



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E INOVAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

**OBTENÇÃO EXPERIMENTAL DE PORTAS LÓGICAS
COM INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER E SOA**

DANIEL DO NASCIMENTO E SÁ CAVALCANTE
ORIENTADOR: PROF. DR. GLENDO DE FREITAS GUIMARÃES

FORTALEZA

2017

2017

DANIEL DO NASCIMENTO E SÁ CAVALCANTE

**OBTENÇÃO EXPERIMENTAL DE PORTAS LÓGICAS COM INTERFERÔMETRO DE
MACH-ZEHNDER E SOA.**

Dissertação submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Área de concentração:

Sistemas de Telecomunicações

Linha de pesquisa:

Microondas e Óptica Integrada

Orientador:

Prof. Dr. Glendo de Freitas Guimarães

FORTALEZA

2017

FICHA CATALOGRÁFICA

do Nascimento e Sá Cavalcante, Daniel

OBTENÇÃO EXPERIMENTAL DE PORTAS LÓGICAS COM INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER E SOA.

Fortaleza, 2017.

Nº de páginas: 105.

Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações

Linha de Pesquisa: Microondas e Óptica Integrada

Orientador: Prof. Dr. Glendo de Freitas Guimarães

1. Dissertação (mestrado) – Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará (IFCE), Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações (PPGET).

Inclui referências bibliográficas. 1. Engenharia de Telecomunicações. 2. Interferômetro de Mach-Zehnder. 3. Amplificadores ópticos semicondutores. 4. Acoplador óptico. 5. Taxa de erro de bit. 6. Portas lógicas. 7. Comunicações ópticas.



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
COORDENAÇÃO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Daniel do Nascimento e Sá Cavalcante

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações, tendo sido aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará e pela banca examinadora:

Orientador-Presidente Glendo de Fritas

1º Examinador José Rubens Rodrigues de Sousa

2º Examinador João Vitor

3º Examinador João Paulo de Aguiar

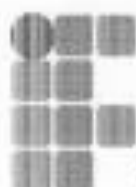
Daniel Xavier Gouveia

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia de Telecomunicações do IFCE

Daniel Xavier Gouveia

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Coordenador do Curso de Mestrado em
Engenharia de Telecomunicações
IFCE - campus Fortaleza

Fortaleza, 20 de fevereiro de 2017.



INSTITUTO FEDERAL
CEARÁ



Programa de Pós-graduação em
Engenharia de Telecomunicações
PPGET - IFCE

(027)

Fortaleza - CE, 20 de fevereiro de 2017

**ATA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM
ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES**

Aos 20 dias do mês de fevereiro do ano de 2017, às 17:00 horas no Laboratório de Redes 1 do Instituto Federal de Educação Ciência e Tecnologia do Ceará – IFCE, Campus Fortaleza, realizou-se a 27ª (vigésima sétima) Defesa de Dissertação do PPGET, intitulada:

“OBTENÇÃO EXPERIMENTAL DE PORTAS LÓGICAS COM INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER E SOA”

de autoria do Candidato **DANIEL DO NASCIMENTO E SÁ CAVALCANTE** aluno do Programa/Curso de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações (PPGET) do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE em nível de Mestrado. A Banca Examinadora esteve constituída pelos professores doutores, sob a presidência do primeiro:

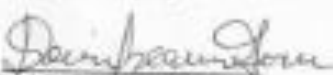
GLENDÓ DE FREITAS GUIMARÃES – (Orientador) – IFCE

JOSÉ RUBENS RODRIGUES DE SOUSA – UNIFOR

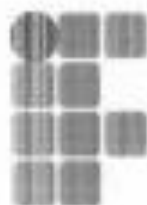
JOSÉ WALLY MENDONÇA MENEZES – IFCE

FRANCISCO JOSÉ ALVES DE AQUINO – IFCE

Mestrado em Engenharia de Telecomunicações - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará Av. Treze de Maio, 2081 - Telefone: (85) - 3307-3642 - PPGET - Campus Fortaleza


Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Coordenador do Curso de Mestrado em
Engenharia de Telecomunicações
IFCE - campus Fortaleza

1/2



INSTITUTO FEDERAL
CEARÁ



Programa de Pós-graduação em
Engenharia de Telecomunicações
PPGET - IFCE

Concluídos os trabalhos de apresentação e arguição, o candidato foi aprovado pela Comissão Examinadora. Foi concedido um prazo de 20 dias, para o candidato efetuar as correções sugeridas pela Comissão Examinadora e apresentar o trabalho em sua redação definitiva, sob pena de não expedição do Diploma. E, para constar, foi lavrada a presente ata, que vai assinada pelos membros da Comissão.

Orientador-Presidente Glenda de Fátima

1º Examinador José Rubens Rodrigues de Sousa

2º Examinador João Vitor

3º Examinador Francisco José Alves de Aguiar

Considerações da Banca:

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia de Telecomunicações do IFCE

Prof. Dr. Daniel Xavier Gouveia
Coordenador do Curso de Mestrado em
Engenharia de Telecomunicações
IFCE - campus Fortaleza

Dedicatória

Decido este trabalho a todos aqueles que deram sua significativa contribuição, diretamente em forma de auxílio técnico ou indiretamente em forma de motivação, para que este trabalho pudesse ser realizado com sucesso.

Agradecimentos

Este trabalho só foi possível devido ao imenso apoio de diversas pessoas, algumas das quais listo a seguir.

Primeiramente, nunca conseguirei expressar aos meus incansáveis companheiros de projeto Stênio Júnior e Lucas Rodrigues o quanto lhes sou grato por não terem poupado esforços para me auxiliar, dia e noite, tanto nas simulações, quanto nos experimentos desta pesquisa, prestando-me todo o suporte técnico necessário.

Agradeço também à Renata Rodrigues, ao Luís Paulo, ao Isaac Fernandes e à Erika Braga, os quais deixaram seu legado e suas importantes contribuições técnicas e estratégicas neste projeto.

Aos colegas do Laboratório de Fotônica Isaac Miranda e Luana Maia, que nunca hesitaram ao me prestar todo o auxílio com seus conhecimentos de eletrônica de que tanto precisei para a realização deste trabalho, e ao colega Eduardo Aragão, que desenhou algumas das figuras autorais aqui presentes.

Aos meus ex-colegas de mestrado e agora colegas de trabalho, professores Dayse Correia e Tadeu Carvalho, pelas dezenas de ensinamentos técnicos e estratégicos que me repassaram em cada reunião, em cada conversa e em cada tira-dúvidas, e que tanto contribuíram para com meu desenvolvimento acadêmico neste período, quer nas disciplinas, quer nas minhas pesquisas.

Ao IFCE, instituição que me abriu os outrora subestimados horizontes acadêmicos, onde cresci pessoal e profissionalmente, e onde quero aproveitar as próximas décadas da minha vida.

Aos professores participantes da banca examinadora e da banca de qualificação: prof. Dr. Wally Menezes, prof. Dr. Francisco José Aquino, prof. Dr. Rubens Sousa e prof. Dr. Fábio Alencar, pelo tempo dedicado à leitura e à elaboração de suas valiosas e indispensáveis contribuições visando ao engrandecimento deste trabalho.

Aos professores Wally Menezes e Edson Almeida, por sua inquestionável capacidade de liderança e de diplomacia que tanto tem me inspirado enquanto pessoa e profissional.

Aos professores Jerffeson Souza (UECE), Nivaldo Teixeira, Fernando Parente, Francisco José Aquino, Paulo Régis Araújo, Nídia Campos e Ricardo Rodrigues, por terem sido

referências em minha carreira acadêmica por sua excelência no exercício da docência, pela integridade e ética que praticam e pela inspiração que transpassam.

À Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações do IFCE (PPGET), representada pelo prof. Daniel Xavier, pela presteza e por todo o suporte prestado durante essa importante fase.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro por meio do provimento de bolsa auxílio durante este período.

Aos meus grandes amigos Jessica Camarço, Igor Albuquerque, André Fontes, Jermana Lopes, Kaio Jônathas, Iara Baia, Aline Coriolano, Robson Sampaio, Robert Marques e Andrêssa Bezerra, que tiveram importantes contribuições na minha jornada acadêmica, seja indiretamente na forma de motivação incondicional ao meu contínuo progresso, ou diretamente desde o processo de seleção até a conclusão dessa dissertação.

À minha grande amiga Yasmin Arruda, que esteve presente comigo diariamente nesses últimos 6 meses de intenso trabalho, compartilhando motivação e foco, *feedbacks* e uma injeção de ânimo diária, tendo sua participação nesta etapa sido indispensável.

Ao meu irmão da vida e melhor amigo, Guilherme Matias, pela estima diária, pelo auxílio técnico e pelos *feedbacks*, pelo apoio incondicional, pela motivação ininterrupta, por acreditar no meu potencial mais que eu mesmo e por ter participação essencial nas minhas maiores conquistas nos últimos anos.

Ao meu irmão, David Elias, que depois de algumas décadas de insistência finalmente percebeu que meu maior propósito na vida não era simplesmente ser rico e decidiu me apoiar incondicionalmente na minha carreira acadêmica, passando a me incentivar e a acreditar no meu potencial.

Ao meu pai, Eldo Sá, que, 15 anos atrás, quando professor de matemática no segundo ano do Ensino Médio, traçou, mesmo que inconscientemente, uma linha divisória na vida acadêmica daquele aluno medíocre (eu) que “ficava de recuperação” em matemática, inglês e português todos os anos, e o fez despertar para o conhecimento, tendo-lhe influenciado a, a partir de então, tornar-se um aluno dedicado e, atualmente, um professor que trata o ensino com muita estima.

À minha mãe, Eli Cavalcante, pela mulher de fibra que sempre foi, não tendo poupado esforços para me prover toda a base necessária para que eu pudesse crescer pessoal e profissionalmente, sempre acreditando na minha capacidade e me motivando a correr atrás

dos meus objetivos, e sempre cuidando de mim quando precisei, mesmo depois de “grandinho”.

À minha avó, Dona Toinha Cavalcante, que representa o ser mais precioso que este universo já projetou sobre a face da Terra, que irradia isotropicamente sua contagiante energia positiva e que me estima além do infinito.

E, por fim, ao professor Glendo de Freitas Guimarães, um dos meus maiores ídolos na Terra e meu orientador, que escolhi a dedo, sem jamais cogitar abrir mão de seguir trabalhando sob sua orientação, não apenas devido ao amplo e sólido conhecimento técnico e incansável vontade de aprender mais, mas principalmente pelo modo como consegue abordar, conversar, sugerir, questionar, concordar, confrontar, discordar, motivar, cobrar, congratular e guiar sem precisar exagerar, expor ou desrespeitar. Agradeço-lhe por ser um orientador que participa ativamente de todas as etapas, que inúmeras vezes sentou comigo para fazer contas, para simular, para fazer experimentos, para ler artigos, para ver meu trabalho e dar feedbacks, e por tantas outras contribuições técnicas e estratégicas. Por ser um professor comprometido, daqueles que se preocupa com o aprendizado efetivo do aluno, buscando e conseguindo ministrar excelentes aulas, não apenas no que diz respeito à abordagem do conteúdo técnico, mas, acima de tudo, quanto à motivação e empoderamento que transpassa para seus alunos. Por ser um líder exemplar, que sempre consegue encontrar uma solução quando todos já desistiram de tentar; que consegue conquistar respeito e admiração de todos por meio de muita sabedoria, humildade e empatia; que consegue perceber que cada indivíduo tem suas características diferenciadas, neutralizando os pontos fracos e extraíndo o melhor de cada um; que transborda uma paixão pelo trabalho e uma alegria de viver que contagia a todos a sua volta. Por ser um ser humano ímpar, que transparece um caráter e integridade singulares e que se preocupa com o bem-estar de todos. Por ser, muito mais que um orientador, um irmão, um pai, com quem sei que posso contar em qualquer etapa da minha vida muito além da carreira acadêmica. Ao senhor, meu muito obrigado por tudo! Pela confiança que deposita em mim; pelo respeito; pela paciência com minha impaciência, impulsividade e hiperatividade; pela amizade e pelos conselhos. Muito obrigado por existir e pela oportunidade de aprendizado diário e incessante.

***“Você se sentirá completamente preparado para assumir
um novo desafio apenas após experienciá-lo.”***

Daniel Cavalcante

Resumo

Uma das principais limitações dos sistemas de comunicações ópticas se concentra na atual necessidade de conversões optoeletrônicas nos dispositivos de chaveamento, os quais não acompanham as taxas de transmissão das fibras ópticas, enquanto essas atingem terabits por segundo e ainda com grande potencial de largura de banda a ser explorado. Neste sentido, este trabalho apresenta um estudo analítico, numérico e experimental da obtenção de portas lógicas ópticas por meio de uma configuração de interferômetro de Mach-Zehnder (MZI) com um Amplificador Óptico Semicondutor (SOA) como elemento desbalanceador do interferômetro. Estudamos quatro diferentes cenários de potência de entrada no regime *quasi-CW* (*continuous wave*) e um cenário em regime pulsado. Analisamos ambos os regimes tanto por meio de simulação com o *software Optisystem®*, como por meio de experimentos práticos com o dispositivo MZI. Como resultados, obtivemos portas lógicas AND e OR em três dos quatro cenários no regime CW e no cenário testado para o regime pulsado, em uma ampla faixa de ganho do SOA, além das funções lógicas 0 e 1 em alguns dos casos. A qualidade dessas portas lógicas é atestada pelo fator de precisão, o qual considera um limiar de 0,4 dB acima e abaixo do limiar de decisão central, seguindo recomendações da literatura, visando minimizar erros devido ao ruído. Vale ressaltar que a técnica utilizada experimentalmente para a obtenção das portas lógicas AND e OR é de implementação significativamente mais simples que aquelas descritas na literatura para a obtenção das mesmas portas. A obtenção dessas portas lógicas de forma experimental é de fundamental relevância para a aplicação em circuitos lógicos totalmente ópticos que se propõem a otimizar o chaveamento dos sistemas de comunicação ópticos atuais.

Palavras-chave: Portas lógicas, Interferômetro de Mach-Zehnder, Amplificador Óptico Semicondutor, Comutação totalmente óptica, Regime CW e pulsado.

Abstract

One of the main limitations of optical communication systems is the current need for optoelectronic conversions in intermediate devices, which do not follow the transmission rates of optical fibers, since the latter reach rates of Terabits per second and still have great potential of bandwidth to be explored. This work presents an analytical, numerical and experimental study of the obtaining of logic gates by implementing a configuration of a Mach-Zehnder interferometer (MZI) with an Optical Semiconductor Amplifier (SOA) as the unbalancing element of the interferometer. We studied four different scenarios of input power with varying levels of gain of the SOA in continuous wave (CW) regime and one scenario in the pulsed regime. We analysed the two regimes both by simulation with the *Optisystem*[®] software and by performing practical experiments with the MZI device. As results, we obtained AND and OR logic gates in several scenarios in the two regimes in a wide range of gain of the SOA, besides the logical functions 0 and 1 in some of the cases. The quality of these logic gates is confirmed by the threshold of 0.4 dB above and below the central decision threshold, following recommendations from literature. We highlight that the technique we implemented in the experiments is much simpler than most of those described in literature. Obtaining such logic gates in an experimental way is of fundamental relevance for the application in all-optical logic circuits that are proposed to optimize the current optical communication systems.

Keywords: Logic gates, Mach-Zehnder interferometer, Semiconductor Optical Amplifier, All-optical switching, CW and pulsed regime.

