"), assim reduz o efeito de XPM [18, 19]. Quanto maior forem as diferenças de dispersão entre os canais, mais rapidamente os pulsos se afastam um do outro. Em outras palavras, a XPM é inversamente proporcional às diferenças de dispersão entre os canais em um sistema de muitos canais. No entanto, para tentar diminuir o dano causado por XPM, a separação dos canais e/ou dispersão local tem que ser escolhidos adequadamente.

2.2 Polarização e Controladores de Polarização

A polarização da luz pode ser pensada como uma composição de dois vetores campo elétrico ortogonais entre si que variam em amplitude, porém de mesma frequência. Luz polarizada ocorre quando esses dois componentes diferem em fase ou amplitude. A polarização em fibra óptica tem sido estudada extensivamente e existem vários métodos disponíveis para minimizar ou controlar este fenômeno. Nesta seção será discutido princípios básicos que ajudam a explicar como a polarização em fibras acontece, junto com os dispositivos utilizados para controlar a polarização.

2.2.1 Manifestação de Polarização em Fibras

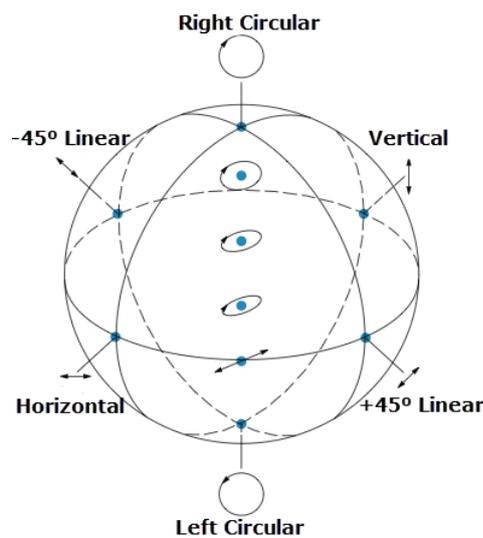
Birrefringência em fibras ópticas A birrefringência é uma propriedade apresentada por certos materiais, em que a luz é dividida em dois modos ortogonais. Em fibras ópticas ideais com simetria de rotação perfeita, e qualquer modo de polarização injetado na fibra se propagará inalterado. No caso de fibras reais, há imperfeições, como tensões laterais assimétricas, núcleos não circulares e variações dos perfis de índice de refração. Essas imperfeições quebram a simetria circular da fibra ideal. Ocorre uma diferença entre seus índices de refração efetivos e os modos propagam-se com diferentes velocidades [20].

Fibra Mantenedora de polarização Uma fibra mantenedora de polarização (PMF) cria intencionalmente um padrão de birrefringência determinística consistente ao longo de seu comprimento, impedindo acoplamento entre as duas direções ortogonais de polarização. Geralmente, a geometria da fibra e os materiais utilizados criam uma grande quantidade de estresse em apenas uma direção e assim criando uma alta birrefringência comparada à gerada por uma birrefringência aleatória.

2.2.2 Esfera Poincarè

A esfera de Poincarè (Figura 2) é uma das formas convencionais de descrever os estados de polarização e mudanças de polarização na propagação de uma onda eletromagnética. Ela permite uma forma conveniente de predição de como um fator pode mudar a forma de polarização. Qualquer estado de polarização corresponde a um ponto único na esfera.

Figura 2 – Representação de estados de polarização na esfera de Poincarè.



Fonte: Labs[21]

Os dois polos da esfera representam as polarizações circulares (*left and right-hand circularly polarized- LCP e RCP*), os pontos no equador representam polarizações lineares. Todos os outros pontos representam estados de polarização elíptica. Um ponto H escolhido arbitrariamente no equador designa uma polarização linear horizontal (LHP) e o ponto V oposto no diâmetro, designa um ponto de polarização linear vertical (LVP).

2.2.3 Propriedades Mensuráveis de Polarização

Grau de polarização Grau de polarização (DOP) é definido como:

$$DOP = \frac{I_{pol}}{(I_{pol} + I_{unp})} \quad (2.10)$$

Onde I_{pol} e I_{unp} são as intensidades de luz polarizada e não polarizada, respectivamente. Quando $DOP = 0$, a luz é não polarizada e quando $DOP = 1$ - pois $I_{unp} = 0$ - está totalmente polarizada. Casos intermediários correspondem a luz parcialmente polarizada.

taxa de extinção de polarização Taxa de extinção de polarização (PER) é a proporção da mínima potência polarizada e máxima potência polarizada, expresso em dB. Qualquer componente de polarização especifica esse valor. É conveniente para descrever a propagação em fibras mantenedoras de polarização ou o desempenho de polarizadores.

Perda dependente de polarização A perda dependente de polarização (PDL) é máxima variação na perda de inserção quando a polarização de entrada varia em todos os estados de polarização, expresso em dB.

Dispersão de modo de polarização A dispersão de modo de polarização (PMD) é na verdade outra forma de dispersão material. Fibras monomodo suportam um modo, que consiste de dois modos de polarização ortogonais. Idealmente, o núcleo de uma fibra é perfeitamente circular. No entanto, na realidade, o núcleo não é perfeitamente circular e estresses mecânicos como curvaturas e outros efeitos, introduzem birrefringência aleatória na fibra, como já foi comentado. Isso causa que um dos modos ortogonais de polarização viaja mais rápido que o outro, assim, causando dispersão do pulso óptico. A máxima diferença de tempo dos modos de polarização devido à esta dispersão é chamada de atraso diferencial de grupo (DGD), geralmente tem unidade de pico segundos. Devido à suas propriedades dinâmicas, PMD não recebe um valor fixo para uma fibra, mas apresenta uma distribuição de DGD no tempo.

2.2.4 Controladores de Polarização

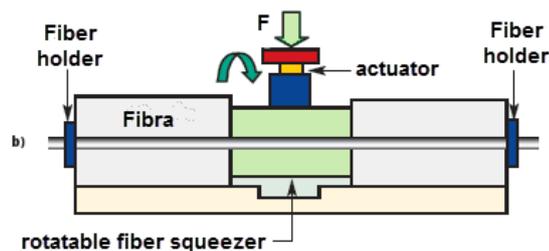
O Controle de polarização é uma consideração importante quando se trabalha com fibras ópticas já que, virtualmente, componentes completamente ópticos tem sempre um certo grau de sensibilidade à polarização. Independente de qual dispositivo está sendo utilizado em um projeto, sejam moduladores eletro-ópticos ou acusto-ópticos, fibras polidas em ângulo, etc., cada dispositivo tem seu estado de polarização (SOP) de operação. Dependendo do dispositivo, essa sensibilidade à SOP pode ser menos de um décimo de dB,

e para outros, vários dBs. Para um conjunto de dispositivos operados juntos, a diferença de desempenho do sistema pode ser bastante significativa entre um SOP aleatoriamente escolhido e um que foi cuidadosamente controlado [22].

Controlar o estado de polarização em fibras ópticas é similar ao controle em espaço livre, o que é feito através de mudanças de fase nos estados ortogonais de polarização. A seguir serão apresentados as duas configurações de controladores de polarização pertinentes ao desenvolvimento desta dissertação.

A primeira configuração é baseada no compensador Babinet-Soleil. O compensador Babinet-Soleil é um retardador de ordem zero continuamente variável. É constituído por uma cunha birrefringente, que é móvel e outra cunha birrefringente, que está fixa a uma chapa de compensador. Um controlador de polarização em fibra baseado neste princípio é mostrado na figura 3 .

Figura 3 – Representação de um controlador de polarização utilizando o princípio de Babinet-Soleil.

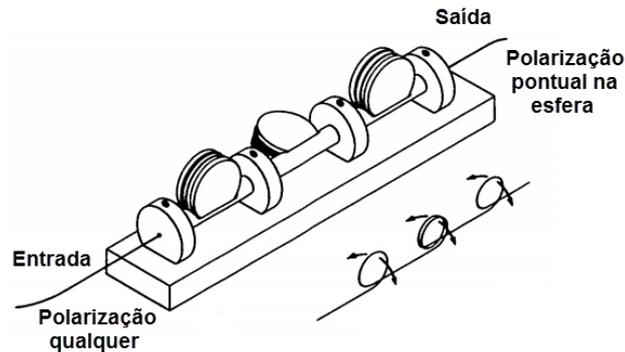


Fonte: Yao[23]

O dispositivo compreende em uma parte móvel que rotaciona em torno da fibra óptica e um parafuso que aplica pressão à fibra produzindo uma birrefringência linear, efetivamente criando uma lâmina de retardo que varia com a pressão aplicada. Ações simples de girar e apertar podem criar qualquer estado de polarização de uma polarização de entrada arbitrária.

Na segunda configuração, foi utilizado um controlador de Lefevre com múltiplas bobinas, também conhecido como controlador "Mickey Mouse". Este controlador consiste em uma lâmina de meia onda (HWP) que está entre duas lâminas de quarto de onda(QWP) e as lâminas de retardo, que são livres para rotacionar em torno do feixe óptico. A figura 4 mostra o esquema descrito.

Figura 4 – Representação de um controlador de polarização de Lefevre com três bobinas.



Fonte: [Bergh, Lefevre e Shaw\[24\]](#)

O primeiro QWP converte qualquer estado de polarização arbitrário de entrada em uma polarização linear. O HWP então rotaciona a polarização linear para um ângulo desejado para que o segundo QWP possa transformar a polarização linear em qualquer estado de polarização desejado. Enrolando a fibra é induzido estresse, produzindo uma birrefringência inversamente proporcional à raiz do diâmetro da bobina. Ajustando o diâmetro e número de voltas, pode ser produzido qualquer tipo de lâmina. Como dobrar a fibra, geralmente, induz a perda de inserção, o diâmetro da bobina deve permanecer relativamente grande.

Um controlador completamente óptico baseado neste mecanismo pode ser construído com algumas propriedades desejadas, como, baixa perda de inserção e custo.

2.3 Interferômetro de Sagnac em regime linear - OLMs

Os dispositivos a fibra dependentes da fase e do comprimento são suscetíveis a flutuações ambientais (temperatura, pressões mecânicas, etc.).

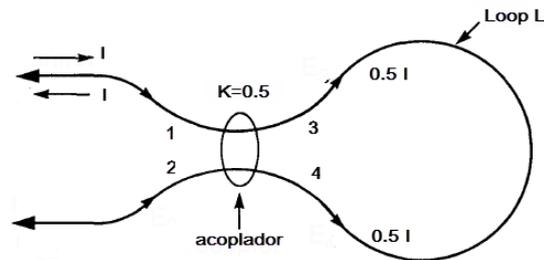
Um Interferômetro de Sagnac consiste de um acoplamento óptico 2x2 com as duas portas de saída conectadas por um longo anel de fibra óptica [15, 25]. No interferômetro de Sagnac, a luz incidente é dividida em dois feixes através de um acoplador óptico, onde as saídas deste acoplador estão ligadas, formando um anel. Os feixes, divididos pelo acoplador, percorrem o mesmo caminho óptico em sentidos opostos (sentido horário e sentido anti-horário). Após percorrem o anel, os feixes se encontram no ponto inicial e a interferência entre eles ocorre. Se o anel for balanceado e não apresentar nenhuma assimetria nas fibras, toda a potência de entrada será refletida pela porta 1 [16].

Essa arquitetura também é chamada de espelho óptico linear em anel (OLM-Optical Loop Mirror), devido ao pulso ser todo refletido no anel.

Por outro lado, se alguma assimetria é produzida ou provocada no anel, uma parte da potência de entrada será transmitida pela porta 2 e a outra será refletida pela porta 1. A condição de transmissão máxima é alcançada para um defasamento de 180° entre os feixes contra-propagantes [7].

A figura 5 mostra a arquitetura básica de um interferômetro de Sagnac a fibra.

Figura 5 – Representação de um interferômetro de Sagnac em fibra



Mortimore, David B, 1988 [26]

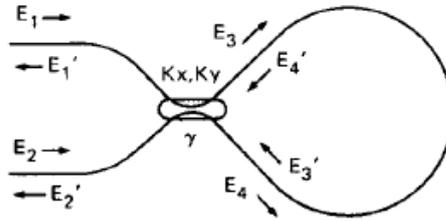
Assumindo que a luz viaja da entrada para o acoplador no braço 1 e que o acoplador envia 50% da luz para o braço 3 e os outros 50% para o braço 4 (Taxa de acoplamento $k=0.5$). Logo, metade da potência da luz que foi injetada viaja no anel no sentido horário e metade no sentido anti-horário. A intensidade transmitida no braço 2, será então, uma soma do campo elétrico no sentido horário de fase arbitrária ϕ e do campo elétrico anti horário de fase $\phi - \pi$, os dois com mesma amplitude. Essa soma no braço dois resulta em uma intensidade nula para transmissão e como existe a conservação de energia toda a luz que foi injetada na entrada é refletida de volta para a fibra do braço 1 de entrada.

A diferença relativa de fase entre os feixes contra-propagantes determina se um feixe de entrada é refletido ou transmitido pelo interferômetro de Sagnac [27].

Esse comportamento descrito leva apenas as condições ideais em consideração, na prática a taxa de acoplamento do acoplador pode não ser exatamente 50:50 no comprimento de onda desejado, vai existir também, perda de acoplamento e outros fatores.

A figura 6 apresenta um esquema de um OLM com nomenclatura específica para estudo numérico.

Figura 6 – Nomenclatura utilizada para análise do comportamento de um OLM.



Mortimore, David B, 1988 [26]

Com as nomenclaturas da figura 6, o campo elétrico da luz injetada na entrada para o acoplador é dada, através da matriz de transferência do acoplador, por:

$$\begin{bmatrix} E_{3n} \\ E_{4n} \end{bmatrix} = (1 - \gamma)^{\frac{1}{2}} \cdot \begin{bmatrix} (1 - K_n)^{\frac{1}{2}} & (jK_n)^{\frac{1}{2}} \\ (jK_n)^{\frac{1}{2}} & (1 - K_n)^{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{1n} \\ E_{2n} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

onde E_{mn} ($m = 1, 2, 3, 4$ e $n = x, y$) são as amplitudes complexas dos campos, K_n é a fração de acoplamento para as polarizações do campo (x,y) e γ é a perda no acoplador.

O interferômetro de Sagnac não requer alinhamento interferométrico, é de simples construção e bastante robusto. Esta configuração é bastante estável, pois os dois caminhos ópticos são exatamente os mesmos. Quando o acoplador divide a energia de entrada igualmente, o OLM opera como um espelho perfeito, ou seja, toda a energia de entrada retorna pelo mesmo canal.

O interferômetro de Sagnac é um dispositivo dinâmico, versátil e simples, cujas aplicações em diversos campos despertam um particular interesse por parte dos pesquisadores. Podemos enumerar funções do anel de Sagnac em regime linear ou não linear, como sensoriamento e medição[28], formação de pulsos, eliminação de pedestal, eliminação de ruído[29], chaveamento óptico[29], processamento de sinal totalmente óptico, portas lógicas, regeneração de sinal [6], demultiplexação[30], como também memória óptica[31].

2.4 Interferômetros de Sagnac em Regime não linear -NOLMs

Um interferômetro de Sagnac em regime não linear, também conhecido como Espelho óptico não-linear em anel (NOLM). O que difere um NOLM de um OLM é que, por estar funcionando em um regime não linear, podem ser explorados os fenômenos SPM e XPM na própria fibra.

O deslocamento de fase de um campo elétrico que se propaga no anel sob o efeito

de SPM é dado por:

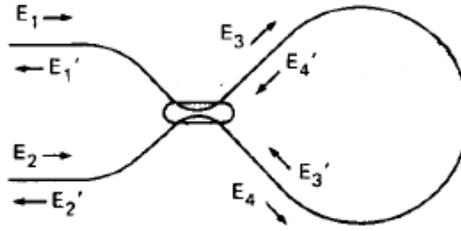
$$\delta\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot n_{NL} |E|^2 \cdot L \quad (2.12)$$

Onde n_{NL} é o coeficiente de índice de refração não linear, λ é o comprimento de onda da luz, L é o comprimento do anel de fibra do NOLM.

Fisicamente, se a potência é igualmente dividida entre as ondas contra-propagantes, o deslocamento de fase não-linear é igual para ambas ondas, resultando em nenhuma diferença de fase relativa entre as ondas contra-propagantes. Contudo, se o fator de divisão de energia K é diferente de 0,5, o NOLM exibe comportamento diferente em baixas e altas potências e pode atuar como uma chave óptica [26].

A figura 7 mostra a configuração de um NOLM, como pode ser visto, é a mesma de um OLM.

Figura 7 – Configuração de um NOLM.



Fonte: Doran e Wood [16] [16]

Os campos E_3 e E_4 , estão relacionados com as entradas E_1 e E_2 , antes da propagação através de [16], ou seja, E_3 e E_4 são amplitudes do campo elétrico logo na saída do acoplador (Figura 7).

$$E_3 = \sqrt{k}E_1 + i\sqrt{1-k}E_2 \quad (2.13)$$

$$E_4 = i\sqrt{1-k}E_1 + \sqrt{k}E_2 \quad (2.14)$$

Considerando um dispositivo com apenas uma entrada E_1 ($E_2 = 0$), após uma volta no anel, esses dois campos serão dados por:

$$E_3' = \sqrt{k}E_1 \exp(ik|E_1|^2 \frac{2\pi}{\lambda} \cdot n_{NL} \cdot L) \quad (2.15)$$

$$E_4' = i\sqrt{1-k}E_1 \exp[(i(i-k)|E_1|^2 \frac{2\pi}{\lambda} \cdot n_{NL} \cdot L)] \quad (2.16)$$

As saídas transmitidas E'_1 E'_2 podem ser obtidas, invertendo as equações 2.13 e 2.14, devido à nova posição dos campos E_3 E_4 [16]. Dessa forma, a saída transmitida pela porta 2 é dada por:

$$|E'_2| = |E_1| \left(1 - 2k(1 - k) \{ 1 + \cos[(1 - 2k)|E_1|^2 \frac{2\pi}{\lambda} \cdot n_{NL} \cdot L] \} \right) \quad (2.17)$$

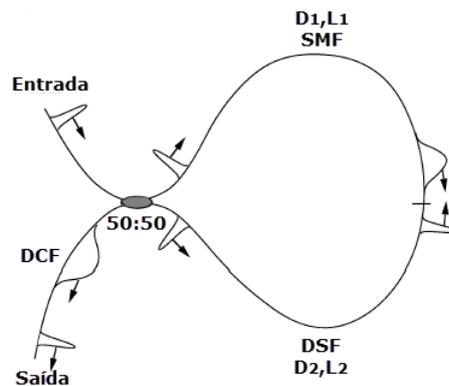
Um NOLM utiliza SPM e XPM, entre os pulsos co-propagantes, para alternar a saída do sinal de uma porta para outra[30]. A maior vantagem deste tipo de NOLM é que é simples de implementar e apresenta uma perda mais baixa que um NOLM baseado em fibra mantenedora de polarização "cross-spliced" [32]. Devido a XPM entre os pulsos contra-propagantes, o pulso que se propaga no sentido horário adquire um deslocamento de fase diferente do pulso propagando no sentido anti-horário. Quando os dois pulsos se combinam no acoplador, acontece uma interferência, que permite que um pulso possa se propagar pela fibra da outra porta do acoplador [33].

2.5 Dispersion Imbalanced NOLMs

Em [12] é mostrado o princípio de um filtro não Linear que transmite e estreita pulsos incidentes enquanto rejeita o sinal CW. Um DI-NOLM consiste em um NOLM que é desbalanceado na dispersão e não pela assimetria na posição de um elemento de ganho ou no fator de acoplamento do acoplador óptico.

A resposta deste tipo de NOLM é diferente, já que a dispersão atua somente no sinal modulado. A luz CW incidente de intensidade arbitrária é refletida, enquanto sinal modulado é chaveado para a transmissão. A figura 8 mostra o princípio deste anel, com um segmento de fibra com dispersão anômala (D_1) e um outro segmento com um parâmetro muito menor de dispersão ($D_2 \approx 0$).

Figura 8 – Esquema de operação de um DI-NOLM.

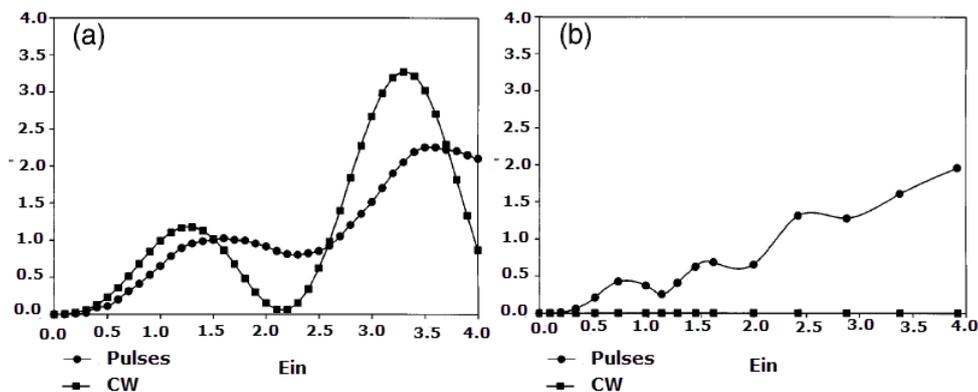


Fonte: Wong et al. [12]

O pulso propagando no sentido horário, sofre dispersão rapidamente no primeiro segmento de fibra (L1 -fibra com maior dispersão) e depois continua alargado no segundo segmento de fibra (L2 - fibra com menor dispersão), induzindo um pequeno deslocamento de fase não linear. Pelo outro lado, o pulso propagando no sentido anti-horário permanece estreito por todo o primeiro segmento (L2 - fibra com menor dispersão), depois o pulso sofre um grande deslocamento de fase não linear (L1 -fibra com maior dispersão) que é dependente de intensidade e proporcional a L_2 . Esse deslocamento na fase acontece para o pulso incidente mas não para a entrada CW, já que a componente CW não é afetada pela dispersão na fibra.

A figura 9 mostra a transmissão teórica em função da energia de entrada de um NOLM convencional com um acoplador 42/58 e para um DI-NOLM, respectivamente.

Figura 9 – Transmissão teórica de (a) NOLM com acoplador 42/58 e (b) um DI-NOLM



Fonte: Wong et al.[12]

Apesar dos pulsos serem chaveados nos dois tipos de anel, a luz CW é completamente bloqueada pelo segundo. Em outras palavras, o DI-NOLM é um filtro óptico de pulsos que não responde a intensidade DC da entrada.

2.6 Amplificadores Ópticos a Semicondutores - SOA

Amplificadores ópticos a semicondutores são amplificadores que utilizam um semicondutor com meio de ganho. Eles operam de uma forma similar a laser semicondutores só que sem a realimentação.

São usualmente encapsulados em uma pequena estrutura "*butterfly*". Diferente de outros amplificadores ópticos, os SOAs são bombeados eletronicamente (via corrente aplicada) e um laser para bombeio separado não é necessário.

Os SOAs são dispositivos bastante complexos com finalidade original de funcionar como um amplificador óptico bastante compacto. Enquanto os tradicionais EDFAs apre-

sentam um tempo típico de recuperação do ganho em 10 ms, os SOAs podem ter um tempo de recuperação ≤ 1 ps. Logo foi percebido que os SOAs poderiam exercer funções além de amplificação óptica. SOAs são fabricados a partir de estruturas semicondutores e são bastante compactos, com comprimentos típicos ≤ 1 mm. SOAs são alimentados com corrente elétrica DC e exibem forte não-linearidade óptica. Diante de todos estes fatores, já foi constatado, a possibilidade de produzir dispositivos fotônicos integrados contendo SOAs. Os fenômenos de Modulação por ganho cruzado(XGM) e modulação de fase cruzada (XPM) são altamente manifestados em SOAs [34].

2.6.1 Ganho Não-Linear e Saturação do Ganho

O ganho em semicondutores surge da troca de energia entre fótons do campo óptico incidente e elétrons do semicondutor. Isto ocorre devido aos processos de absorção, emissão estimulada e emissão espontânea. Quando um elétron absorve energia de um fóton, ele é excitado à um nível mais alto (banda de condução), deixando um buraco no nível mais baixo de energia(banda de valência). Um elétron em um nível mais alto pode se recombinar com um buraco no nível mais baixo, emitindo um fóton no processo. Quando esse processo é iniciado por um fóton existente no semicondutor, isso é chamado de emissão estimulada. Caso contrário, é chamado de emissão espontânea.

Em amplificadores ópticos, é observado experimentalmente que o ganho do amplificador é reduzido quando a potência do sinal de entrada aumenta. Esse fenômeno é chamado de saturação do ganho. A saturação de ganho ocorre quando o ganho do dispositivo se torna não-linear; isto resulta da quantidade finita de portadores disponíveis para que haja ganho, i.e., à medida que a potência de sinal aumenta, a disponibilidade de portadores na região ativa diminui ao ponto de acarretar uma redução do ganho do amplificador [35]. O ponto principal deste fenômeno é a saturação da potência de saída, P_{sat} que é definida pela potência de saída do amplificador quando o ganho cai para metade do valor referente a potências de entrada bem pequenas. Esse valor de potência de saída no ponto de -3dB é definido por:

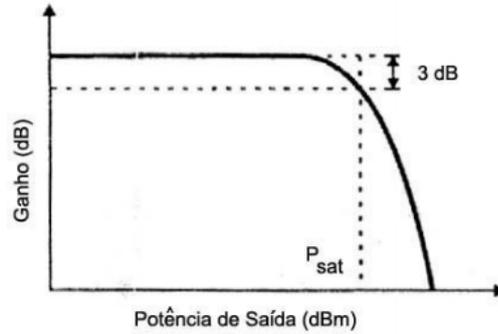
$$P_{sat} = \ln(2) \frac{hvA}{\Gamma A_g \tau_e} \quad (2.18)$$

Onde A_g é coeficiente diferencial de ganho (também expresso por $\frac{dg}{dN}$, hv é a energia do fóton, A é a seção transversal da região ativa do SOA e τ_e é o tempo de vida da portadora.

Isto pode ser entendido pela dependência do ganho interno com a potência de entrada. Quando a potência incidente no amplificador se aproxima da potência de saturação - definida como a potência para a qual o ganho cai à metade - o amplificador deixa de ser

linear com a potência, i.e., o ganho decai com um aumento de potência [34]. Uma típica relação entre ganho do SOA e a potência de sinal de saída é mostrada na Figura 10.

Figura 10 – Curva característica do ganho do SOA em função da potência de entrada.



Fonte: Govind[34]

A saturação de ganho pode distorcer consideravelmente o sinal e, por isso, é um fator limitante para a aplicação de SOAs em enlaces multicanais, devido aos efeitos prejudiciais da intermodulação e modulação imposta por outros canais [36]. Estes efeitos só são possíveis porque os SOAs possuem tempos de recuperação de ganho muito rápidos, o que faz com que as variações em amplitude presentes em um sinal sejam percebidos em outro.

A intensidade de saturação da saída correspondente I_{sat} , pode ser usada para descrever o efeito de saturação do ganho em um amplificador óptico através de :

$$G_s = \exp \left[\frac{g_o L}{1 + \frac{I_{out}}{I_{sat}}} \right] \quad (2.19)$$

Onde G_s é o ganho em uma única passagem, g_o é o coeficiente de ganho não-saturado, L é o comprimento do amplificador, e I_{out} é a intensidade de luz na saída. O ganho começa a decair quando a taxa de drenagem da população de inversão é maior que a taxa de bombeio. Assim, a população de inversão não pode ser mantida constante devido a conservação de energia. Por exemplo, em um sistema de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM), se a potência total de todos os canais exceder P_{sat} , o amplificador estará saturado.

Existem outros dois efeitos não lineares de ganho que são conhecidos como formação de buracos espectrais Spectral Hole Burning (SHB) e Carrier Heating (CH). O SHB é devido ao fato de um pulso óptico de entrada interagir apenas com uma certa parte da distribuição de portadores, dependendo da energia de fóton e da largura espectral do pulso. O SHB diminui o ganho no regime de ganho e aumenta o ganho no regime de absorção.

Para amplificação de sinais ópticos, a operação do SOA na região linear é preferível. No entanto, em esquemas como de chaveamento completamente ópticos, o comportamento não linear é explorado.

2.6.2 Figura de Ruído

Um SOA, em conjunto com o sinal amplificado, também produz ruído de emissão espontânea amplificada (ASE). O Ruído origina na emissão espontânea na região de ganho ativo. O Ruído ASE representa um papel importante na estrutura do SOA, saturando o meio ativo, enquanto reduz o ganho.

A figura de ruído F_n , é definido como a relação sinal ruído na entrada sobre a relação sinal-ruído na saída do sistema, e pode ser expressa por:

$$F_n = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{IN}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{OUT}} \quad (2.20)$$

Onde $\left(\frac{S}{N}\right)$ é a relação sinal ruído. Basicamente, a figura de ruído é determinada pela potência e ganho de ASE. O F_n mínimo de um amplificador óptico ordinário é 3dB (limite teórico) enquanto em um SOA o valor está entre a faixa de 6-10 dB.