Sumário

DEDICATÓRIA	VII
AGRADECIMENTOS.....	VIII
RESUMO	XII
ABSTRACT	XIII
LISTA DE SÍMBOLOS.....	XVI
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XVII
LISTA DE FIGURAS.....	XIX
LISTA DE TABELAS.....	XXI
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO	1
1.1 O FUTURO DAS COMUNICAÇÕES TOTALMENTE ÓPTICAS	2
1.2 OBJETIVOS	2
1.2.1 <i>Objetivo geral</i>	2
1.2.2 <i>Objetivos específicos</i>	2
1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	3
CAPÍTULO 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	4
2.1 METODOLOGIA DE BUSCA E SELEÇÃO DOS TRABALHOS	4
2.2 ARTIGOS CIENTÍFICOS DE SIMULAÇÃO	5
2.3 ARTIGOS CIENTÍFICOS EXPERIMENTAIS	8
2.4 PEDIDOS DE PATENTES	10
2.5 ESTUDO COMPARATIVO.....	10
CAPÍTULO 3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	13
3.1 ALTERAÇÕES NO FEIXE ÓPTICO	13
3.1.1 <i>Efeitos lineares</i>	13
3.1.2 <i>Efeitos não lineares</i>	16
3.2 ACOPLADORES DE FIBRA ÓPTICA	17
3.2.1 <i>Equações de modo acoplado</i>	18
3.2.2 <i>Características de transferência de potência</i>	19
3.2.3 <i>Matriz de transferência de um acoplador</i>	20
3.3 INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER (MZI)	20
3.4 AMPLIFICADOR ÓPTICO SEMICONDUTOR (SOA)	22
3.4.1 <i>Ganho</i>	23
3.4.2 <i>Saturação de Ganho</i>	25
3.4.3 <i>Ruído do Amplificador</i>	26
3.4.4 <i>Dinâmica de Ganho</i>	27
3.5 MODULAÇÃO PAM	27

3.6.	TAXA DE ERRO DE BIT NO RECEPTOR	29
3.7	PORTAS LÓGICAS	34
CAPÍTULO 4 METODOLOGIA		36
4.1	CONFIGURAÇÕES INICIAIS	37
4.2	METODOLOGIA DO REGIME CW	37
4.2.1	<i>Metodologia das simulações em regime CW</i>	39
4.2.2	<i>Metodologia dos experimentos em regime CW</i>	41
4.3	METODOLOGIA DO REGIME PULSADO	43
4.3.1	<i>Metodologia das simulações em regime pulsado</i>	44
4.3.2	<i>Metodologia dos experimentos em regime pulsado</i>	47
4.3.2.1	<i>Placa eletrônica de aquisição de dados do fotodiodo</i>	48
CAPÍTULO 5 RESULTADOS E DISCUSSÃO		53
5.1	ESTUDO ANALÍTICO DO MZI	53
5.2	PERDAS E GANHO DO SOA	55
5.3	RESULTADOS DO REGIME CW	56
5.3.1	<i>Resultados das simulações em regime CW</i>	56
5.3.2	<i>Resultados dos experimentos em regime CW</i>	59
5.4	RESULTADOS DO REGIME PULSADO	62
5.4.1	<i>Resultados das simulações em regime pulsado</i>	62
5.4.1	<i>Resultados dos experimentos em regime pulsado</i>	63
CAPÍTULO 6 CONSIDERAÇÕES FINAIS		70
6.1	CONCLUSÃO	70
6.2	TRABALHOS FUTUROS	71
REFERÊNCIAS		72
APÊNDICE		77
<i>APÊNDICE A – PRODUÇÃO CIENTÍFICA</i>		77
<i>APÊNDICE A.1 – ARTIGO PUBLICADO NA REVISTA TECNOLOGIA (UNIFOR)</i>		78
<i>APÊNDICE A.2 – RESUMO APRESENTADO NO X SIMPÓSIO DE LASERS (UFPE)</i>		79
<i>APÊNDICE A.3 – RESUMO APRESENTADO NO I SIMPÓSIO DE APLICAÇÕES DE ÓPTICA E LASERS</i>		80
<i>APÊNDICE A.4 – ARTIGO PUBLICADO NO JOURNAL OF MODERN OPTICS</i>		81
<i>APÊNDICE A.5 – ARTIGO PUBLICADO NO JOURNAL OF NONLINEAR OPTICAL PHYSICS AND MATERIALS</i>		82
<i>APÊNDICE A.7 – ARTIGO SUBMETIDO AO JOURNAL ELECTRONICS LETTERS</i>		84

Lista de Símbolos

α	Coeficiente de atenuação
γ	Coeficiente de não linearidade da fibra óptica
β_1	Coeficiente de dispersão de primeira ordem
β_2	Coeficiente de dispersão de segunda ordem ou cromática, ou GVD
β_3	Coeficiente de dispersão de terceira ordem
δ	Diferença entre o valor central e os valores dos bits 0 e 1
κ	Constante de acoplamento do acoplador
λ	Comprimento de onda
π	Pi, com valor de aproximado de 3,1416
ρ	Coeficiente de acoplamento do acoplador
σ	Coeficiente de efeito de modulação de fase cruzada
τ	Variável de substituição que representa tempo
ω	Frequência angular

Lista de Abreviaturas e Siglas

APD	Fotodiodo Avalanche (<i>Avalanche Photodiode</i>)
ASE	Emissão Espontânea Estimulada (<i>Amplified Spontaneous Emission</i>)
ASK	Modulação por Chaveamento de Amplitude (<i>Amplitude Shift Keying</i>)
Chirp	neste contexto, significa variação de fase no tempo
CW	onda contínua (<i>Continuous Wave</i>)
dB	Decibel
dBm	decibel com referência de 1 miliwatt
DFB	LASER de Feedback Distribuído (<i>Distributed Feedback LASER</i>)
DWDM	Multiplexação por Divisão do Comprimento de Onda (<i>Dense Wavelength Division Multiplexing</i>)
FPA	Amplificador de Fabry-Perot (<i>Fabry-Perot Amplifier</i>)
FWHM	Largura Máxima a Meia Altura (<i>Full Width at Half Maximum</i>)
GVD	Dispersão de Velocidade de Grupo (<i>Group Velocity Dispersion</i>)
IRS	Espalhamento Raman Intrapulso (<i>Intrapulso Raman Scattering</i>)
LASER	Amplificação da Luz por Emissão Estimulada da Radiação (<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>)
LED	Diodo Emissor de Luz (<i>Light Emitting Diode</i>)
MZI	Interferômetro de Mach-Zehnder (<i>Mach-Zehnder Interferometer</i>)
mW	miliwatts
NLDC	Acoplador Direcional Não Linear (<i>Nonlinear Directional Coupler</i>)
NLSE	Equação Não Linear de Schrödinger (<i>Nonlinear Schrödinger Equation</i>)
nm	nanômetros
ps	picossegundos
NRZ	Não Retorno ao nível Zero (<i>Non Return to Zero level</i>)
SNR	Relação Sinal Ruído (<i>Signal to Noise Ratio</i>)
SOA	Amplificador Óptico Semicondutor (<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>)
SPM	Automodulação de Fase (<i>Self-Phase Modulation</i>)
SS	Auto-inclinação (<i>Self-Steepening</i>)
TDMA	Acesso Múltiplo por Divisão do Tempo (<i>Time Division Multiple Access</i>)
TOD	Dispersão de Terceira Ordem (<i>Third Order Dispersion</i>)

TTL	Lógica Transistor-Transistor, (<i>Transistor Transistor Logic</i>)
TWA	Amplificador de Onda Propagante (<i>Travelling Wave Amplifier</i>)
W	<i>Watt, medida de potência</i>
WDM	Multiplexação por Divisão de Comprimento de Onda (<i>Wavelength Division Multiplexing</i>)
XGM	Modulação de Fase Cruzada (<i>Cross-Gain Modulation</i>)
XOR	Operação OU exclusivo (<i>eXclusive OR</i>)
XPM	Modulação de Ganho Cruzado (<i>Cross-Phase Modulation</i>)

Lista de Figuras

FIGURA 2.1 - PROCESSO DE FILTRAGEM DOS TRABALHOS CORRELATOS	4
FIGURA 3.1 - ESQUEMA DO ACOPLADOR DIRECIONAL NÃO LINEAR DE COMPRIMENTO LC	17
FIGURA 3.2 - INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER.....	21
FIGURA 3.3 - REPRESENTAÇÃO DOS TRÊS PROCESSOS DE TRANSIÇÃO EM UM SEMICONDUTOR	22
FIGURA 3.4 - EXEMPLO DE CURVA DE SATURAÇÃO DE GANHO, PARA $G_0 = 30$ dB	25
FIGURA 3.5 - FORMATO DA MODULAÇÃO PAM-ASK. FONTE: AUTOR.....	29
FIGURA 3.6 - (A) SINAL FLUTUANTE GERADO NO RECEPTOR; (B) DENSIDADES DE PROBABILIDADE GAUSSIANA DOS BITS 0 E 1. A REGIÃO HACHURADA MOSTRA A PROBABILIDADE DE IDENTIFICAÇÃO INCORRETA.	30
FIGURA 3.7 - VARIAÇÃO DA BER COM ID/I_1 PARA TRÊS VALORES DE $I_1/\Sigma I_1$	32
FIGURA 3.8 - BER X FATOR Q.....	33
FIGURA 3.9 - CIRCUITO LÓGICO E TABELA VERDADE DAS PORTAS LÓGICAS (A) NÃO (NOT); (B) E (AND); (C) NÃO-E (NAND); (D) OU (OR); (E) NÃO-OU (NOR) E; (F) OU EXCLUSIVO (XOR).....	35
FIGURA 4.1 - CONFIGURAÇÃO GERAL DO MZI (A) EM 2D; (B) E EM 3D.	36
FIGURA 4.2 - CONFIGURAÇÕES DA SIMULAÇÃO EM REGIME CW NO OPTISYSTEM®: A) CIRCUITO ÓPTICO MONTADO; B) CONFIGURAÇÕES DO LASER CW; C) CONFIGURAÇÕES DO ACOPLADOR; D) CONFIGURAÇÕES DO SOA.....	40
FIGURA 4.3 - LASERS UTILIZADOS NA FASE EXPERIMENTAL.	41
FIGURA 4.4 - ACOPLADORES UTILIZADOS PARA A REPRODUÇÃO EXPERIMENTAL DO MZI.	42
FIGURA 4.5 - SETUP EXPERIMENTAL DO REGIME CW.	42
FIGURA 4.6 - CONFIGURAÇÃO DO MZI PARA O REGIME PULSADO: A) EM 2D; B) E EM 3D.....	43
FIGURA 4.7 - CONFIGURAÇÃO DA SIMULAÇÃO EM REGIME PULSADO: A) SETUP DO CIRCUITO ÓPTICO; B) CONFIGURAÇÕES DO LASER CW; C) CONFIGURAÇÕES DO MODULADOR MACH-ZEHNDER; D) CONFIGURAÇÕES DO GERADOR DE PULSOS NRZ; E) CONFIGURAÇÕES DO GERADOR DE SEQUÊNCIA DE BITS PSEUDOALEATÓRIA.	46
FIGURA 4.8 - SETUP EXPERIMENTAL DO MZI EM REGIME PULSADO.....	48
FIGURA 4.9 - CIRCUITO RECOMENDADO NO DATASHEET PARA O FOTODIODO. FONTE: THORLABS®.	48
FIGURA 4.10 - (A) CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO DA PLACA; (B) CIRCUITO DE ALIMENTAÇÃO DO FOTODIODO....	50
FIGURA 4.11 - CIRCUITO DO FOTODIODO.	50
FIGURA 4.12 - (A) SEGUIDOR DE TENSÃO; (B) AMPLIFICADOR DO SINAL.	51
FIGURA 4.13 - (A) CIRCUITO FINALIZADO NO SOFTWARE ARES; (B) PLACA EM 3D NO ARES; (C) PLACA REAL.	52
FIGURA 5.1 - ESTUDO ANALÍTICO DO MZI.	53
FIGURA 5.2 - VARIAÇÃO DO GANHO DO SOA COM A CORRENTE DE INJEÇÃO.	55
FIGURA 5.3 - PORTAS LÓGICAS OBTIDAS NA SIMULAÇÃO EM REGIME CW PARA O CENÁRIO 1 (A) PARA A SAÍDA 1; (B) E PARA A SAÍDA 2.	56
FIGURA 5.4 - PORTAS LÓGICAS OBTIDAS NA SIMULAÇÃO EM REGIME CW PARA O CENÁRIO 2 (A) PARA A SAÍDA 1; (B) E PARA A SAÍDA 2.	57

FIGURA 5.5 - PORTAS LÓGICAS OBTIDAS NA SIMULAÇÃO EM REGIME CW PARA O CENÁRIO 3 (A) PARA A SAÍDA 1; (B) E PARA A SAÍDA 2.	57
FIGURA 5.6 - PORTAS LÓGICAS OBTIDAS NA SIMULAÇÃO EM REGIME CW PARA O CENÁRIO 4 (A) PARA A SAÍDA 1; (B) E PARA A SAÍDA 2.	58
FIGURA 5.7 - PORTAS LÓGICAS OBTIDAS NO REGIME CW EXPERIMENTAL PARA O CENÁRIO 1.....	59
FIGURA 5.8 - PORTAS LÓGICAS OBTIDAS NO REGIME CW EXPERIMENTAL PARA O CENÁRIO 2.....	60
FIGURA 5.9 - PORTAS LÓGICAS OBTIDAS NO REGIME CW EXPERIMENTAL PARA O CENÁRIO 3.....	61
FIGURA 5.10 - PORTAS LÓGICAS OBTIDAS NO REGIME CW EXPERIMENTAL PARA O CENÁRIO 4.....	62
FIGURA 5.11 – RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES EM REGIME PULSADO (A) PARA A SAÍDA 1; (B) E PARA A SAÍDA 2.	63
FIGURA 5.12 - RESULTADOS DA SAÍDA 1 DO REGIME PULSADO EXPERIMENTAL COM CORRENTE DE 0 mA PARA AS ENTRADAS: (A) (0,0); (B) (0,1); (C) (1,0); (D) (1,1).	64
FIGURA 5.13 - RESULTADOS DA SAÍDA 1 DO REGIME PULSADO EXPERIMENTAL COM CORRENTE DE 25 mA PARA AS ENTRADAS: (A) (0,0); (B) (0,1); (C) (1,0); (D) (1,1).	65
FIGURA 5.14 - RESULTADOS DA SAÍDA 1 DO REGIME PULSADO EXPERIMENTAL COM CORRENTE DE 50 mA PARA AS ENTRADAS: (A) (0,0); (B) (0,1); (C) (1,0); (D) (1,1).	66
FIGURA 5.15 - RESULTADOS DA SAÍDA 1 DO REGIME PULSADO EXPERIMENTAL COM CORRENTE DE 75 mA PARA AS ENTRADAS: (A) (0,0); (B) (0,1); (C) (1,0); (D) (1,1).	67
FIGURA 5.16 - PORTAS AND E OR OBTIDAS NO EXPERIMENTO EM REGIME PULSADO.	68
FIGURA A. 1 - ARTIGO PUBLICADO NA REVISTA TECNOLOGIA (UNIFOR).....	78
FIGURA A. 2 - RESUMO APRESENTADO NO X SIMPÓSIO DE LASERS (UFPE).....	79
FIGURA A. 3 - RESUMO APRESENTADO NO I SIMPÓSIO DE APLICAÇÕES DE ÓPTICA E LASERS.	80
FIGURA A. 4 - ARTIGO PUBLICADO NO JOURNAL OF MODERN OPTICS.	81
FIGURA A. 5 - ARTIGO PUBLICADO NO JOURNAL OF NONLINEAR OPTICAL PHYSICS AND MATERIALS.....	82
FIGURA A. 6 - ARTIGO PUBLICADO NO JOURNAL OF ELECTROMAGNETIC WAVES AND APPLICATIONS.	83

Lista de Tabelas

TABELA 2.1- ESTUDO COMPARATIVO DOS TRABALHOS DA REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.	11
TABELA 4.1 - VALORES DE POTÊNCIA UTILIZADOS PARA A REPRESENTAÇÃO DOS BITS 0 E 1 EM CADA CENÁRIO.	38
TABELA 4.2 - NÍVEIS DE POTÊNCIA E LIMAR DE DECISÃO UTILIZADOS PARA CADA CENÁRIO.	39
TABELA 4.3 - ESPECIFICAÇÕES DOS EQUIPAMENTOS E DISPOSITIVOS UTILIZADOS.	43
TABELA 5. 1 – PORTAS E FUNÇÕES LÓGICAS OBTIDAS NAS QUATRO ETAPAS DESTE ESTUDO	68

CAPÍTULO 1: **INTRODUÇÃO**

A evolução dos sistemas de telecomunicações tem proporcionado novas possibilidades de aplicações interativas por meio da Internet, como videoconferências, vídeo *on line* por demanda, conversações telefônicas, jogos *on line*, transações comerciais, dentre outros. Com isso, têm crescido os níveis de exigência dos usuários, os quais requerem excelência na qualidade do serviço prestado, demandando, assim, protocolos mais robustos e técnicas de codificação otimizadas, o que implica em uma demanda cada vez maior por altas taxas de transferência na transmissão fim-a-fim dos dados.

Neste contexto, a fibra óptica se destaca como o meio físico de transmissão que apresenta a maior largura de banda, menor atenuação e imunidade à interferência eletromagnética, além de ter sua matéria prima abundante na natureza, visto que se baseia em sílica. No processamento de dados em alta velocidade, a fotônica tem um papel importante no futuro da computação óptica (CHATTOPADHYAY & ROY, 2011).

Dessa forma, os sistemas de telecomunicações da atualidade implementam em sua infraestrutura sistemas de comunicações ópticos, os quais são compostos, basicamente, de fontes de luz (LASER – *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*; ou LED – *Light Emitting Diode*), fibras ópticas, fotodiodos e amplificadores ópticos, além de outros dispositivos passivos.

Entretanto, a taxa de transmissão final dos sistemas é limitada ao gargalo imposto pelas taxas de processamento praticadas por equipamentos eletrônicos, visto que eles costumeiramente intermediam os sistemas ópticos em vários pontos. A tecnologia da eletrônica chegará a seu limite de evolução quanto às taxas de transmissão de dados, o que por sua vez limitaria as taxas práticas da tecnologia óptica. Uma solução possível para isso é utilizar dispositivos ópticos, minimizando, assim, a necessidade de conversões optoeletrônicas no sistema. Neste sentido, diversas pesquisas vêm sendo realizadas no intuito de se desenvolver dispositivos de processamento totalmente ópticos (CORREIA et al., 2015).

1.1 O Futuro das Comunicações Totalmente Ópticas

As investigações de dispositivos ópticos vêm encontrando um significativo progresso, promovendo resultados úteis em diversas aplicações, tais como sensoriamento (LIM, 2010), telemetria óptica em aplicações médicas (TSUCHIDA et al., 2004), moduladores ópticos (SARAIVA SOBRINHO et al., 2007), criptografia óptica (SABÓIA, 2009) e comunicações em redes ópticas (TALEBI, 2014), dentre outros.

Dispositivos totalmente ópticos com dinâmica ultrarrápida na geração de funções e portas lógicas serão necessários em um futuro breve para atingir o crescimento esperado no processamento de dados requerido em redes ópticas configuráveis.

Portas lógicas ópticas são elementos fundamentais para o desenvolvimento de redes totalmente ópticas. Como não há a necessidade de conversão eletro-óptica em nenhum estágio, torna-se possível obter altas taxas de transferência.

Os interferômetros em fibra óptica são dispositivos que têm tomado bastante a atenção dos pesquisadores nos últimos dez anos, especialmente dada sua versatilidade quanto às inúmeras configurações possíveis e suas diversas aplicações, tais como filtragem, multiplexação, sensoriamento, dentre outras. Dentre os principais interferômetros recentemente estudados, destaca-se neste trabalho o interferômetro de Mach-Zehnder.

1.2 Objetivos

Dessa forma, espera-se que os resultados obtidos nesse dispositivo de óptica integrada possam fornecer maior embasamento para avanços científicos e tecnológicos para os sistemas de comunicação ópticos.

1.2.1 Objetivo geral

Este trabalho tem por objetivo a obtenção experimental de portas lógicas ópticas de alta qualidade com uma implementação simples.

1.2.2 Objetivos específicos

- Realizar um estudo analítico da função de transferência de potência do Interferômetro de Mach Zehnder utilizando um SOA como elemento desbalanceador.
- Estudar numericamente, por meio de simulações, a obtenção de portas lógicas;

- Implementar experimentalmente a mesma configuração realizada nas simulações visando à obtenção de portas lógicas;
- Estudar os regimes quasi-CW e pulsado para a obtenção de portas lógicas;
- Estudar a qualidade das portas lógicas obtidas por meio do parâmetro de razão de precisão;
- Comparar os resultados obtidos nas simulações e experimentalmente.

1.3 Organização da Dissertação

Capítulo 2: Concentra uma revisão bibliográfica dos estudos de simulação numérica e experimentais de obtenção de portas lógicas ópticas, além de patentes, em cenários que englobam a utilização de acopladores e amplificadores ópticos em diversas configurações de interferometria.

Capítulo 3: Traz uma revisão sobre os principais fundamentos teóricos utilizados no trabalho, como a teoria da propagação de pulsos em fibras ópticas, acopladores ópticos, interferômetro de Mach-Zehnder, SOA, modulação PAM, taxa de erro de bit e portas lógicas..

Capítulo 4: Explana toda a configuração do modelo utilizado para os regimes CW e pulsado, tanto nas simulações via *Optisystem*®, quanto nos experimentos, descrevendo os cenários propostos e os demais passos da metodologia implementada.

Capítulo 5: Apresenta um estudo analítico do MZI e discorre sobre os principais resultados obtidos nas simulações e, especialmente, nos experimentos.

Capítulo 6: Conclui o trabalho com base nos resultados expostos, enfatizando as principais aplicações para as quais os resultados podem ser aplicados. Ao final, são apresentadas algumas sugestões de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Para fundamentar este trabalho, foi realizada uma ampla revisão bibliográfica dos trabalhos publicados nos últimos 10 anos relativos à obtenção de portas lógicas utilizando interferômetros, empregando ou não amplificadores, em uma variedade de configurações. Foram analisados tanto trabalhos de simulação numérica, quanto experimentais. Além disso, foi realizada uma busca de patentes de dispositivos ópticos com essa função. Ao final, realizamos uma comparação entre esses trabalhos.

2.1 Metodologia de Busca e Seleção dos Trabalhos

Inicialmente, precisamos buscar os trabalhos correlatos e estabelecer critérios de exclusão e de seleção dos trabalhos a serem analisados neste estudo do estado da arte. O processo de filtragem aplicado é apresentado na Figura 2.1 e detalhado no restante da seção.

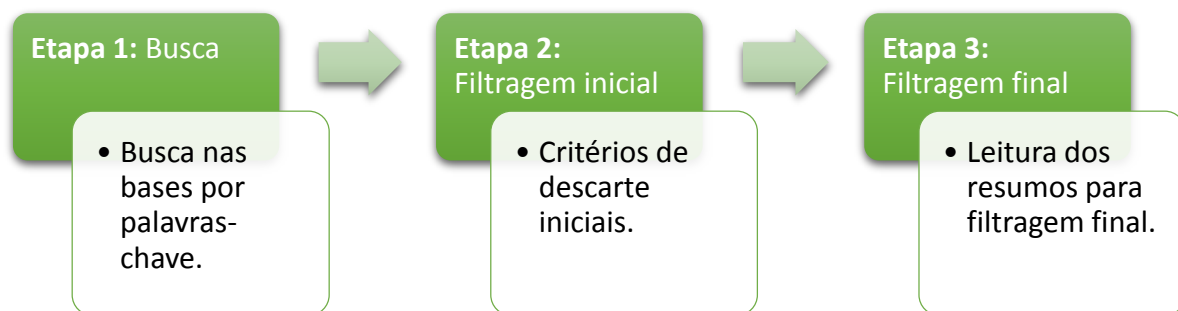


Figura 2.1 - Processo de filtragem dos trabalhos correlatos

Conforme ilustra a Figura 2.1, a *Etapa 1* é caracterizada pela busca nos portais. Utilizamos os portais de busca de artigos científicos *Science Direct*, *Periódicos Capes*, *ACM Digital Library* e *IEEE Explorer*. As expressões utilizadas na busca foram “*logic gates*”, “*Mach-Zehnder*”, *interferometer* e “*SOA*”, as quais são decorrentes dos objetivos geral e específicos deste trabalho, conforme descritos no Capítulo 1. O intervalo temporal de filtragem foram os últimos 10 anos (2006-2017), visando encontrar as mais recentes contribuições na área.

A busca resultou em dezenas de artigos, os quais foram classificados entre simulações e experimentais. Na *Etapa 2*, descartamos todos aqueles que não utilizavam interferômetros

nem SOA em sua metodologia, tendo sido retornados na busca apenas porque citavam outros trabalhos com esses termos.

Por fim, na Etapa 3, foi feita uma leitura dos resumos e conclusões dos trabalhos restantes visando filtrar aqueles que mais se assemelhavam aos objetivos deste trabalho. Para as patentes, um processo análogo foi feito, mas a busca retornou apenas três pedidos de patentes, não necessitando um critério de seleção prévio. Os trabalhos filtrados após essa etapa foram lidos e serão brevemente descritos e analisados nas próximas seções.

2.2 Artigos Científicos de Simulação

Nos últimos anos, portas lógicas ópticas têm sido obtidas e relatadas em diversos esquemas incluindo o SOA em um interferômetro de Mach–Zehnder (MZI).

Os trabalhos a seguir foram publicados em revistas científicas internacionais e tratam de análises numéricas desenvolvidas por meios de *softwares* como *OptiSystem*[®] e *MatLab*[®], dentre outros, utilizando interferômetros e/ou outros dispositivos ópticos para o desenvolvimento de diversas aplicações no contexto de comunicações totalmente ópticas, especialmente portas lógicas ópticas.

Segundo JIANJI et al. (2007), é possível desenvolver as portas XNOR, AND, NOR, OR e NOT à taxa de 40 Gbps utilizando um único SOA. Em seu trabalho, as portas são geradas a partir da interação entre as entradas, efeitos não lineares, filtro dessintonizado e a polarização da luz.

No trabalho “*All-Optical Logic OR Gate Exploiting Nonlinear Polarization Rotation in an SOA and Red-Shifted Sideband Filtering*”, os autores demonstram a porta lógica óptica OR explorando a característica não linear da rotação da polarização da luz em um SOA, onde o estado da polarização da luz de controle é alterado de acordo com os dados da entrada (JUNYI et al., 2007).

Segundo FRAGA et al. (2010), o princípio de operação de uma porta lógica óptica está baseado na alteração das propriedades de transmissão de um meio não linear por meio de pulsos de controle óptico, sendo que todos os meios que apresentam não linearidade óptica podem ser usados para gerar portas lógicas ópticas. Dois diferentes tipos de efeitos não lineares podem ser usados para construir portas lógicas ópticas. O primeiro tipo inclui efeitos não lineares em que novas componentes de frequência são geradas por dados e sinal de controle incidente no meio. O segundo tipo inclui efeitos não lineares em que a fase ou a

amplitude do sinal propagado através do meio é alterada por mudança do índice de refração não linear ou ganho, induzido por sinal óptico de controle.

No trabalho *“Investigation of data format conversions based on MZI-SOA”*, os autores demonstram a simulação de um esquema totalmente óptico para a conversão de formatos de dados entre dados em formato com não retorno a zero (NRZ) e com retorno a zero (RZ). A conversão de formatos é simulada com uma taxa de 120 Gbps, e pela primeira vez utilizando um MZI. No entanto, quando é utilizada uma taxa menor, de 10 Gbps, o circuito possui melhor sensibilidade de potência de 20,3 dBm em relação a quando é utilizada taxa de 120 Gbps (SINGH et al., 2011).

Em outro trabalho, intitulado *“Directed XOR/XNOR Logic Gates using U-to-U waveguides and two microring resonators”*, os autores demonstram um circuito óptico baseado em guias de onda U-to-U e micro anéis ressonantes para realizar funções XOR e XNOR com taxas de 10 kbps. O diferencial desse trabalho é não haver guias de ondas se cruzando, o que reduz perda de inserção e *crosstalk*. O circuito funciona pelo uso de dois sinais elétricos representando os bits 1 e 0 para modular os micro anéis, que controlam o caminho dos feixes ópticos no circuito (TIAN et al., 2013).

Já no trabalho *“Design and analysis of all-optical inverter using SOA-based Mach-Zehnder interferometer”*, a mesma configuração de MZI com SOA é utilizada. Os autores exploram a alta não-linearidade do SOA, considerando os efeitos não-lineares XGM (modulação de ganho cruzado) e XPM (modulação de fase cruzada), os quais comprimem o sinal de *clock* ao passar pelo SOA quando o sinal de controle é alto. O esquema proposto é o de ajustar o nível de ganho óptico na estrutura SOA-MZI de modo a obter o máximo aproveitamento nos testes para a obtenção da operação lógica desejada. As simulações são feitas com várias taxas de transmissão, e os melhores resultados são encontrados para a taxa 1 Gbps em termos de controle e energia de pulso *clock*. Nesse estudo, é encontrada a função lógica óptica “inversora”, simulada pela primeira vez com SOA-MZI. Essa função é considerada fundamental para a obtenção de diversas operações lógicas ópticas (SINGH et al., 2013).

Utilizando uma estrutura semelhante, no trabalho *“Designs of all-optical NOR gates using SOA based MZI”* os autores apresentam o resultado de simulações numéricas em que são obtidas portas lógicas ópticas combinando-se pulso de dados e pulso *clock* nas entradas com taxa de 10 Gbps. Eles utilizam dois formatos diferentes para a obtenção da porta, de modo que em cada formato os pulsos foram injetados em momentos diferentes. Em um dos formatos, utilizam um filtro no final da configuração, necessário para a extração do pulso

clock do sinal mixado com o pulso de dados. Os pesquisadores analisam a porta lógica NOR obtida quanto a sua taxa de extinção, *Q-factor* e a taxa de bit de erro à medida que o nível de ganho do SOA era ajustado (SINGH et al., 2014).

Alguns pesquisadores obtêm as portas lógicas AND, OR, NOT e XOR por meio de simulações com o *software OptiSystem®* em uma configuração simples baseada em SOA e MZI (RAVI et al., 2014).

No trabalho “*Design and analysis of all-optical AND, XOR and OR gates based on SOA–MZI configuration*”, são obtidas portas lógicas totalmente ópticas por meio de simulações numéricas, utilizando modulação de ganho cruzado e modulação de fase cruzada em SOAs em uma configuração de interferômetro de Mach-Zehnder. As portas são obtidas com sucesso a taxas de 10 Gbps. Ressalta-se que nenhum feixe de entrada adicional, tal como sinal *clock* ou onda CW, é utilizado, diferentemente de vários outros trabalhos. As portas AND, XOR e OR encontradas são analisadas quanto à taxa de extinção, espectro de comprimento de onda, *chirping* e taxa de erro de bit, utilizando apenas duas entradas sem adição do pulso *clock* (SINGHI et al., 2015a).

Segundo SINGHI et al. (2015b), o SOA é um importante elemento na obtenção de portas lógicas, devido ao seu perfil de ganho, baixo consumo de potência, alta estabilidade e propriedades não lineares. Os três principais elementos não lineares presentes são a Modulação de Ganho Cruzado (*Cross Gain Modulation - XGM*), Modulação de Fase Cruzada (*Cross Phase Modulation - XPM*) e Mistura de Quatro Ondas (*Four Waves Mixing - FWM*).

O processo de comutação óptica é investigado com pulsos ultracurtos no formato secante hiperbólico, gaussiano e super-gaussiano em um acoplador simétrico não-linear de dois núcleos de fibra de cristal fotônico, aplicando-se os efeitos de GVD, SPM, XPM, SS e IRS. Os melhores resultados são obtidos para o pulso super-gaussiano, o qual obtém menores valores de potência crítica para comutação quando combinado com os efeitos XPM e IRS (CORREIA et al., 2015).

Visando aplicações como TDMA e circuitos lógicos, os pesquisadores SALES et al. (2015) realizam um estudo numérico do MZI em fibras de cristal fotônico variando o parâmetro de não linearidade para os perfis constante, crescente e decrescente, analisando os casos de potência abaixo e cima da potência crítica, e encontraram a maior transmissividade, o maior fator de extinção e o menor *crosstalk* no caso em que a potência era maior que a crítica no perfil decrescente.

No trabalho *“Performance Analysis of SOA-MZI based All-Optical AND & XOR Gate”*, são demonstrados o desempenho das portas AND e XOR por meio do fator Q e pela taxa de erro de bit, analisados em dois comprimentos de onda. Os autores constatarem que a taxa de bit de erro permaneceu a mesma para a maioria dos valores e que o comprimento da região ativa do SOA não alterava a BER (GUPTA et al., 2016).

Por fim, no artigo *“Realization of High Speed All-Optical Logic Gates based on the Nonlinear Characteristics of a SOA”*, os autores propõem um circuito potencialmente integrável para geração de portas lógicas, baseado nas propriedades não lineares do SOA e utilizando lasers CW. O efeito não linear de modulação de fase cruzada (XPM) aparece como essencial para a obtenção das portas. Sem a necessidade de conversão opto-eletrônica, portas XOR, AND, OR e NOT são executadas em 60 Gbps, em qualquer sequência de bits, para atingir uma taxa de dados elevada (CHANALIA et al., 2016).

2.3 Artigos Científicos Experimentais

A seguir, apresentamos alguns trabalhos experimentais que foram publicados em revistas científicas internacionais e que utilizam configurações semelhantes àquela proposta neste trabalho para desenvolvimento de portas lógicas ópticas.

O trabalho *“All-optical logic OR gate using SOA and delayed interferometer”* apresenta o resultado de simulações e experimentos visando encontrar uma operação lógica totalmente óptica utilizando um amplificador óptico semiconductor e o *delayed interferometer*. A taxa utilizada no experimento e nas simulações foi de 80 Gbps, baseando-se nos efeitos não lineares de modulação de ganho cruzado e de modulação de fase cruzada no sinal óptico do SOA para a obtenção da porta lógica desejada. Na análise dos resultados, eles utilizam o Fator Q, calculado a partir da função do tempo de recuperação do ganho, e do Fator “Alpha”. Ao final do trabalho, a performance da operação OR é analisada por meio de simulação numérica, onde se constata que a alta velocidade da operação OR é limitada pelo tempo de recuperação de ganho presente no SOA (WANG et al., 2006).