2.6.3 XPM e XGM em SOAs

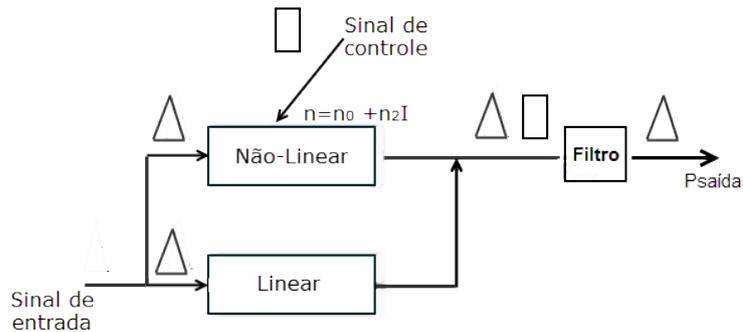
As Não-linearidades em SOA geralmente são causados pelo sinal óptico de entrada que muda a distribuição da densidade de portadores. Existem dois tipos de efeitos não lineares que são normalmente usados em sistemas completamente ópticos. O primeiro tipo inclui efeitos não lineares em que são gerados novos componentes de frequência óptica pelo sinal de dados ou de controle dentro do meio (e.g.FWM). O segundo tipo inclui efeitos não lineares que a amplitude ou fase do sinal de entrada que está propagando no meio é alterado por uma mudança no índice de refração não-linear ou ganho, induzido por sinais ópticos de controle(e.g. XPM, XGM). XPM em SOAs é uma técnica já estabelecida para realizar conversão de comprimentos de onda entre dois canais. Na ausência do sinal de controle, o pulso do sinal irá ser impactado por SPM [37].

O SPM altera o formato, espectro e fase do pulso. Se dois sinais foram injetados no SOA, acontecerá XPM entre os sinais. XPM causa alterações apenas na fase, portanto uma configuração de interferômetro é necessária para converter essas mudanças de fase em mudanças de intensidade [38]. Em todos os interferômetros, o SOA é inserido em um ou mais braços do interferômetro para mudar a fase do pulso propagante. A presença de um sinal de controle, altera o índice de refração do meio em:

$$\Delta n = n_2 I \quad (2.21)$$

onde Δn é a mudança no índice de refração do meio, n_2 é o coeficiente de refração não linear e I é a intensidade de luz incidente no meio. Uma mudança no índice acrescenta uma mudança de fase entre os dois braços do interferômetro, assim o sinal de entrada é chaveado para uma segunda porta de saída. Esse método de chaveamento está esquematizado na figura 11.

Figura 11 – Ilustração do chaveamento óptico por interferômetro óptico usando XPM.

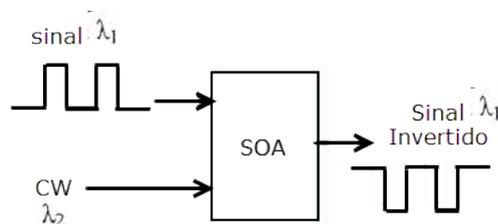


Criada pela autora

Uma forma de implementar o chaveamento baseado em XPM é usar um interferômetro de sagnac. Essa configuração foi descrita com detalhes na seção 2.5.

A modulação por ganho cruzado (XGM) utiliza um sinal de entrada para saturar o ganho e assim modular uma onda contínua (CW) em um comprimento de onda de saída desejado. Apesar de fácil implementação, o XGM tem algumas deficiências como, inversão do pulso do sinal de saída, chirp relativamente alto no sinal de saída devido à grande modulação por ganho. O Princípio básico de XGM está ilustrado na figura 12.

Figura 12 – Configuração básica do XGM

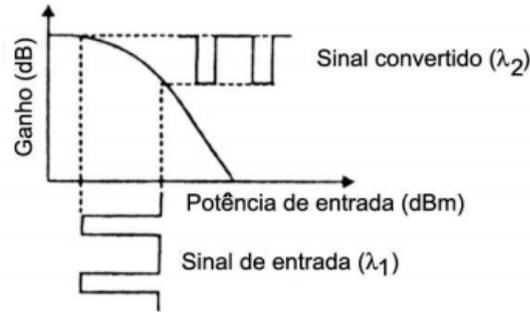


Fonte: Eiselt, Pieper e Weber[9]

O sinal de entrada é usado para saturar o ganho e assim modular o sinal CW no comprimento de onda desejado. O Sinal de saída, λ_2 , é invertido em relação ao sinal original, λ_1 . A potência de saída depende do ganho característico do SOA. A corrente

injetada no SOA pode ser ajustada para observar a maior potência de saída nesse feito XGM, como mostra a figura 13.

Figura 13 – Demonstração do mecanismo XGM



Fonte: [Adams et al.\[39\]](#)

2.6.4 Mudança de Fase

A amplitude e mudança de fase do campo elétrico do sinal óptico após atravessar o SOA é de:

$$\begin{aligned} \frac{E_{OUT}}{E_{IN}} &= \exp\left(-j\frac{2\pi L n}{\lambda}\right) \\ &= \exp\left(-j\frac{2\pi L n'}{\lambda}\right) \cdot \exp\left(-j\frac{2\pi L n''}{\lambda}\right) \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$= e^{-j\varphi} \cdot \sqrt{G} \quad (2.23)$$

sendo G o ganho obtido, \underline{n} o índice de refração complexo, $e^{-j\varphi}$ a mudança de fase, onde:

$$\underline{n} = n' - jn'' \quad (2.24)$$

2.7 Dispositivos SLALOM

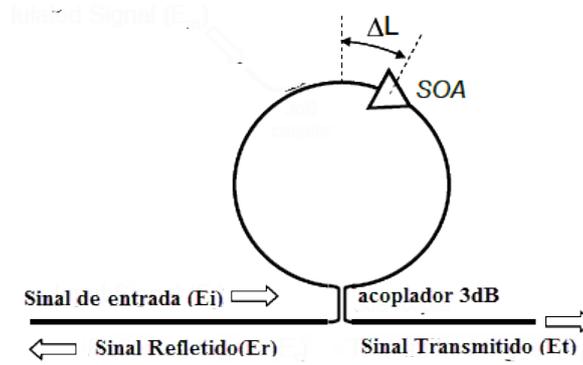
Os dispositivos de configuração Sagnac em conjunto com um SOA são chamados de SLALOM (Semiconductor Laser Amplifier in a Loop Mirror). Como já foi mencionado em tópicos anteriores deste trabalho, um interferômetro NOLM é um interferômetro baseado na configuração de anel de Sagnac. As duas ondas que interferem, se propagam pelo mesmo

caminho óptico, o que permite uma sensibilidade menor sobre flutuações de temperatura e pressão, comparado a outras configurações de interferômetro como o Mach-Zehnder e Michelson.

A adição de um elemento não linear concentrado ao Sagnac permite que aconteça um acoplamento de fase-amplitude, que gera a resposta em fase deste conjunto. No caso do SLALOM, o elemento não linear é o SOA.

Na figura 14 é apresentada a configuração de um SLALOM e seu princípio de operação.

Figura 14 – Princípio de operação de um SLALOM



Fonte: Roncin et al.[10]

O sinal de entrada (E_i) com uma modulação (E_m) que pode ser analógico ou digital com uma modulação (E_m) é inserido no acoplador de 3 dB e dividido em dois campos co- e contrapropagantes. O sinal (E_m) modula diretamente o ganho e como consequência a fase do SOA, devido ao fator de acoplamento fase-amplitude em estruturas semicondutoras.

Dos princípios já mencionados anteriormente relacionados a matriz de equações de um NOLM(2.11), pode-se mostrar que a evolução dos campos transmitidos e refletidos, E_t e E_r , são definidos pelo fator de acoplamento teórico de 3 dB (K), os ganhos induzidos no sinal modulado pelo SOA e as potências copropagantes e contra-propagantes $g_{co}(t)$ e $g_{counter}(t)$ e as fases ópticas não lineares correspondentes $\varphi_{co}(t)$ $\varphi_{counter}(t)$ no SOA[40]:

$$\begin{pmatrix} E_t \\ E_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-K} & j\sqrt{K} \\ j\sqrt{K} & \sqrt{1-K} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{G_{co}} \cdot e^{-j\varphi_{co}} & 0 \\ 0 & \sqrt{G_{counter}} \cdot e^{-j\varphi_{counter}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sqrt{1-K} & j\sqrt{K} \\ j\sqrt{K} & \sqrt{1-K} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_i \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

O campo propagado no sentido horário (cw) no anel, ao passar pelo SOA, é amplificado por um ganho complexo, modulando a amplitude e a fase do sinal [9]:

$$\underline{g}_{cw}(t) = g_{cw}(t) \cdot \exp -j\varphi_{cw}(t) \quad (2.26)$$

com

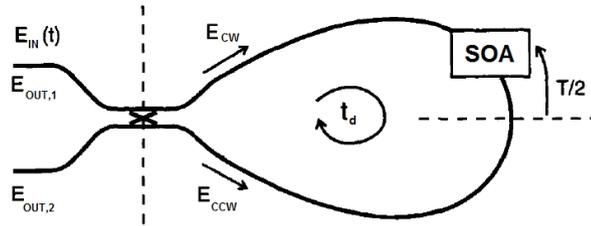
$$g_{cw}(t) = g\left(t + \frac{t_d}{2} - \frac{T}{2}\right) \quad (2.27)$$

e

$$\varphi_{cw}(t) = \varphi\left(t + \frac{t_d}{2} - \frac{T}{2}\right) \quad (2.28)$$

onde t_d é o tempo de um pulso propagar no anel e T é o tempo que o pulso contra propagante demora para chegar ao SOA após o primeiro pulso. Como mostra a figura 15.

Figura 15 – Diagrama da configuração básica de um SLALOM.



"Fonte: Eiselt, Pieper e Weber[9] "

O campo propagado no senti anti-horário(ccw), que chega ao SOA após um tempo T , percebe um ganho[9]:

$$\underline{g}_{ccw}(t) = g_{ccw}(t) \cdot \exp -j\varphi_{ccw}(t) \quad (2.29)$$

com

$$g_{ccw}(t) = g\left(t + \frac{t_d}{2} + \frac{T}{2}\right) \quad (2.30)$$

e

$$\varphi_{ccw}(t) = \varphi\left(t + \frac{t_d}{2} + \frac{T}{2}\right) \quad (2.31)$$

O ganho complexo depende da saturação do amplificador causado pelo sinal precedente e o do seu tempo de recuperação do ganho. Tendo atravessado o anel, os sinais propagando no sentido horário e anti-horário se superpõem no acoplador.

Analisando o campo refletido (E_r) separadamente, com os fatores de acoplamento(k e d , em um acoplador ideal de 3 dB, $k = d$) resulta em:

$$E_{out,1}(t) = jdkE_i(t - t_d) \cdot e^{-j\omega t_d} \cdot \underline{g}_{cw}(t - t_d) + \underline{g}_{ccw}(t - t_d) \quad (2.32)$$

e o campo transmitido pelo outro braço do acoplador é:

$$E_{out,2}(t) = E_i(t - t_d) \cdot e^{-j\omega t_d} \cdot d^2 \underline{g}_{cw}(t - t_d) - k^2 \underline{g}_{ccw}(t - t_d) \quad (2.33)$$

Para um acoplador 3 dB ideal, $d^2 = k^2 = \frac{1}{2}$. Com este caso ideal e com $\underline{g}_{ccw} = \underline{g}_{cw}$, o sinal injetado será todo refletido pelo mesmo braço do acoplador que foi injetado(1). Na segunda porta de entrada do acoplador(2) não deverá ter saída alguma.

Analisando as equações que representam a potência transmitida(porta 2 do acoplador), em relação a potência de entrada(P_{in})

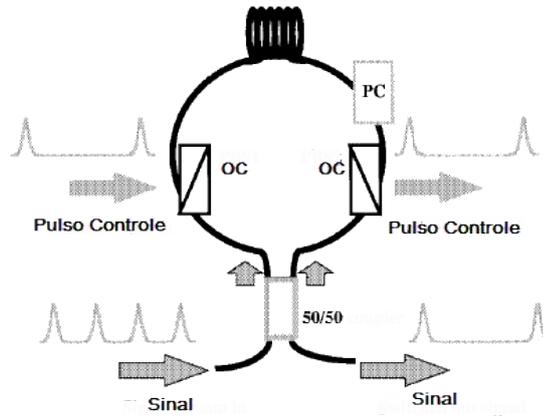
$$P_{out} = g_{cw}^2(t - t_d) \cdot P_{in}(t - t_d) \cdot \left\{ d^4 + k^4 \cdot \frac{g_{ccw}^2}{g_{cw}^2} - 2d^2 k^2 \cdot \frac{g_{ccw}}{g_{cw}} \cdot \cos[\varphi_{cw} - \varphi_{ccw}] \right\} \quad (2.34)$$

Podemos perceber que a potência de saída depende do ganho relativo $\Delta g = \left(\frac{g_{ccw}}{g_{cw}}\right)$ e da diferença de fase $\varphi = \varphi_{cw} - \varphi_{ccw}$.

Existem basicamente três maneiras de obter essa diferença de fase e ganho:

1. Injeção de um único pulso e saturação do SOA pelo pulso propagando no sentido horário. Se T (tempo que o pulso contra propagante demora para chegar ao SOA após o primeiro pulso) é menor que o tempo de recuperação do ganho do SOA, o pulso contra-propagante percebe um SOA saturado, ou seja, percebe um ganho diferente ([Figura 15](#)).
2. Injeção de dois pulsos, separados por um tempo $\tau = T$, e saturação do SOA pelo primeiro pulso no sentido horário, de certa forma que o segundo pulso (no sentido anti-horário) percebe um SOA saturado, ou vice-versa ([Figura 15](#)).
3. Injeção de um único pulso (sinal) em uma porta do acoplador e de um segundo pulso (controle) em um acoplador adicional dentro do anel. O pulso de controle satura o SOA entre a transmissão dos pulsos contra-propagantes (no sentido horário e anti-horário)- [Figura 16](#).

Figura 16 – Diagrama da configuração básica de um SLALOM com pulso de controle.



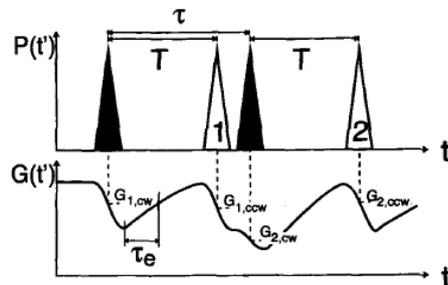
Fonte: Wang et al.[5]

2.7.1 Correlação entre Pulsos

A assimetria da posição do SOA em relação ao centro do anel, deve ser suficiente para que, após o pulso cw (Clock wise) atravessar o SOA, o pulso ccw (Counter Clock Wise) contra-propagante atravesse o SOA em um intervalo de tempo menor que o tempo de recuperação do SOA. Caso contrário, não será obtida nenhuma diferença de fase ou ganho entre os sinais cw e ccw.

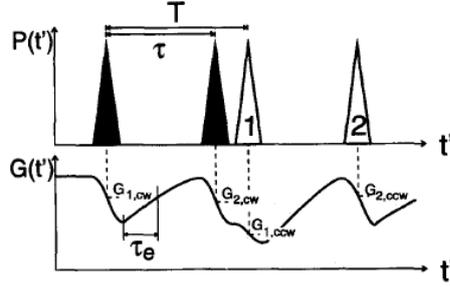
As figuras 17 e 18 mostram, em princípio, A potência óptica de entrada no SOA ($P(t)$) e o ganho resultante($G(t)$) em função do tempo.

Figura 17 – Esquemático da potência no SOA em resultado do ganho para $T <$ separação dos pulsos (τ), preto: sentido horário(cw), branco: sentido antihorário(ccw)



"Fonte: Eiselt, Pieper e Weber[9]"

Figura 18 – Como figura 17 mas com $T > \tau$.



"Fonte: Eiselt, Pieper e Weber[9] "

A componente no sentido horário do pulso 1(cw1), injetada em t , chega ao SOA em:

$$t' = t + \left(\frac{t_d}{2}\right) - \left(\frac{T}{2}\right)$$

é amplificada em $G_{1,cw}$ e satura o SOA. Os pulsos cw e ccw estão separados por τ . Se τ maior que Ta , o próximo pulso no SOA será ccw1, que chegará ao SOA no tempo T (i.e. com o SOA completamente recuperado). Com τ maior que T , o ganho do SOA já se recuperou entre a passagem dos pulsos cw e ccw, sendo assim, os pulsos cw e ccw experimentam o mesmo ganho, como pode ser visto na figura17. O próximo pulso a passar pelo SOA será o cw2, que chega no soa em um tempo τ após o pulso cw1, isso é um tempo de $\tau - T$ depois de ccw1. Se $\tau - T < \tau_e$, esse pulso ainda experimenta o ganho saturado($G_{2,cw}$). Finalmente, após um tempo T , quando o pulso ccw2 chega ao SOA, o tempo já está recuperado e experimenta um ganho $G_{2,ccw}$.

Após a transmissão dos pulsos no anel eles se encontram novamente no acoplador, neste caso, o pulso 1 é refletido para a entrada com $G_{1,cw} = G_{1,ccw}$. Enquanto o pulso 2 será transmitido para a saída do anel com $G_{2,c} < G_{2,ccw}$. A relação do ganho ($G_{2,cw}/G_{2,ccw}$ é a função da diferença de tempos de chegada, $\tau - T$.

Se a separação dos pulsos τ for menor que T o pulso ccw1, que passa no SOA após o primeiro pulso(cw1), vai chegar no SOA antes do ganho estar completamente recuperado. O pulso ccw1 verá um ganho saturado como função de $(T - \tau)$. Neste caso, o primeiro pulso será visto na saída do SLALOM, enquanto o pulso 2 será refletido para a entrada.

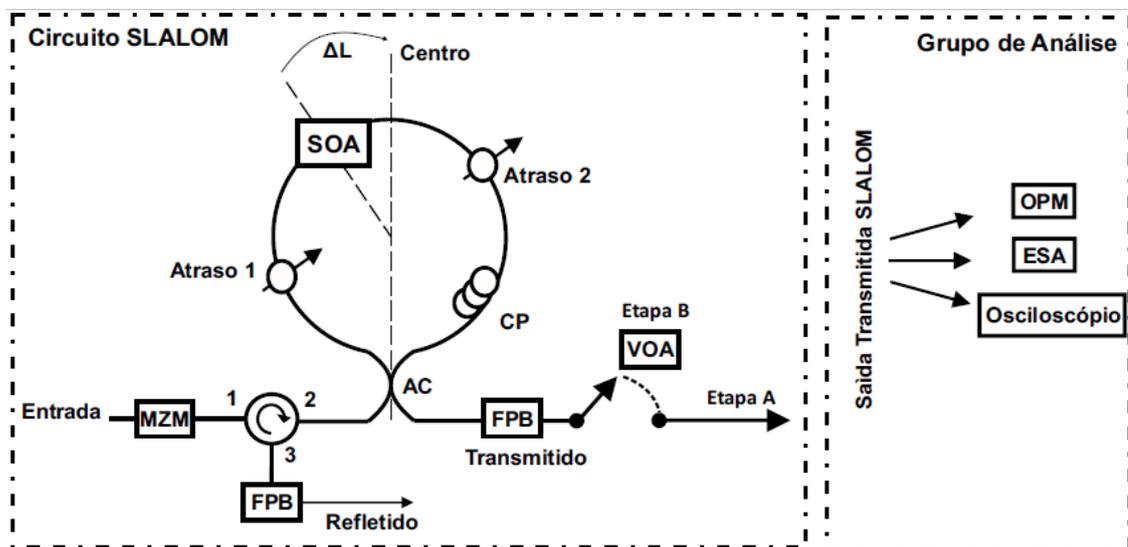
3 DESENVOLVIMENTO INICIAL DO DISPOSITIVO - CONFIGURAÇÃO 1

Neste capítulo será descrita a primeira configuração do circuito óptico projetado para amplificação de AC óptico e atenuação de DC óptico. Inicialmente serão apresentados o projeto e metodologia de experimentos em laboratório, em conjunto com as simulações realizadas no software VPI Transmission MakerTM.

3.1 Projeto e Montagem do Dispositivo

A montagem experimental para testar e aferir o funcionamento do sistema proposto foi montada em bancada do laboratório, seguindo o diagrama da figura 19 e representa a primeira configuração testada. É composto por uma estrutura de interferômetro de Sagnac em regime não linear, inserindo um SOA como elemento não linear.

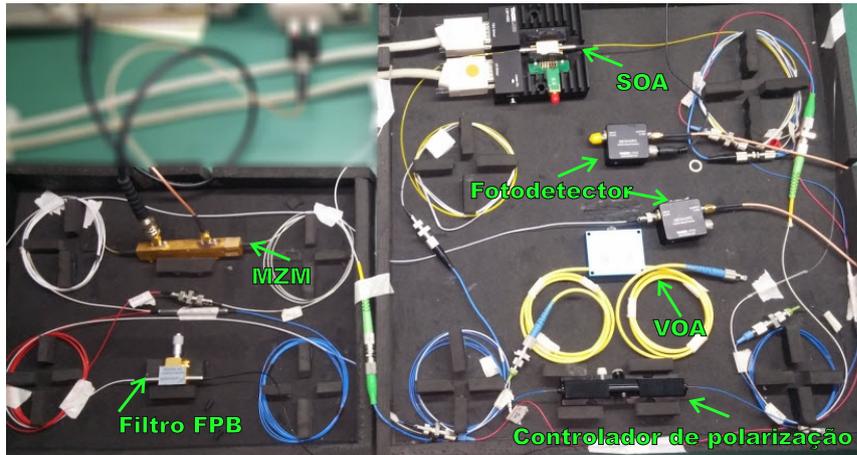
Figura 19 – Diagrama do circuito montado para o dispositivo de bloqueio de DC/amplificador de AC.



Onde ΔL é a distância do SOA para o centro do anel, AC é um acoplador 50:50, CP é um controlador de polarização, FPB é um filtro passa banda, VOA é um atenuador óptico variável, OPM é um medidor de potência óptica e ESA é um analisador de espectro elétrico.

A Figura 20 apresenta uma fotografia do circuito óptico montado em laboratório que foi criado a partir do circuito esquemático mostrado na Figura 19.

Figura 20 – Fotografia do circuito óptico criado para a configuração 1.



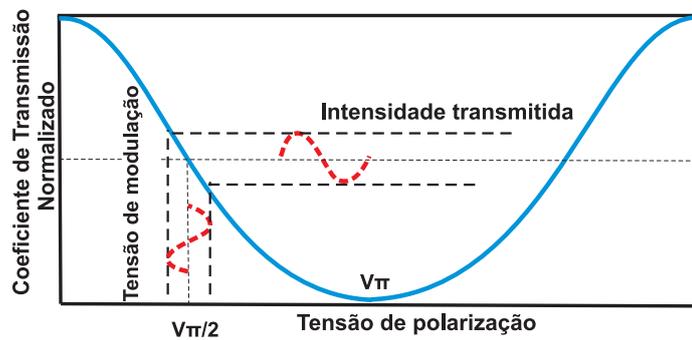
Uma sinal de entrada (P_{in}) foi criado utilizando um laser sintonizável, gerador de sinais e modulador de Mach-Zehnder (MZM). O Laser sintonizável (Agilent - 8163B) gera um sinal CW em 1550,5 nm que é conectado à porta de entrada do MZM. O MZM (AC Photonics), mostrado na Figura 21, foi conectado a um gerador de sinais (Tektronix - AFG3251) configurado para um sinal analógico de 1 Vpp e frequência 200 MHz.

Figura 21 – Fotografia do modulador de Mach-Zehnder utilizado no dispositivo montado em laboratório.



Para que o MZM opere no ponto de quadratura, ele foi alimentado com 4,6 V ($= V_{\pi}/2$). A figura figura 22 ilustra o comportamento de um MZM quando opera no ponto de quadratura, através de um função de transferência.

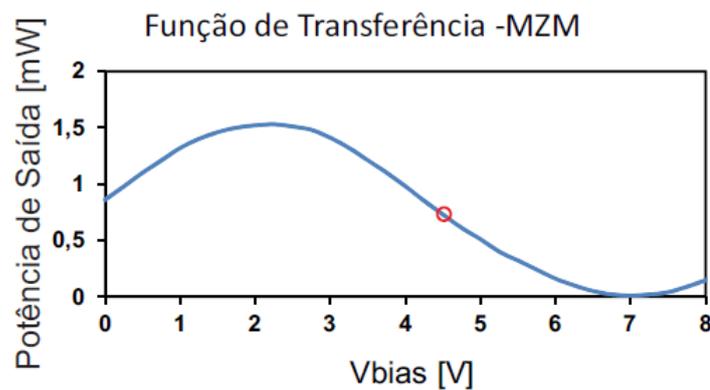
Figura 22 – Ilustração de uma curva de transferência de um MZM operando em ponto de quadratura.



Fonte: Silva e Ribeiro[41]

A figura 23 apresenta a curva da função de transferência do MZM utilizado nos experimentos. A figura foi criada através de valores obtidos variando o valor de V_{bias} de 0 até 8 V e medindo a potência de saída do MZM com um medidor de potência óptica. Através da caracterização do MZM, foi obtido o valor de alimentação do mesmo. Para operar em ponto de quadratura, observou-se que deveria ser alimentado com 4,6 V.

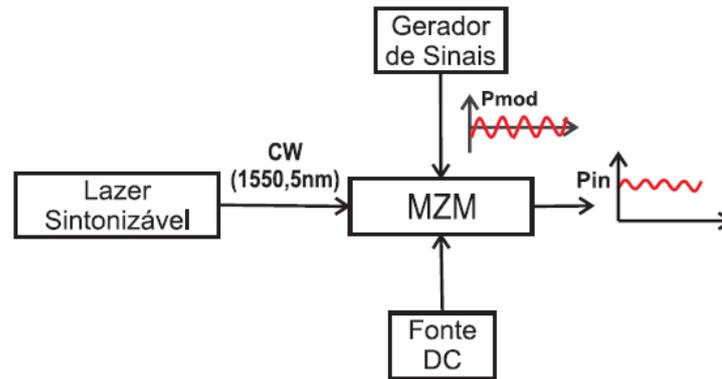
Figura 23 – Curva de transferência



Fonte: Criada pela autora.

O sinal de saída do MZM apresenta uma componente modulada (P_{MOD}) e uma componente não modulada (P_{DC}) a qual desejamos reduzir. Como pode ser visto na figura 24.

Figura 24 – Diagrama do procedimento para criação do Sinal de entrada do SLALOM.



A $P_{in} = (P_{mod} + P_{DC})$ é então inserida na porta 1 de um circulador óptico (CO) (AC Photonics) e transmitido, através da porta 2 do circulador, para a porta de entrada de um acoplador óptico (OC) (AC Photonics) de fator de acoplamento $K = 0.5$.

As duas portas de saída do OC foram ligadas para formar o Interferômetro de Sagnac, inserindo um SOA e um Controlador de polarização (CP) formando o anel, como foi apresentado na figura 19.

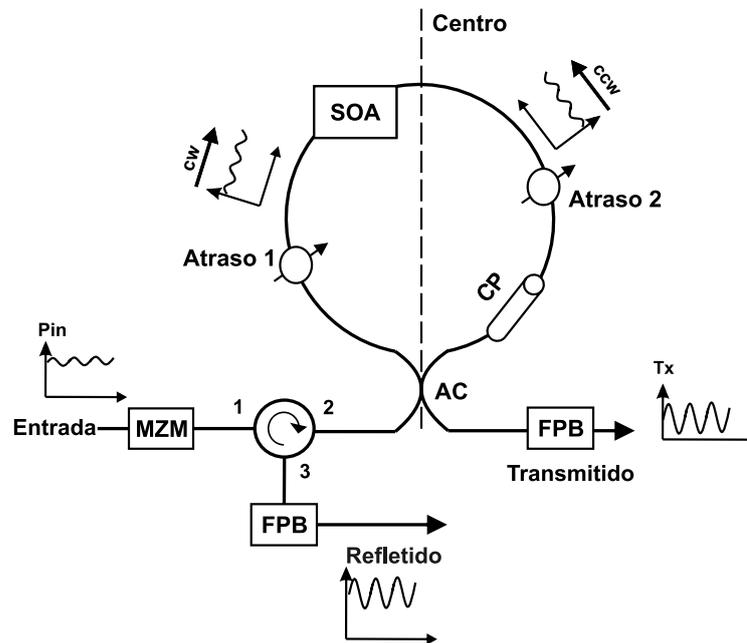
O controlador manual de polarização (Figura 25) utilizado nesta configuração foi do fabricante General Photonics (modelo PLC002 - anexo A), baseado no princípio de Babinet-Soleil como foi discutido na seção 2.2.4.

Figura 25 – Fotografia do controlador de polarização utilizado na configuração 1 do dispositivo montado em laboratório.



O controlador de polarização foi inserido para definir o ponto de operação do circuito óptico. A posição do controlador de polarização permite controlar a potência a ser transmitida (P_t) e refletida (P_r) pelo SLALOM, sendo assim, o PC pode ser ajustado idealmente para $P_t = P_r$ ou $P_t = 0$. O sinal de entrada (P_{in}) ao chegar no acoplador, é dividido em dois sinais (um que se propaga no sentido horário e outro no sentido anti-horário) que se propagam através do anel e retornam para o acoplador (Figura 26).

Figura 26 – Ilustração do funcionamento do dispositivo criado em laboratório.



Após os sinais propagarem no SLALOM e retornarem ao acoplador, ele continuará apresentando dois sinais de saída. Uma das portas de saída do acoplador (Porta de transmissão) está ligada ao filtro FPB e a outra está ligada ao circulator óptico, esta é a porta de reflexão, já que o sinal que propaga por ela retorna para a mesma porta de entrada. O circulator óptico permite coletar a porção refletida do sinal pelo SLALOM e transmite pela porta 3, como pode ser visto na [Figura 26](#).