No mesmo ano, os autores do trabalho *“All-Optical Multiple Logic Gates with XOR, NOR, OR, and NAND Functions using Parallel SOA-MZI Structures: theory and experiment”* demonstraram, por meio de simulações e experimentos, portas lógicas totalmente ópticas usando duas estruturas com SOA e MZI paralelas. Para a obtenção dos resultados, eles variam o ganho e diferença de fase nas estruturas SOA-MZI, o que possibilita a obtenção das portas

XOR, NOR, OR E NAND, com elevada razão de extinção e taxas de 2,5 e 10 Gbps (KIM et al., 2006).

No artigo *“High-speed all-optical long-term memory using SOA MZIs: Simulation and experiment”*, os autores propõem e demonstram uma memória totalmente óptica para armazenar dados ópticos de alta velocidade por um período relativamente longo. Os principais elementos para a construção desse circuito são MZIs e SOAs, que funcionam como porta AND e regenerador em uma configuração de loop. As simulações mostram que a memória opera em até 80 Gbps para mais de 500 circulações com baixas perdas, enquanto que nos experimentos são demonstrados até 21,3 Gbps para 128 circulações (YANG et al., 2012).

No trabalho *“All-Optical XOR Based on Integrated MZI-SOA with Co and Counter-Propagation Scheme”*, foi demonstrada a performance de dois esquemas alternativos para portas lógicas XOR, experimentalmente e por meio de simulações numéricas. A razão de extinção mostrou um desempenho de operação alto com baixa degradação. Os autores encontraram uma melhor performance utilizando configuração de contra-propagação que com co-propagação, com valores de razão de extinção maiores que 10 dB (REIS, 2009).

Alguns anos depois, os pesquisadores do artigo *“All optical design of binary adders using semiconductor optical amplifier assisted Mach-Zehnder interferometer”* apresentaram a implementação e simulação numérica de somadores binários utilizando SOA e MZI. Eles analisam três somadores com características diferentes, levando em consideração parâmetros que influenciam a performance. Uma comparação com outros trabalhos também é feita, em relação a custos ópticos e atrasos (DATTA et al., 2015).

No trabalho *“All-optical multifunctional logic operations using simultaneously both interferometric output ports in a symmetric SOA-MZI”*, foram realizadas simulações numéricas com o software *MatLab®* e experimentos, ambos com sinais modulados em NRZ-OOK a uma taxa de 10 Gbps. Para a análise da potência na forma pulsada, foi utilizado um fotodiodo PIN para a visualização do pulso no osciloscópio e, de acordo com a taxa de extinção obtida, foi avaliado o nível de desempenho de cada função booleana. Nas portas de saída, foram mensurados os níveis de potência correspondentes à função lógica esperada no comprimento de onda do sinal injetado em uma das entradas. Como resultados, a configuração obteve as operações lógicas AND, Inibição Transposta, Equivalência e Inversor, utilizando ambas as portas de saída dos SOA's-MZI. Dependendo do sinal aplicado nas portas de entrada, podia

ser encontrada a porta AND. Entretanto, no nosso trabalho, foi utilizada uma configuração mais simples, demandando menos equipamentos (REIS et al., 2015).

Por fim, o artigo *“Experimental realisation of parallel optical logic gates and combinational logic using multiple beam interference”* apresenta experimentos feitos para a obtenção de portas e expressões lógicas usando a interferência de múltiplos feixes em três interferômetros de Michelson, organizados em cascata. Considerando a intensidade óptica em diferentes pontos, são obtidas várias portas AND, OR, NAND, NOR, XOR, XNOR em paralelo. Utilizando esse esquema, que consiste em controlar quatro lasers de forma eletro-óptica ou totalmente óptica, utilizando materiais com alta não linearidade e resposta rápida, eles garantem que é possível a realização de processamento de informação ultrarrápida, devido ao grande número de portas operando em paralelo (BHARDWAJ et al., 2017).

2.4 Pedidos de Patentes

Foi realizada uma busca de patentes e pedidos de patentes nacionais e internacionais acerca da geração de portas lógicas ópticas utilizando SOA.

O pedido de patente CN104049435A descreve um dispositivo formado por um conjunto de interferômetros e SOAs em cascata capaz de reproduzir uma porta NOR.

Já a patente de número CN101317129A utiliza um SOA para obtenção das portas NOR, NOT, XOR, AND e OR por meio da interação entre os sinais de entrada, um sinal de controle e um filtro óptico.

O pedido de patente US2006092501A1 trata sobre um método e um dispositivo para implementar portas lógicas OR, cujo dispositivo possui SOA, acoplador, amplificador óptico com fibra dopada com érbio (EDFA) e implementa a porta OR baseado em efeitos não lineares.

Com isso, concluímos que o dispositivo cuja investigação é proposta neste trabalho é também passível de pedido de patente.

2.5 Estudo comparativo

Na Tabela 2.1, apresentamos um estudo comparativo dos trabalhos apresentados nas seções anteriores.

Tabela 2.1- Estudo comparativo dos trabalhos da revisão bibliográfica.

Autores	Simulação / Experimental	Método explorado	Resultados encontrados	Parâmetro de qualidade avaliado	Taxa de transmissão
(JIANJI et al., 2007)	Simulação	MZI-SOA com efeitos não lineares, filtro dessintonizado e polarização da luz	Portas XNOR, AND, NOR, OR e NOT	-	40 Gbps
JUNYI et al., 2007	Simulação	Característica não linear da rotação da polarização da luz em um SOA	Porta OR	-	-
SINGH et al., 2011	Simulação	MZI com SOA	-	-	-
TIAN et al., 2013	Simulação	Guias de onda U-to-U e micro anéis ressonantes	Portas XOR e XNOR	-	10 kbps
SINGH et al., 2013	Simulação	MZIs com SOAs e efeitos não lineares XGM e XPM	-	-	1 Gbps
SINGH et al., 2014	Simulação	MZI com SOA	Porta NOR	Taxa de extinção, <i>Q-factor</i> e BER	10 Gbps
RAVI et al., 2014	Simulação	MZIs com SOAs	Portas AND, OR, NOT e XOR		
SINGHI, 2015	Simulação	MZI e SOAs, com efeitos não lineares XPM e XGM	Portas AND, XOR e OR	Taxa de extinção, <i>chirping</i> e BER	10 Gbps
SINGHI, 2015	Simulação	SOA e efeitos não lineares XGM, XPM e FWM	-	-	-
CORREIA et al., 2015	Simulação	Acoplador simétrico não linear duplo com efeitos GVD, SPM, XPM, SS e IRS	Comutação totalmente óptica	-	-
GUPTA et al., 2016	Simulação	MZI com SOA	Portas AND e XOR	Fator Q e BER	-
CHANALIA et al., 2016	Simulação	Não linearidade do SOA com efeito XPM	Portas XOR, AND, OR e NOT	-	60 Gbps

Autores	Experimental / Simulação	Método explorado	Resultados encontrados	Parâmetro de qualidade avaliado	Taxa de transmissão
WANG et al., 2006	Simulação e experimental	SOA e interferômetro defasado com efeitos não lineares XPM e XGM	Porta OR	Fator Q e fator "Alpha"	80 Gbps
KIM et a., 2006	Simulação e experimental	Duas estruturas com SOA e MZI paralelas, variando o ganho e diferença de fase	Portas XOR, NOR, OR E NAND	Razão de extinção	2,5 e 10 Gbps
REIS, 2009	Simulação e experimental	MZI com SOA em configuração de contra-propagação	Porta XOR	Razão de extinção	-
YANG et al., 2012	Simulação e experimental	MZIs com SOAs	Porta AND	-	80 Gbps
DATTA et al., 2015	Simulação e experimental	MZI com SOA	Somadores binários	-	-
REIS et al., 2015	Simulação e experimental	MZI com SOA e sinais modulados em NRZ-OOK	Porta AND e operações Inibição Transposta, Equivalência e Inversor	-	10 Gbps
BHARDWAJ et al., 2017	Simulação e experimental	Três interferômetros de Michelson, em cascata, e materiais com alta não linearidade	Portas AND, OR, NAND, NOR, XOR, XNOR	-	-

A partir da Tabela 2.1, constatamos que a maioria dos trabalhos correlatos são restritos a simulações numéricas, havendo poucos trabalhos experimentais disponíveis na literatura. Percebemos também que os trabalhos experimentais empregam, em sua maioria, configurações complexas do interferômetro, alguns adicionando efeitos não lineares, dentre outros, e nenhum daqueles que utiliza apenas um MZI com SOA obtém mais que uma porta lógica. Dessa forma, concluímos que a investigação ora proposta neste trabalho é de fundamental relevância para o progresso das comunicações totalmente ópticas.

CAPÍTULO 3

FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

3.1 Alterações no Feixe Óptico

Quando uma onda eletromagnética interage com os elétrons de ligação de um dielétrico, a resposta do meio geralmente depende da frequência óptica da onda, ω (AGRAWAL, 2013). Essa interação pode produzir efeitos lineares e efeitos não lineares.

O índice de refração $n(\omega)$ depende não apenas das características do material, mas também da frequência propagante. Dessa forma, o coeficiente de propagação β para um determinado comprimento de onda pode ser definido matematicamente pela Equação 3.1.

$$\beta(\omega) = \beta_L(\omega) + \beta_{NL}(\omega_0) + i\alpha(\omega_0)/2 \quad (3.1)$$

onde $\beta_L = n(\omega) \omega/C$ representa os efeitos lineares, $\beta_{NL}(\omega_0) = \delta_{NL}(\omega_0/C)$, os efeitos não-lineares, em que $\delta_{NL} = n_2 I$, onde n_2 denota o índice de refração não-linear, e I , a intensidade do pulso, e, no terceiro termo, α representa o parâmetro de perdas da fibra (AGRAWAL, 2005).

3.1.1 Efeitos lineares

Os efeitos lineares são, basicamente, atenuação e dispersão. Eles são ditos lineares porque sua contribuição ao pulso é diretamente proporcional à distância propagada e independente da amplitude instantânea do pulso.

3.1.1.1 Atenuação

A atenuação corresponde à perda de potência do sinal à medida que ele se propaga através do meio de transmissão. No caso da fibra óptica, as perdas de potência ocorrem em diversos pontos do sistema em suas interconexões e dentro do núcleo da fibra (KEISER, 2014).

No núcleo da fibra, as perdas ocorrem devido a diversos fenômenos, tais como espalhamento Rayleigh, absorções intrínseca de sílica, absorção extrínseca de íons de

hidroxilas, ferro, cromo, dentre outros. Para um comprimento de onda de 1550 nm, utilizado em fibras monomodo em enlaces de longa distância, a atenuação característica é de aproximadamente 0,2 dB/km, podendo ser desconsiderada em pequenas distâncias de propagação (KEISER, 2014).

Quanto aos pontos de interconexão do sistema que geram perdas, temos: os conectores que acoplam a fibra a um equipamento ou dispositivo; as emendas, que podem ser mecânicas, por conectorização ou por fusão; os *splitters* (divisores de potência óptica), acopladores, circuladores, isoladores e demais componentes passivos; dentre outros (KEISER, 2014).

3.1.1.2 Dispersão

A dispersão provoca o alargamento temporal dos pulsos ópticos à medida que estes se propagam na fibra, fazendo com que os pulsos excedam seu tempo de bit e interfiram com os pulsos vizinhos. Essa interferência entre símbolos provoca erros na recuperação da informação no receptor. Dessa forma, a dispersão impacta negativamente o desempenho das comunicações ópticas, limitando a distância e a taxa máxima de transmissão da informação em uma fibra óptica (RIBEIRO, 2009).

Embora $\beta(\omega)$ geralmente dependa da frequência, os pulsos ópticos utilizados como bits em sistemas de comunicações ópticas têm largura temporal superior a 1 picossegundo, sendo considerados temporalmente largos. Dessa forma, podemos tratar β_{NL} como independente da frequência e expandir β_L em uma série de Taylor em relação a ω_0 , expressa pela Equação 3.2 (AGRAWAL, 2005).

$$\beta_L(\omega) \approx \beta_0 + \beta_1(\Delta\omega) + \frac{\beta_2}{2}(\Delta\omega)^2 + \frac{\beta_3}{6}(\Delta\omega)^3 \dots \quad (3.2)$$

em que $\beta_m = (d^m\beta/d\omega^m)_{(\omega=\omega_0)}$. O coeficiente β_0 representa a constante de propagação inicial, e β_1 é o inverso da velocidade de grupo ($1/v_g$). O parâmetro β_2 denota a dispersão de segunda ordem, também conhecida como dispersão cromática ou dispersão de velocidade de grupo (*Group Velocity Dispersion* - GVD), enquanto β_3 representa a dispersão de terceira ordem (*Third Order Dispersion* – TOD). Manipulando-se matematicamente a Equação 3.2, com o auxílio da transformada de Fourier direta e inversa, de forma a facilitar os cálculos no domínio do tempo e no da frequência, é possível encontrar a equação da propagação de um pulso de

amplitude A em uma fibra óptica sem perdas, conforme Equação 3.3, onde são gerados termos complexos ($i = \sqrt{-1}$) (AGRAWAL, 2004).

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \beta_1 \frac{\partial A}{\partial t} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{\beta_3}{6} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = i\beta_{NL} A \quad (3.3)$$

onde A representa a amplitude do pulso variável no tempo e no comprimento da fibra óptica.

Podemos substituir a variável t em $\tau = t - \beta_1 z$, de forma a eliminar o coeficiente β_1 da equação. Além disso, em regime de linearidade, consideraremos apenas os efeitos de GVD, visto que a TOD só contribui de forma significativa quando trabalhamos com pulsos ultracurtos, o que não é objeto deste estudo. Desse modo, chegamos à Equação 3.4, simplificada, conhecida como Equação Não Linear de Schrödinger (*Non-Linear Schrödinger Equation* – NLSE), a qual rege a propagação de um feixe luminoso em uma fibra óptica (AGRAWAL, 2013).

$$\frac{\partial A}{\partial z} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial \tau^2} = i\gamma |A|^2 A \quad (3.4)$$

em que $\gamma = 2\pi n_2 / \lambda A_{eff}$, com n representando o índice de refração do núcleo da fibra, λ representando o comprimento de onda do feixe propagado, e A_{eff} denotando a área efetiva da seção transversal do núcleo da fibra óptica.

Os termos ao lado esquerdo da igualdade na Equação 3.4 representam o efeito linear de dispersão de velocidade de grupo, enquanto o termo ao lado direito representa o efeito não linear de automodulação de fase.

3.1.1.3 Dispersão de velocidade de grupo (GVD)

Como a velocidade de uma onda eletromagnética propagando em um meio material é inversamente proporcional ao índice de refração deste meio, os diferentes comprimentos de onda componentes do sinal trafegam a velocidades diferentes, chegando ao destino em tempos diferentes, originando assim a dispersão de velocidade de grupo (*Group Velocity Dispersion* – GVD) (KEISER, 2014).

A GVD altera a fase de cada componente espectral do pulso por uma quantidade que depende da frequência e da distância propagada (SOMBRA et al., 1997). Mesmo não afetando o espectro do pulso, a GVD pode alterar a forma dele. A GVD também é conhecida como dispersão intramodal, dispersão cromática ou dispersão de segunda ordem, sendo definida como o somatório da dispersão material e da dispersão de guia de onda. O parâmetro que

representa a GVD é o β_2 , o qual é definido como $\beta_2 = -\lambda^2 D / 2\pi c$, em que λ é o comprimento de onda da portadora óptica, D é o parâmetro de dispersão, e c é a velocidade da luz no vácuo. A distância a ser propagada para que os efeitos de dispersão sejam considerados é definido como $L_D = T_0^2 / |\beta_2|$, em que T_0 representa a largura inicial do pulso à meia altura (*Full Width at Half Maximum* – FWHM) (AGRAWAL, 2013).

3.1.2 Efeitos não lineares

Visando atingir distâncias e taxas de dados cada vez maiores, os sistemas de comunicação óptica tendem a utilizar altas potências e pulsos com largura temporal cada vez menor, na ordem de picossegundos ou até mesmo femtossegundos. Entretanto, se o pulso tiver potência de pico acima um nível limite e/ou largura temporal abaixo de um limiar, os efeitos não-lineares tornam-se relevantes, apresentando-se por meio do termo $\beta_{NL}(\omega_0)$ da Equação 3.1. Considerando-se o termo $i\beta_{NL}A$ da Equação 3.3, normalizado na Equação 3.4 como γ/A^2A , temos o efeito não-linear de automodulação de fase (*Self-Phase Modulation* - SPM).

3.1.2.1 Automodulação de fase (SPM)

O efeito não-linear de automodulação de fase (*Self-Phase Modulation* - SPM) promove um deslocamento de fase que varia com a intensidade instantânea do pulso. O termo *automodulação de fase* deve-se ao fato de que o sinal propagante dentro de um meio não-linear modula sua própria fase. O SPM é representado pelo termo $\gamma |A|^2$, que depende do parâmetro γ . Este parâmetro é definido como $\gamma = 2\pi N_2 / \lambda A_{eff}$, em que N_2 é o coeficiente de não linearidade. A distância a ser propagada para que os efeitos não lineares sejam considerados é definida como $L_{NL} = 1/\gamma P_0$, em que P_0 representa a potência de pico do pulso inicial (AGRAWAL, 2013).

Quando o GVD e o SPM possuem contribuições com intensidades semelhantes, o SPM pode até mesmo compensar os efeitos de alargamento temporal causados pela GVD. Alguns estudos comparam os *chirps* originados, que são variações temporais da fase dos pulsos induzidas por esses efeitos. Em alguns casos, o *chirp* introduzido pelo SPM pode anular o *chirp* induzido pela GVD (KAMALI et al., 2012). Neste caso, o pulso se propaga sem sofrer alargamento temporal ou sofrendo alargamentos e estreitamentos temporais periódicos,

caracterizando uma transmissão solitônica. A propagação de sólitons por fibras ópticas vem sendo largamente explorada em pesquisas teóricas e aplicadas (AGRAWAL, 2013).

3.1.2.2 Modulação de fase cruzada (XPM)

O efeito de modulação de fase cruzada (*Cross-Phase Modulation* – XPM) ocorre quando dois ou mais feixes de luz interagem, promovendo sobreposições no espaço e no tempo, o que pode ocorrer quando os feixes trafegam em um mesmo núcleo, ou até mesmo quando trafegam em núcleos muito próximos (AGRAWAL, 2001).

Os efeitos do XPM são muito importantes para os sistemas WDM (*Wavelength Division Multiplexing*), uma vez que a fase de cada canal óptico é afetada tanto pela potência média quanto pelo padrão de bits dos outros canais. Em sistemas ópticos DWDM, o XPM muitas vezes limita o desempenho do sistema. Por outro lado, o XPM pode induzir a compressão do pulso, o que pode ser útil para o aumento da taxa de transferência de dados e também na comutação totalmente óptica, desde que a indução de deslocamento de fase seja bem empregada (AGRAWAL, 2001).

3.2 Acopladores de Fibra Óptica

Acopladores de fibra óptica são dispositivos formados por fibras ópticas paralelas cujos núcleos são aproximados em uma distância d ao longo de um comprimento L_c . Em sua configuração mais básica, com duas fibras, um acoplador tem duas portas de entrada e duas portas de saída, e sua função é dividir coerentemente o feixe óptico proveniente de uma das portas de entrada e direcioná-lo para as portas de saída, conforme ilustra a Figura 3.1 (AGRAWAL, 2004).

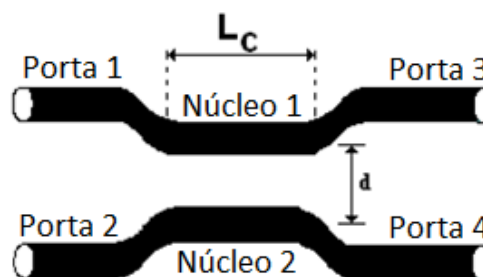


Figura 3.1 - Esquema do acoplador direcional não linear de comprimento LC
Fonte: AGRAWAL, 2001.

A confecção de acopladores ópticos pode ser feita de várias formas (GHATAK & THYAGARAJAN, 1999). Uma técnica comum se dá por meio da fusão de duas fibras de tal

forma que o espaçamento entre seus núcleos seja comparável a seus diâmetros. Uma fibra de dois núcleos também pode atuar como um acoplador direcional. Em ambos os casos, os núcleos estão próximos o suficiente para que os modos propagados em cada núcleo sofram uma sobreposição parcial na região da casca entre os dois núcleos. As ondas evanescentes resultantes do acoplamento entre os dois modos, em condições apropriadas, podem levar à transferência de potência óptica de um núcleo para o outro (AGRAWAL, 2004).

3.2.1 Equações de modo acoplado

Com a transferência de energia eletromagnética de um núcleo para o outro, o campo propagante em um núcleo influencia no campo do outro núcleo. A variação das amplitudes A_1 e A_2 (propagação pelo núcleo 1 ou 2) ao longo do comprimento de acoplamento L_c , devido à sobreposição entre os dois modos, origina uma constante κ (constante de acoplamento) que mensura esta interação.

A partir da Equação 3.4, a teoria do modo acoplado fornece as equações de Schrödinger de modo acoplado, as quais, em regime não linear com os efeitos SPM e XPM e adicionando-se o coeficiente κ , resultam nas Equações 3.5 e 3.6 (AGRAWAL, 2004).

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial \tau^2} = i\kappa A_2 + i\gamma(|A_1|^2 + \sigma |A_2|^2)A_1 \quad (3.5)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + i \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial \tau^2} = i\kappa A_1 + i\gamma(|A_2|^2 + \sigma |A_1|^2)A_2 \quad (3.6)$$

em que σ representa o parâmetro XPM.

Entretanto, para a maioria dos acopladores, os efeitos não lineares podem ser ignorados, logo anularemos o parâmetro γ na discussão a seguir (AGRAWAL, 2004).

A transferência de potência entre os núcleos depende da potência crítica P_c , que é a potência de entrada necessária para que a potência de entrada seja dividida para cada uma das duas saídas do acoplador a um percentual pré-determinado pelas características do acoplador. Com um acoplador de 3 dB, esse percentual de transferência é de 50% para cada porta de saída. Como essa transferência oscila periodicamente com a distância propagada, a potência crítica é considerada aquela em que a transferência à taxa do acoplador ocorre pela primeira vez. A potência crítica pode ser determinada por meio da Equação 3.7 (AGRAWAL, 2001).

$$P_c = \frac{A_{\text{eff}} \lambda}{n_{NL} L_c} \quad (3.7)$$

em que n_{NL} é o índice de refração não linear e L_c é o comprimento de acoplamento necessário para que haja transferência de potência máxima de um núcleo para o outro pela primeira vez. A partir da Equação 3.7, é possível perceber que a potência crítica é inversamente proporcional ao comprimento de acoplamento. Para o acoplador da Figura 3.1, L_c é definido de acordo com a Equação 3.8.

$$L_c = \frac{\pi}{2K} \quad (3.8)$$

onde K denota o coeficiente de acoplamento linear entre os núcleos adjacentes.

Quando os núcleos das duas fibras que compõem o acoplador possuem o mesmo raio e os mesmos índices de refração ($n_1 = n_2$), dizemos que este acoplador é simétrico, logo a diferença entre os dois modos dos núcleos é constante e igual a zero.

3.2.2 Características de transferência de potência

Considerando-se o caso mais simples, de uma onda contínua (*continouws wave* – CW) incidente em uma das portas do acoplador, os termos dependentes do tempo podem ser anulados. Após diferenciação das equações resultantes e aplicação de condições de fronteira, é possível reescrever as Equações 3.5 e 3.6 em forma de matriz conforme a Equação 3.9.

$$\begin{pmatrix} A_1(L) \\ A_2(L) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\kappa L) & i \operatorname{sen}(\kappa L) \\ i \operatorname{sen}(\kappa L) & \cos(\kappa L) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1(0) \\ A_2(0) \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Considerando que apenas um feixe é injetado em uma das portas de entrada (porta 1), as potências de saída, $P_1 = |A_1|^2$ e $P_2 = |A_2|^2$ podem ser obtidas a partir da Equação 3.9 eliminando-se a potência de entrada na porta 2, resultando na Equação 3.10.

$$P_1(L) = P_0 \cos^2(\kappa L), \quad P_2(L) = P_0 \sin^2(\kappa L) \quad (3.10)$$

Dessa forma, o acoplador age como um divisor de feixe, e o percentual de divisão para cada saída depende do parâmetro κL (AGRAWAL, 2004).

3.2.3 Matriz de transferência de um acoplador

O conceito de matriz de transferência, ou matriz de espalhamento, é bastante útil para acopladores, uma vez que uma matriz simples rege todas as propriedades do acoplador. Introduzindo-se o quantificador $\rho = P_1(L)/P_0 = \cos^2(\kappa L)$, o qual denota a fração da potência de entrada que permanece no mesmo núcleo, a matriz da Equação 3.10 pode ser reescrita conforme a Equação 3.11.

$$T_c = \begin{pmatrix} \sqrt{\rho} & i\sqrt{1-\rho} \\ i\sqrt{1-\rho} & \sqrt{\rho} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

onde T_c representa a matriz de transferência do acoplador.

Considerando-se agora que dois feixes com amplitudes A_1 e A_2 são injetados na porta 1 e na porta 2 do acoplador, respectivamente, teremos, nas portas de saída 3 e 4, as amplitudes A_3 e A_4 , as quais podem ser encontradas multiplicando-se os valores de entrada pela matriz de transferência do acoplador, conforme Equação 3.12 (AGRAWAL, 2004).

$$\begin{pmatrix} A_3 \\ A_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\rho} & i\sqrt{1-\rho} \\ i\sqrt{1-\rho} & \sqrt{\rho} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

3.3 Interferômetro de Mach-Zehnder (MZI)

Um interferômetro é um dispositivo óptico que propicia o fenômeno da interferometria, que corresponde à capacidade de um feixe luminoso interferir construtiva ou destrutivamente com outro feixe óptico, o que depende da coerência e do estado de polarização dos feixes envolvidos. Os interferômetros foram inicialmente construídos, empiricamente, no espaço livre, utilizando-se principalmente de espelhos e semi-espelhos, dentre os quais destacamos os interferômetros de Michelson, de Fabry-Perot, de Sagnac e de Mach-Zehnder. Com o advento das fibras ópticas, foi possível construir tais interferômetros em fibras ópticas com o auxílio de acopladores ópticos direcionais (BORN, 1999).

O interferômetro de Mach-Zehnder (*Mach-Zehnder Interferometer* - MZI) se baseia em dois acopladores direcionais, em série, conforme ilustra a Figura 3.2.

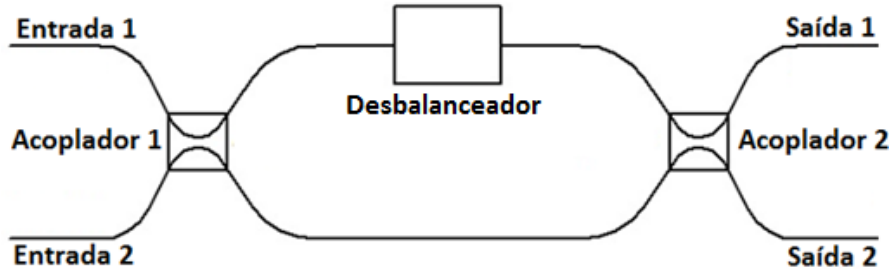


Figura 3.2 – Interferômetro de Mach-Zehnder.

A conexão entre uma extremidade de um acoplador e outra extremidade do acoplador vizinho é denominada de braço. Dessa forma, o MZI contém dois braços, sendo um superior, e outro inferior. É possível observar que o primeiro acoplador divide o sinal de entrada em duas partes, cada uma das quais percorre por um dos dois braços. Caso não haja distinção entre as características dos dois braços, os dois sinais serão somados no segundo acoplador. Entretanto, pode-se implementar alguma modificação em um dos braços, ou em ambos, como, por exemplo, a extensão do percurso, a dopagem do núcleo da fibra para a intensificação de efeitos não lineares, a adição de um amplificador, dentre outros. Este elemento que modifica um dos braços é representado, na Figura 3.2, como *desbalanceador*. Ao passar por esse elemento, o sinal tem sua fase modificada.

Na situação apresentada na Figura 3.2, serão utilizadas as Equações 3.5 e 3.6 como sinais de entrada para o segundo acoplador, os quais, considerando-se o efeito de XPM, são dados pelas Equações 3.13 e 3.14.

$$A_1 = \sqrt{\rho_1} A_0 \exp(i\beta_1 L_1 + i\rho_1 \gamma |A_0|^2 L_1) \quad (3.13)$$

$$A_2 = i\sqrt{1 - \rho_1} A_0 \exp(i\beta_2 L_2 + i(1 - \rho_1) \gamma |A_0|^2 L_2) \quad (3.14)$$

Em que L_1 e L_2 são os comprimentos, e β_1 e β_2 são as constantes de propagação dos braços 1 (superior) e 2 (inferior) do interferômetro, respectivamente. Os coeficientes ρ_1 e ρ_2 são as frações de divisão de potência nos acopladores 1 e 2, respectivamente, considerando-se que eles podem ter fator de divisão distintos um do outro. Dessa forma, de forma análoga ao procedimento para o acoplador, é possível definir uma matriz de transferência para o MZI, referente à matriz de transferência do segundo acoplador, apresentada na Equação 3.15 (AGRAWAL, 2004).

$$\begin{pmatrix} A_3 \\ A_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\rho_2} & i\sqrt{1 - \rho_2} \\ i\sqrt{1 - \rho_2} & \sqrt{\rho_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

3.4 Amplificador Óptico Semicondutor (SOA)

O SOA é um dispositivo optoeletrônico capaz de amplificar a luz que passa por ele (AGRAWAL, 2002). Inicialmente, os SOAs surgiram baseados nos lasers semicondutores, que funcionam como amplificadores antes de atingirem o limiar de operação (CONNELLY, 2002).

A luz é amplificada por meio do processo de emissão estimulada, que ocorre quando está operando na região ativa. Os SOAs são classificados em dois tipos principais: Fabry-Perot (FPA), quando o dispositivo possui uma cavidade na qual a luz fica refletindo parcialmente, exatamente como num diodo laser; e *Travelling-Wave* (TWA), no qual a luz propaga apenas uma vez no meio de ganho. Devido a algumas desvantagens, tais como ganho muito sensível à variação de temperatura e ao comprimento de onda de entrada e pequena largura de banda de amplificação, os FPAs foram substituídos pelos TWAs (CONNELLY, 2002).

Os amplificadores ópticos semicondutores conseguem amplificar o sinal de entrada por meio de transições entre bandas de energia, entre as bandas de condução e de valência. Os três processos de transição que podem acontecer são conhecidos como absorção, emissão espontânea e emissão estimulada, conforme ilustrado na Figura 3.3 (GROVE, 1967).

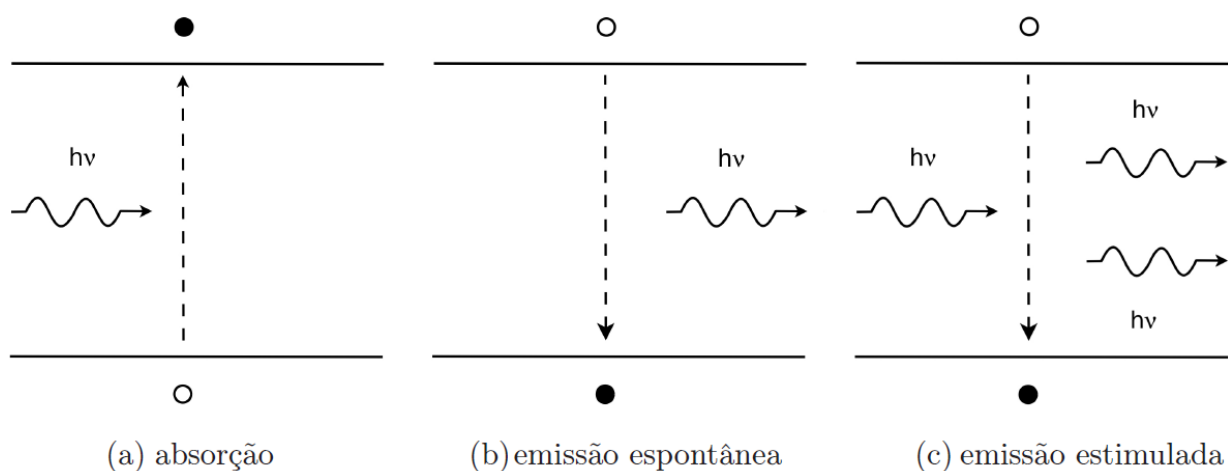


Figura 3.3 - Representação dos três processos de transição em um semicondutor
Fonte: CONNELLY, 2002.

Na Figura 3.3, a banda superior é a banda de condução, e a inferior é a de valência. Os pontos pretos representam elétrons, os brancos, lacunas, e $h\nu$ é a energia do fóton. A diferença de energia entre as duas bandas é chamada de energia de *bandgap*.

Na absorção, se o fóton incidente possui energia igual ou superior à energia de *bandgap*, ele pode ser absorvido por um elétron de valência, o qual passará para a banda de condução.

Na emissão espontânea, elétrons na banda de condução não estão estáveis, havendo assim a possibilidade de que um elétron nesse nível se recombine com uma lacuna na banda

de valência, gerando um fóton de direção e fase aleatória. Este processo é o que causa ruído em amplificadores ópticos e é intrínseco ao dispositivo, logo não pode ser evitado (AGRAWAL, 2002).