O elemento não linear inserido no sistema foi um SOA (Kamellian) de 1 mm de comprimento operando em 1550 nm com 25 ps de tempo de recuperação, a corrente de bias é $I_{BIAS} = 245$ mA e apresenta ganho de $G_{SOA} = 13$ dB, isto pode ser verificado no anexo B.

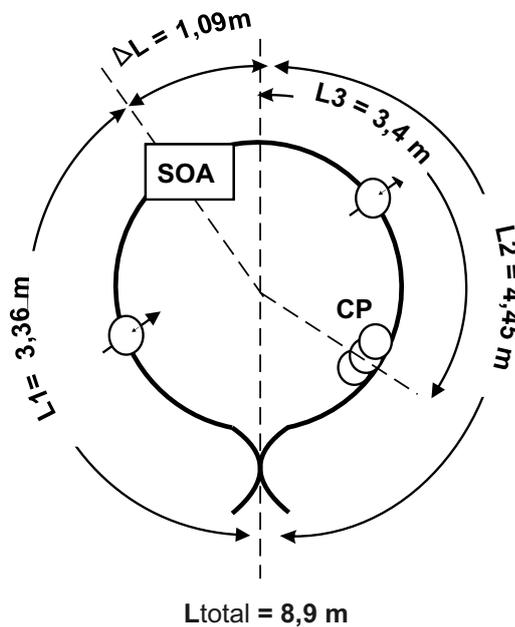
O SOA foi inserido em um encapsulamento do tipo *Butterfly* (Thorlabs - Modelo LM14S2 - anexo C) que permite conexão para a alimentação de corrente e controle de temperatura ([Figura 27](#)). Foram utilizados para alimentação de corrente e controle de temperatura um laser diode controller (Thorlabs - Modelo LDC 205C) e um controlador de temperatura (Thorlabs - Modelo TED 200C), respectivamente.

Figura 27 – Fotografia do SOA utilizado nos experimentos.



Como já foi discutido na seção 2.7, a posição do SOA no anel deve ser assimétrica em relação ao centro do anel, para garantir que os sinais contra-propagantes atravessem o SOA com características de ganho diferentes, i.e. a frente do segundo sinal que atravessar o SOA deve experimentar um ganho saturado (sem completar o tempo de recuperação de ganho do SOA). O SOA foi inserido a 1,09 m (9,5 ns de tempo de trânsito do sinal) do centro do anel, as outras dimensões podem ser vistas na figura 28.

Figura 28 – Esquema do anel com suas dimensões.



Fonte: Criada pela autora

O filtro passa-banda (Lightwave 2020 - anexo D) ($<1.2\text{nm}$ @ 3dB down, 10nm @ 20dB down - Datasheet apresentado nos anexos) foi inserido nas portas de saída do SLALOM para reduzir o ruído ASE gerado pelo SOA.

Os valores de todos os parâmetros utilizados nos experimentos está resumido na tabela 1 :

Tabela 1 – Tabela com resumo dos parâmetros experimentais utilizados.

Comprimento de onda	$\lambda = 1550 \text{ nm}$
Frequência de modulação	$f = 200 \text{ MHz}$
V_{bias} do MZM	$V_{mzm} = 4,6V$
Amplitude do gerador de funções	$A = 1V_{PP}$
Corrente de bias do SOA	$I_{BIAS} = 245 \text{ mA}$
Ganho do soa para $I_{BIAS} = 245 \text{ mA}$	$G_{SOA} = 12 \text{ dB}$

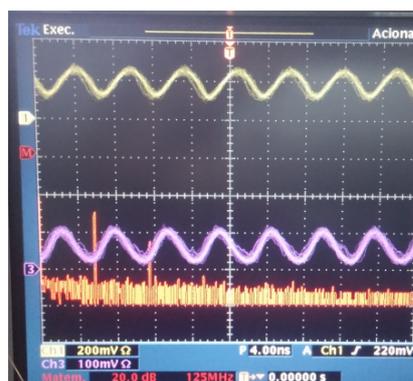
3.2 Metodologia Experimental

Nesta seção serão apenas descritos a metodologia e os passos do experimento, resultados e imagens serão apresentados na seção discussões e Resultados deste capítulo.

O procedimento experimental, desde a criação do sinal de entrada, consistiu nos seguintes passos:

- I Criar um sinal de entrada utilizando o gerador de função e o MZM, analisar e armazenar os parâmetros desse sinal, como já foi descrito neste capítulo (Figura 24).
- II Injetar o sinal de entrada no circuito criado e, com o auxílio do Osciloscópio, encontrar manualmente o ponto de operação do controlador de polarização. Isto é, com o sinal transmitido apresentando uma componente DC bem pequena e o sinal refletido com sua componente DC maior, como mostra a figura 29.

Figura 29 – Exemplo dos sinais de saída do dispositivo criado (Refletido - Amarelo, Transmitido- Roxo).



- III** (ETAPA A) Após encontrar o ponto de operação do CP (posição do CP onde o sinal transmitido tem o menor nível DC possível, sem distorcer o sinal, analisar as características das saídas (refletida e transmitida) como: Amplitude da componente modulada e não modulada, mudanças no espectro e componente gerados na frequência .
- IV** (ETAPA B) Com os mesmos parâmetros e sinal de entrada, um atenuador óptico variável é inserido imediatamente antes do fotodetector. Ele é ajustado, de forma que a amplitude AC transmitida passa a ser igual a amplitude AC de entrada. Após isso, é repetido o passo (III).
- V** Com os dados coletados nos passos anteriores, finalizar a análise com comparações do comportamento obtido do sistema com o comportamento esperado.

A figura 26 mostra o resultado esperado do circuito criado. O sinal refletido apresenta uma componente modulada acompanhando uma componente não modulada (DC). A saída transmitida do circuito deverá apresentar a componente modulada amplificada e a componente DC bastante reduzida ou eliminada completamente.

A Etapa B (passo IV) do experimento pode parecer desnecessária, já que um dos objetivos principais do dispositivo é amplificar o sinal modulado. Essa etapa foi inserida para verificar, em casos onde a amplificação não seja desejada/necessária, se o offset poderia ser reduzido ainda mais. Um atenuador, forçando a amplitude modulada a continuar a mesma do sinal de entrada (ou seja, atenuando o valor da amplitude do sinal de saída, até chegar ao mesmo valor de amplitude do sinal de entrada), vai causar uma atenuação na componente DC também, reduzindo assim o offset óptico.

Com isso, quatro sinais foram analisados ao total em cada teste, com auxílio de um osciloscópio, OPM e ESA.

1- Sinal de Entrada, 2-Sinal Refletido, 3- Sinal Transmitido sem atenuador (ETAPA A) e finalmente 4- Sinal Transmitido com atenuador (ETAPA B).

Durante os experimentos, alguns testes foram realizados, mantendo todos os parâmetros e metodologia já descritos anteriormente. Os seguintes dados foram analisados em cada teste e serão apresentados na seção Discussões e Resultados:

- i** Amplitude modulada do sinal de entrada($A_{in,MOD}$) e Offset óptico do sinal de entrada($A_{in,DC}$).
- ii** Amplitude modulada do sinal refletido($A_{R,MOD}$) e Offset óptico do sinal refletido($A_{R,DC}$)
- iii** :Amplitude modulada do sinal Transmitido(sem atenuador)($A_{Tx,MOD}$) e Offset óptico do sinal Transmitido(sem atenuador)($A_{Tx,DC}$)

iiii :Amplitude modulada do sinal Transmitido(com atenuador- Tx')-($A_{Tx',MOD}$) e Offset óptico do sinal Transmitido(com atenuador- Tx')($A_{Tx',DC}$)

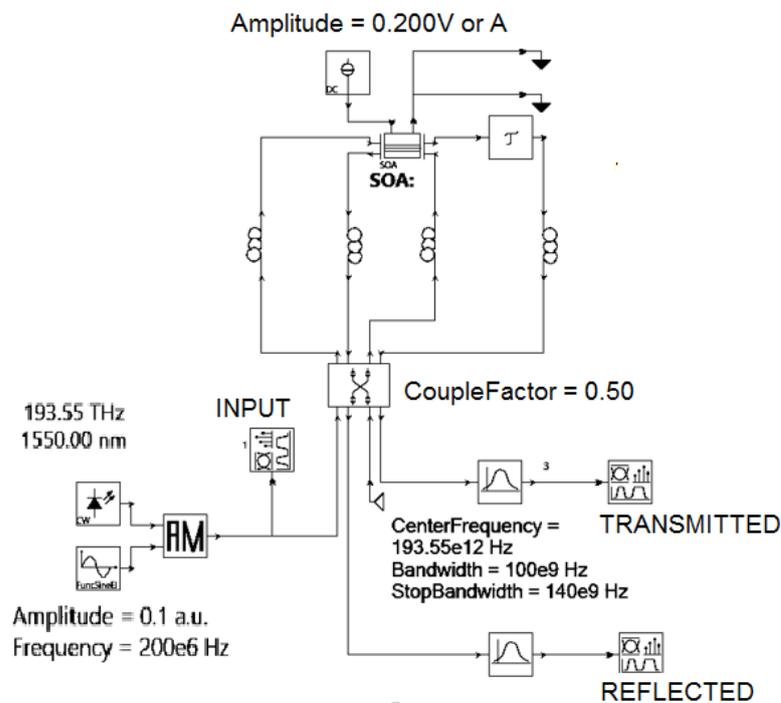
3.3 Simulações no Software VPI Transmission Maker

Para dar suporte aos valores encontrados experimentalmente, foram feitas simulações do comportamento do circuito óptico usando o software VPI *TransmissionMaker*TM. Este software permite simulações gráficas e numéricas de projetos fotônicos. O VPI permite executar abstrações entre a simulação de componentes em camadas, enlaces de transmissão e redes de transporte. Ele ainda oferece uma ampla biblioteca de componentes fotônicos e modelos de sistemas. Cada modelo é suficientemente testado e avaliado para fornecer resultados comparáveis aos obtidos quando realizados em aplicações comerciais.

O circuito óptico equivalente ao experimental (fig. 19) é apresentado na figura 30.

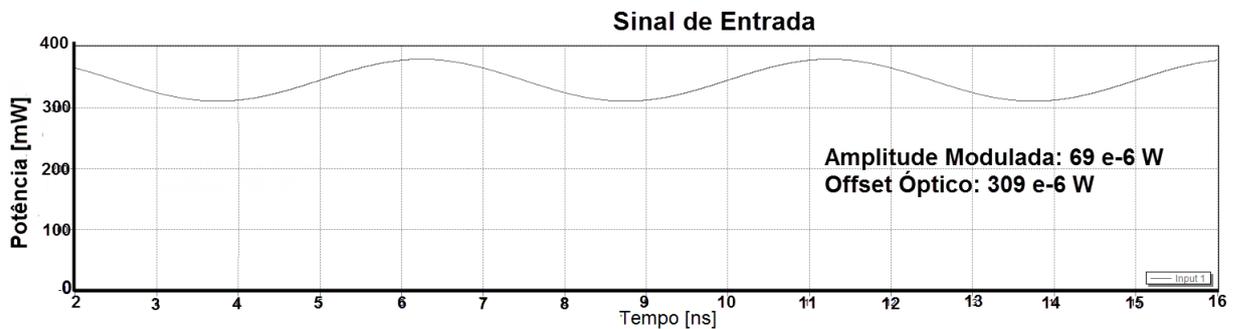
Para essas simulações, adotou-se um SOA padrão da plataforma de 0.5mm de comprimento e aproximadamente 8ns de tempo de recuperação. O SOA utilizado em laboratório nos experimentos, apresenta um comprimento de 1 mm e tempo de recuperação de 25 ps e ganho de 13 dB para a faixa de operação (seção 3.1).

Figura 30 – Circuito óptico criado no simulador VPI Transmission Maker.



A figura 31 mostra o sinal de entrada do circuito, com uma componente modulada em 200 MHz acompanhado de uma componente DC, gerado no simulador.

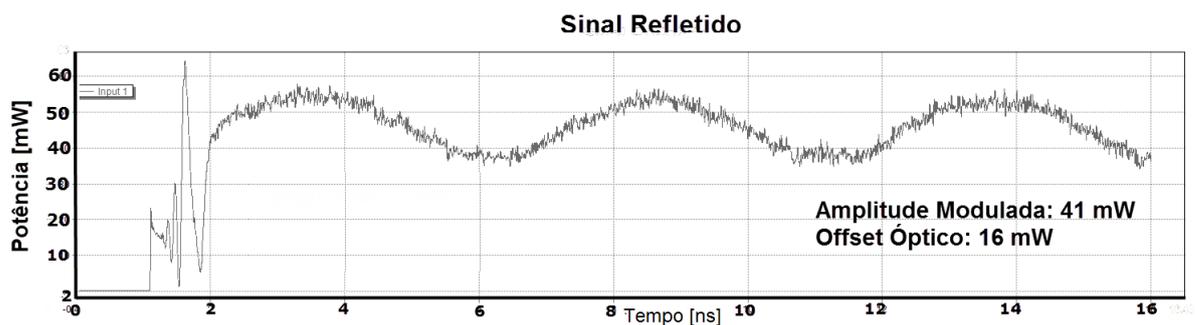
Figura 31 – Forma de onda do sinal de entrada criado no simulador VPI Transmission Maker



A figura 31 mostra que o sinal senoidal de 200 MHz de entrada apresenta componente modulada de $P_{in,MOD} = 69\mu W$ e offset óptico de $P_{in,DC} = 309\mu W$. A proporção AC/DC do sinal de entrada $(\frac{P_{in,MOD}}{P_{in,DC}}) = 10\log\frac{69\mu W}{309\mu W} = -6,5$ dB. Isso significa que a componente modulada do sinal é 6,5 dB menor que a componente DC do sinal.

Após os cálculos do processamento óptico do simulador, o sinal se propaga através do anel e resulta em duas saídas. As duas saídas do sistema são as saídas refletida e transmitida. A figura 32 mostra a forma de onda do sinal refletido pelo circuito.

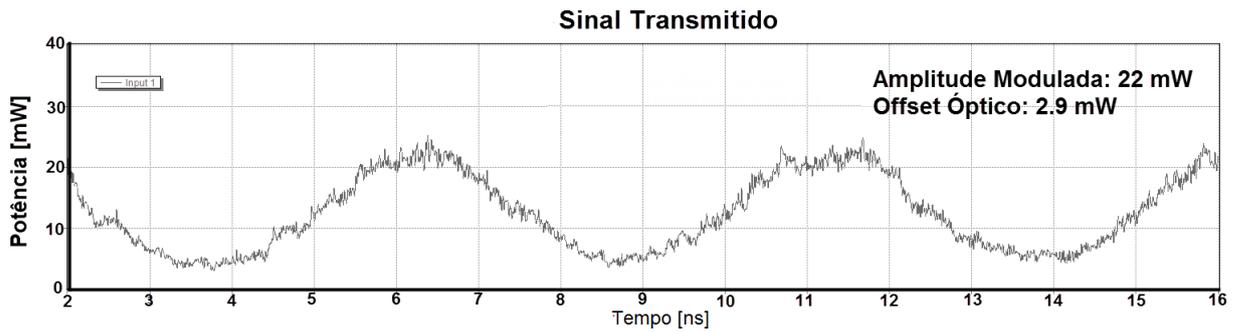
Figura 32 – Forma de onda do sinal refletido no simulador VPI Transmission Maker



O sinal refletido apresenta componente modulada de $P_{ref,MOD} = 16mW$ e offset óptico de $P_{ref,DC} = 41mW$. A proporção AC/DC do sinal de entrada ($\frac{P_{ref,MOD}}{P_{ref,DC}} = 10\log\frac{16mW}{41mW} = -4,8$ dB). Isso significa que a componente modulada do sinal é 4,8 dB menor que a componente DC do sinal.

A saída transmitida pelo sistema é apresentada na figura 33:

Figura 33 – Forma de onda do sinal transmitido no simulador VPI Transmission Maker



A figura 33 mostra que o sinal transmitido apresenta amplitude modulada ($P_{Tx,MOD}$) de 22 mW e Offset óptico ($P_{Tx,DC}$) de 2,9 mW de amplitude. A proporção "AC/DC" do sinal transmitido é $\frac{P_{Tx,MOD}}{P_{Tx,DC}} = 10\log\frac{22mW}{2,9mW} = +8,8$ dB. Sendo assim, ocorreu um aumento da proporção AC/DC do sinal Transmitido ($\frac{P_{Tx,MOD}}{P_{Tx,DC}}$) de $+8,8 - (-6,5) = +15,3$ dB.

A componente DC acaba sendo amplificada simultaneamente com a componente modulada. Assim a função de amplificação da componente modulada acaba sendo eliminada, em frente à necessidade de incluir um atenuador após a saída, de forma que, o offset seja diminuído em seu valor absoluto em comparação com o sinal de entrada (a custo da atenuação do sinal modulado).

Para simular a etapa B dos experimentos foi acrescentado um atenuador de ($\frac{69\mu W}{22mW} = 25$ dB) após a saída transmitida de forma a reduzir a componente modulada de 22 mW para $69\mu W$, igualando à componente modulada da entrada.

O atenuador irá afetar, de forma significativa, também a componente DC transmitida, diminuindo-a de 2,9 mW para $9,1\mu W$, causando uma atenuação do Offset óptico de $\frac{9,1\mu W}{309\mu W} = -15,3$ dB. A proporção AC/DC da etapa B das simulações continua sendo $\frac{P_{Tx',MOD}}{P_{Tx',DC}} = \frac{69\mu W}{9,1\mu W} = +8,8$ dB. Sendo assim, o aumento da proporção AC/DC do sinal Transmitido também continua o mesmo.

Após obter estes resultados, verificou-se que o SOA no software apresentava um ganho de 30 dB, muito maior que o ganho do SOA utilizado em laboratório que era de 13 dB. Com isso, uma nova simulação foi feita, ajustando o valor do ganho do SOA no software para 13 dB.

A alteração no ganho não alterou o sinal de entrada, já que ele não tem nenhuma conexão com o SOA. O novo ganho de 13 dB do SOA influencia as amplitudes dos sinais de saída, como esperado. O sinal transmitido apresenta uma diminuição da componente modulada de $10\log\frac{16}{22} = -1,4$ dB, passando a ser 16 mW. Como o ganho do SOA nessa simulação diminuiu, é esperado que a amplitude modulada do sinal de saída também diminua. O offset óptico que era de 2.9 mW passou a ser de 2.2 mW, que corresponde a uma diminuição de $10\log\frac{2.2}{2.9} = -1,2$ dB.

Para simular a etapa B dos experimentos foi acrescentado um atenuador, analogamente à simulação anterior, de $(\frac{69\mu W}{16mW} = 23,6$ dB) após a saída transmitida. O atenuador reduz a componente modulada de 16 mW para 69 μW , igualando à componente modulada da entrada.

O atenuador irá afetar, de forma significativa, também a componente DC transmitida, diminuindo-a de 2,2 mV para 9,6 μW , causando uma atenuação do Offset óptico de $\frac{9,6\mu W}{309\mu W} = -15,1$ dB.

Portanto, é possível concluir que, ajustar o ganho do SOA no software para o mesmo valor de ganho experimental, apresentou uma melhora sutil na atenuação do DC óptico, na etapa B, de 0.2 dB. Na etapa A, sem o uso do atenuador, ajustar o ganho não se mostrou eficiente já que o nível DC continuou amplificado em relação ao sinal de entrada. É provável que o motivo da distorção dos sinais apresentados, seja o ponto de operação do SLALOM na simulação, que pode estar próximo das extremidades de sua função de transferência.

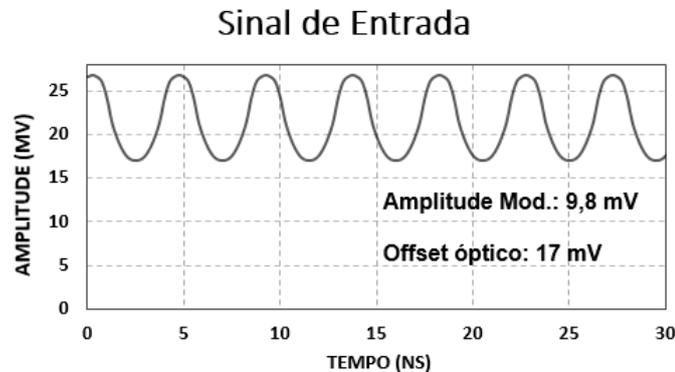
3.4 Resultados e Discussões

Para verificar a confiabilidade do funcionamento do dispositivo, foram realizados doze testes, mantendo todos os parâmetros de entrada do dispositivo. Em cada um dos desses testes foram analisados a qualidade do sinal transmitido, com seu offset, a amplitude da componente modulada, a estabilidade do sinal no tempo e o nível de controle da polarização para verificar confiabilidade dos resultados e realizar análises estatísticas.

Para uma análise mais intuitiva, com as tabelas de dados dos resultados extraídos do osciloscópio, uma média representativa dos doze testes foi criada, consolidando todos os resultados em apenas um (uma tabela com valores médios de todas as tabelas). Com a tabela de dados desse teste médio único, que representa a média de todos os testes realizados, foram criadas formas de onda de cada sinal analisado (Sinal de entrada, Sinal Refletido, Sinal Transmitido (Etapa A) e Sinal Transmitido com atenuador (Etapa B)), que serão apresentados a seguir.

A figura 34 representa os dados do sinal de entrada.

Figura 34 – Sinal de entrada do circuito óptico.

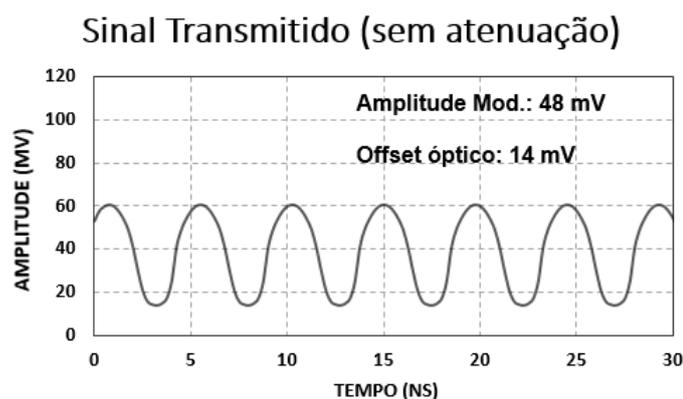


Os parâmetros experimentais para gerar o sinal de entrada já foram comentados na seção 3.1. Como pode ser visto na figura 34, o sinal médio de entrada tem amplitude modulada ($A_{in,MOD}$) de 9,8 mV e offset óptico ($A_{in,DC}$) de 17 mV de amplitude. A proporção "AC/DC" de entrada $\frac{A_{in,MOD}}{A_{in,DC}} = 10 \log \frac{9,8}{17} = -2,4$ dB.

Após o sinal de entrada propagar no SLALOM, resulta em dois sinais de saída: O sinal refletido e o sinal Transmitido.

O sinal Transmitido (etapa A), mostrado na figura 35 apresenta amplitude modulada ($A_{Tx,MOD}$) de 48 mV e Offset óptico ($A_{in,DC}$) de 14 mV de amplitude. A proporção "AC/DC" do sinal transmitido na etapa A é: $\frac{A_{Tx,MOD}}{A_{Tx,DC}} = 10 \log \frac{48}{14} = +5,4$ dB.

Figura 35 – Forma de onda do Sinal transmitido (médio) pelo circuito óptico - Configuração 1.

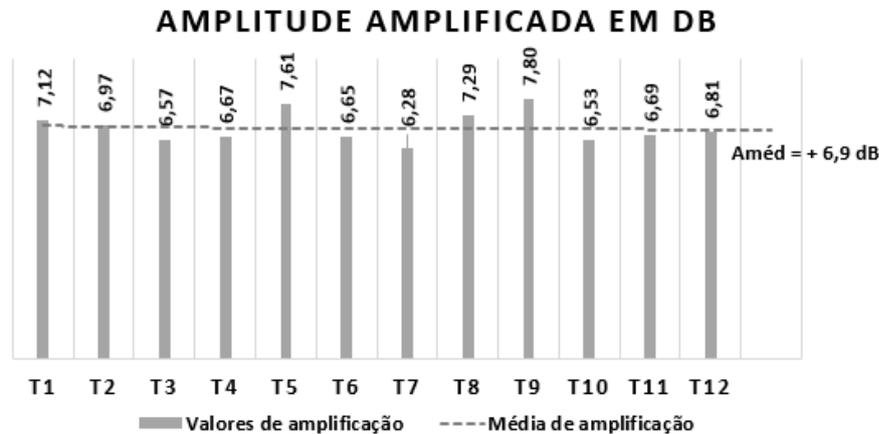


Analisando a figura acima, pode ser verificado que o offset óptico foi levemente reduzido, em média $10 \log \frac{14}{17} = -0,85$ dB. Sendo assim, ocorreu um aumento da proporção AC/DC do sinal Transmitido ($\frac{A_{Tx,MOD}}{A_{Tx,DC}}$) em $+5,4 - (-2,4) = +7,8$ dB.

A figura 36 mostra um gráfico com o valor de amplificação da amplitude modulada para cada um dos testes, como pode ser visto, a média de amplificação da componente

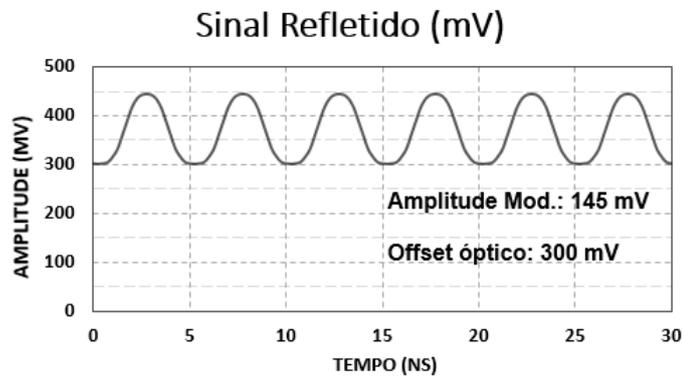
modulada, que é de 4,94 vezes, é de $10\log(4,94) = + 6,9$ dB.

Figura 36 – Valores de amplificação da amplitude modulada para cada um dos testes.



O sinal refletido médio obtido experimentalmente é mostrado na figura 37.

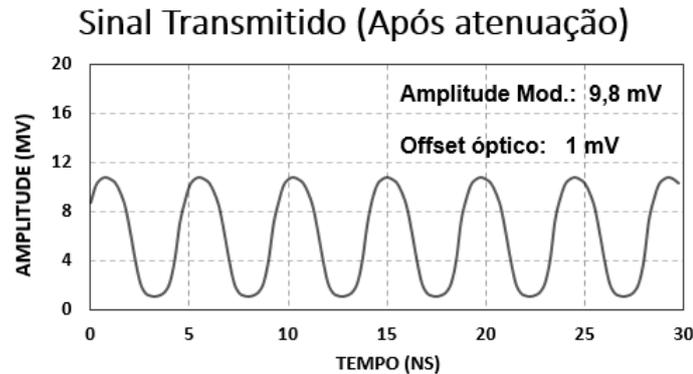
Figura 37 – Forma de onda do sinal refletido pelo circuito óptico.



O sinal refletido apresenta uma amplitude modulada ($A_{R,MOD}$) de 145 mV e offset óptico ($A_{R,DC}$) de 300 mV. O sinal obtido na porta de reflexão é compatível com o comportamento esperado, já citado em 3.2, com a componente da portadora não modulada (offset) quase que completamente chaveado para esta porta. Eliminando quase todo o offset do sinal transmitido.

Para uma segunda análise destes testes, mostrou-se interessante acrescentar um atenuador óptico variável na porta de saída transmitida, imediatamente antes do fotodetector (Etapa B). Em alguns casos singulares, pode acontecer de a amplificação da componente modulada não seja desejada ou necessária. Um atenuador, forçando a amplitude modulada a continuar a mesma do sinal de entrada, vai causar uma atenuação na componente modulada também, reduzindo assim o offset óptico absoluto. Essa saída Transmitida atenuada(Tx') média pode ser vista na figura 38.

Figura 38 – Forma de onda do sinal transmitido (médio) pelo circuito óptico - Etapa B.



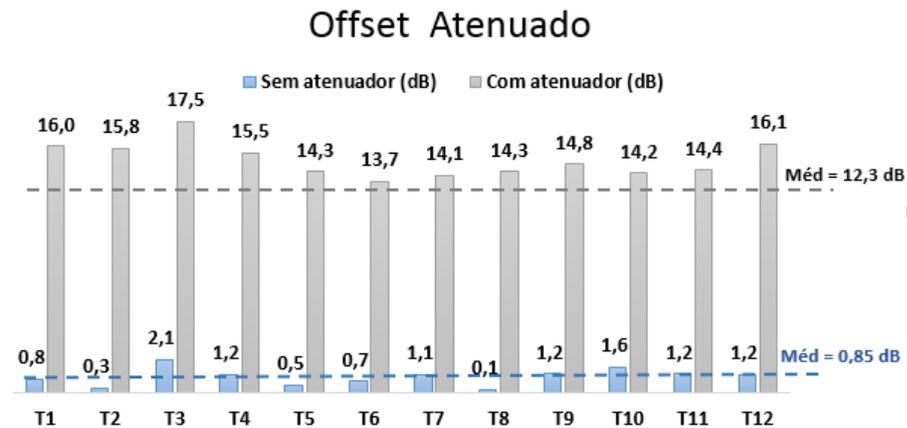
Como pode ser visto, a componente modulada $A_{Tx,MOD}$ é igual ao sinal de entrada $A_{in,MOD}$. Essa atenuação imposta na componente modulada, acontece também no offset óptico, aumentando o valor de offset suprimido. A proporção "AC/DC" do sinal transmitido na etapa 2 é: $\frac{A_{Tx,MOD}}{A_{Tx,DC}} = 10 \log \frac{9,8}{1} = 9,9$ dB.