Na emissão estimulada, quando um fóton incidente possui uma quantidade de energia que esteja entre os níveis das bandas de condução e de valência, e havendo elétrons disponíveis na banda de condução, pode haver a interação entre o fóton e o elétron, fazendo com que o elétron se recombine com uma lacuna de valência. A recombinação faz com que surja um novo fóton, com todas as características exatamente iguais às daquelas do fóton incidente: comprimento de onda, fase e polarização (AGRAWAL, 2002).

A emissão estimulada em SOAs é feita por meio de um bombeio elétrico. Essa corrente elétrica polariza o semiconductor, fazendo com que haja uma difusão de portadores pela junção e diminua a barreira de potencial. No entanto, quando a corrente de injeção é muito baixa, o SOA absorve os fótons incidentes e os converte em sinais elétricos. Conforme a corrente é aumentada, maior é a emissão estimulada, podendo chegar ao ponto em que não haja perda nem ganho, o que é chamado de transparência. Portanto, com qualquer corrente maior que a de transparência, é observado um ganho na saída e a emissão estimulada é dominante em relação à absorção, à emissão espontânea e a outras perdas (AGRAWAL, 2002).

3.4.1 Ganho

O ganho é uma figura de mérito de amplificadores, definida como a razão entre uma grandeza de saída e uma de entrada. Em SOAs, o ganho é dado pela diferença entre a emissão estimulada e os outros processos de perdas que ocorrem no interior do dispositivo. O ganho material por unidade de comprimento, g_m , em uma primeira aproximação, é função linear da densidade de portadores na camada de condução, de acordo com a Equação 3.16.

$$g_m(n) = a(n - n_0) \quad (3.16)$$

onde a é a variação do ganho em relação a n , o ganho diferencial; n é a densidade de portadores na região ativa, e n_0 é a densidade de portadores na transparência. Definindo g como o ganho interno, tem-se a Equação 3.17.

$$g(n) = \Gamma v_g g_m(n) = \Gamma v_g a (n - n_0) \quad (3.17)$$

em que Γ é o fator de confinamento do campo óptico na região ativa, e v_g é a velocidade de grupo do campo incidente. O ganho interno é a taxa de emissão estimulada. O ganho líquido interno, g_L , é o ganho interno menos as perdas internas. Assim, chega-se à Equação 3.18 (AGRAWAL, 2002).

$$g_L(n) = g(n) - \alpha_t \quad (3.18)$$

onde α_t representa as perdas totais no dispositivo, ou seja, a soma das perdas no semicondutor com as perdas devido à refletividade residual das faces do amplificador.

O ganho do amplificador é determinado por meio da integração da potência ao longo do amplificador, pois, pela Lei de Beers, tem-se a Equação 3.19.

$$\frac{\partial P(n, z')}{\partial z'} = g_L(n)P(n, z') \quad (3.19)$$

A potência $P(n, z')$ inclui a potência de todos os sinais de entrada. A integração resulta na Equação 3.20.

$$P(n, z) = P_{in} e^{g_L(n)z} \quad (3.20)$$

Definindo G como sendo a razão das potências de saída e entrada, chega-se à Equação 3.21.

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.21)$$

e, como, $P_{out}(n, L) \equiv P(n, z)|_{z=L} = P_{in} e^{g_L(n)L}$, onde L é o comprimento do amplificador, G é dado pela Equação 3.22.

$$G(n, L) = \frac{P_{in} e^{g_L(n)L}}{P_{in}} = e^{g_L(n)L} \quad (3.22)$$

3.4.2 Saturação de Ganho

Até então, apenas o ganho linear foi considerado, o que faz essa análise válida apenas para baixos níveis de potência. Quando há um sinal com maior nível de energia, o amplificador ficará saturado e passa a ter um ganho não-linear, o que faz necessário que haja algumas modificações em sua análise. A mudança no ganho se dá pelo fato de haver uma quantidade limitada de portadores, dessa forma, a partir de um certo ponto o aumento de corrente já não é tão eficiente.

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 pela metade - o amplificador deixa de ser linear com a potência, i.e., o ganho decai com um aumento de potência. Para o ganho total, G é definido pela Equação 3.23.

$$G = \frac{G_0}{1 + \frac{P_{in}}{P_{sat,in}}} \quad (3.23)$$

onde G_0 é o ganho não-saturado, chamado de ganho para “pequenos sinais”, e $P_{sat,in}$ é a potência de saturação de entrada. Uma curva de exemplo, para um ganho de “pequenos sinais” de 1000 vezes ou 30 dB, pode ser vista na Figura 3.4, na qual podemos ver que a potência de saturação de entrada é de -10 dBm.

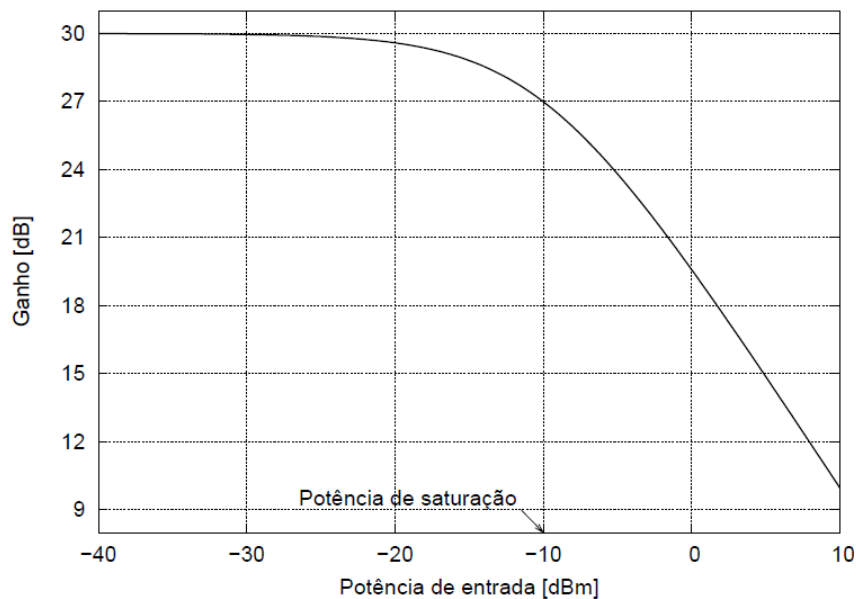


Figura 3.4 - Exemplo de curva de saturação de ganho, para $G_0 = 30$ dB
Fonte: Agrawal, 2005.

3.4.3 Ruído do Amplificador

Todos os amplificadores ópticos geram ruído devido à emissão espontânea. No SOA, o ruído é consideravelmente grande, devido à amplificação dos fótons gerados na emissão espontânea. Ou seja: primeiro são gerados fótons com fase, comprimento de onda e polarização aleatória, e logo depois são amplificados pela emissão estimulada, tornando o ruído ainda mais presente. Essa característica é um fator limitante ao uso de SOAs em redes ópticas, pois a tendência é o ruído aumentar com o uso de mais amplificadores, chegando até ao estado de saturação apenas devido a emissão espontânea.

O ruído em um SOA pode ser quantificado pelo fator de ruído, n_{sp} ; este é a razão entre a densidade de portadores na banda de condução pela diferença entre as densidades de portadores nas bandas de condução, n_2 , e de valência, n_1 (AGRAWAL, 2002), dado pela Equação 3.24.

$$n_{sp} = \left(\frac{n_2}{n_2 - n_1} \right) \quad (3.24)$$

Como o valor de n_1 nunca será zero (LIMA, 1996), o fator de ruído do SOA sempre será maior que 1. A densidade espectral de potência da amplificação espontânea estimulada (*Amplified Spontaneous Emission* - ASE) pode ser dada pela Equação 3.25 (OBERMANN, 1997).

$$S_{ASE} = \int_0^L S_{esp} \exp \left[\int_z^L g_L dz' \right] dz \quad (3.25)$$

onde S_{esp} é a taxa de emissão espontânea por unidade de comprimento em um único comprimento de onda, e é definida por meio da Equação 3.25 (OBERMANN, 1997).

$$S_{exp} = g_m n_{sp} \frac{hc}{\lambda'} \quad (3.25)$$

em que c é a velocidade da luz no vácuo.

O valor total de potência de ruído na saída do amplificador é fornecido pela Equação 3.26 (OBERMANN, 1997).

$$P_N = \int^{\Delta\lambda} S_{ASE} d\lambda' \quad (3.26)$$

$$P_N = \int^{\Delta\lambda} \left[\int_0^L S_{esp} \exp \left(\int_z^L g_L dz' \right) dz \right] d\lambda'$$

onde $\Delta\lambda$ é o intervalo de comprimentos de onda no qual o fenômeno da ASE ocorre.

3.4.4 Dinâmica de Ganho

A densidade de portadores na região ativa é função de vários parâmetros, não sendo constante durante a operação de um sinal modulado; esta depende das taxas de: injeção, emissão estimulada e de recombinação de portadores. A variação do número de fótons é função das emissões estimulada e espontânea menos a taxa de perda de fótons. As variações da densidade de portadores e de fótons formam um sistema de equações com taxa apresentada na Equação 3.27.

$$\begin{aligned}\frac{dn}{dt} &= \frac{I}{Vq} - gS - \frac{n}{\tau_R} \\ \frac{dS}{dt} &= gS + gn_{sp} - \frac{S}{\tau_S}\end{aligned}\tag{3.27}$$

onde, I é a corrente injetada no amplificador, q é a carga do elétron e, V é o volume da região ativa. S é o número de fótons na região ativa, e n_{sp} é o fator de ruído do amplificador; τ_R é o tempo de vida médio de portadores, devido à recombinação destes, dado pela Equação 3.28.

$$\tau_R^{-1} = A_{nr} + B_n + C_n^2\tag{3.28}$$

onde, A_{nr} é o coeficiente de recombinação não-radioativa, devido a efeitos de superfície, defeitos ou impurezas (WINTNER, 1984), B é o coeficiente de recombinação radioativa, e C é o coeficiente de recombinação de Auger. Por fim, τ_S é o tempo médio de vida dos fótons, definido conforme a Equação 3.29 (AGRAWAL, 2002).

$$\tau_S^{-1} = v_g\alpha_t = v_g(\alpha_{int} + \alpha_r)\tag{3.29}$$

onde, α_{int} é o coeficiente das perdas internas do amplificador e α_r é o coeficiente de perdas devido à refletividade residual nas faces do amplificador.

3.5 Modulação PAM

Em qualquer sistema de comunicação óptico, o primeiro passo consiste em gerar um feixe no transmissor óptico na forma de um trem de pulsos ópticos codificados que contenham toda a informação disponível no respectivo sinal elétrico. A conversão de bits do

domínio elétrico para o óptico pode ser realizada de diversas formas. A escolha de um formato de modulação apropriada depende de vários fatores e pode ser crítica para o projeto e operação satisfatória do sistema (AGRAWAL, 2005).

O processo de modulação se caracteriza como a modificação de uma característica de uma onda portadora de acordo com a informação, representada pela onda ou modulante. Essa modificação pode ser feita sobre a amplitude e/ou a fase, ou sobre a frequência da portadora.

A modulação ASK é uma forma de modulação por amplitude de pulso (PAM), sendo também conhecida como um tipo de chaveamento *on-off*, com dois níveis de amplitude codificados digitalmente. A maior parte dos sistemas ópticos digitais empregam ASK porque sua utilização simplifica o projeto de transmissores e receptores ópticos consideravelmente (AGRAWAL, 2005).

A implementação do chaveamento *on-off* em um transmissor óptico requer que a intensidade (ou a potência) da portadora óptica seja ligada e desligada em resposta a um feixe de pulsos elétricos. A abordagem mais simples utiliza uma técnica de modulação direta na qual o sinal elétrico é aplicado diretamente ao circuito de impulso de um LASER semiconductor ou um LED, portanto, modulando a saída de potência da fonte de LASER pela variação da corrente aplicada diretamente ao dispositivo, de forma semelhante à modulação por chaveamento *on-off* (AGRAWAL, 2005).

Durante cada 1 bit, o LASER vai além do seu limiar e emite um pulso cuja duração é aproximadamente igual àquela do pulso elétrico. Tal abordagem trabalha contanto que o LASER possa ser ligado e desligado tão rapidamente quanto a taxa de bit do sinal a ser transmitido. Na prática, a modulação direta sofre de um problema de “*chirping*”, devido às mudanças de fase que invariavelmente ocorrem quando a potência do LASER é alterada pela modulação na corrente aplicada. Embora tais mudanças de fase não intencionais não sejam vistas por um fotodetector, visto que ele responde somente à potência óptica, eles “*chirpam*” o pulso óptico e alargam seu espectro pela adição de novas componentes de frequência. Tal alargamento espectral é indesejável porque ele pode levar a um alargamento temporal de pulsos ópticos enquanto eles propagam através de uma fibra óptica. Por esta razão, modulação direta da saída LASER torna-se impraticável à medida que a taxa de bit dos sistemas ópticos é aumentada além de 2,5 Gbps (AGRAWAL, 2005).

O problema de “*chirping*” pode ser resolvido, em grande parte, pela operação de um LASER semiconductor de *feedback* distribuído (DFB) continuamente a uma corrente constante

e modulando sua saída CW (onda contínua) através de um modulador externo (AGRAWAL, 2005).

Interferômetros de Mach-Zehnder e acopladores direcionais não-lineares (NLDC) projetados com titânio-difundido e LiNbO_3 são comumente utilizados como moduladores ASK (MESTDAGH, 1995). Quando usados como moduladores ASK, eles podem prover uma taxa de extinção em excesso de 20 vezes (isto é, 13dB) e pode ser modulada a velocidades de até 20 GHz. Atualmente, existem moduladores externos que fazem uso do efeito eletro-óptico através do qual o índice de refração de um material conveniente (LiNbO_3 , na prática) pode ser alterado pela aplicação de uma voltagem através dele. Mudanças no índice de refração modificam a fase de um campo óptico propagando dentro daquele material. Mudanças de fase são convertidas em modulação de amplitude utilizando um MZI feito de dois guias de onda planares à base de LiNbO_3 (AGRAWAL, 2005).

A modulação PAM consiste no acréscimo ou decréscimo da amplitude original do pulso óptico de entrada. Para isso, define-se uma intensidade de referência para decisão entre os níveis lógicos 0 e 1, a partir da potência de pico dos pulsos ópticos. Quando o valor lido está acima do limiar, entende-se o bit 1, quando está abaixo denota o bit 0, e quando está no mesmo valor denota ausência de modulação PAM-ASK. A Figura 3.5 ilustra o processo de codificação descrito.

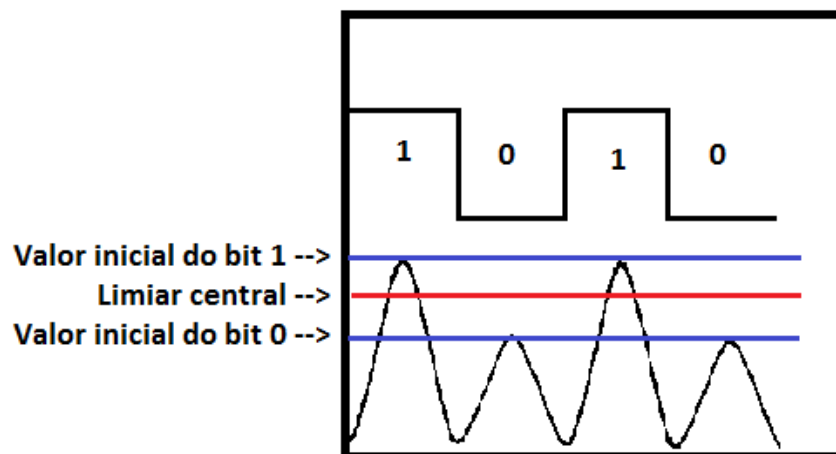


Figura 3.5 - Formato da modulação PAM-ASK. Fonte: Autor.

3.6. Taxa de Erro de Bit no Receptor

A sensibilidade de um receptor é um parâmetro importante para qualquer sistema de comunicações ópticas. Um receptor apresenta maior sensibilidade se ele atingir o mesmo desempenho que outros com uma menor potência incidente. O desempenho de sistemas

digitais pode ser medida pela Taxa de Erro de Bit (*Bit Error Rate* - BER), que denota a probabilidade da identificação incorreta de um bit pelo circuito de decisão do receptor. Por exemplo, uma BER de 2×10^{-9} corresponde a 2 bits errados a cada 1 bilhão de bits transmitidos, em média (AGRAWAL, 2005).