Comparando com o sinal de entrada, ocorreu um aumento da proporção AC/ DC do sinal Transmitido(etapa B) $(\frac{A_{Tx,MOD}}{A_{Tx,DC}})$ em $+9,9 - (2,4) = +12,3$ dB . Como as amplitudes AC são iguais para os dois sinais, esse valor é igual ao valor de atenuação do DC óptico. Isso pode ser confirmado com a simples conta : $10 \log \frac{1mV}{17mV} = -12,3$ dB.

Os valores apresentados até este ponto foram resultados de sinais médios, como já foi citado. Com os dados coletados nos testes, foi gerado uma média dos testes. Algumas distorções podem ser causadas por um teste fora da média, que ao ser levado em consideração, acaba distorcendo levemente a forma de onda média.

Para uma avaliação mais completa da atenuação do DC óptico nos experimentos, a figura 39 é apresentada. Ela mostra um gráfico com o valor de atenuação do offset óptico para cada um dos testes e assim como sua média.

Figura 39 – Valores de atenuação do offset óptico para cada um dos testes.



Como pode ser visto, o sinal transmitido (etapa A) foi diminuído em média 1,22 vezes gerando uma atenuação média de $10\log(1,22) = 0,85$ dB. Já o Sinal transmitido (etapa B) foi diminuído em média 16,5 vezes gerando uma atenuação média de $10\log(16,5) = 12,3$ dB.

Deve ser observado que, nesta configuração proposta na etapa A, o circuito funciona como um amplificador óptico diferencial, podendo amplificar Componentes moduladas (AC) enquanto atenua ou suprime componentes não moduladas (DC).

As tabelas 2 e 3 apresentam um resumo dos resultados experimentais em comparação com os resultados da simulação realizada. Com as tabelas, fica simples de comparar os resultados experimentais e simulados.

Tabela 2 – Tabela de resultados experimentais e simulações numéricas.

Componente do Sinal	Entrada	Saída ETAPA A	Saída ETAPA B
Componente Modulada Experimental	9,8 mV	48 mV	9,8 mV
Componente Modulada Simulação	69 μW	22 mW	69 μW
Componente DC Experimental	17 mV	14 mV	1 mV
Componente DC Simulação	309 μW	2,9m W	9,1 μW

Tabela 3 – Tabela de Ganho AC/DC e atenuação do Offset óptico (Experimentais e Simulações).

	Experimental	Simulação
Proporção AC/DC Entrada	-2,4 dB	-6,5 dB
Proporção AC/DC Transmitido(etapa A)	+5,4 dB	+8,8 dB
Proporção AC/DC Transmitido(etapa B)	9,9 dB	8,8 dB
Ganho AC/DC (etapa A)	+7,8 dB	+15,3 dB
Ganho AC/DC (etapa B)	+12,3	+15,3 dB
Offset Suprimido (etapa A)	-0,85 dB	N/A dB
Offset Suprimido (etapa B)	- 12,3 dB	-15,3 dB

A principal função do circuito óptico criado é a de amplificar a componente modulada ($A_{Tx,MOD}$) do sinal e simultaneamente reduzir a componente DC do sinal

óptico($A_{Tx,DC}$). Apesar de nas simulações numéricas ter acontecido um aumento muito maior na proporção AC/DC do sinal (15,3 dB), em comparação com os testes experimentais (7,8 dB), a componente DC do sinal não foi amplificada. Ao contrário, ela foi amplificada em 9,7 dB, enquanto experimentalmente tenha ocorrido uma atenuação na componente DC, mesmo que sutil (0,85 dB).

Na etapa B, após o uso do atenuador, a função de amplificar a componente modulada é eliminada, com o objetivo de reduzir ainda mais o offset óptico em absoluto. Neste cenário, os resultados experimentais e simulados foram equiparáveis. Ocorreu um aumento na proporção AC/DC do sinal transmitido simulado de 15,3 dB e experimental de 12,3 dB. O offset suprimido nesse cenário também ficou bem próximo do obtido em simulação, sendo uma redução de 12,3 dB experimental e de 15,3 dB simulado.

Os aspectos da distorção do sinal de saída transmitido não foram o foco desta primeira análise do dispositivo. Distorções nos sinais de saída são esperadas, porém esta primeira configuração teve como principal objetivo, validar e testar os resultados simulados com alguns testes experimentais, com uma avaliação visual e abordagem qualitativa.

4 EVOLUÇÃO E APERFEIÇOAMENTO DO DISPOSITIVO INICIAL - CONFIGURAÇÃO 2

4.1 Introdução

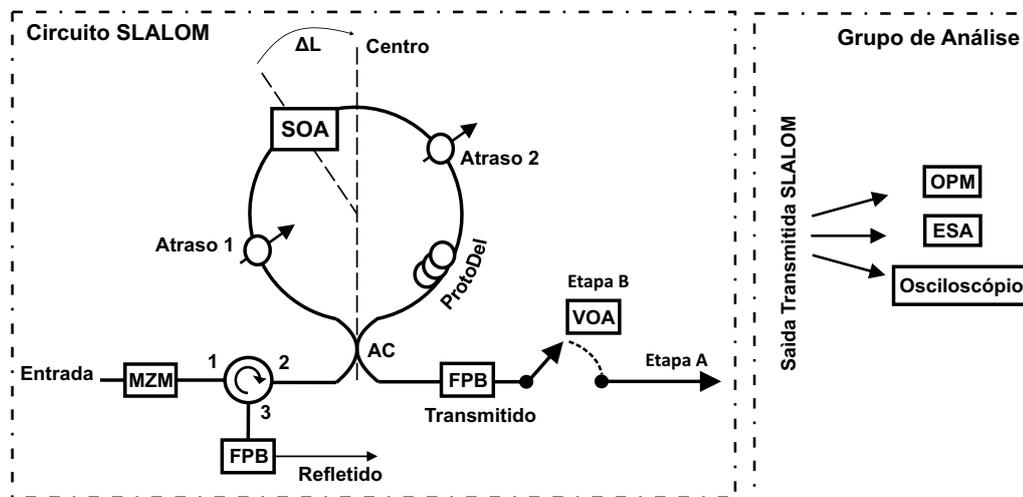
Os resultados obtidos com a primeira configuração do circuito óptico (seção 3.2) mostraram que o dispositivo é promissor e apresenta resultados positivos. Porém o dispositivo ainda se mostrava um pouco instável, devido à difícil estabilização do interferômetro, i.e. no controle da polarização dentro do anel. Com um controle maior da polarização, os sinais tornaram-se mais estáveis e sendo possível obter resultados ainda melhores na atenuação do Offset óptico e amplificação AC óptico. Uma segunda configuração do circuito óptico foi, então, criada. A configuração 2 (Figura 40) é, essencialmente, a mesma proposta da configuração 1, trocando apenas o controlador de polarização.

Neste capítulo será apresentada a segunda configuração criada para o dispositivo. Após a descrição da implementação da configuração 2 em laboratório, serão apresentados resultados experimentais e simulações numéricas realizadas na ferramenta VPI TRANSMISSION MAKERTM. Além das formas de onda dos sinais de saída do dispositivo, neste capítulo, também serão analisados: Variações na amplitude do sinal de entrada, na frequência do sinal modulado, no comprimento de onda do sinal, além do conteúdo de harmônicos de cada sinal analisado.

A Figura 40 apresenta o desenho esquemático do circuito utilizado na configuração 2 com o novo controlador de polarização.

Nesta configuração foi utilizado um controlador de polarização de Lefevre do fabricante ProtoDel. O princípio teórico deste tipo de controlador foi discutido na seção 2.2.4. O controlador da ProtoDel utilizado permite uma cobertura completa da esfera de Poincare, apenas ajustando os ângulos das lâminas.

Figura 40 – Diagrama do circuito criado para o dispositivo de bloqueio de DC/amplificador de AC.



A Figura 41 apresenta uma fotografia tirada do controlador de polarização da ProtoDel utilizado nos testes em laboratório.

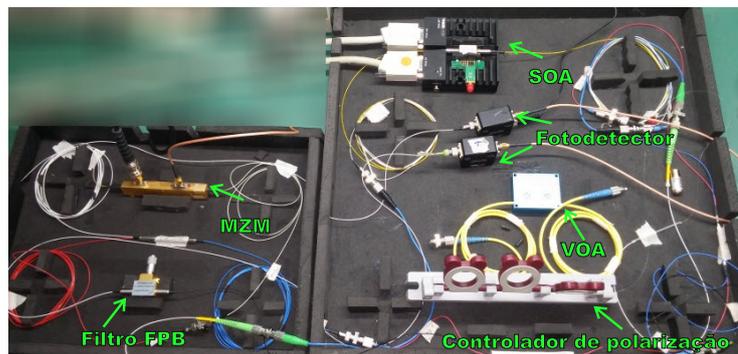
Figura 41 – Fotografia do controlador de polarização utilizado na configuração 2 de testes.



A metodologia experimental utilizada, com esta nova configuração, foi a mesma discutida na seção 3.2.

A Figura 42 apresenta uma fotografia do circuito óptico montado em laboratório que foi criado a partir do circuito esquemático mostrado na Figura 40.

Figura 42 – Fotografia do circuito óptico criado para a configuração 2.



4.2 Consolidação de Testes Experimentais

Analogamente aos testes realizados com o circuito na configuração 1 (seção 3.4), nesta configuração foram realizados um total de doze testes individuais, mantendo todos os parâmetros de entrada (apresentados na Tabela 1, capítulo 3 seção 3.2), alterando apenas o ajuste do controlador de polarização, como já foi mencionado no início deste capítulo.

Com os mesmos parâmetros utilizados na configuração 1, os resultados obtidos na configuração 2 podem ser comparados com os resultados já obtidos, podendo ser analisado a eficiência no controle da polarização de cada tipo de controlador utilizado.

Em cada teste foi analisado a qualidade do sinal transmitido (saída), com seu offset, amplitude da componente modulada, estabilidade do sinal no tempo e nível de controle da polarização. Para uma análise mais intuitiva, com as tabelas de dados dos resultados extraídos do osciloscópio, uma média representativa dos doze testes foi criada, consolidando todos os resultados em apenas um (uma tabela com valores médios de todas as tabelas). Ou seja, os doze testes realizados geraram 12 sinais de entrada, 12 sinais refletidos, 12 sinais transmitidos (etapa A) e 12 sinais transmitidos (etapa B). Após realizar a média restou, 1 sinal médio de entrada, 1 sinal médio refletido, 1 sinal médio transmitido (etapa A) e 1 sinal médio transmitido (etapa B). Com os sinais médios, fica mais intuitivo verificar a consistência nos resultados obtidos, verificando se os testes variaram muito, o que pode dificultar a confiabilidade dos resultados obtidos.

As formas de onda dos sinais médios serão apresentados a seguir.

Sinal de Entrada

A figura 43 representa a forma de onda do sinal de entrada médio, junto com a sua FFT (Figura 44).

Figura 43 – Forma de onda do sinal médio de entrada do circuito óptico - Configuração 2.

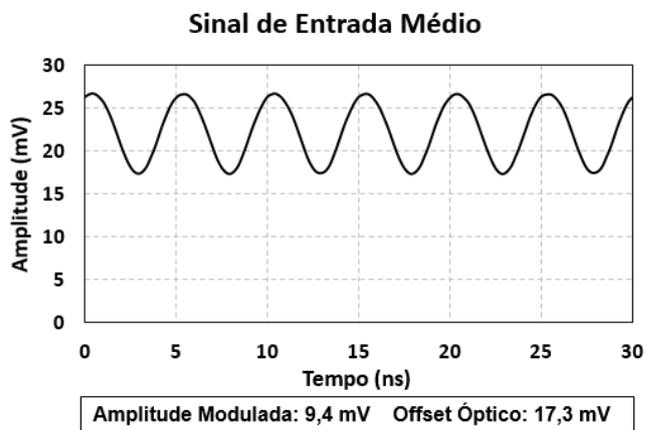
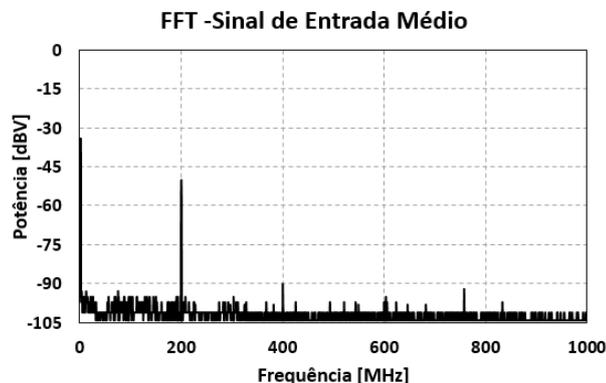


Figura 44 – FFT do do sinal médio de entrada do circuito óptico - Configuração 2.



O gráfico da [Figura 43](#) acima foi criado através dos dados extraídos do osciloscópio, que foram consolidados em uma única tabela e realizado uma média. Como pode ser visto na [Figura 43](#), o sinal médio de entrada apresenta uma componente modulada (AC) de amplitude ($A_{in,MOD}$) de 9,4 mV e uma componente DC (Offset óptico) de amplitude ($A_{in,DC}$) de 17,3 mV. A proporção "AC/DC" de entrada é $\frac{A_{in,MOD}}{A_{in,DC}} = \frac{9,4}{17,3} = -2,6dB$, que significa que a componente modulada é 2,6 dB menor que a componente DC. A figura [44](#) apresenta a FFT do sinal de entrada, com uma componente em zero, representando a componente DC do sinal de entrada e uma componente em 200 Mhz da componente modulada. Como pode ser visto o 2º harmônico apresenta uma potência, aproximadamente, 40 dB menor que a componente fundamental em 200 MHz.

Após o sinal de entrada ser injetado no circuito através do acoplador, ele se divide em dois sinais (um que se propaga no anel em sentido horário e outro no sentido anti-horário) e após propagar no anel, se recombina no acoplador, gerando duas saídas: O sinal transmitido, que é composto pela componente modulada amplificada do sinal de entrada com o offset reduzido e o sinal refletido que é um complemento do sinal transmitido com suas componentes amplificadas pelo SLALOM.

Sinal Refletido

O sinal refletido médio, obtido analogamente ao sinal de entrada, é mostrado na figura [45](#) junto com a sua FFT ([Figura 46](#)).

Figura 45 – Forma de onda do sinal refletido pelo circuito óptico- Configuração 2.

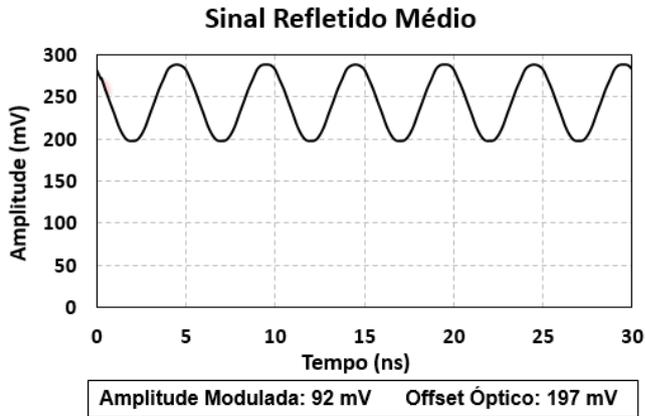
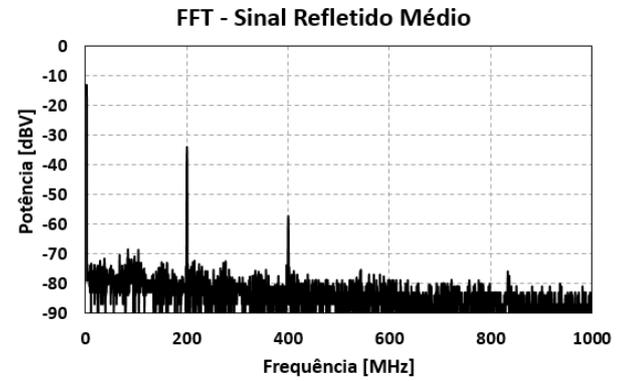


Figura 46 – FFT do Sinal Refletido Médio - Configuração 2.



O sinal refletido apresenta uma amplitude modulada ($A_{R,MOD}$) de 92 mV e offset óptico ($A_{R,DC}$) de 197 mV. O sinal obtido na porta de reflexão é compatível com o comportamento esperado, já citado na seção 3.4, com a componente da portadora não modulada (offset) quase que completamente chaveado para esta porta. Eliminando quase todo o offset do sinal transmitido e mantendo (e amplificando) a componente modulada do sinal de entrada. Como pode ser visto pela figura 46, houve um aumento na potência do 2º harmônico, no entanto, ainda mantém uma potência muito menor que a componente fundamental, com uma diferença de aproximadamente 30 dB.

Sinal Transmitido sem o uso do atenuador - ETAPA A

O sinal Transmitido médio - etapa A (sem o uso do atenuador) no domínio do tempo é mostrado Figura 47, com sua FFT na Figura 48.

Figura 47 – Forma de onda do sinal transmitido (médio) pelo circuito óptico - Configuração 2.

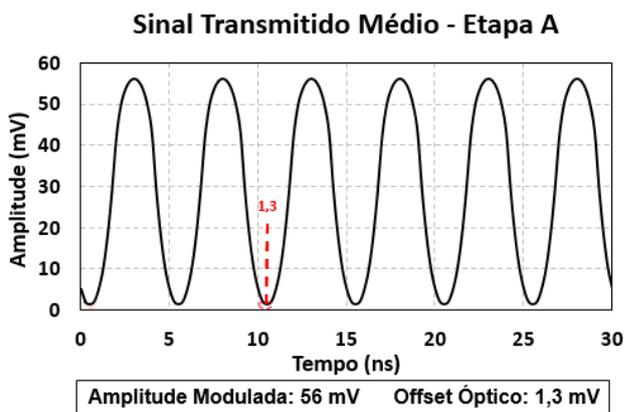
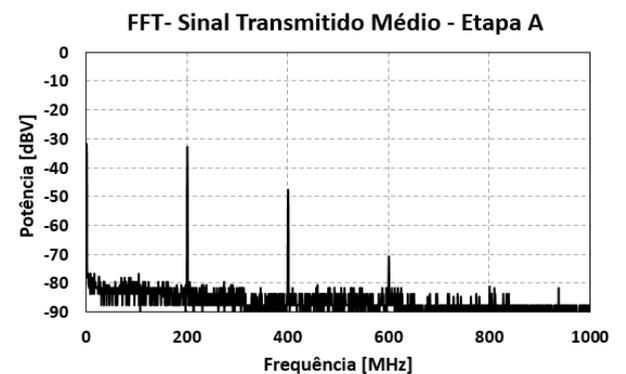


Figura 48 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico - Configuração 2.

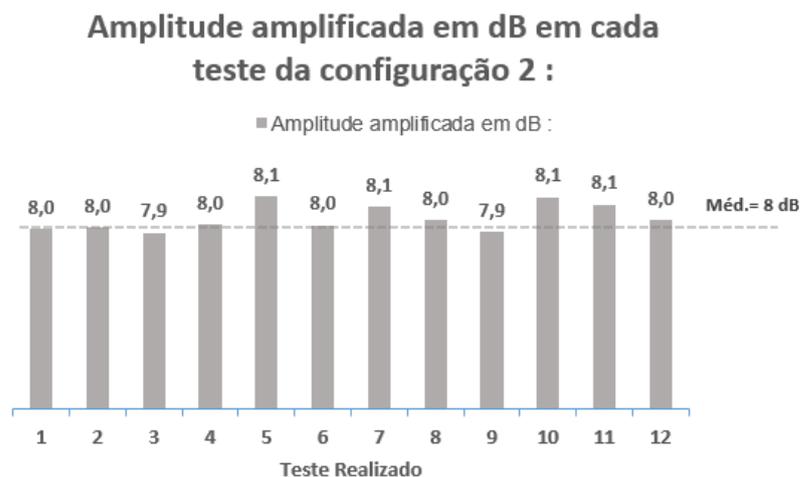


Como já foi descrito, estes gráficos foram criados a partir da média realizada do sinal transmitido de todos os testes. Em cada teste foi extraído do osciloscópio uma tabela de dados, que posteriormente foram consolidados em apenas uma tabela (média dos dados). A partir desta tabela, contendo a média dos sinais transmitidos na etapa A, foram criados os gráficos 47 e 48.

O sinal Transmitido apresenta uma componente modulada de amplitude ($A_{Tx,MOD}$) = 56 mV e a componente DC (Offset óptico) suprimida com amplitude ($A_{in,DC}$) de 1,3 mV. A proporção AC/DC do sinal transmitido na etapa A é: $\frac{A_{Tx,MOD}}{A_{Tx,DC}} = \frac{56}{1,3} = +16,3dB$, ou seja, a componente modulada do sinal transmitido é 16,3 dB maior que a componente DC. Como pode ser visto, a componente DC do sinal de entrada foi fortemente reduzida e o offset óptico foi suprimido em um valor absoluto em $\frac{1,3}{17,3} = -11,2dB$. Sendo assim, ocorreu um aumento da proporção AC/ DC do sinal Transmitido em relação ao sinal de entrada em $16,3 - (-2,6) = +18,9dB$ e uma amplificação absoluta da componente modulada em $10\log\frac{56}{9,4} = 7,75dB$. Pela Figura 48, podemos ver que, em relação ao sinal de entrada, o sinal transmitido apresenta um aumento na potência do 2º harmônico, com uma diferença de aproximadamente 17 dB da componente fundamental.

Para cada um dos testes experimentais, a componente modulada foi amplificada e a componente DC foi reduzida, como esperado, pelo SLALOM. A figura 49 mostra um gráfico com o valor de amplificação da componente modulada para cada um dos testes.

Figura 49 – Valores de amplificação da amplitude modulada para cada um dos testes - Configuração 2.

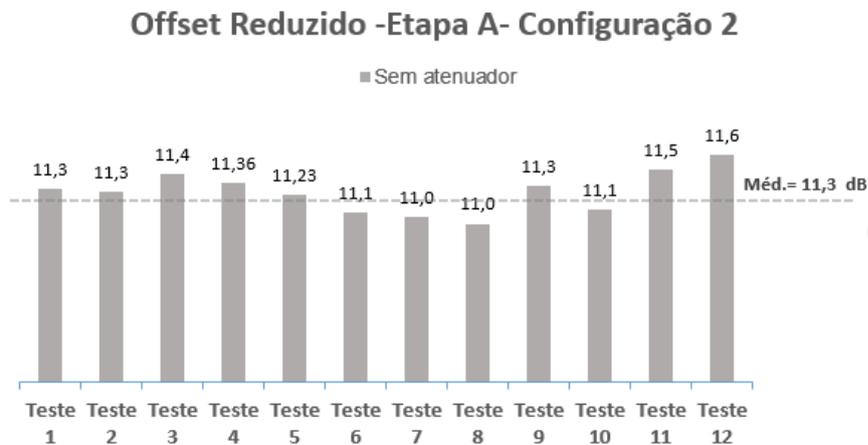


Com o gráfico da Figura 49, torna-se simples verificar que o valor de amplificação não variou muito de um teste para outro, apresentando um desvio padrão de 1,6 mV, que significa quanto os valores encontrados variam em relação a média dos testes. Como pode ser visto, a média de amplificação da componente modulada foi de + 8 dB.

A Figura 50 apresenta o quanto o offset óptico foi reduzido nos testes realizados na

configuração 2 -Etapa A.

Figura 50 – Valores de redução do offset óptico (ETAPA A) para cada um dos testes - Configuração 2.



A componente DC (offset óptico) apresentou uma redução do seu valor em relação ao sinal de entrada em média de 11,3 dB, apresentando um desvio padrão de 0,49 mV.

Sinal Transmitido com o uso do atenuador - ETAPA B

Para uma segunda análise destes testes, mostrou-se interessante acrescentar um atenuador óptico variável na porta de saída transmitida, imediatamente antes do fotodetector (Etapa B), analogamente à configuração 1 apresentado na seção 3.2. Em alguns casos pode acontecer de a amplificação da componente modulada não seja desejada ou necessária. Um atenuador, forçando a amplitude modulada a continuar a mesma do sinal de entrada, vai causar uma atenuação na componente DC também, reduzindo assim o offset óptico. Essa saída Transmitida atenuada(Tx') média pode ser vista na figura 51 com sua FFT (Figura 52).

Figura 51 – Forma de onda do Sinal transmitido pelo circuito óptico na etapa B - Configuração 2.

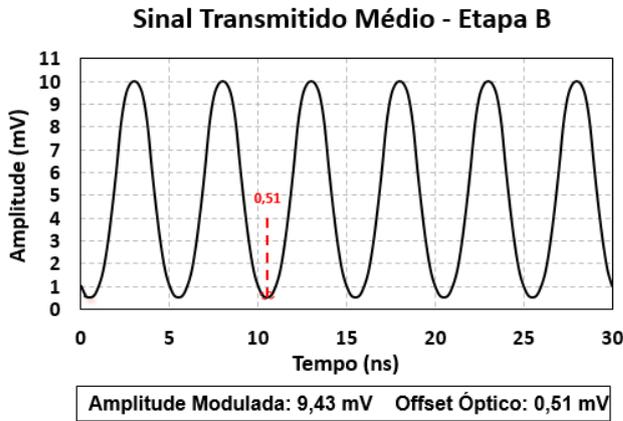
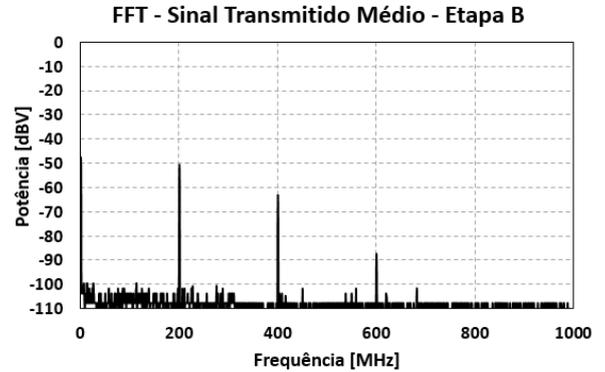


Figura 52 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico na etapa B - Configuração 2.

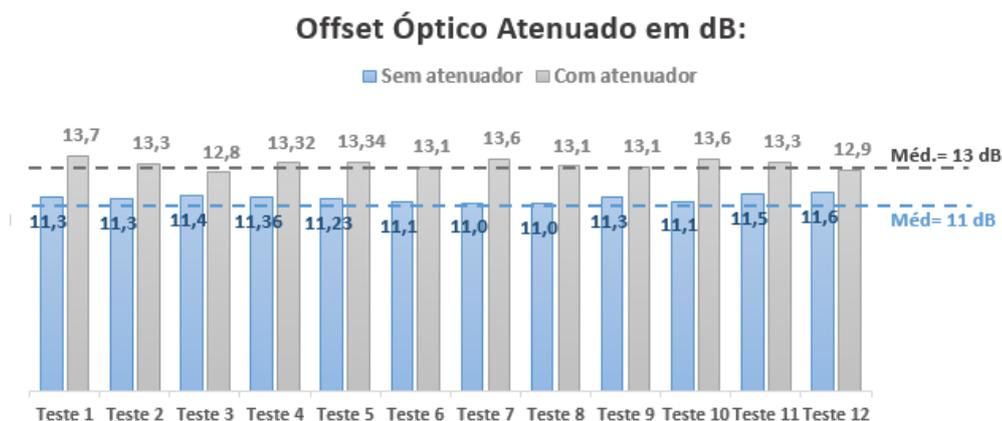


Como pode ser visto, a componente modulada do sinal transmitido na etapa B ($A_{Tx',MOD}$) foi reduzida pelo atenuador para ser igual a amplitude modulada do sinal de entrada ($A_{in,MOD}$). Essa atenuação imposta na componente modulada, acontece também no offset óptico, aumentando o valor de offset suprimido. A proporção "AC/DC" do sinal transmitido na etapa B é: $\frac{A_{Tx',MOD}}{A_{Tx',DC}} = \frac{9,4}{0,5} = +12,6dB$.

Comparando com o sinal de entrada, ocorreu um aumento da proporção AC/DC do sinal Transmitido(etapa B) ($\frac{A_{Tx,MOD}}{A_{Tx,DC}}$) em $12,6 - (-2,6) = +15,3dB$. Como as amplitudes AC são iguais para os dois sinais, esse valor é igual ao valor de atenuação do DC óptico. Isso pode ser confirmado com a simples conta: $\frac{0,51}{17,3} = -15,3dB$. Como pode ser visto pela figura 52, houve um aumento na potência do 2º harmônico, no entanto, ainda mantém uma potência menor que a componente fundamental, com uma diferença de aproximadamente 15 dB.

Com os resultados obtidos das etapas A e B do experimento (sem o uso do atenuador e com o uso do atenuador), pode-se comparar a atenuação do DC óptico obtida nas duas situações. A figura 53 mostra um gráfico comparando os valores de redução do DC óptico nas duas etapas do experimento, para cada um dos testes:

Figura 53 – Valores de atenuação do offset óptico para cada um dos testes- Configuração 2.



Como pode ser visto, a variação no valor da redução do offset entre os testes foi mínima. O desvio padrão para os valores de redução do offset para a etapa A e B foram, 0.4 mV e 1 mV, respectivamente.