Para calcular a taxa de erro de bit, deve-se considerar o trem de bits gerado no receptor em forma de corrente variante no tempo $I(t)$, a qual foi corrompida por ruído e por outros efeitos. A Figura 3.6(a) mostra esquematicamente o sinal flutuante recebido pelo circuito de decisão do receptor. Um circuito recuperador de relógio provê informação sobre a duração de cada tempo de bit. Dependendo do *design*, o receptor deve integrar o sinal sobre o tempo de bits ou amostrá-lo periodicamente no instante de decisão t_D designado no centro do tempo de bit (AGRAWAL, 2005).

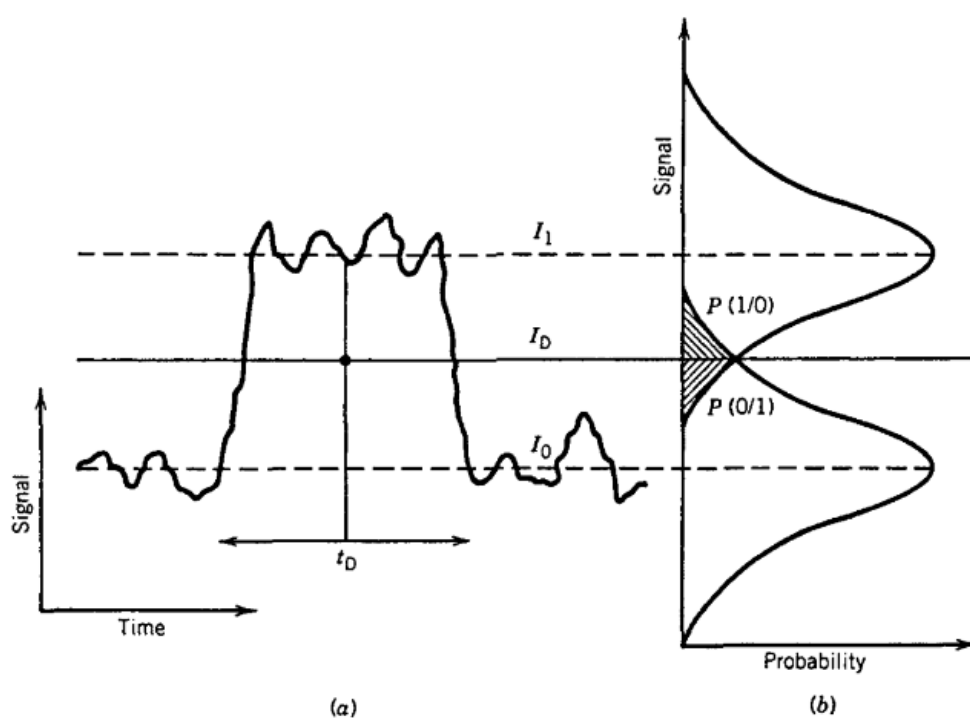


Figura 3. 6 - (a) Sinal flutuante gerado no receptor; (b) Densidades de probabilidade Gaussiana dos bits 0 e 1. A região hachurada mostra a probabilidade de identificação incorreta.
Fonte: AGRAWAL, 2005.

Como visto na Figura 3.6(a), o valor amostrado I varia de bit a bit ao redor de um valor médio de I_1 ou I_0 , dependendo se o bit corresponde a 1 ou 0 na corrente de bits. O circuito de decisão compara o valor amostrado com um valor limite I_D e chama-o de bit 1 se $I > I_D$ ou bit 0 se $I < I_D$. Um erro ocorre se $I < I_D$ para bit 1 por causa do ruído. Um erro também ocorre se $I > I_D$ para bit 0. Ambas as fontes de erros podem ser incluídas pela definição de *erro de probabilidade* conforme Equação 3.30 (AGRAWAL, 2005).

$$\text{BER} = p(1)P(0/1) + p(0)P(1/0) \quad (3.30)$$

onde $p(1)$ e $p(0)$ são as probabilidades de receber bits 1 e 0, respectivamente, $P(0/1)$ é a probabilidade de decidir 0 quando 1 é transmitido, e $P(1/0)$ é a probabilidade de decidir 1 quando 0 é transmitido. Supondo-se que os bits 1 e 0 sejam igualmente prováveis para ocorrer em qualquer corrente de bits realista, $p(1) = p(0) = \frac{1}{2}$, e o BER passa a ter o valor apresentado na Equação 3.31 (AGRAWAL, 2005).

$$\text{BER} = \frac{1}{2} [P(0/1) + P(1/0)] \quad (3.31)$$

A Figura 3.6(b) mostra como $P(0/1)$ e $P(1/0)$ depende da função de densidade da probabilidade $p(I)$ do valor amostrado I . A forma funcional de $p(I)$ depende das estatísticas de fontes de ruído responsáveis pelas flutuações de corrente. O ruído térmico i_T é bem descrito pelas estatísticas Gaussianas com significado zero e variância σ_T^2 . As estatísticas de contribuição ruído balístico i_s é também aproximadamente Gaussiana para receptores $p-i-n$, embora não seja o caso para APDs (*Avalanche Photodiode*). Uma aproximação comum considera i_s como uma variável randômica Gaussiana para ambos $p-i-n$ e receptores APD, mas com diferentes variâncias. Uma vez que o somatório de duas variáveis randômicas Gaussianas é, também, uma variável randômica Gaussiana, o valor amostrado I segue uma distribuição Gaussiana com variância $\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_T^2$ (AGRAWAL, 2005).

É importante observar que ambas as médias e a variância são diferentes para os bits 1 e 0, dependendo do bit recebido. Se σ_1^2 e σ_0^2 são as variâncias correspondentes, as probabilidades de erro condicional são dadas pelas Equações 3.32 e 3.33.

$$P(0/1) = \frac{1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_D} \exp\left(-\frac{(I - I_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) dI = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1\sqrt{2}}\right) \quad (3.32)$$

$$P(1/0) = \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_{I_D}^{\infty} \exp\left(-\frac{(I - I_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) dI = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0\sqrt{2}}\right) \quad (3.33)$$

onde $\text{erfc}(x)$ representa a função de erro complementar definida conforme a Equação 3.34.

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy \quad (3.34)$$

Substituindo as Equações 3.32 e 3.33 na Equação 3.34, a BER é dada pela Equação 3.35.

$$\text{BER} = \frac{1}{4} \left[\text{erfc} \left(\frac{I_1 - I_D}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) + \text{erfc} \left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (3.35)$$

A Equação 3.35 mostra que a BER depende do limite de decisão de I_D . A Figura 3.7 mostra como a BER varia com I_D/I_1 para três valores da razão I_1/σ_1 , assumindo que $I_0 = 0$ e $\sigma_1 \approx \sigma_0$. Na prática, I_D é otimizado para minimizar a BER (AGRAWAL, 2005).

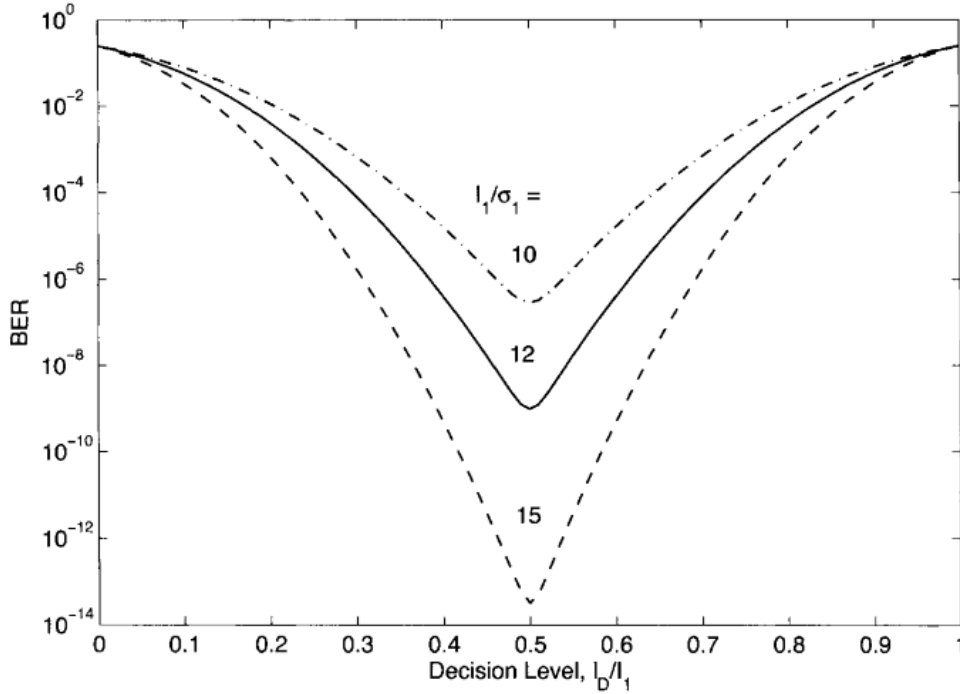


Figura 3.7 - Variação da BER com I_D/I_1 para três valores de I_1/σ_1 .

Podemos encontrar o valor ótimo de I_D tomando a derivada da Equação 3.35 com respeito a I_D e definindo-o a zero. A BER torna-se mínima quando I_D é escolhido conforme a Equação 3.36.

$$\frac{(I_D - I_0)^2}{2\sigma_0^2} = \frac{(I_1 - I_D)^2}{2\sigma_1^2} + \ln \left(\frac{\sigma_1}{\sigma_0} \right) \quad (3.36)$$

O último termo nessa equação é insignificante na maioria dos casos de interesse prático, e I_D é aproximadamente obtido pela Equação 3.37.

$$(I_D - I_0)/\sigma_0 = (I_1 - I_D)/\sigma_1 \equiv Q \quad (3.37)$$

Uma expressão explícita para I_D é apresentada na Equação 3.38.

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (3.38)$$

Quando $\sigma_1 = \sigma_0$, $I_D = (I_1 + I_0)/2$, o qual corresponde à configuração do limite de decisão no meio. Essa é a situação para a maioria dos receptores *p-i-n*, cujo ruído é dominado pelo ruído térmico ($\sigma_T \gg \sigma_s$) e é independente da corrente média. Em contraste, o ruído balístico é maior para bits 1 quando σ_s^2 varia linearmente configurando o limite de decisão de acordo com a Equação 3.38 (AGRAWAL, 2005).

A BER com a configuração ótima do limite de decisão depende somente do fator Q conforme mostra a Equação 3.39, para $Q > 2$.

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \left(1 - \frac{0,7}{Q^2}\right) \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}}. \quad (3.39)$$

O fator Q é obtido das Equações 3.37 e 3.38 e é dado pela Equação 3.40.

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0}. \quad (3.40)$$

A forma aproximada de BER na Equação 3.39 é obtida usando a expansão assintótica (ABRAMOWITZ & STEGUN, 1970) de $\text{erfc}(Q/\sqrt{2})$ e é razoavelmente precisa para $Q > 3$. A Figura 3.8 mostra como BER varia com o fator Q . A BER melhora quando Q aumenta e torna-se menor que 10^{-9} para $Q > 6$. O fator Q desempenha um papel importante quando é um tipo de relação sinal-ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR) que determina o BER unicamente (AGRAWAL, 2005).

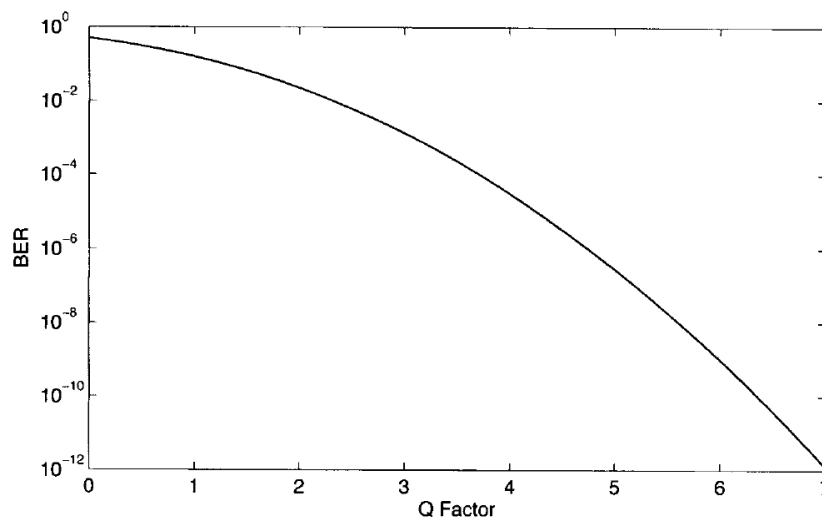


Figura 3.8 - BER x Fator Q.

É possível relacionar Q com SNR elétrico. A relação é particularmente simples quando o ruído do receptor é dominado por ruído térmico (quando é o caso para fotodiodos p-i-n) e, além disso, é o mesmo para todos os bits. Usando $\sigma_1 \approx \sigma_0 = \sigma_T$ com $I_0 = 0$, nós obtemos $SNR = 4Q^2$. A exigência $Q=6$ traduz-se em uma SNR de 144 ou 21,6 dB. Uma vez que a SNR pode ser expandida como Q^2 , é comum definir o fator Q^2 na escala decibel como $Q^2(em\ dB) = 20 \log_{10} Q$. Nessa notação, a BER de 10^{-9} requer $Q^2 = 15,56$ dB, e esse valor cresce para 16,9 dB com uma BER de 10^{-12} (AGRAWAL, 2005).

3.7 Portas Lógicas

Portas lógicas fazem parte de uma categoria de dispositivos na qual uma operação Booleana é executada com base nos valores dos sinais de entrada. A lógica, em si, é uma ferramenta poderosa, uma vez que possibilita uma distribuição inteligente da informação ao longo do sistema, no sentido de que um fluxo de dados pode controlar outro. Nas portas lógicas, o controle pode ser distribuído ao longo de toda a estrutura de chaveamento, tanto fisicamente quanto atuando no próprio dado, representando a operação de decisão por um nível lógico 0 ou 1, que podem ser regenerados, isto é, os sinais são substituídos por pulsos que são corrigidos em amplitude, forma e sincronismo (MENEZES, 2007).

No início da era eletrônica, os problemas eram solucionados por sistemas analógicos, também ditos sistemas lineares, em que uma grandeza era representada por um sinal elétrico proporcional ao valor da grandeza medida. Nos sistemas analógicos, as quantidades podem variar em uma faixa contínua de valores.

Com o avanço da tecnologia, a solução desses problemas passou a ser realizada por meio da eletrônica digital, em que uma quantidade é representada por um arranjo de símbolos chamados dígitos. A implementação dos sistemas lógicos utiliza circuitos digitais, obtendo rapidez na solução dos problemas. Nos circuitos digitais, há somente dois níveis de tensão, os quais correspondem aos possíveis valores das variáveis lógicas. Por exemplo, na lógica TTL (*"Transistor Transistor Logic"*), com lógica Positiva, uma tensão de 1 V ou menor pode representar o nível lógico 0, enquanto uma tensão de +3 V ou maior pode representar o nível lógico.

Dessa forma, diversas máquinas, como computadores, calculadoras, sistemas de controle e automação, codificadores, decodificadores, dentre outros, empregam um grupo de circuitos lógicos básicos, conhecidos como portas, dentre as quais destacamos as portas

lógicas NOT (NÃO), AND (E), NAND (NÃO-E), OR (OU), NOR (NÃO-OU) e XOR (OU EXCLUSIVO), representadas na Figura 3.9 juntamente com suas tabelas-verdade (CASAGRANDE, 2005).

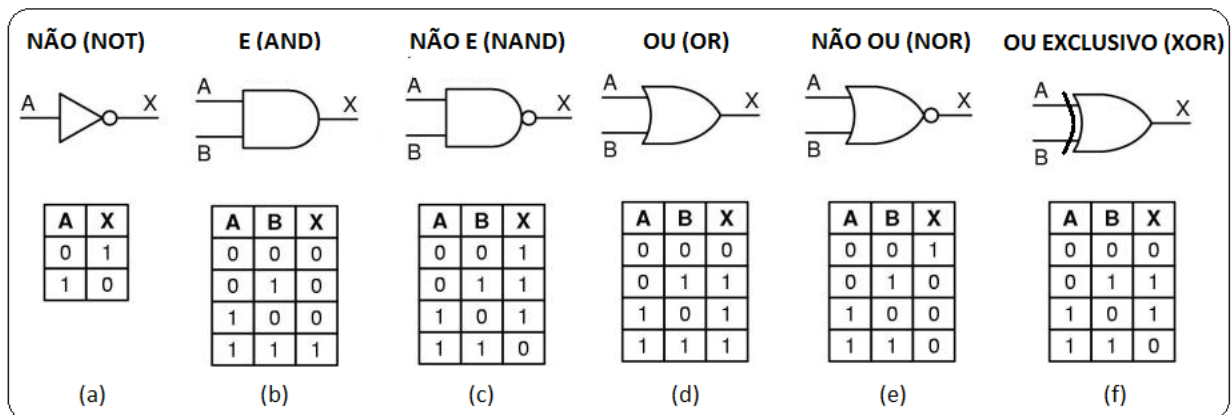


Figura 3.9 - Circuito lógico e tabela verdade das portas lógicas (a) NÃO (NOT); (b) E (AND); (c) NÃO-E (NAND); (d) OU (OR); (e) NÃO-OU (NOR) e; (f) OU EXCLUSIVO (XOR).