4.3 Caracterização do Dispositivo na Configuração 2

Na configuração 2, o ajuste do ponto de operação do novo controlador de polarização ficou mais fácil de ser encontrado. O novo controlador se mostrou mais sensível no ajuste manual, com isso foi possível alcançar um controle mais aprimorado da polarização no anel e sinais de saída mais fáceis de manipular (e isto poderá ser quantificado no decorrer do capítulo através de gráficos e fotografias). Assim novos parâmetros do dispositivo puderam ser analisados. Além da análise da forma de onda dos sinais transmitidos, no domínio tempo, foram analisados também os seguintes pontos: As componentes geradas na frequência e o impacto delas no resultado experimental, o impacto da variação do comprimento de onda do sinal de entrada, a variação da frequência do sinal de entrada e a variação da amplitude modulada através do modulador. Estes novos pontos analisados foram repetidos em cada teste e a média deles já foi apresentada nas seções anteriores, então em caráter demonstrativo será apresentado os resultados apenas do teste de referência. Os resultados obtidos serão apresentados nas próximas seções.

4.3.1 Teste de Referência

Nesta seção serão apresentados os resultados do teste de referência, utilizado para a caracterização do dispositivo. O teste de referência, consiste em um teste realizado que apresentou resultados próximos das médias. Ou seja, os resultados apresentados na seção 4.2, forma médias de todos os testes realizados, o teste de referência foi um teste

único, que contém apenas um sinal transmitido com características muito semelhantes ao sinal transmitido médio, um sinal refletido com características muito semelhantes ao sinal refletido médio e um sinal de entrada, com características muito semelhantes ao sinal de entrada médio. As figuras a seguir quantificam e ilustram essas afirmações.

Foram realizadas investigações buscando caracterizar e aprimorar o dispositivo através de: variações na frequência de modulação, amplitude do sinal modulado e comprimento de onda do sinal de entrada. Primeiramente serão apresentados os resultados do teste de referência, com suas formas de onda no domínio do tempo e FFTs. Após a apresentação do teste de referência, serão descritos os testes realizados para caracterizar e aprimorar o dispositivo.

Sinal de Entrada - Teste de referência

A Figura 54 apresenta a forma de onda do sinal de entrada gerado no teste de referência e a fotografia desse sinal na tela do osciloscópio (Figura 55).

Figura 54 – Forma de onda do sinal de entrada - teste de referência - Configuração 2.

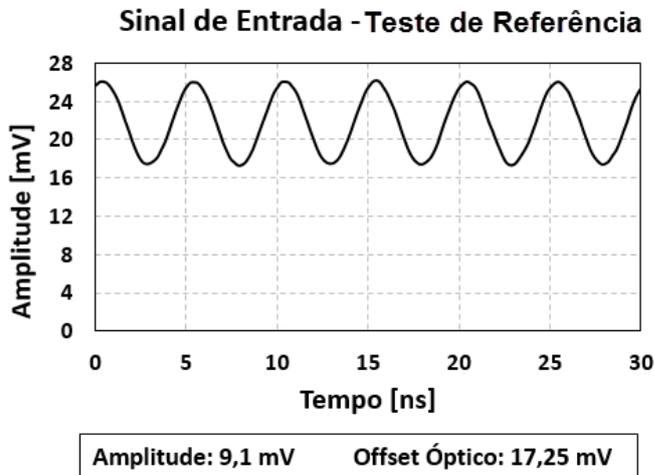
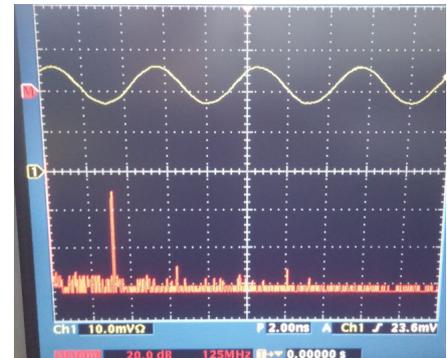


Figura 55 – Fotografia do sinal de entrada no osciloscópio



Fonte: produzido pela autora

O sinal de entrada neste teste de referência, apresenta uma componente modulada (AC) de amplitude ($A_{in,MOD}$) de 9,1 mV e uma componente DC (Offset óptico) de amplitude ($A_{in,DC}$) de 17,25 mV. A proporção AC/DC de entrada é $\frac{A_{in,MOD}}{A_{in,DC}} = \frac{9,1}{17,25} = -2,6$ dB, que significa que a componente modulada é 2,6 dB menor que a componente DC.

Na figura 55, pode ser visto a FFT do sinal de entrada, com a componente DC do sinal e a componente fundamental em 200 MHz. Como pode ser visto o sinal apresenta pouco ruído.

Sinal Transmitido - Teste de Referência - ETAPA A

O sinal transmitido sem o uso de um atenuador (etapa A) é apresentado na figura 56 assim como sua FFT na figura 57.

Figura 56 – Forma de onda do sinal transmitido - teste de referência

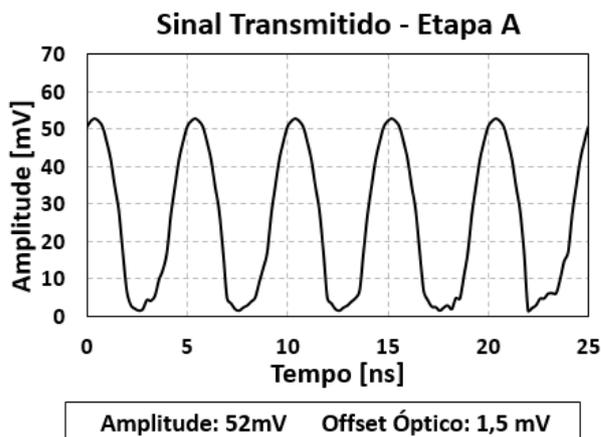
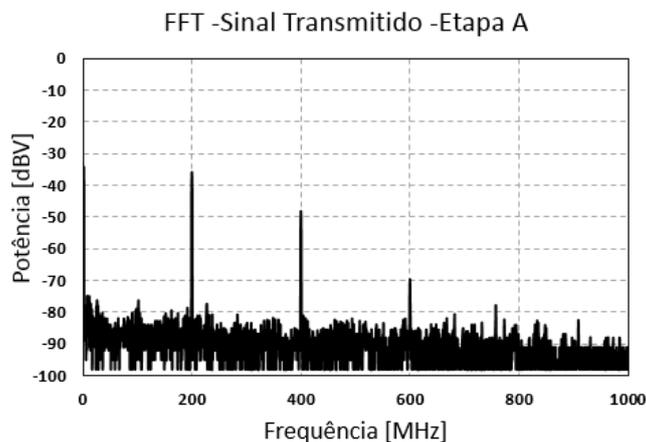
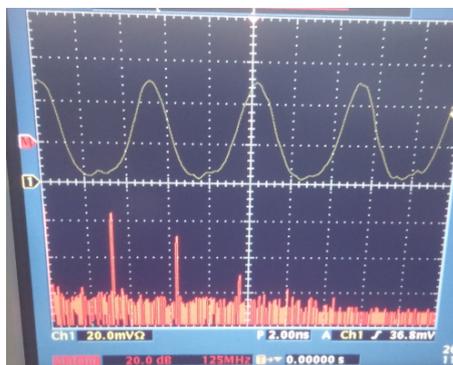


Figura 57 – FFT do Sinal transmitido



A Figura 58 apresenta a imagem da tela do osciloscópio durante a medição do sinal transmitido no teste de referência.

Figura 58 – Imagem da tela do osciloscópio do sinal transmitido no teste de referência.



Como pode ser visto nas figuras 58 e 56, o sinal transmitido após a propagação no circuito óptico apresenta uma componente modulada ($A_{TX,MOD}$) de amplitude 52 mV e um DC óptico ($A_{TX,DC}$) de amplitude 1,5 mV. O sinal apresenta um ruído um pouco mais presente que o sinal de entrada puro e distorção temporal causada pela saturação do SOA e o ponto de operação do SLALOM, apesar desses fatores não serem suficientes para comprometer a qualidade e integridade do sinal transmitido. Na figura 57 é apresentado o espectro elétrico do sinal transmitido na etapa A, e nela, pode ser visto que, o 2º harmônico apresenta um valor perto de 15 dB menor que a componente fundamental.

A proporção AC/DC do sinal transmitido é $\frac{A_{TX,MOD}}{A_{TX,DC}} = \frac{52}{1,5} = +15,4$ dB, isso significa que após a propagação do sinal de entrada pelo circuito, aconteceu uma inversão

na proporção AC/DC no sinal. Ou seja, a componente modulada foi amplificada e o DC óptico foi atenuado. O quanto o DC óptico foi reduzido pode ser verificado através do cálculo $\frac{1,5}{17,25} = -10,6$ dB. Sendo assim, ocorreu um aumento da proporção AC/DC do sinal transmitido em relação ao sinal de entrada em $15,4 - (-2,6) = +18$ dB .

Sinal Transmitido - Teste de Referência - ETAPA B

O sinal transmitido após o uso do atenuador (etapa B) é apresentado na [Figura 59](#) assim como a sua FFT na [Figura 60](#).

Figura 59 – Forma de onda do sinal transmitido atenuado (etapa B) - teste de referência.

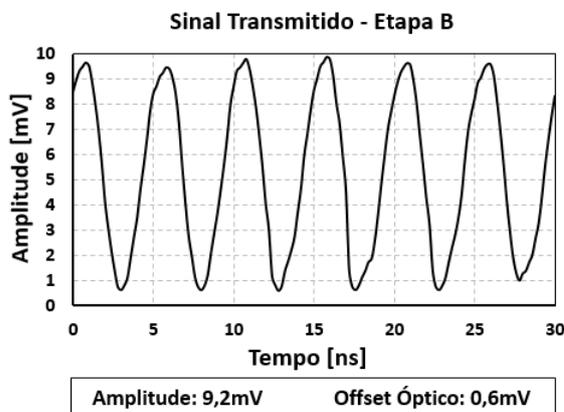
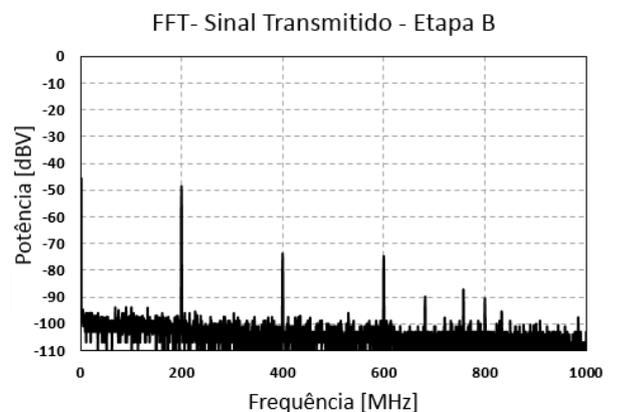
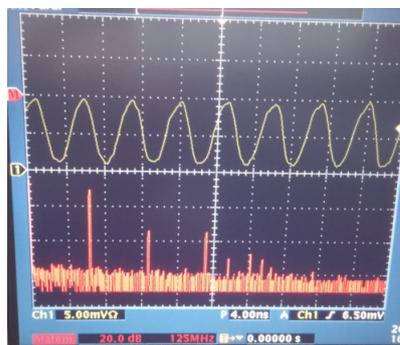


Figura 60 – FFT do sinal transmitido.



A [Figura 61](#) apresenta a imagem da tela do osciloscópio durante a medição do sinal transmitido no teste de referência.

Figura 61 – Imagem da tela do osciloscópio do sinal transmitido após o atenuador (etapa B) no teste de referência.



O sinal transmitido na etapa B apresenta uma componente modulada (AC) de amplitude ($A_{in,MOD}$) 9,2 mV e uma componente DC (Offset óptico) de amplitude ($A_{in,DC}$) 0,6 mV. A proporção "AC/DC" de entrada é $\frac{A_{in,MOD}}{A_{in,DC}} = \frac{9,2}{0,6} = 11,86$ dB, isto significa que a componente modulada é 11,86 dB maior que a componente DC.

Como pode ser visto nas figuras 59 e 61, a função de amplificar a componente modulada foi retirada na tentativa de buscar uma redução ainda maior do offset óptico. Sendo assim, o sinal transmitido após a propagação no circuito óptico apresenta uma componente modulada ($A_{TX,MOD}$) de amplitude 9,2 mV e um DC óptico ($A_{TX,DC}$) de amplitude 0,6 mV e apresenta um ruído um pouco mais presente que o sinal de entrada puro, apesar de não ser suficiente para comprometer a qualidade do sinal transmitido. A proporção "AC/DC" do sinal transmitido na etapa B é igual a $\frac{A_{TX,MOD}}{A_{TX,DC}} = \frac{9,2}{0,6} = + 11,86$ dB. O quanto o DC óptico foi reduzido pode ser verificado através do cálculo $10 \cdot \log\left(\frac{0,60}{17,25}\right) = -14,58$ dB. Sendo assim, ocorreu um aumento da proporção AC/DC do sinal Transmitido em relação ao sinal de entrada em $11,86 - (-2,50) = + 14,36$ dB .

Sinal Refletido - Teste de Referência

O sinal refletido, apresentado na figura 62 demonstra que a componente DC do sinal de entrada foi, quase que completamente, chaveada para a porta de reflexão do circuito óptico.

Figura 62 – Forma de onda do sinal refletido - teste de referência.

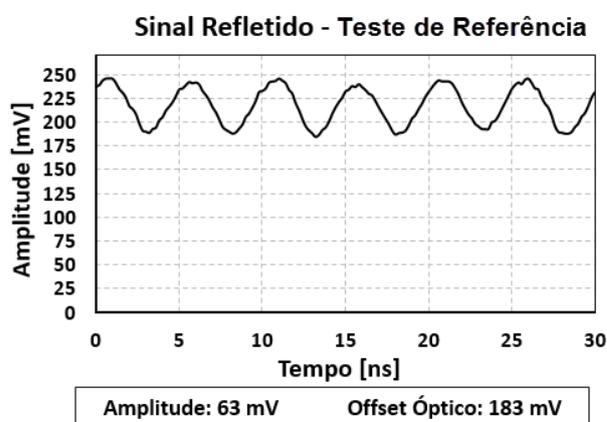
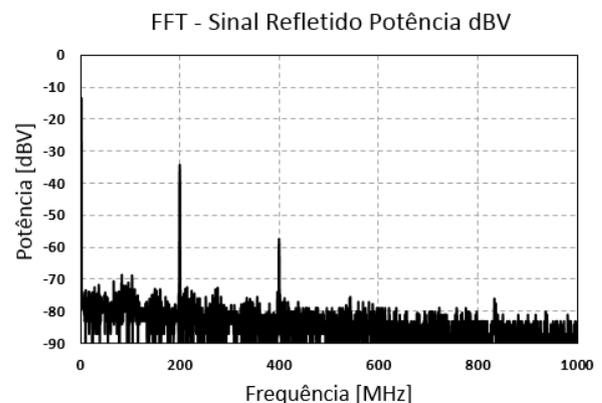


Figura 63 – FFT do Sinal Refletido.



4.3.2 Variação da Amplitude do Sinal de Entrada

Mantendo todos os parâmetros de entrada do dispositivo fixos, foi iniciado uma varredura nos valores da amplitude do gerador de sinais utilizado no modulador. O gerador de sinais ligado ao modulador MZM controla dois parâmetros do sinal de entrada: Amplitude e frequência do sinal modulado. Variando o valor da amplitude do gerador de sinais, para valores maiores e menores que $1 V_{pp}$, buscou-se determinar os limites de amplitude de operação do dispositivo criado, sem prejudicar os resultados obtidos.

Para as análises apresentadas a seguir, os sinais apresentados na seção 4.3.1 são usados como base.

Com variações pequenas na amplitude entorno do valor original de $1 V_{pp}$, de 0,05 V_{pp} (0.70, ..., 0.90, 0.95, 1.05, 1.10, ..., 1.40), buscava-se verificar se iria ocorrer algum impacto positivo no dispositivo como, uma diminuição ainda maior do DC óptico ou menor distorção no sinal transmitido. Assim poderia ser possível melhorar o resultado geral do experimento. Com essas variações impostas ao sinal de entrada, não foi percebido nenhum impacto positivo no sinal transmitido. Os próximos gráficos e fotografias, são apresentados para demonstrar o impacto dessas variações no sinal transmitido.

Aumentando gradativamente o valor da amplitude no gerador de sinais, foi possível verificar que até uma amplitude de $1,4 V_{pp}$ não houve mudança significativa na forma de onda do sinal ou nas componentes AC e DC, como pode ser visto nas figuras 64 e 65.

Figura 64 – Forma de onda do sinal transmitido após aumento da amplitude para $1,4 V_{pp}$

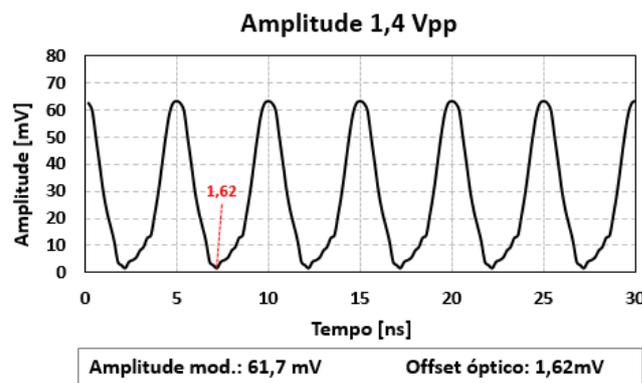
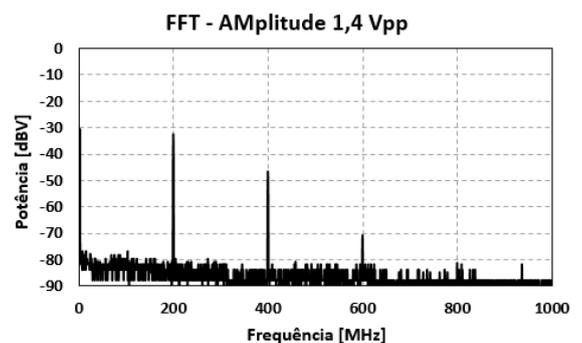


Figura 65 – FFT do do sinal transmitido após aumento da amplitude para $1,4 V_{pp}$



Como ocorreu o aumento na amplitude do gerador de funções, a amplitude modulada do sinal transmitido também aumentou em $61,7 - 52 = 9,7$ mV. Apesar de a forma de onda não sofrer grandes distorções e a amplitude modulada apresentar amplificação ainda maior, o DC óptico começou a apresentar um pequeno aumento em sua amplitude ($1,62 - 1,5 = 0,12$ mV).

Diminuindo gradativamente o valor da amplitude no gerador de sinais, foi possível verificar que até uma amplitude de $0,7 V_{pp}$ não houve mudança significativa no sinal transmitido, como pode ser visto nas figuras 66 e 67.

Figura 66 – Forma de onda do sinal transmitido após diminuição da amplitude para $0,7 V_{pp}$

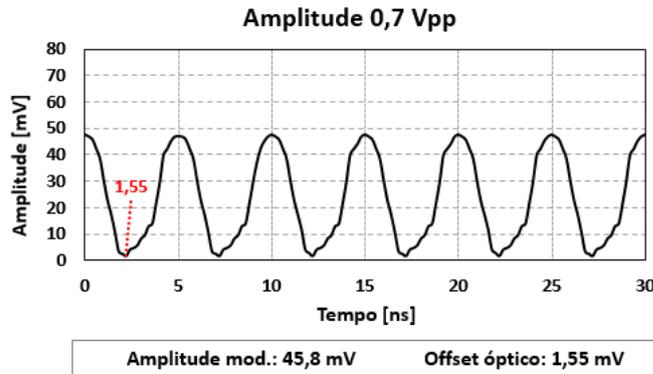
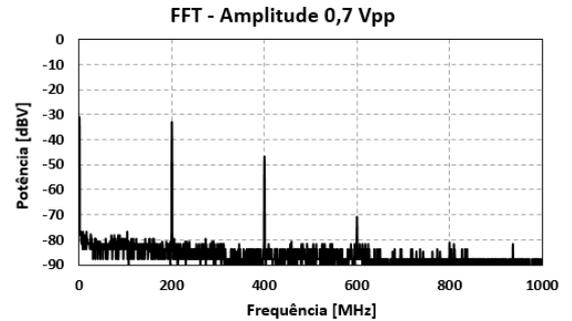


Figura 67 – FFT do do sinal transmitido após diminuição da amplitude para $0,7 V_{pp}$



Como ocorreu uma diminuição na amplitude do gerador de funções, a amplitude modulada do sinal transmitido também diminuiu em $52 - 45,8 = 6,2 mV$. Apesar de a forma de onda não sofrer grandes distorções, a amplitude modulada foi reduzida e o DC óptico começou a apresentar um pequeno aumento em sua amplitude ($1,55 - 1,5 = 0,05 mV$).

Para valores mais extremos de variações na amplitude do gerador de funções, é possível perceber a deterioração da qualidade do sinal transmitido. Para quantificar essa piora na qualidade, as figuras 68, 69, 70 e 71 são apresentadas.

As figuras 68 e 69 apresentam os gráficos com a forma de onda do sinal transmitido após a amplitude do gerador de sinal ser modificada para $2 V_{pp}$, assim como sua FFT, respectivamente.

Figura 68 – Forma de onda do sinal transmitido após aumento da amplitude para $2 V_{pp}$

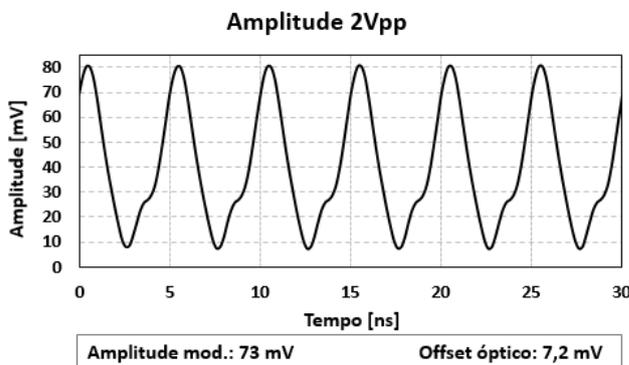
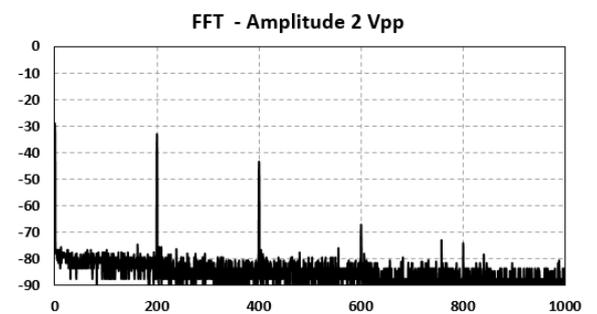


Figura 69 – FFT do do sinal transmitido após aumento da amplitude para $2 V_{pp}$



Como pode ser visto na Figura 22, ao utilizar uma amplitude muito grande no gerador de funções ligado ao modulador, o MZM apresenta uma saída não-linear, causando distorção no sinal de saída. Com esse aumento na amplitude a forma de onda do sinal foi um pouco distorcida, a componente na frequência de 400 Mhz tornou-se mais significativa e o DC óptico teve acréscimo considerável, reduzindo fortemente a função do circuito de

atenuar o offset óptico, tornando-se desnecessário continuar aumentando a amplitude do sinal.

Analogamente à análise do sinal com $1,4 V_{pp}$, após reduzir a amplitude até $0,5 V_{pp}$ é possível perceber um início no aumento do DC óptico e como a amplitude do sinal de entrada diminuiu, a amplificação da componente modulada também foi um pouco reduzida.

As figuras 70 e 71 apresentam os gráficos com a forma de onda do sinal transmitido após a amplitude do gerador de sinal ser modificada para $0,5 V_{pp}$, assim como sua FFT, respectivamente.

Figura 70 – Forma de onda do sinal transmitido após aumento da amplitude para $0,5 V_{pp}$

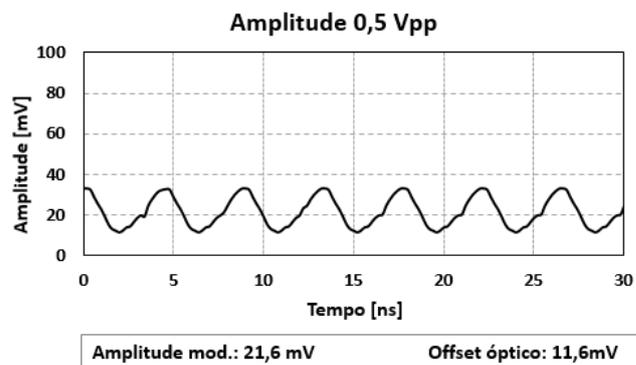
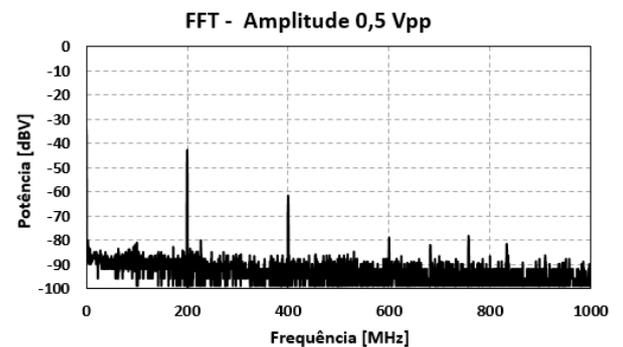


Figura 71 – FFT do do sinal transmitido após aumento da amplitude para $0,5 V_{pp}$



Percebe-se que a amplitude modulada é reduzida consideravelmente e o offset óptico é ampliado, tendo um efeito contrário no sinal transmitido ao objetivo do circuito óptico em amplificar a componente AC e reduzir a componente DC.

Como nenhuma das variações na amplitude do gerador de sinais, apresentadas nesta seção, mostraram algum impacto positivo na qualidade do sinal transmitido, percebe-se que a amplitude inicialmente escolhida, no gerador de funções para os testes, foi o melhor valor para resultados eficientes.

4.3.3 Variação da Frequência do Sinal de Entrada

Variando o valor da frequência no gerador de sinais ligado ao modulador MZM, para valores maiores e menores que 200 Mhz, buscou-se determinar a banda de operação do dispositivo criado, sem prejudicar os resultados obtidos.

O gerador de funções utilizado nos experimentos pode chegar a uma frequência máxima de 240 MHz, sendo este o valor máximo utilizado nos experimentos. As figuras 72 e 73 apresentam a forma de onda do sinal com a frequência fixada em 240MHz e a FFT do sinal transmitido, respectivamente.

Figura 72 – Forma de onda do sinal transmitido após a frequência ser fixada em 240 MHz.

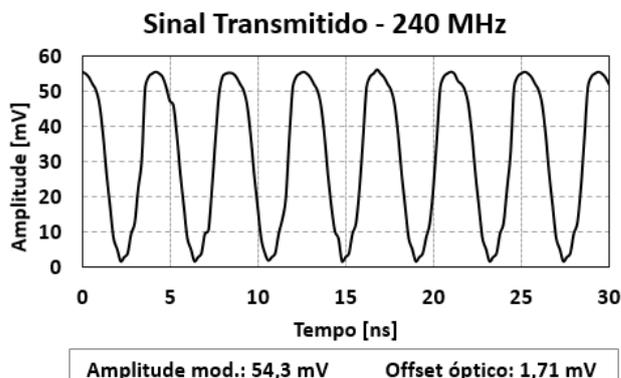
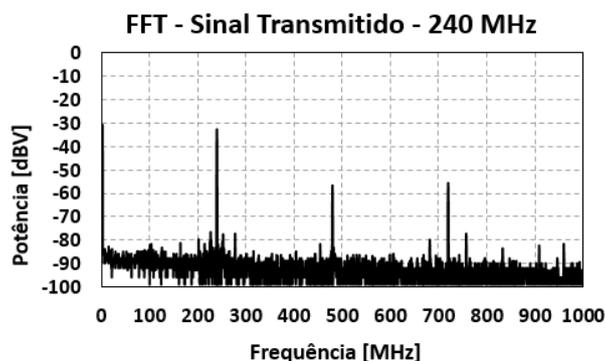


Figura 73 – FFT do do sinal transmitido após a frequência ser fixada em 240 MHz.



Como pode ser visto, com o aumento da frequência no gerador de funções, a amplitude modulada do sinal transmitido não apresentou uma mudança significativa (aumento de $54,3 - 52 = 2,3mV$). Apesar de a forma de onda não sofrer grandes distorções (apenas apresentar uma frequência diferente da original), o DC óptico começou a apresentar um pequeno aumento em sua amplitude ($1,71 - 1,5 = 0,21mV$). Analisando a figura 73, pode ser visto a proporção entre a componente fundamental e 2º harmônico permaneceu basicamente a mesma.

As figuras 74 e 75 apresentam a forma de onda do sinal após a frequência alcançar o valor de 160MHz e a FFT do sinal transmitido a 160 MHz, respectivamente.

Figura 74 – Forma de onda do sinal transmitido após diminuição da frequência para 160 MHz.

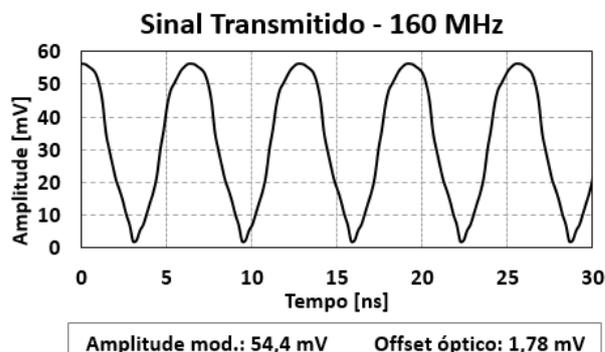
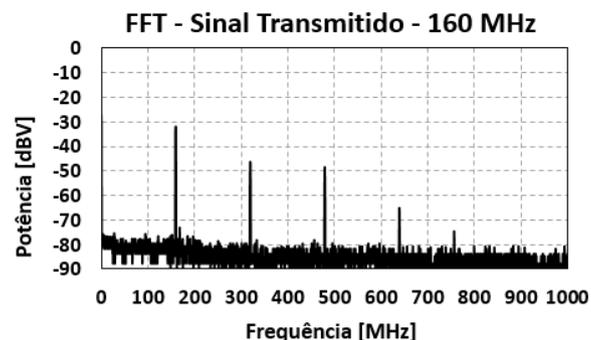


Figura 75 – FFT do do sinal transmitido após diminuição da frequência para 160 MHz.



Analogamente à análise feita com a frequência fixada em 240 MHz, com a frequência fixada em 160MHz, a amplitude modulada do sinal transmitido não apresentou uma mudança significativa (aumento de $54,4 - 52 = 2,4mV$). Apesar de a forma de onda não sofrer grandes distorções (apenas apresentar uma frequência diferente da original), o DC óptico começou a apresentar um pequeno aumento em sua amplitude ($1,78 - 1,5 = 0,28mV$). Analisando a figura 73, pode ser visto a proporção entre a componente

fundamental e 2º harmônico permaneceu basicamente a mesma.

Apesar da amplificação AC e atenuação DC terem se mantidos entre 160 MHz e 240 MHz, pode-se observar que o conteúdo espectral se modifica. No entanto foi possível verificar que com variações de $\pm 5\%$ entorno de 200 MHz, obteve-se pouco impacto na qualidade do sinal transmitido, apresentando pouca distorção e mudança no conteúdo espectral.

4.3.4 Variação do Comprimento de Onda do Sinal em 200MHz

As saídas do circuito óptico criado, são ligados a um filtro passa faixa ($<1.2\text{nm}$ @ 3dB down, 10nm @ 20dB down), como é mostrado na figura [Figura 40](#). O filtro limita o comprimento de onda, dentro de valores da sua banda passante. Uma sintonia fina do comprimento de onda, em torno de 1550,5 nm, foi realizado. Essa variação sutil do comprimento de onda (0,1 nm) foi realizada para verificar a qualidade do sinal transmitido e a influência da sintonia em comprimento de onda neste sinal.

Para as análises apresentadas a seguir, os sinais apresentados na [seção 4.3.1](#) são usados como base. Inicialmente foram realizadas variações de -0,1 nm até 1550,1 nm. Levando em consideração o sinal transmitido médio apresentado na [Figura 47](#). Um pequeno aumento na amplitude do DC óptico foi constatado, como pode ser visto nas figuras [76](#) e [77](#).

Figura 76 – Forma de onda do Sinal transmitido em 1550,1 nm.

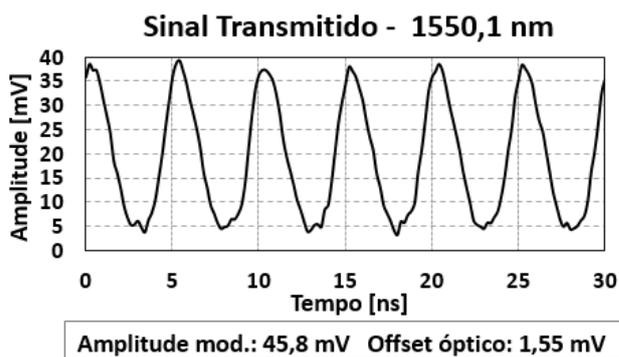
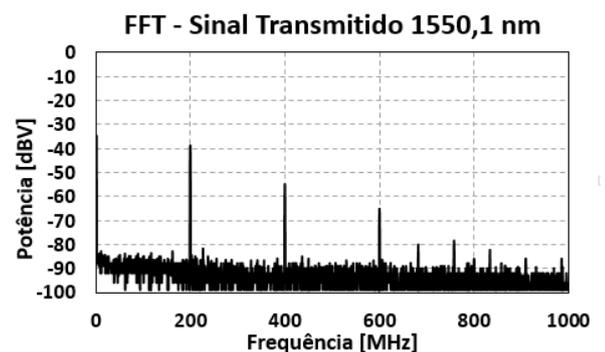


Figura 77 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico em 1550,1 nm.



Após a extração dos dados, a variação continuou até o valor limite da banda passante do filtro, que seria em $\lambda = 1530,5$ nm para a atenuação de 20 dB (Filtro ajustado para estar centrado em 1550,5 nm). Porém em $\lambda = 1549,8$ nm já foi possível constatar que o sinal transmitido apenas piorava (apresentando maior distorção e ruído) e continuar com a variação não traria nenhum impacto positivo no sinal, já que λ já estava se aproximando no ponto onde sofreria uma atenuação de 3 dB do filtro passa faixa. As figuras [78](#) e [79](#) apresentam a forma de onda do sinal transmitido em 1549,8nm e sua FFT, respectivamente:

Figura 78 – Forma de onda do Sinal transmitido em 1549,8 nm

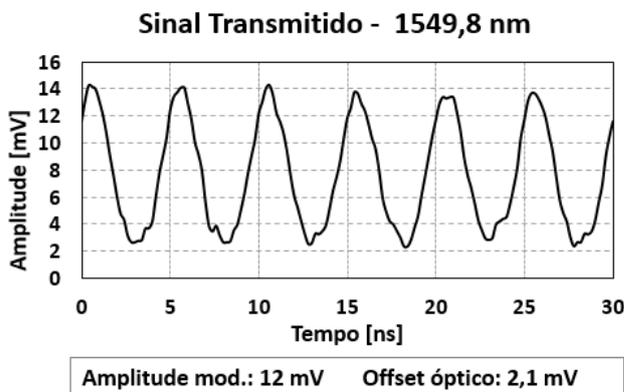
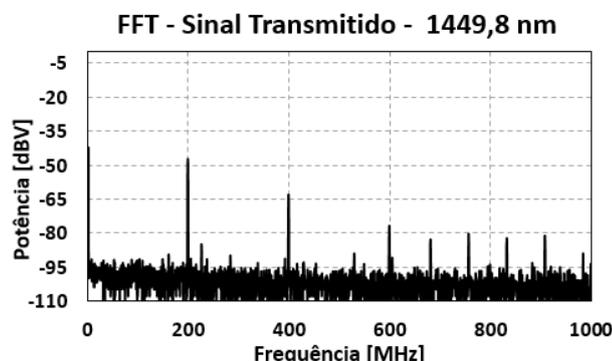


Figura 79 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico em 1549,8 nm



Como pode ser visto nas figuras acima, com uma diminuição de 0,7 nm foi suficiente para determinar que o sinal transmitido já apresentava um DC óptico maior que o original de 1,5 mV e uma atenuação na componente modulada ($10\log(\frac{52}{12}) = 6,4dB$). Com isso, continuar diminuindo o valor de λ não seria interessante.

Continuando com as variações de λ em torno de 1550,5 nm (agora para valores maiores que 1550 nm), também não foi constatado nenhuma melhora no sinal transmitido em λ maiores, como pode ser visto nas figuras 80 e 81.

Figura 80 – Forma de onda do Sinal transmitido em 1550,9 nm

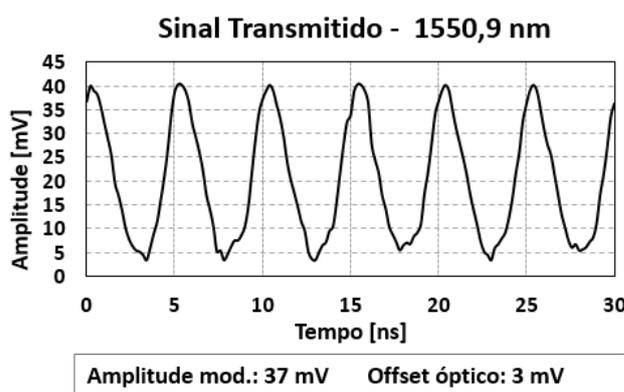
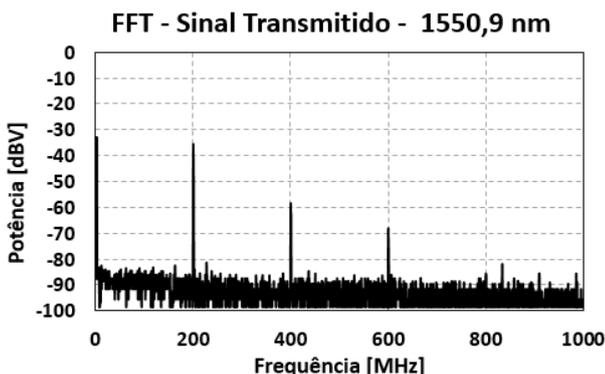


Figura 81 – FFT do Sinal transmitido pelo circuito óptico em 1550,9 nm



Percebe-se pelas figuras acima que, para $\lambda = 1550,9$ nm, o sinal apresentou um aumento no nível DC óptico para 3 mV e uma diminuição na sua componente modulada ($10\log(\frac{52}{37}) = 1,5dB$).

A variação no comprimento de onda foi imposta, para verificar se uma mudança nesse valor poderia trazer um impacto positivo no resultado do experimento, melhorando sua estabilidade no tempo, diminuindo distorções, diminuindo a amplitude do DC óptico no sinal transmitido ou amplificando a componente modulada. Como pode ser visto nas figuras apresentadas nesta seção, para um λ com variação maior que $\pm 0,8nm$ nenhuma

melhora no sinal transmitido foi constatada, pelo contrário, só diminui a qualidade do sinal transmitido e a eficiência do dispositivo.

4.4 Simulações no software VPI

Nas simulações apresentadas no capítulo 3, realizadas no software *VPI Transmission MakerTM*, o componente representativo do SOA apresentava um tempo de recuperação de aproximadamente 8 ns e comprimento de 500 μm . O SOA utilizado em laboratório nos experimentos, apresenta um comprimento de 1 mm e tempo de recuperação de 25 ps. Como o tempo de recuperação do SOA é uma característica importante para o funcionamento do SLALOM, iniciou-se um processo de investigação do software para tentar igualar o tempo de recuperação do SOA no software com o tempo de recuperação do SOA usado nos experimentos.

Com o tempo de recuperação do SOA similar ao utilizado nos experimentos, deve-se esperar alguma mudança nas simulações numéricas, podendo influenciar o resultado na atenuação do offset óptico do sinal transmitido, com isso a amplificação AC e distorções.

No software é possível alterar alguns parâmetros teóricos dos componentes, alterando assim propriedades de simulação dos mesmos. Após um contato de suporte com o fabricante do software, descobriu-se quais parâmetros deveriam ser modificados para obter um valor de tempo de recuperação do SOA mais próximo de 25 ps. A [Figura 82](#) apresenta uma imagem com a captura da tela do software, na janela de edição de parâmetros do SOA.

O tempo de recuperação do SOA no software depende basicamente da taxa de recombinação de portadores:

$$R(N) = A \cdot N + B \cdot N^2 + C \cdot N^3 \quad (4.1)$$

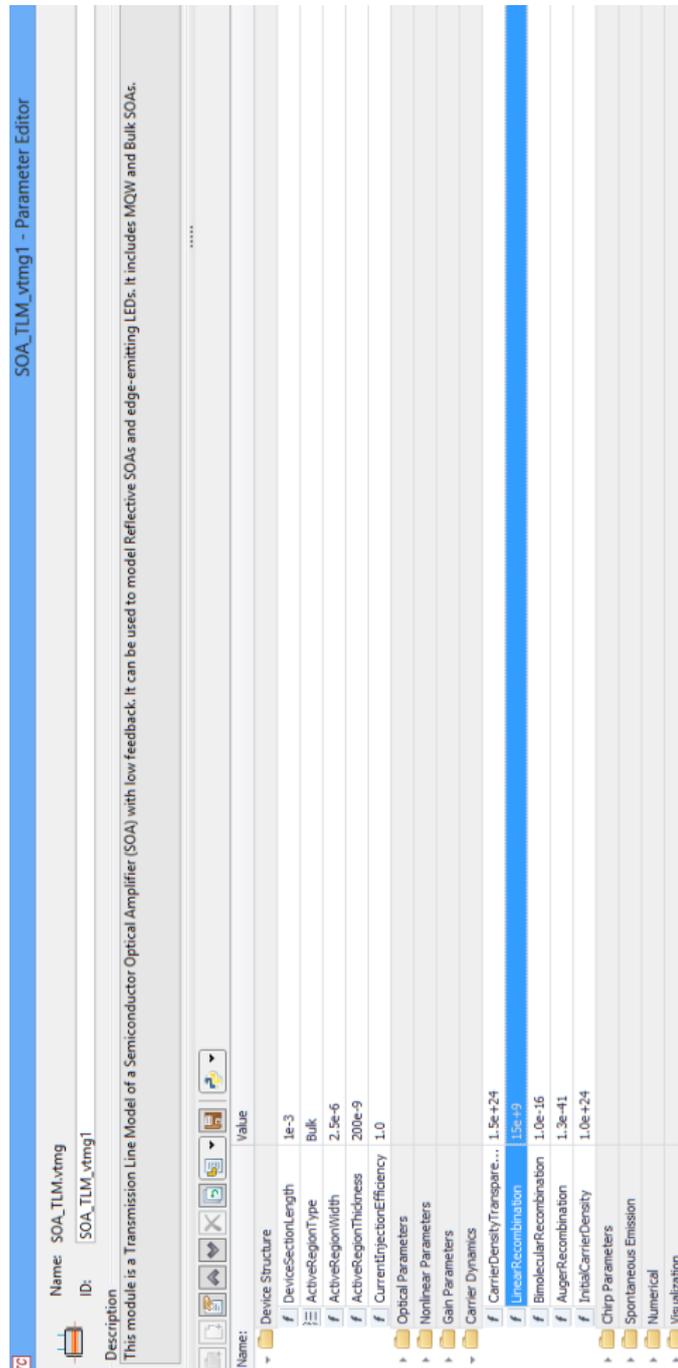
Onde A é a entrada *Linear Recombination*, B é a entrada *Bimolecular Recombination*, C é a entrada *Auger Recombination* e N é densidade de portadora.

E como a taxa de recuperação é $\frac{N}{\tau}$, sendo τ o tempo de recuperação do SOA, temos:

$$\tau = \frac{N}{R(N)} = \frac{1}{A + BN + CN^2} \quad (4.2)$$

Os entradas A , B e C podem ter valores entre $0-14,5 \cdot 10^9 [1/s]$, $1-9 \cdot 10^{-16} [m^3/s]$ e $1-97 \cdot 10^{-40} [m^6/s]$ respectivamente. Os valores iniciais destas entradas no SOA são $A=0$ e $B=10^{-16}$, $C=1,3 \cdot 10^{-41}$ e $N=10^{24}$, o que leva a um tempo de recuperação de 8,8 ns. Alterando o valor de A para $10 \cdot 10^9$, o tempo de recuperação do SOA passou a ser de 98 ps, que é bem mais próximo do valor real do SOA utilizado em laboratório.

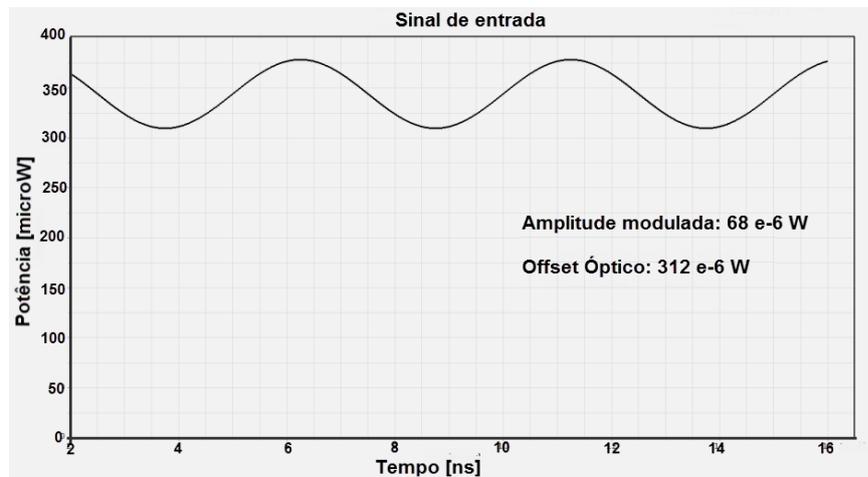
Figura 82 – Imagem da tela da janela de edição de propriedade de componente (SOA) do software.



Alterando esta entrada do SOA, e mantendo todos os outros parâmetros de todos os outros componentes, foram realizadas novas simulações.

A Figura 83 e apresenta o sinal de entrada gerado na simulação com o SOA modificado.

Figura 83 – Sinal de entrada da simulação com novo tempo de recuperação do SOA .



A Figura 84 e Figura 85 apresentam os sinais refletido e transmitido, gerados na simulação com o SOA modificado, respectivamente.

Figura 84 – Sinal refletido da simulação com novo tempo de recuperação do SOA .

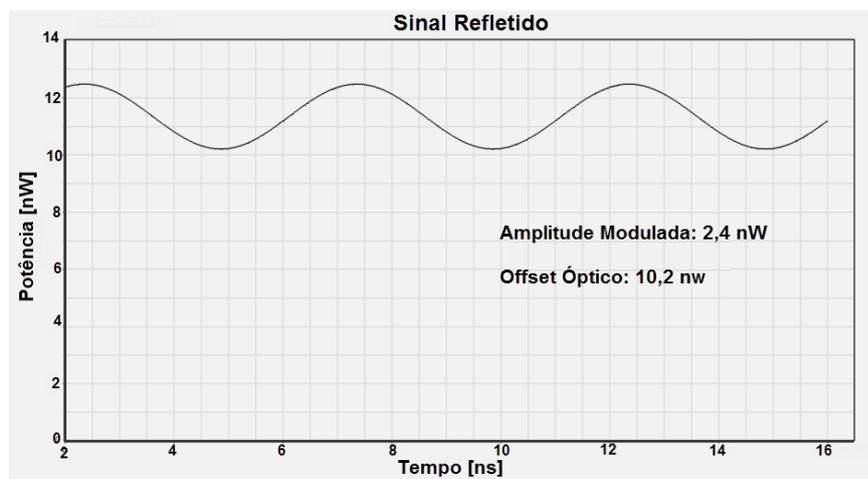
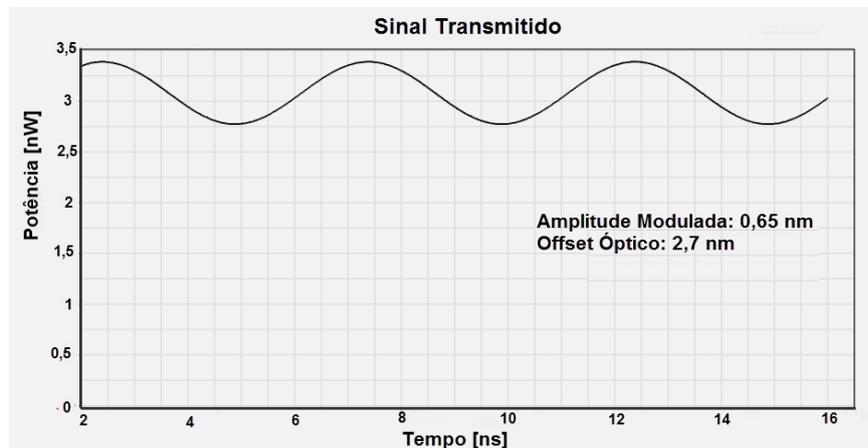


Figura 85 – Sinal transmitido da simulação com novo tempo de recuperação do SOA .



Os resultados esperados das simulações, seriam similares aos apresentados na primeira simulação (capítulo 3, seção 3.3), com sinal refletido composto pelas componentes AC e DC amplificadas e um sinal transmitido com uma componente AC amplificada e a componente DC atenuada. No entanto, não é isso que as figuras apresentam. O sinal transmitido na simulação teve suas duas componentes atenuadas, apresentando um comportamento parcialmente inverso ao esperado. É necessário uma investigação relacionada aos parâmetros configuráveis do componente SOA no software, para entender mais profundamente o motivo desse comportamento inesperado.

4.5 Discussões e Resultados

Neste capítulo foram apresentados resultados de testes realizados com a configuração 2 do dispositivo. Nesta configuração, os parâmetros e metodologia da configuração 1 continuam exatamente os mesmos, com exceção do controlador de polarização. Nesta configuração, foi utilizado um novo controlador de polarização de Lefevre, do fabricante ProtoDel. Com a configuração 2, obteve-se um controle maior da polarização do dispositivo, e com isso um controle maior do sinal transmitido. Com um controle mais aprimorado da polarização no anel e sinais de saída mais fáceis de manipular, foi possível fazer uma análise mais profunda do sinal transmitido.

Primeiramente neste capítulo, foi apresentado na seção 4.2, a consolidação de todos os testes experimentais. Foram realizados doze testes experimentais que resultaram em doze sinais de entrada, doze sinais refletidos, doze sinais transmitidos etapa A e doze sinais transmitidos etapa B. Para cada grupo de doze sinais foi feito uma média para representar o sinal, assim consolidando os doze sinais em apenas um (Sinal de entrada médio, Sinal refletido médio, Sinal transmitido médio (etapa A e B)). Com essas médias, fica mais simples uma análise sobre as possíveis variações entre os testes. Se a forma de onda do

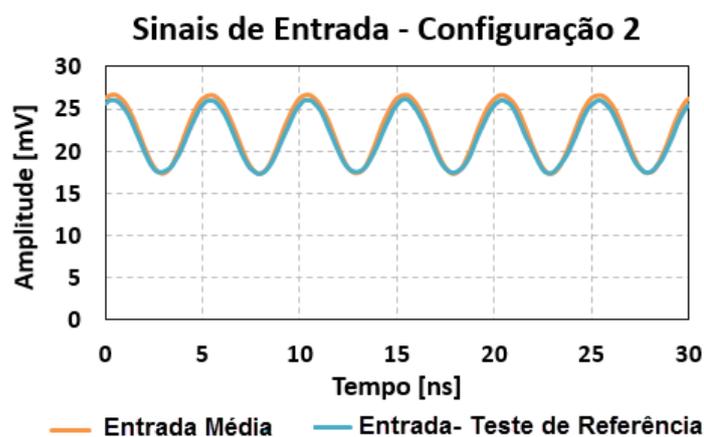
sinal médio é pouco distorcido, significa que os doze testes tiveram formas de onda bem parecidas e com pouca distorção.

Como já foi dito, a configuração 2 apresentou um controle muito maior na operação do dispositivo, resultando em sinais de saída mais estáveis, em relação à configuração 1. Com isso, permitiu realizar análises mais profundas, como o impacto na variação do comprimento de onda, amplitude e frequência de modulação do sinal de entrada. Para estas análises, foi usado um único teste como base de comparação, chamado teste de referência. O teste de referência, foi apresentado na seção 4.3.1, ele apresenta dados dos sinais de entrada, refletido e transmitido (etapa A e B).

Os testes de caracterização do dispositivo, que consistem em variar os parâmetros de entrada no dispositivo e monitorar a saída, são importantes para saber em que faixas o dispositivo poderá atuar exibindo um desempenho similar. Isto é, os testes de caracterização permitem avaliar a faixa dinâmica de operação do dispositivo, para cada um destes parâmetros. Por exemplo, a variação do comprimento de onda pode informar se o dispositivo atua de forma plana em diferentes comprimentos de onda, em princípio, qualificando o dispositivo para atuar em vários canais WDM simultâneos. Os testes de caracterização do dispositivo, também foram importantes para mostrar que as configurações de entrada do dispositivo como corrente aplicada no SOA e a voltagem de bias do modulador, foram bem escolhidas.

A Figura 86 apresenta uma comparação entre o sinal de entrada médio da configuração 2 com o sinal de entrada do teste de referência.

Figura 86 – Sinal de entrada médio da configuração 2 e sinal do teste de referência.

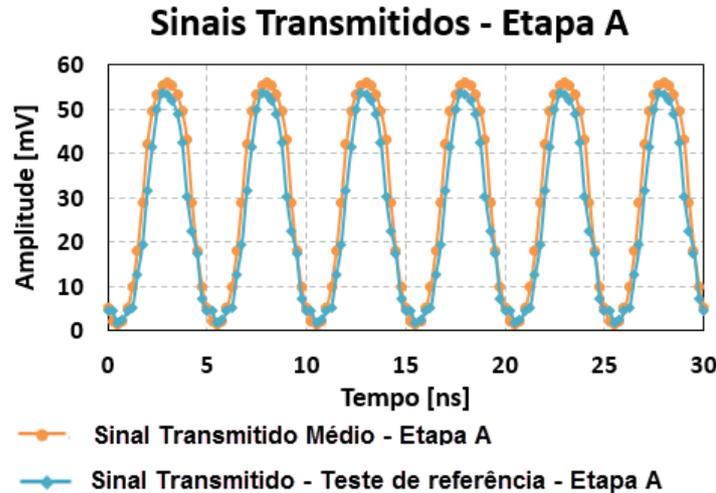


Como pode ser visto pela figura acima, o teste foi bem próximo da média de todos os sinais de entrada dos experimentos na configuração 2. Sinais de entrada sem muita variação entre eles é importante para que os sinais de saída possam ser comparados mais facilmente, sem ser necessário levar em consideração as diferenças entre os sinais de

entrada.

A figura 87 apresenta uma comparação entre o sinal transmitido médio da configuração 2 com o sinal transmitido no teste de referência na etapa A.

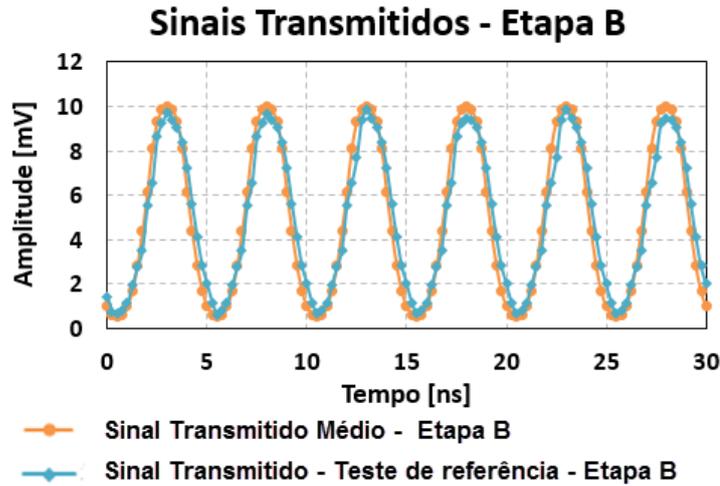
Figura 87 – Sinal transmitido (etapa A) da configuração 2 e sinal do teste de referência.



O sinal Transmitido médio na etapa A apresenta uma componente modulada de amplitude ($A_{Tx,MOD}$) = 56 mV e a componente DC (Offset óptico) com amplitude ($A_{in,DC}$) de 1,3 mV. Enquanto o sinal transmitido no teste de referência apresenta uma componente modulada ($A_{Tx,MOD}$) de amplitude 52 mV e um DC óptico ($A_{Tx,DC}$) de amplitude 1,5 mV. A proporção "AC/DC" do sinal transmitido médio na etapa A é de +16,3 dB enquanto no teste de referência é de +15,4 dB. Como pode ser visto, a componente DC do sinal de entrada foi reduzida quase na mesma proporção nos dois sinais, com uma atenuação do offset óptico em um valor absoluto, para o sinal transmitido médio e sinal transmitido do teste de referência, em -11,2 dB e -10,6 dB, respectivamente.

A figura 88 apresenta uma comparação entre o sinal transmitido médio da configuração 2 com o sinal transmitido no teste de referência na etapa B.

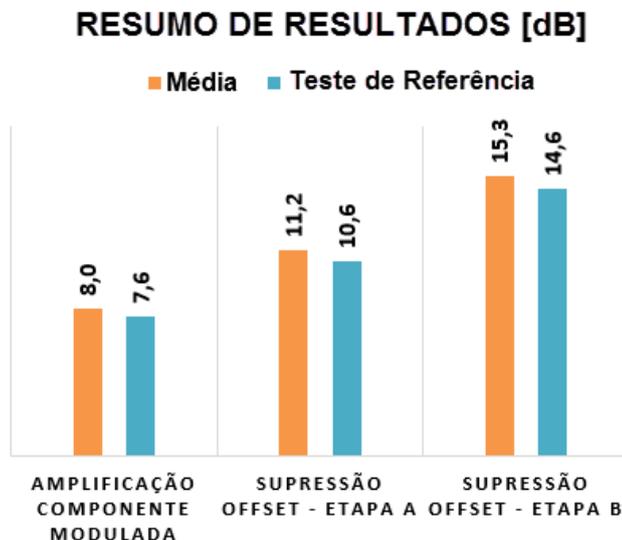
Figura 88 – Sinal Transmitido (etapa B) da configuração 2 e sinal do teste de referência.



O sinal Transmitido médio na etapa B apresenta uma componente modulada de amplitude ($A_{Tx,MOD}$) = 9,4 mV e a componente DC (Offset óptico) suprimida com amplitude ($A_{in,DC}$) de 0,5 mV. Enquanto o sinal transmitido no teste de referência apresenta uma componente modulada ($A_{TX,MOD}$) de amplitude 9,2 mV e um DC óptico ($A_{TX,DC}$) de amplitude 0,6 mV. A proporção "AC/DC" do sinal transmitido médio na etapa A é de +12,6 dB enquanto no teste de referência é de +11,9 dB. Como pode ser visto, a componente DC do sinal de entrada foi reduzida quase na mesma proporção nos dois sinais, com uma atenuação do offset óptico em um valor absoluto, para o sinal transmitido médio e sinal transmitido do teste de referência, em -15,3 dB e -14,6 dB, respectivamente.

A Figura 89 apresenta um resumo dos indicadores de resultados.

Figura 89 – Resumo de indicadores de resultado - Configuração 2.



Pode-se perceber que os sinais transmitidos no teste de referência apresentam resultados bem próximos do resultado médio de todos os testes. Os valores de amplificação da componente modulada e atenuação do DC óptico foram bastante parecidos entre os dois sinais. Com isso, a comparação das análises de caracterização do dispositivos com os sinais do teste de referência, é pertinente. Sem ser necessário a comparação com os sinais médios dos experimentos da configuração 2.

Deve ser observado que, na configuração proposta na etapa A, o circuito funciona como um amplificador óptico diferencial. No sentido que pode amplificar componentes moduladas(AC) enquanto atenua ou suprime componentes não moduladas (DC).

As tabelas 4 e 5 apresentam um resumo dos resultados experimentais, comparando o sinal médio de todos os experimentos e os sinais do teste de referência.

Tabela 4 – Resumo de Amplitudes dos Sinais -Configuração 2.

Componente do Sinal	Saída Média	Saída teste de referência
Componente Modulada Entrada	9,4 mV	9,1 mV
Componente Modulada Transmitido (etapa A)	56 mV	52 mV
Componente Modulada Transmitido (etapa B)	9,4 mV	9,2 mV
Componente DC Entrada	17,3 mv	17,5 mV
Componente DC Transmitido (etapa A)	1,3 mV	1,5 mV
Componente DC Transmitido (etapa B)	0,5 mV	0,6 mV
Pot. Fundamental - Pot. 2ºh (Sinal Transmitido Etapa A)	17 dB	15 dB

Tabela 5 – Tabela de Ganho AC/DC e atenuação do Offset óptico (Configuração 2).

	Média	Referência
Proporção AC/DC Entrada	-2,6 dB	-2,6 dB
Proporção AC/DC Transmitido(etapa A)	+16,3 dB	+15,4 dB
Proporção AC/DC Transmitido(etapa B)	+12,6 dB	+11,9 dB
Ganho AC/DC (etapa A)	+18,9 dB	+18,0 dB
Ganho AC/DC (etapa B)	+15,3	+14,4 dB
Offset Suprimido (etapa A)	-11,2 dB	-10,6 dB
Offset Suprimido (etapa B)	-15,3 dB	-14,6 dB

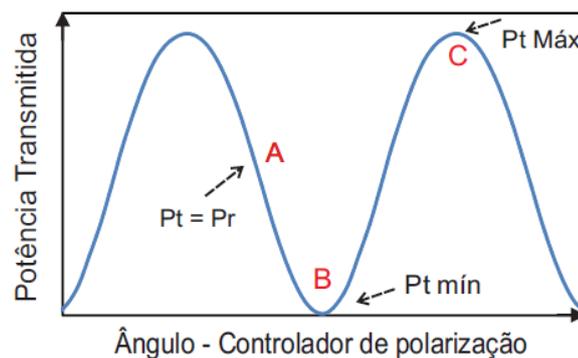
5 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS FUTURAS

Admitindo-se um sinal modulado propagando em uma fibra óptica acompanhado de uma componente DC-óptica, o objetivo deste trabalho foi projetar e implementar um circuito óptico capaz de reduzir a componente DC óptica enquanto, simultaneamente, amplifica a componente modulada do sinal. O dispositivo age como um sistema integrado, Amplificador Óptico AC/Atenuador DC Óptico, o que é diferente de apenas suprimir o DC óptico. A ação de amplificar o sinal no dispositivo mostrado nesta dissertação, limita-se à componente modulada, não amplificando o offset óptico, o que aconteceria caso a amplificação acontecesse após a redução do offset óptico. Caso o offset não fosse completamente reduzido antes do amplificador, a componente DC óptica também seria amplificada, o que não acontece com o dispositivo apresentado neste trabalho.

O circuito óptico do dispositivo foi projetado com duas configurações diferentes, apresentadas nos capítulos 3 e 4. As duas configurações são compostas por um espelho óptico não linear em anel. O componente responsável pela não-linearidade do anel é um SOA. Um controlador de polarização foi integrado ao anel para controlar a polarização dos sinais propagantes. Na primeira configuração, apresentada no capítulo 3 e na [Figura 19](#), o controlador de polarização utilizado é manual e baseado no princípio de Babinet-Soleil. A configuração 2, apresentada no capítulo 4 e na [Figura 40](#), o controlador de polarização é trocado por um controlador de polarização de Lefevre [24].

Nas duas configurações, os sinais de saída apresentam uma leve distorção devido, possivelmente, aos harmônicos gerados pelo ponto de operação do SLALOM. A figura 90 apresenta a curva da função de transferência de um SLALOM com pontos importantes em destaque.

Figura 90 – Curva de transferência de um SLALOM.



Os controladores de polarização utilizados nos experimentos foram manuais e de complicado controle do ângulo de rotação. Mesmo uma leve rotação no eixo de controle do controlador de polarização, gera uma mudança na fase do sinal de saída do dispositivo, esta mudança é difícil de quantificar com precisão. A figura 90 apresenta um exemplo de função de transferência de um SLALOM, devido a dificuldade de quantificar as mudanças no controlador.

O Controlador de polarização controla o ponto de operação do dispositivo, como já foi mencionado. O ponto A na figura destaca o ponto de quadratura do dispositivo, ou seja, o ponto onde a potência do sinal transmitido é igual a potência do sinal refletido. Apesar de se encontrar na região linear de operação, o nível DC dos dois sinais são maiores que zero. O ponto B é ponto onde a potência modulada transmitida é mínima e apresenta um nível DC consideravelmente alto. No ponto C, a potência modulada transmitida é máxima, ou seja, a potência DC é quase toda chaveada para a porta de reflexão do dispositivo.

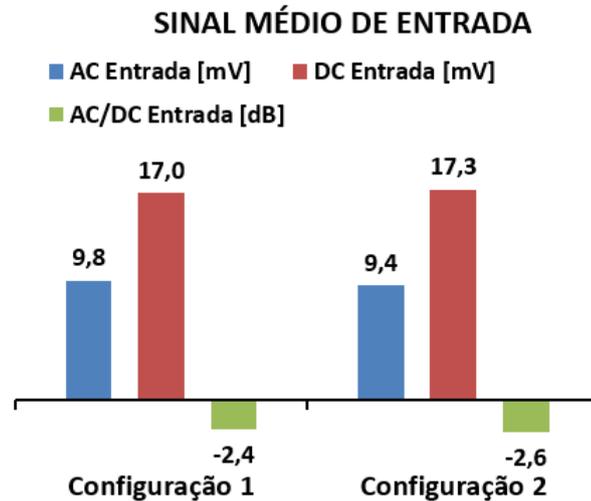
Como o objetivo do dispositivo é de, além de amplificar a componente modulada, atenuar a componente DC do sinal, o melhor ponto de operação é o C. No entanto, o custo para reduzir a componente DC é o impacto de não linearidade, por se encontrar em uma extremidade da função de transferência do dispositivo. Operar no ponto de quadratura, idealmente, não deveria impactar na criação de harmônicos. No entanto, a amplificação gerada pelo SOA, quando excessiva, pode impactar na geração de harmônicos pares. Já no ponto de operação do dispositivo (próximo ao ponto C), por encontrar grande não linearidade, impacta na geração de harmônicos pares e ímpares. Estes harmônicos gerados, pelo ponto de operação do dispositivo, são os principais motivos para distorções vistas nos sinais de saída deste trabalho. Também existe o ruído ASE gerado pelo SOA, no entanto o filtro BPF nas saídas do dispositivo, filtra quase todo o ruído, permitindo a transmissão apenas do ruído existente dentro da banda passante do filtro.

Na configuração 1, apesar do controlador de polarização permitir ajustar o ponto de operação do dispositivo (posição do controlador que permite obter um sinal transmitido com offset reduzido e componente modulada amplificada), o sistema apresentou uma alta dificuldade de estabilização do sinal transmitido, tornando-o instável no tempo. Devido a esta instabilidade, o dispositivo apresentava uma certa dificuldade de encontrar o ponto de operação do sistema, limitando o fator de redução do offset óptico.

Com a mudança do controlador de polarização (configuração 2), os sinais de saída tornaram-se mais estáveis e com isso o ponto de operação do sistema era encontrado com mais facilidade, ampliando o fator de redução do offset óptico. A estabilidade dos sinais de saída também teve uma influência positiva na amplificação da componente modulada do sinal de entrada, devido à maior facilidade de encontrar o ponto de operação do controlador de polarização. Como pode ser visto na Figura 91, o sinal médio de entrada, nas duas configurações de circuito, foram bastante próximos. Levando isto em consideração

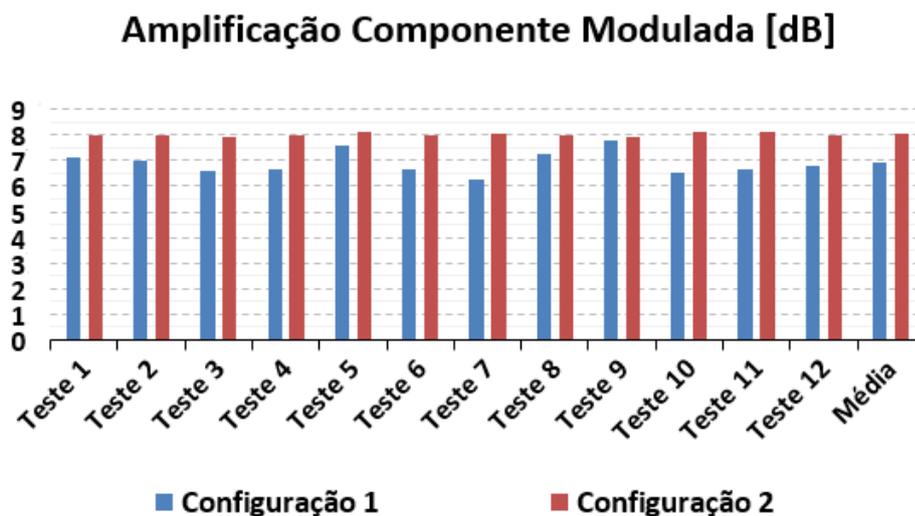
e sabendo que todos os parâmetros e metodologia experimentais foram mantidos de uma configuração para a outra, os resultados podem ser analisados e comparados para obter as conclusões finais dos experimentos.

Figura 91 – Gráfico com os dados dos sinais de entrada nas duas configurações.



A figura 92 apresenta o quanto a componente modulada do sinal de entrada foi amplificada, em cada um dos testes, e suas médias.

Figura 92 – Gráfico com valores de amplificação da componente modulada do sinal de entrada.

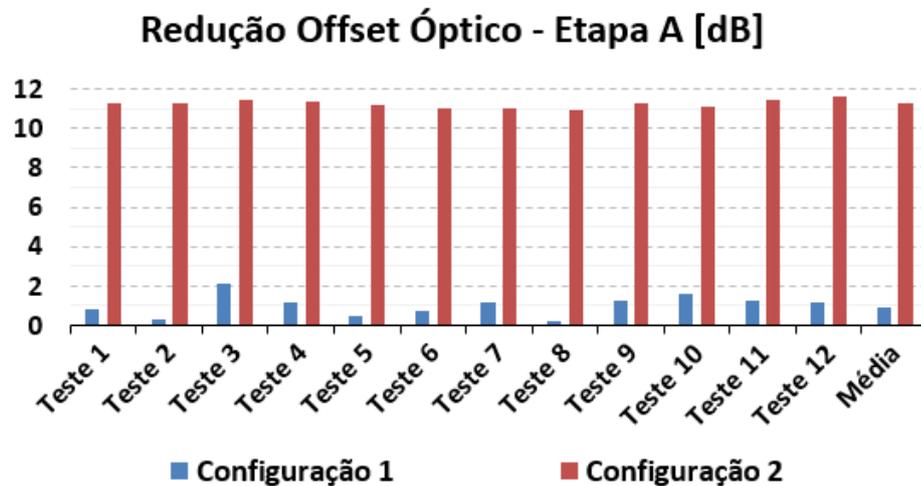


Como pode ser visto, a configuração 2 apresentou um fator de amplificação ligeiramente maior que a configuração 1 e variação menor também, devido à maior estabilidade dos sinais de saída do circuito e do maior controle da polarização dentro do anel.

O sinal transmitido não apresenta apenas a componente modulada amplificada. Ele também apresenta uma redução no nível DC óptico do sinal de entrada (etapa A). A

Figura 93 apresenta um gráfico comparativo dos valores de atenuação do DC óptico e suas médias na etapa A do experimento.

Figura 93 – Gráfico com valores de atenuação da componente DC do sinal de entrada - Etapa A.

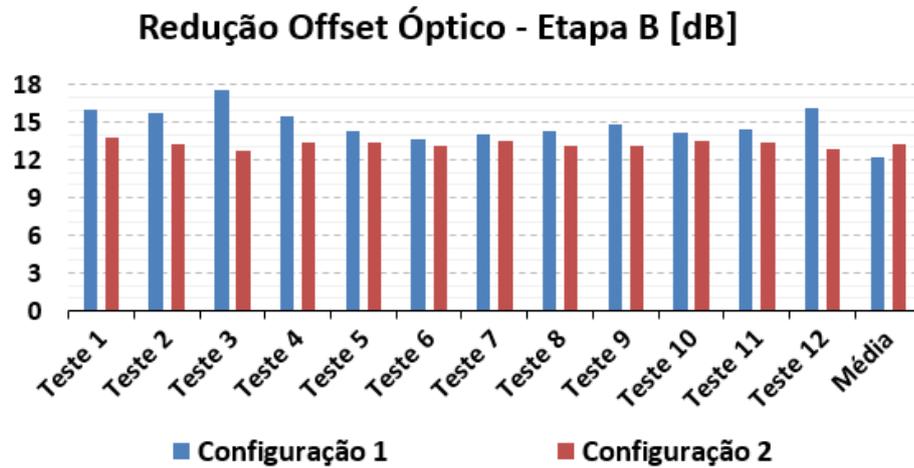


Pode ser visto que a mudança do controlador de polarização causa um impacto extremamente positivo no dispositivo. Na configuração 1, o offset óptico é atenuado em média 0,9 dB, enquanto a configuração 2 atenua em média 11,3 dB. A estabilidade do sinal e o controle da polarização permitem essa diferença de redução das duas configurações.

Para uma análise mais profunda sobre o fator de redução do offset óptico, um atenuador óptico variável foi inserido imediatamente antes do fotodetector (consistindo na etapa B da metodologia do experimento). O atenuador permite reduzir ainda mais o offset óptico absoluto, já que ele atenua luz e não diferencia componente DC ou AC. A etapa B elimina a função de amplificação AC do dispositivo, no entanto, reduz ainda mais a componente DC do sinal, mantendo a razão AC/DC de saída.

A Figura 94 apresenta um gráfico com os valores de atenuação de cada teste, das duas configurações, na etapa B experimental.

Figura 94 – Gráfico com valores de atenuação da componente DC do sinal de entrada - Etapa B.

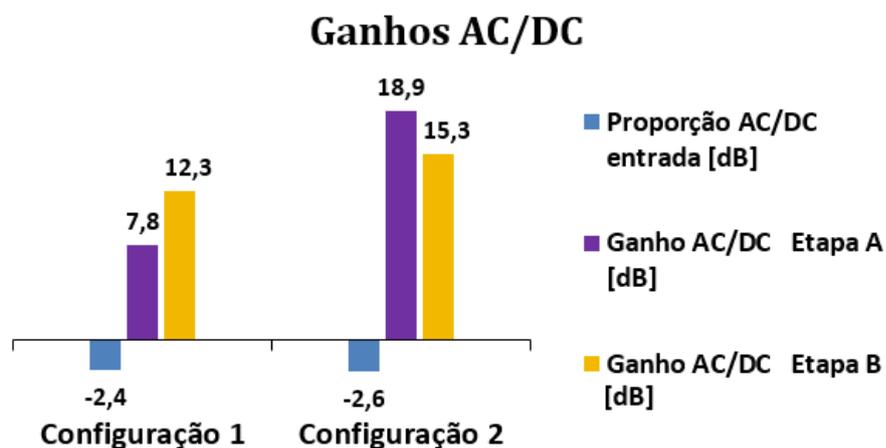


Após o atenuador óptico ser inserido no circuito, a configuração 1 passou a atenuar a componente DC mais fortemente (12,2 dB), no entanto, ainda permanece menor que a atenuação da configuração 2 (etapa A ou B). A configuração 2 (etapa B) passa a reduzir um pouco mais o offset óptico (13,2 dB), o valor de atenuação só não é maior devido ao ruído do fotodetector (corrente de escuro) que é aproximadamente 0,5 mV.

Como o objetivo principal do dispositivo é reduzir o offset óptico e amplificar a componente modulada do sinal, simultaneamente, a etapa A dos experimentos é a que contém os resultados mais relevantes. Isto é devido à etapa A, além de reduzir o offset óptico absoluto, amplificar a componente modulada. Enquanto a etapa B apresenta apenas a função de reduzir o offset óptico.

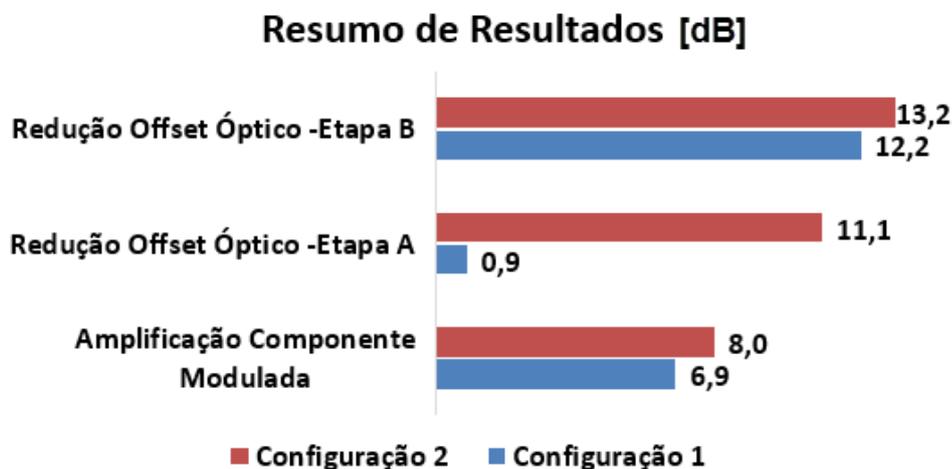
A Figura 95 apresenta um gráfico com valores de ganhos nas diferentes etapas do experimento

Figura 95 – Gráfico com valores de ganhos em todas as etapas experimentais.



A Figura 96 apresenta um resumo dos principais resultados dos experimentos.

Figura 96 – Gráfico com um resumos dos resultados em todas as etapas experimentais.



Como pode ser visto nas figuras 95 e 96, a configuração 2 apresentou resultados consideravelmente melhores que os da configuração 1, tornando-se a melhor configuração para implementação do circuito redutor de DC óptico/ Amplificador de AC óptico.

Como o circuito mostrou-se promissor para a função de amplificar AC/Reduzir DC, desenvolvimentos futuros em busca de aperfeiçoamento do dispositivo tornam-se interessantes.

- ◇ O dispositivo pode ter seu tamanho absoluto diminuído, tornando-o mais compacto. Implementar o dispositivo para sinal com maior frequência, necessitando de um estudo para adaptar o tamanho do anel, que deverá ser diminuído. Com o aumento da frequência e a diminuição do tamanho do anel. O dispositivo mostrado nesta dissertação, embora implementado com um SOA comercial, acoplados a fibra, filtros, etc., possui o potencial de ser fabricado como um circuito óptico integrado, que pode ser bastante compacto, principalmente se estiver lidando com sinais ópticos modulados em alta frequência [13].
- ◇ O tratamento dos sinais presentes neste trabalho, são totalmente analógicos. Sendo assim, além de implementar o dispositivo com frequências mais altas, é uma evolução natural trabalhar, também, de uma forma digital.
- ◇ As simulações numéricas, para um valor do tempo de recuperação do SOA mais próximo do utilizado experimentalmente, também necessita de uma investigação buscando aprimorar a eficiência das simulações.
- ◇ O uso de fibras PM pode ser interessante, uma vez que os feixes que trafegam pelo SLALOM são polarizados, necessitando assim, a conservação destes estados de polarização a fim de se minimizar efeitos nocivos à performance do dispositivo.

- ◇ Também é interessante analisar os limites de funcionamento do SOA (com relação aos níveis de potência dos sinais ópticos na entrada do SLALOM) e de desempenho do SLALOM mediante o aumento das taxas de transmissão do sinal de entrada.

REFERÊNCIAS

- 1 XIAO, S.; WEINER, A. M. Optical carrier-suppressed single sideband (o-cs-ssb) modulation using a hyperfine blocking filter based on a virtually imaged phased-array (vipa). *Photonics Technology Letters, IEEE*, IEEE, v. 17, n. 7, p. 1522–1524, 2005. Citado na página 16.
- 2 RIBEIRO, R. M.; LUCARZ, F.; FRACASSO, B. An all-optical sampler for digitising radio-over-fibre transceivers. In: IEEE. *Network and Optical Communications (NOC), 2013 18th European Conference on and Optical Cabling and Infrastructure (OC&i), 2013 8th Conference on*. [S.l.], 2013. p. 27–34. Citado na página 17.
- 3 RIBEIRO, R. M.; LUCARZ, F.; FRACASSO, B. Proposal and design of an all-optical encoder for digitising radio-over-fibre transceivers. In: IEEE. *Network and Optical Communications (NOC), 2013 18th European Conference on and Optical Cabling and Infrastructure (OC&i), 2013 8th Conference on*. [S.l.], 2013. p. 35–42. Citado na página 17.
- 4 RIBEIRO, R. M. et al. An optical pulse generator from a sinusoidal optical signal using sagnac loop-self-sampling. In: IEEE. *Communications (LATINCOM), 2013 IEEE Latin-America Conference on*. [S.l.], 2013. p. 1–6. Citado na página 17.
- 5 WANG, D. et al. Nonlinear optical loop mirror based on standard communication fiber. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 15, n. 4, p. 642–646, 1997. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 41.
- 6 NAYAR, B.; FINLAYSON, N.; DORAN, N. Concatenated all-optical loop mirror switches. *Journal of modern optics*, Taylor & Francis, v. 40, n. 12, p. 2327–2332, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 29.
- 7 LIMA J. L. S., S. A. S. B. *Chaveamento Solitonico no Espelho Optico Nao-Linear em Anel (NOLM) Construido de Fibra de Dispersao Decrescente (DDF)*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceara, 1998. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 28.
- 8 FERMAN, M. E. et al. Nonlinear amplifying loop mirror. *Optics Letters*, Optical Society of America, v. 15, n. 13, p. 752–754, 1990. Citado na página 17.
- 9 EISELT, M.; PIEPER, W.; WEBER, H. Slalom: Semiconductor laser amplifier in a loop mirror. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 13, n. 10, p. 2099–2112, 1995. Citado 6 vezes nas páginas 17, 36, 38, 39, 41 e 42.
- 10 RONCIN, V. et al. Soa-nolm in reflective configuration for optical regeneration in high bit rate transmission systems. *arXiv preprint arXiv:1405.2772*, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 38.
- 11 SOKOLOFF, J. et al. A terahertz optical asymmetric demultiplexer (toad). *Photonics Technology Letters, IEEE*, IEEE, v. 5, n. 7, p. 787–790, 1993. Citado na página 17.
- 12 WONG, W. S. et al. Self-switching of optical pulses in dispersion-imbalanced nonlinear loop mirrors. *Optics letters*, Optical Society of America, v. 22, n. 15, p. 1150–1152, 1997. Citado 3 vezes nas páginas 18, 31 e 32.

- 13 RIBEIRO, R. M. et al. Numerical analysis of sagnac loop incorporating a semiconductor optical amplifier to suppress the unmodulated optical carrier in the time domain. In: IEEE. *Transparent Optical Networks (ICTON), 2014 16th International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–4. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 92.
- 14 CHRAPLYVY, A. R. et al. Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities. *Journal of Lightwave Technology*, v. 8, n. 10, p. 1548–1557, 1990. Citado na página 19.
- 15 AGRAWAL, G. P. *Nonlinear fiber optics*. [S.l.]: Academic press, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 27.
- 16 DORAN, N.; WOOD, D. Nonlinear-optical loop mirror. *Optics Letters*, Optical Society of America, v. 13, n. 1, p. 56–58, 1988. Citado 4 vezes nas páginas 20, 27, 30 e 31.
- 17 GUO, Y. et al. *Nonlinear photonics*. [S.l.]: Springer Berlin, 2002. Citado na página 22.
- 18 MARCUSE, D.; CHRAPLYVY, A.; TKACH, R. Dependence of cross-phase modulation on channel number in fiber wdm systems. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 12, n. 5, p. 885–890, 1994. Citado na página 23.
- 19 BELLOTTI, G.; BERTAINA, A.; BIGO, S. Dependence of self-phase modulation impairments on residual dispersion in 10-gb/s-based terrestrial transmissions using standard fiber. *Photonics Technology Letters, IEEE, IEEE*, v. 11, n. 7, p. 824–826, 1999. Citado na página 23.
- 20 KEISER, G. *Optical fiber communications*. [S.l.]: Wiley Online Library, 2003. Citado na página 23.
- 21 LABS, H. *The Poincare Sphere*. 1995. Disponível em: <<http://www.hpl.hp.com/hpjournal/95feb/feb95a4b.pdf>>. Acesso em: 15 dez. 2015. Citado na página 24.
- 22 COLLETT, E. *Polarized light in fiber optics*. [S.l.]: SPIE Press, 2003. Citado na página 26.
- 23 YAO, G. P. C. S. *Polarization in Fiber Systems: Squeezing out More Bandwidth*. Disponível em: <<http://www.photonics.com/m/EDU/Handbook.aspx?AID=25149>>. Acesso em: 11 nov.2015. Citado na página 26.
- 24 BERGH, R. A.; LEFEVRE, H. C.; SHAW, H. J. Single-mode fiber-optic polarizer. *Optics Letters*, Optical Society of America, v. 5, n. 11, p. 479–481, 1980. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 87.
- 25 IMOTO, N.; WATKINS, S.; SASAKI, Y. A nonlinear optical-fiber interferometer for nondemolitional measurement of photon number. *Optics communications*, Elsevier, v. 61, n. 2, p. 159–163, 1987. Citado na página 27.
- 26 MORTIMORE, D. B. Fiber loop reflectors. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 6, n. 7, p. 1217–1224, 1988. Citado 3 vezes nas páginas 28, 29 e 30.
- 27 ZOIROS, K.; HOUBAVLIS, T.; KALYVAS, M. Ultra-high speed all-optical shift registers and their applications in otdm networks. *Optical and quantum electronics*, Springer, v. 36, n. 11, p. 1005–1053, 2004. Citado na página 28.

- 28 GAN, J. et al. Orientation-free pressure sensor based on π -shifted single-mode-fiber sagnac interferometer. *Applied optics*, Optical Society of America, v. 49, n. 27, p. 5043–5048, 2010. Citado na página 29.
- 29 LIMA, J.; SOMBRA, A. Ultrafast optical switching in a nonlinear loop mirror constructed from dispersion decreasing fiber. *Journal of optical communications*, v. 20, n. 3, p. 82–87, 1999. Citado na página 29.
- 30 MELO, A.; LIMA, J.; SOMBRA, A. Optical time-division multiplexing using picosecond solitons in a terahertz optical asymmetric demultiplexer. *Optics communications*, Elsevier, v. 186, n. 1, p. 87–97, 2000. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 31.
- 31 POUSTIE, A. et al. All-optical regenerative memory with full write-read capability. *Optics communications*, Elsevier, v. 154, n. 5, p. 277–281, 1998. Citado na página 29.
- 32 WILLIAMS, G. et al. Soliton logic gate using low-birefringence fiber in a nonlinear loop mirror. *Optics letters*, Optical Society of America, v. 20, n. 16, p. 1671–1673, 1995. Citado na página 31.
- 33 PITOIS, S. Influence of cross-phase modulation in spm-based nonlinear optical loop mirror. *Optics communications*, Elsevier, v. 253, n. 4, p. 332–337, 2005. Citado na página 31.
- 34 GOVIND, P. A. Fiber-optic communication systems. *Wileyinter science*, 2002. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- 35 CONNELLY, M. J. *Semiconductor optical amplifiers*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007. Citado na página 33.
- 36 OLSSON, N. A. Lightwave systems with optical amplifiers. *Lightwave Technology, Journal of, IEEE*, v. 7, n. 7, p. 1071–1082, 1989. Citado na página 34.
- 37 RIBEIRO, R. O. *Caracterizacao da conversao de comprimento de onda por modulacao de ganho cruzado em amplificadores opticos semicondutores*. Dissertação (Mestrado) — PUC-RIO, 2006. Citado na página 35.
- 38 JØRGENSEN, C. et al. All-optical wavelength conversion at bit rates above 10 gb/s using semiconductor optical amplifiers. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of, IEEE*, v. 3, n. 5, p. 1168–1180, 1997. Citado na página 35.
- 39 ADAMS, M. et al. Nonlinearities in semiconductor laser amplifiers. *Optical and quantum electronics*, Springer, v. 27, n. 1, p. 1–13, 1995. Citado na página 37.
- 40 SIMON, J.-C. et al. All-optical regeneration techniques. In: SPRINGER. *Annales des télécommunications*. [S.l.], 2003. v. 58, n. 11-12, p. 1708–1724. Citado na página 38.
- 41 SILVA, J.; RIBEIRO. Estudo sobre sistemas e dispositivos para transmissão de radio sobre fibra. *Anais do Congresso de iniciacao Cientifica do INATEL*, 2012. Citado na página 45.

Apêndices

APÊNDICE A – ABSTRACT ACEITO
DGAO

Fwd: DGaO: Authorinformation Annual meeting 2016

DGaO Sekretariat

sex 19/02/2016 08:59

Para:dgao-sekretariat@dgao.de <dgao-sekretariat@dgao.de>;

Sehr geehrte Autorin, sehr geehrter Autor,

wir freuen uns, Ihnen mitteilen zu können, dass das Programmkomitee auf seiner Sitzung Ihren Beitrag angenommen hat.

Unter http://www.dgao-proceedings.de/programm/chronologisch_d.php

finden Sie alle Vorträge und Poster mit der jeweiligen Zuordnung in den Tagungsablauf.

Mit freundlichen Grüßen

Elizabeth Erhard

DGaO-Sekretariat

Dear author,

We are happy to inform you that your contribution has been accepted by the program committee. Please find place and time of contributions under this link:

http://www.dgao-proceedings.de/programm/chronologisch_d.php

With kind regards

Elizabeth Erhard

DGaO office

An Optical AC-Amplifier/DC-Suppressor Using Sagnac Interferometer with Semiconductor Optical Amplifier

B. A. Ribeiro, C. B. Marcondes, F. L. D. Soares, R. M. Ribeiro

Dept. Engenharia de Telecomunicações, Universidade Federal Fluminense
beatriz.alencar@live.com

We describe for the first time a fibre-optic device able to simultaneously reduce/amplify the unmodulated(DC)/modulated(AC) component of an optical carrier in the time-domain, respectively. The configuration is based on a Sagnac interferometer incorporating a semiconductor optical amplifier (SOA) non-linear element. The fast (25 ps) SOA is asymmetrically placed from the midpoint of the loop. The unmodulated component is ideally 100% reflected by the loop whereas the modulated is amplified and switched out to the transmission arm due to the self-phase modulation (SPM) in the SOA. The SPM effect acts only on time-varying optical signals thus partially or totally filtering out the optical DC-offset.

Experimental results show 9.1 dB AC-amplification and 11.0 dB DC-suppression by carefully adjusting the polarization of the interfering light beams. Measurements around 200 MHz modulation frequency and as a function of the launched optical power were carried out. The distortion of the output signal was also measured.

In order to support the experimental results, numerical simulations using the VPI Transmission Maker™ platform were also carried out.

Keywords:

Nonlinear Optics, Fiber Optics, Interferometry

Freitag 20.05.2016

Vortrag	Zeit	Saal	Autor(en) und Titel	Details
H5	08:30	A	<i>T. Kippenberg</i> Integrated Optics	
H6	09:00	A	<i>J. Popp</i> Solutions to unmet medical needs: advances in Biophotonics	
A19	10:00	A	<i>M. Čehovski, S. Döring, T. Rabe, W. Kowalsky</i> Organic Light Sources for Polymeric Singlemode and Multimode Waveguides	
B19	10:00	B	<i>S. Rothau, N. Lindlein</i> Polarization and phase shifting interferometry for the simultaneous measurement of phase and polarization.	
C19	10:00	C	<i>J. W. Czarske, D. Haufe and L. Büttner</i> Prospects of multimode fibers and digital phase conjugation for optogenetics	
A20	10:15	A	<i>T. Birr, U. Zywiets, P. Chhantyal, T. Fischer, B. Chichkov and C. Reinhardt</i> Ultrafast Surface Plasmon-Polariton Logic Gates And Half-Adder	
B20	10:15	B	<i>A. Nicolaus, G. Bartl, T. Mai</i> Second, improved sphere interferometer of PTB	
C20	10:15	C	<i>M. Torres-Mapa, M. Jara-Avaca, M. Bakar, T. Ripken, D. Heinemann, I. Gruh, A. Heisterkamp,</i> Two photon optogenetic stimulation of human induced pluripotent stem cells derived cardiomyocytes	
A21	10:30	A	<i>R. Orghici, K. Bethmann, U. Zywiets, C. Reinhardt, W. Schade,</i> Polymer based arrayed waveguide grating spectrometer	
B21	10:30	B	<i>M. Fleischer, T. Wiesendanger, P. Drabarek</i> Interferometrical measurement of concave half cylindrical surfaces in industrial environment	
C21	10:30	C	<i>S. Johannsmeier, P. Heeger, N. Tinne, A. Heisterkamp, T. Ripken, D. Heinemann,</i> Mechanisms for the light-cell interface in optical cell stimulation	
A22	10:45	A	<i>R. Riesenberger, A. Wuttig, A. Grjasnow, M. Kanka, U. Hübner</i> Spectral optical system with chips	
B22	10:45	B	<i>M. Bichra, K. Pant, D. Ramu, N. Sabitov, G S. Khan, S Sinzinger</i> Subaperture wavefront measurement using Talbot interferometry	
C22	10:45	C	<i>N. Kallweit, M. Tomanek, D. Heinemann, A. Krüger, A. Heisterkamp, T. Ripken</i>	

				Subaperture wavefront measurement using Talbot interferometry	
C22	10:45	C	<i>N. Kallweit, M. Tomanek, D. Heinemann,, A. Krüger,, A. Heisterkamp,, T. Ripken,</i>	Macrobanding losses of glass fibers for optical cochlear stimulation	
A23	11:00	A	<i>S. Reuter, M. Taimoor, H. Hillmer, T. Kusserow</i>	Distribution of Cavity-modes in Narrowband Filters with Chirped Thin-Films	
B23	11:00	B	<i>B. Altmann, B. Rohloff, C. Pape, E. Reithmeier</i>	Vibration Measurements of Rotating Objects Using an Optomechatronical Image Derotator	
C23	11:00	C	<i>B. Matthias, A. Krüger, T. Ripken</i>	Adaptive optics assisted and optical coherence tomography guided fs-laser surgery in the posterior eye	
A24	11:15	A	<i>B. A. Ribeiro, C. B. Marcondes, F. L. D. Soares , R. M. Ribeiro</i>	An Optical AC-Amplifier/DC-Suppressor Using Sagnac Interferometer with Semiconductor Optical Amplifier	
S6	11:30	A	<i>Y. K. Chembo</i>	Optoelectronic oscillators and applications	
S7	12:00	A	<i>M. Zghal</i>	Photonic Nanowires for Pulse Compression and Sensing Applications	
A25	14:15	A	<i>M. Teich, J. Stürmer, M. Ehrhardt, L. Büttner, J. Czarske</i>	Depth resolution by means of helical wavefronts for particle tracking applications	
B25	14:15	B	<i>N. Hermosa</i>	Beam deflection sensitivity of quadrant detector using a Bessel beam	
C25	14:15	C	<i>M. Höhl, M. Meinhardt-Wollweber, U. Morgner, H. Schmitt, T. Lenarz</i>	Resonance Raman spectroscopy of amino acids and proteins	
A26	14:30	A	<i>L. Alber,, M. Fischer,, B. Srivathsan, M. Weber, M. Sondermann,, G. Leuchs,,</i>	4Pi mirror based focusing	
B26	14:30	B	<i>A. Masek, A. W. Stark, H. Babovsky, R. Kowarschik</i>	Speckle pattern based deflectometry	
C26	14:30	C	<i>A. Kniggendorf, B. Roth</i>	Cytochrome-c based Resonance Raman Microscopy: analyzing bacterial phylogeny in vivo	
A27	14:45	A	<i>M. Prochnau, D. Greger, A. Gatej, J. Stollenwerk,, P. Loosen,</i>	Piezo-based, automated active alignment of laser resonators	

Anexos

ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES CONTROLADOR GENERAL PHOTONICS

Polarization Submodules

Pigtailed Polarization Controller – PolaRITE™



This version of the PolaRITE™ manual polarization controller is conveniently pigtailed with or without connectors. It can be spliced to other components with minimal loss, and is ideal for controlling the polarization state of light in any single mode fiber optic system. It is available in a regular (PLC-002) or miniature (PLC-M02) size for maximum flexibility.

Specifications:

Intrinsic Insertion Loss	< 0.05 dB
Return Loss	> 65 dB
Operating Wavelength ¹	480 nm, 633 nm, 780 nm, 820 nm, 980 to 1310 nm, 1260 to 1650 nm
Extinction Ratio	> 40 dB
Operating Temperature	-40 to 85 °C
Storage Temperature	-40 to 85 °C
Dimensions	PLC - 002: 4.00" (L) x 1.00" (W) x 1.06" (H) PLC - M02: 3.00" (L) x 1.00" (W) x 1.09" (H)

Note: Values are referenced without connectors
1. 1260 to 1650nm and 980 to 1310 nm are the standard wavelength ranges for this product. Please contact General Photonics for information on other wavelength options.

Features:

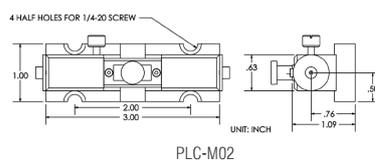
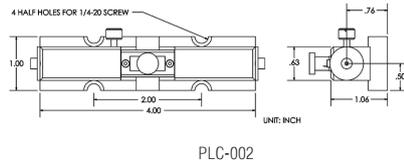
- Low Loss
- Low back reflection
- Compact
- Easy to connect
- Low cost
- Insensitive to wavelength variations

Applications:

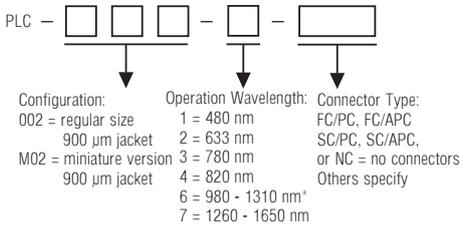
- High speed telecommunication systems
- WDM systems
- CATV systems
- Fiber laser
- Fiber sensor systems
- PM fiber systems
- Antenna remoting systems

Tech Info: p. 95
App Note: p. 210

Dimensions (in inches):



Ordering Information:



¹This fiber can handle wavelengths up to 1650nm, but if it is coupled to SMF-28 fiber, the performance may not be quite as good as normal due to mode mismatch.

See page 57 for fully connectorized polarization controller, page 56 for drop-in polarization controller

ANEXO B – ESPECIFICAÇÕES SOA

Device Performance

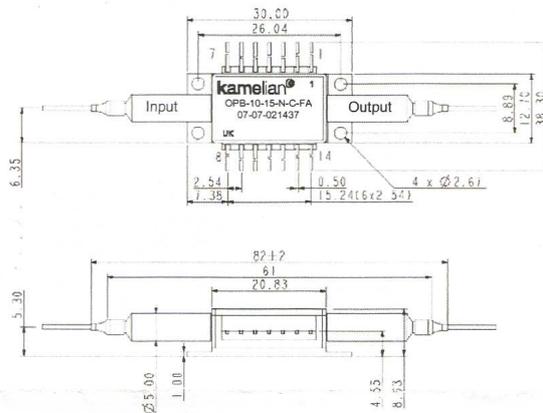


Part # SOA-NL-L1-C-00
 Device Serial # 04-07-021419



Pin Allocation & Package Dimensions

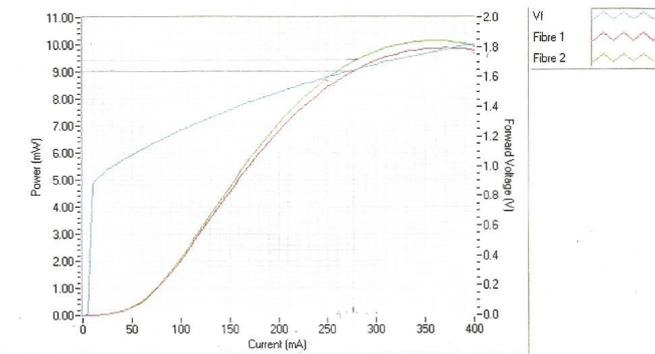
pin	Description
1	TEC +
2	Thermistor
3	NC
4	NC
5	Thermistor
6	NC
7	NC
8	NC
9	NC
10	SOA Anode (+)
11	SOA Cathode (-)
12	NC
13	Case GND
14	TEC -



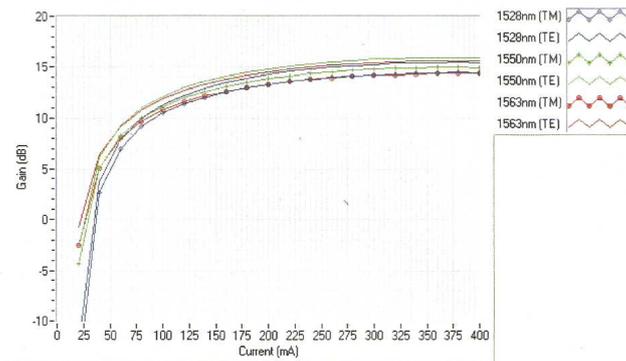
Maximum Ratings

Operating case temperature	-5 to +70 °C
Reverse voltage	< 3 V
Forward current	< 400 mA
TEC cooler current	< 2.0 A

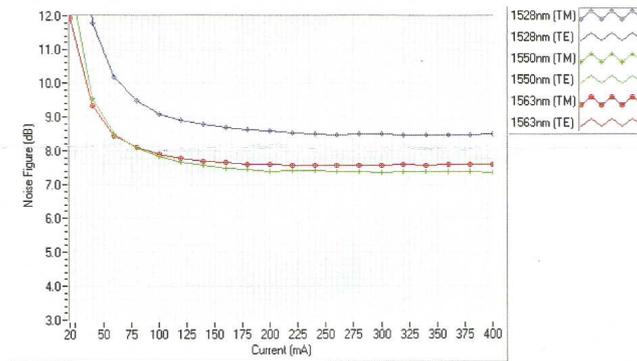
LVI Characterisation



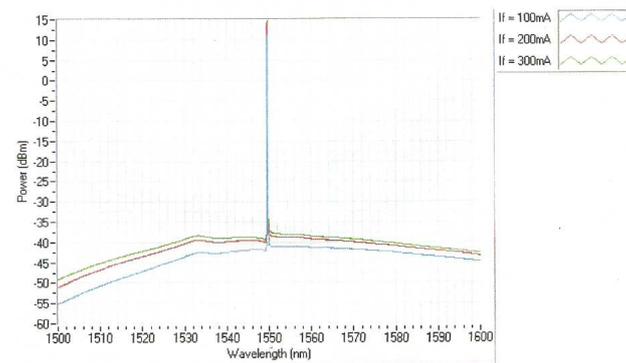
Gain vs Forward Current



Noise Figure vs Forward Current



ASE Profile



Test Summary

All tests performed with a chip temperature of 20 °C and a case temperature of 25 °C.

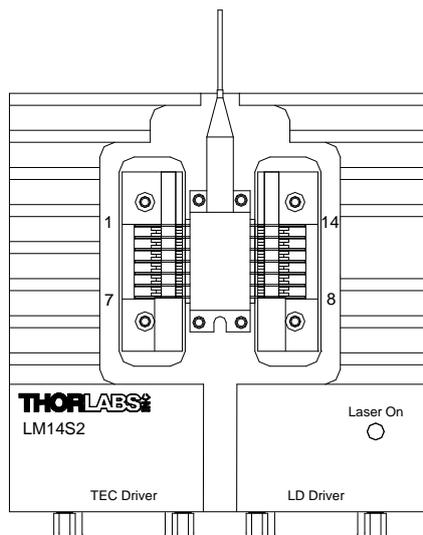
Parameter	Condition	Value	Units
Forward Voltage	If= 400mA	1.82	V
Fibre 1	If= 370mA	9.87	mW
Fibre 2	If= 360mA	10.14	mW
Fibre to Fibre Gain	1528nm, Pin = 0dBm, If = 400mA	15.43	dB
	1550nm, Pin = 0dBm, If = 400mA	16.00	dB
	1563nm, Pin = 0dBm, If = 400mA	15.65	dB
Noise Figure	1528nm, Pin = 0dBm	8.58	dB
	1550nm, Pin = 0dBm	7.43	dB
	1563nm, Pin = 0dBm	7.62	dB
Polarisation Dependent Gain	1528nm, Pin = 0dBm, If = 400mA	1.04	dB
	1550nm, Pin = 0dBm, If = 400mA	1.02	dB
	1563nm, Pin = 0dBm, If = 400mA	1.25	dB
Gain Ripple	1528nm	0.01	dB
	1563nm	0.00	dB

ANEXO C – ESPECIFICAÇÕES BUTTERFLY MOUNT

LM14S2

Butterfly Laser Diode Mount

Operating Manual



THORLABS, Inc.
435 Route 206N
Newton, NJ 07860 USA

Ph: (973) 579-7227
Fax: (973) 383-8406
www.thorlabs.com

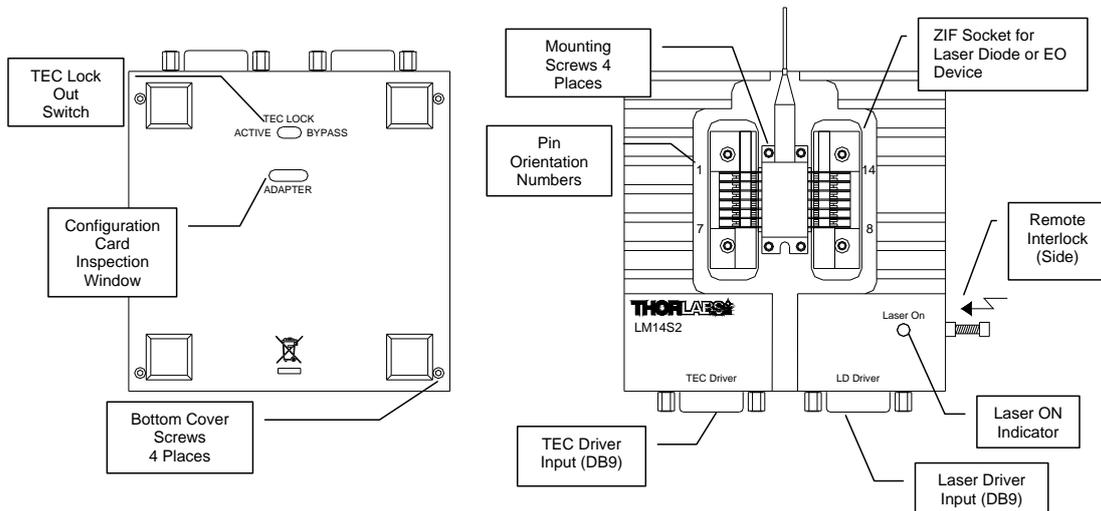
Description:

The LM14S2 is a universal laser diode mount specifically designed for 14 pin Butterfly laser diodes that have integrated Thermal Electric Coolers (TECs) and Thermistor sensors. When used with Thorlabs LDC Series Laser Controllers and TED Series TEC Controllers, a laser diode can be operated with precise temperature control for wavelength stability and temperature tuning. A zero insertion force (ZIF) socket accepts all standard 14 pin butterfly laser diode packages. Easy to use configuration cards allow the laser mount to be configured for all possible laser pin assignments.

Designed primarily for Laser Diodes, the LM14S2 can also be used with many two port Electro-optic devices that are in 14-pin butterfly packages.

A Bias T adapter is also included allowing the laser to be directly modulated up to 500MHz. This adapter is intended for use only with butterfly lasers that have integrated RF modulation components (i.e. blocking inductor and 25 Ohm input Impedance).

Additional safety and protection features include an on board reverse bias protection diode, remote safety interlock connection, and the TEC Lockout circuit that prevents enabling of the laser diode unless the temperature controller is also enabled. Designed to work with our LDC and TED controllers the TEC Lockout can easily be bypassed by setting a switch.



Configuration Card Pin-outs:

Refer to the following diagrams to determine which type of configuration card to use with your laser diode.

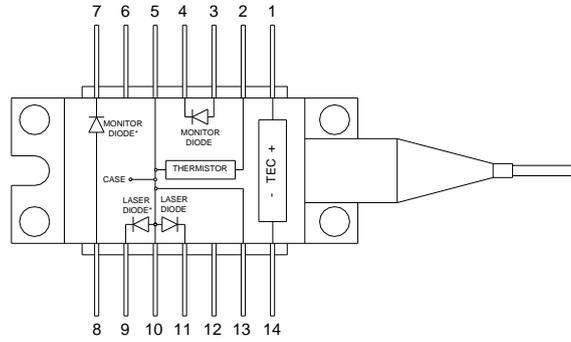


Figure 5 - Type 1 Pump Laser Diode

* View shows alternate locations for monitor and laser diodes.

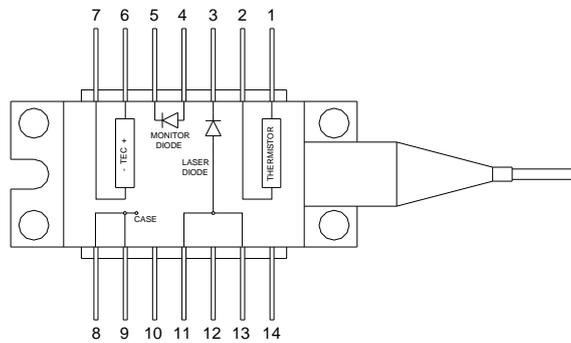


Figure 6 - Type 2 Telcom Laser Diode

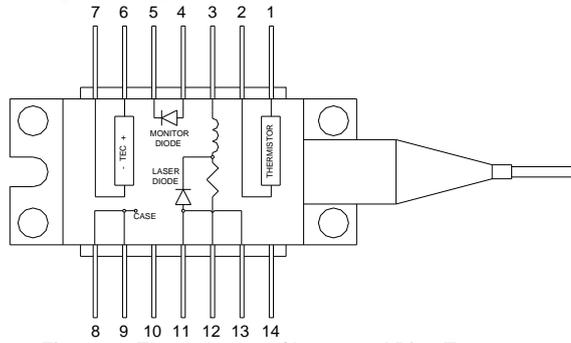


Figure 7 - Type 2 Laser w/ Integrated Bias-T

ANEXO D – ESPECIFICAÇÕES FILTRO BPF



Tunable Optical Filter

Features / Benefits

- 40nm wavelength tuning range
- Operating wavelength: C, L or S band
- Low insertion loss
- Low PDL
- Cost-effective
- Tuning with micrometer or stepper motor

Applications

- Tuning components for tunable laser and white light source
- Optical testing
- Sensor source
- Channel selection in WDM network

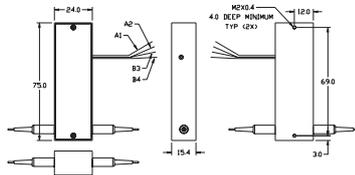
Specifications

Parameters	Unit	C-band	L-band	S-band	O-band
Nominal Wavelength	nm	1520 - 1565	1570 - 1610	1485 - 1520	1290 - 1320
Maximum Insertion Loss	dB	< 2.7			
PDL*	dB	< 0.1			
Optical Return Loss	dB	> 50			
Bandwidth*	-	<1.2nm @ 3dB down, 10nm @ 20dB down			
Tuning Resolution*	-	continuously tunable for manual type 0.01 nm for stepper motor			
Operating Temperature	°C	0 to 70			
Storage Temperature	°C	-40 to 85			
Dimension	mm	24 x 50 x 15 (manual type) 24 x 75 x 15.4 (stepper motor)			

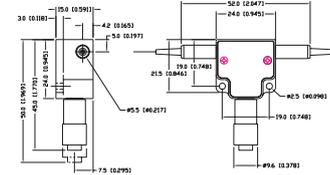
Note: All specification referenced without connectors
* Measured at the wavelength of 1550nm for C-band

Dimensions

Stepper motor

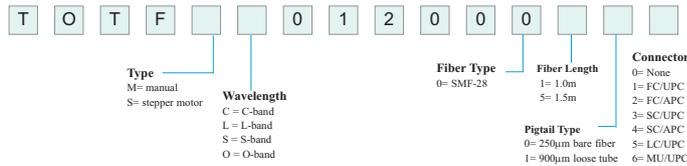


Manual type



Units: mm (inch)

Ordering Information



This product information is subject to change without notice.

ANEXO E – ESPECIFICAÇÕES CONTROLADOR PROTODEL



Polarization Controllers



Electronically Addressed Polarization Controllers

The ProtoDel all-fiber optical State of Polarization (SOP) controller provides electronic variation of any arbitrary input SOP to any other state. The polarization controller can be configured to be operated manually through three external analog voltage supplies or computer controlled for application in auto-tracking systems.

Mechanical Polarization Controllers

The ProtoDel mechanical polarization controller provides complete Poincare sphere coverage by adjusting the angles of the user-friendly paddles. The design utilizes three wave plates with fixed retardation and variable orientation angles to control the State of Polarization. The flexibility of the paddle design allows you to install a variety of fibers for use at different wavelengths. Additional options including integrated polarizers are available. These devices can be tailored to meet most application requirements. Please contact our technical design team to discuss specific requirements.



ELECTRONIC

FEATURES:

- All-fiber configuration
- Low insertion loss
- Low back reflection
- Electronically variable SOP
- No moving parts
- Large operating bandwidth
- Rugged packaging

APPLICATIONS

- Auto-tracking
- Optical transmission systems
- Measurement systems
- Optical fiber sensors
- Coherent optical systems
- Remote fiber system control

SPECIFICATIONS:

- Wavelength: nm 1290 -1580
- Speed: 1s for 2π phase change
- Insertion loss (typical): <1.5dB
- PDL: <0.1dB
- Control: 0 to 5V
- 2π Rotation of Poincare sphere: 2.5V
- Rotational Speed 'on': <2.5 sec/ 2π
- Rotational Speed 'off': <7.5 sec/ 2π
- Drift max (deg/min):
 - Azimuth 0.35
 - Ellipticity 0.2
 - Poincare sphere 0.4
- Operating temperature: 0 to 50° C
- Power supply: $\pm 12V$

PACKAGING -MODULE:

- Dimensions: 3U x 14HP
- Electronic connector: DIN41612 64w a/c plug
- Optical Connectors: FC/PC compatible

ORDERING INFORMATION:

P P C - M O (Electronic)

MECHANICAL

FEATURES:

- User friendly
- Low insertion loss
- Low cost
- Large operating bandwidth
- Low back reflection

APPLICATIONS

- DWDM Systems
- Optical transmission systems
- Measurement systems
- Optical fiber sensors
- Test and measurements
- PDL measurements set-up

P P C - M E (Mechanical)

ProtoDel Inc

100N. Central Expressway, Suite 600, Richardson, TX 75080, USA

Tel: +1 972 669 9743

Email: sales@protodel.com Web: www.protodel.com

ProtoDel International Limited

Vulcan House, Restmor Way, Hackbridge, Surrey, SM6 7AH, UK

Tel: +44 (0)20 8773 4248 Fax: +44 (0)20 8773 0016

Email: sales@protodel.com Web: www.protodel.com

ANEXO F – ESPECIFICAÇÕES FOTODETECTOR



DET01CFC, DET01CFC/M

Fiber Input
InGaAs Biased Detector

User Guide



Chapter 7 Specifications

All measurements performed with a 50 Ω load unless stated otherwise.

Electrical Specifications		
Detector		InGaAs PIN
Active Area Diameter		\varnothing 0.12 mm
Wavelength Range	λ	800 to 1700 nm
Peak Wavelength	λ_p	1550 nm
Peak Response ²	$\mathfrak{R}(\lambda_p)$	0.95 A/W (Typ)
Diode Capacitance (12V)	C_J	2.4 pF
Bandwidth (-3 dB) ²		1.2 GHz
Rise Time ^{2,3} @1310 nm		<1.0 ns
Fall Time ^{2,3} @1310 nm		<1.0 ns
NEP (λ_p)		4.50×10^{-15} W/Hz ^{1/2}
Saturation Power (CW)		5.5 mW (1550 nm)
Damage Threshold		70 mW
Bias Voltage	V_R	12 V
Dark Current ² (with 10 M Ω Load)	I_D	0.25 nA
Output Voltage	V_{OUT}	0 to 3.5 V (50 Ω) ⁴ 0 to 10 V (Hi-Z)
General		
Input		FC/PC Fiber Connector
Output		SMA (DC Coupled)
Package Size		2.21" x 1.40" x 0.80" (56.1 mm x 35.6 mm x 20.3 mm)
Ball Lens Diameter		0.059" (1.50 mm)
Weight		0.18 kg
Storage Temp		0 to 40 °C
Operating Temp		0 to 40 °C
Battery		A23, 12 V _{DC} , 40 mAh
Replacement Battery		Energizer No. A23

The Theoretical Rise Time specifications are derived from formulas found in section 4.6 above. The measured specification is what is tested and guaranteed in our production units. Bandwidth and Cutoff Frequency is a defined as boundary at which the output of the circuit is 3dB below the nominal output.

² Measured with specified bias voltage of 12V

³ Low battery voltage will result in slower rise times and decreased bandwidth.

⁴ Calculated based upon peak responsivity and damage threshold.

7.1. Response Curve