A simbologia em cada figura representa o circuito eletrônico que implementa a função lógica correspondente a cada porta. A tabela verdade é uma tabela que mostra todas as possíveis combinações de entrada e saída de um circuito lógico.

Na Figura 3.9, temos, respectivamente, as portas lógicas NOT, AND, NAND, OR, NOR e XOR, cujas simbologias e tabelas verdades estão também apresentadas.

CAPÍTULO 4

METODOLOGIA

Neste trabalho, utilizamos um Interferômetro de Mach-Zehnder (MZI) com um Amplificador Óptico Semicondutor (SOA) em seu braço superior como elemento que exerce a função de desbalancear o interferômetro.

A configuração básica do MZI proposta neste trabalho, ilustrada na Figura 4.1(a) em 2D e (b) em 3D, utiliza dois LASERs como fontes de entrada para o *ACOPLADOR 1* do interferômetro e dois medidores de potência óptica ligados às duas saídas do *ACOPLADOR 2*. O medidor de potência óptica, nomeado de fotodiodo na Figura 4.1(a) e de fotodetector na Figura 4.1(b), pode ser, por exemplo, um *power meter*, um OSA ou um osciloscópio.

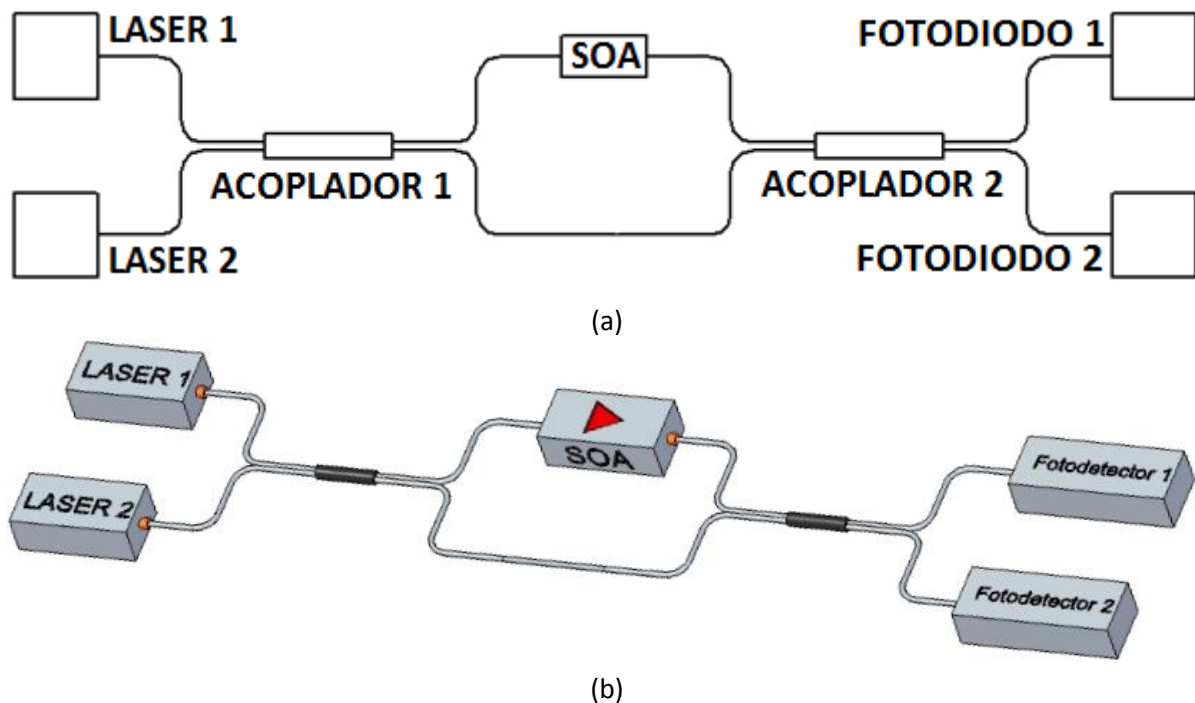


Figura 4.1 - Configuração geral do MZI (a) em 2D; (b) e em 3D.

Neste trabalho, investigamos a obtenção de portas lógicas com LASERs em regime CW e em regime pulsado. Dessa forma, nossa metodologia foi baseada em quatro etapas:

- **Regime CW**
 - **Etapa 1:** Simulações em regime CW;
 - **Etapa 2:** Experimentos em regime CW;
- **Regime pulsado**
 - **Etapa 3:** Simulações em regime pulsado;
 - **Etapa 4:** Experimentos em regime pulsado.

4.1 Configurações Iniciais

Em regime de onda contínua (*continuous wave* – CW), não há dispersão cromática, logo o parâmetro GVD pode ser desconsiderado. Além disso, o comprimento no qual o feixe luminoso propaga no experimento é menor que 2 metros, logo favorecendo a não aplicação de GVD.

Os efeitos não lineares se manifestam, geralmente, quando a fibra possui alto grau de não linearidade e/ou quando a potência óptica de entrada é alta o suficiente para estimular esses efeitos. Entretanto, neste trabalho as fibras utilizadas são apenas as dos acopladores, as quais têm baixo grau de não linearidade, e a potência óptica praticada está na ordem de miliwatts, tornando os efeitos não lineares irrelevantes para o estudo. Dessa forma, também não consideraremos os efeitos não lineares neste trabalho.

Portanto, em todas as simulações e experimentos, tanto em regime CW quanto em regime pulsado, não consideraremos os efeitos de GVD e efeitos não lineares. O único efeito a ser considerado é o de atenuação, representada pelas perdas do acoplador.

4.2 Metodologia do Regime CW

No regime CW, dividimos o experimento em quatro diferentes cenários, onde variamos os níveis de potência que representam os valores iniciais dos bits 0 e 1 na entrada, de forma a possibilitar uma análise mais precisa dos níveis de potência de entrada que são mais passíveis de geração de portas lógicas em uma maior faixa de variação do ganho. Como a potência máxima dos LASERs utilizados é de 1,75 mW, escolhemos a potência de 1,70 mW como a potência máxima de entrada para os experimentos. O valor de 1 mW foi fixado como limiar de decisão central entre os níveis de potência aplicados para o bit 0 e o bit 1. Os valores utilizados para representar os bits 0 e 1 nos quatro cenários são apresentados na Tabela 4.1, em que δ representa a diferença, em mW, entre o valor central e os valores utilizados para a

representação inicial dos bits 0 e 1 em cada cenário, visando atingir a menor BER, conforme descrito por (AGRAWAL, 2005) e exposto na seção 3.5.

Tabela 4.1 - Valores de potência utilizados para a representação dos bits 0 e 1 em cada cenário.

Cenário	Valor central (mW)	δ (mW)	Potência de entrada	
			Bit 0 (mW)	Bit 1 (mW)
1	1,00	0,40	0,60	1,40
2	1,00	0,50	0,50	1,50
3	1,00	0,60	0,40	1,60
4	1,00	0,70	0,30	1,70

Para calcular a taxa de erro de bit (BER), deve-se considerar que o trem de bits gerado no transmissor é corrompido por ruído no canal e no fotodiodo. No receptor, esse trem de bits, após recebido, é apresentado em forma de tensão ou corrente variante no tempo $I(t)$.

Segundo AGRAWAL (2005), para se obter portas lógicas de alta qualidade, é necessário configurar um limiar de 0,4 dB acima e abaixo do limiar central para a distinção entre os bits 0 e 1, de modo a evitar que valores de potência muito próximos do limiar sejam mal interpretados pelo receptor. Este parâmetro será utilizado na metodologia deste trabalho para avaliar a qualidade das portas lógicas obtidas.

Dessa forma, com um nível central de 1 mW e a relação de 0,4 dB acima e abaixo desse valor, aplicamos a relação de potências em dB, $R_{dB} = 10\log(P_s/P_e)$, e encontramos os valores de 0,91 mW e 1,10 mW para o limiar de decisão para os bits 0 e 1, respectivamente. Portanto, quando a potência de saída chega abaixo de 0,91 mW, o receptor identifica o bit 0, e quando essa potência chega acima de 1,10 mW, detecta-se o bit 1. Qualquer valor de saída entre 0,91 mW e 1,10 mW é tratado como indeterminado para a geração de uma porta lógica de alta qualidade. A representação dos valores de potência de entrada e dos limiares de decisão na saída para os bits 0 e 1 é apresentada na Tabela 4.2.

Por exemplo, no Cenário 1, temos uma variação de 0,40 mW, a partir do valor central, para a representação inicial dos bits 0 e 1. Dessa forma, como o valor central é 1,00 mW, o bit 0 é representado como $1,00 \text{ mW} - 0,40 \text{ mW} = 0,60 \text{ mW}$, enquanto o bit 1 é representado como $1,00 \text{ mW} + 0,40 \text{ mW} = 1,40 \text{ mW}$.

Como é possível perceber a partir da Tabela 4.2, o limiar para o bit 0 e para o bit 1 é o mesmo em todos os cenários, embora o valor inicial de representação do bit 0 e o valor do

bit 1 sejam diferentes de um cenário para o outro. Isso ocorre porque a margem de 0,4 dB considera apenas o valor central, de 1 mW, e não os valores utilizados para a representação dos bits.

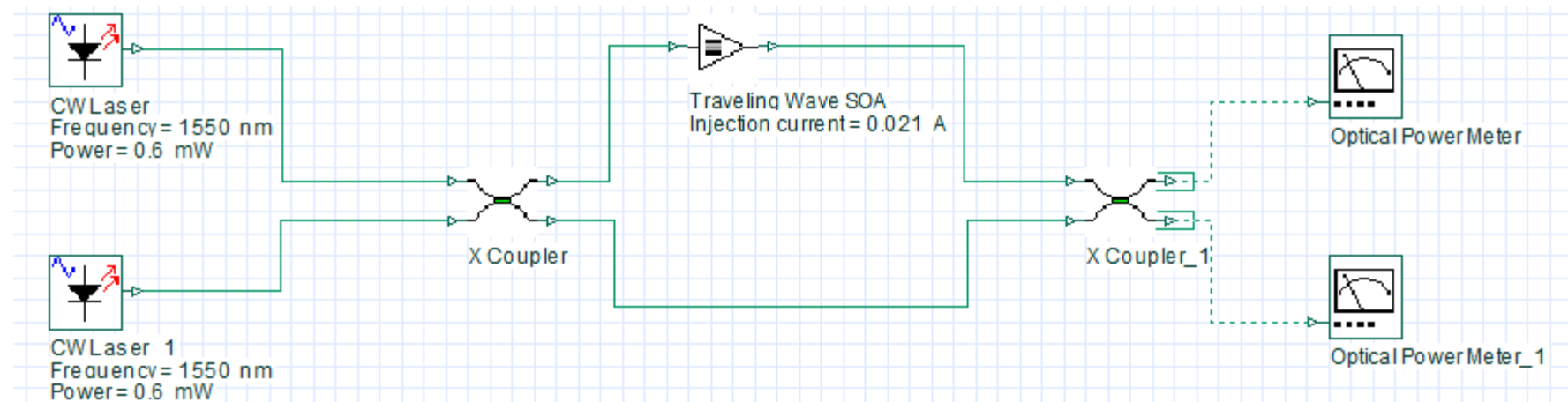
Tabela 4.2 - Níveis de potência e limiar de decisão utilizados para cada cenário.

Cenário	δ (mW)	Potência de entrada		Limiar de decisão		Corrente de Injeção (mA)
		Bit 0 (mW)	Bit 1 (mW)	Bit 0 (mW)	Bit 1 (mW)	
1	0,40	0,60	1,40	0,91	1,10	0 – 150
2	0,50	0,50	1,50	0,91	1,10	0 – 150
3	0,60	0,40	1,60	0,91	1,10	0 – 150
4	0,70	0,30	1,70	0,91	1,10	0 – 150

Embora o SOA utilizado gere correntes até 500 mA, com 150 mA o receptor já se encontrava saturado, logo variamos a corrente de injeção de 0 a 150 mA em cada cenário, em incrementos de 5 mA. Ao final, analisamos os valores do sinal de saída buscando encontrar, em suas tabelas-verdade, funções e portas lógicas.

4.2.1 Metodologia das simulações em regime CW

A metodologia das simulações em regime CW é apresentada por meio do esquemático no *software Optisystem®* (Versão 13, Licença OCS-2014-612NH), ilustrado na Figura 4.2(a). Conforme ilustra a Figura 4.2(b), utilizamos dois LASERs centrados em 1550 nm. Na Figura 4.2(c), visualizamos as configurações dos dois acopladores utilizados, ambos com coeficiente de acoplamento de 0,5 (3 dB), além de uma perda intrínseca de absorção do dispositivo que foi configurada na simulação para representar de forma mais fidedigna o cenário experimental, em que tal perda média foi mensurada. Nessa configuração, inserimos um SOA no braço superior do MZI. A configuração do SOA está representada na Figura 4.2(d). Além disso, colocamos dois medidores de potência óptica ao final do segundo acoplador, cada um medindo uma das saídas do acoplador..



(a)

Label: CW Laser

Main				
Disp	Name	Value	Units	Mode
☒	Frequency	1550	nm	Normal
☒	Power	0.88	mW	Sweep
☐	Linewidth	10	MHz	Normal
☐	Initial phase	0	deg	Normal

(b)

Label: X Coupler

Main				
Disp	Name	Value	Units	Mode
☐	Coupling coefficient	0.5		Normal
☐	Additional loss	3	dB	Normal
☐	Conjugate	☒		Normal

(c)

Label: Traveling Wave SOA

Main				
Disp	Name	Value	Units	Mode
☒	Injection current	0.021	A	Normal

(d)

Figura 4.2 – Configurações da simulação em regime CW no *Optisystem*®: a) circuito óptico montado; b) configurações do laser CW; c) configurações do acoplador; d) configurações do SOA.

Os valores utilizados para a potência de entrada dos bits 0 e 1 e os valores de corrente de injeção de ganho do SOA foram aqueles supracitados na Tabela 4.2.

4.2.2 Metodologia dos experimentos em regime CW

Nesta etapa, também utilizamos dois LASERs da ThorLabs®, centrados no comprimento de onda de 1550 nm, conforme ilustra a Figura 4.3.

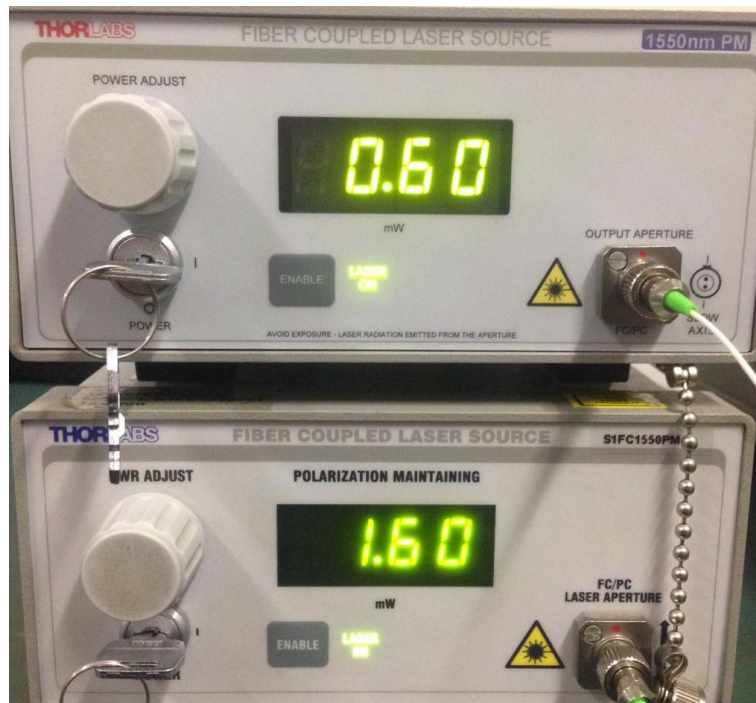


Figura 4. 3 - LASERs utilizados na fase experimental.

Para reproduzir experimentalmente o interferômetro de Mach-Zehnder, utilizamos dois acopladores de 3 dB e os fixamos na mesa de experimentos com fita adesiva, de modo a evitar o deslocamento das fibras e manter a consistência dos dados lidos durante os experimentos, conforme ilustra a Figura 4.4.

Além dos dois LASERs e dos acopladores, utilizamos no braço superior um SOA como elemento desbalanceador do interferômetro, um conector FC/PC no braço inferior para conectar os acopladores, e medidores de potência óptica ligados às saídas do segundo acoplador do MZI. O *setup* experimental completo em regime CW é ilustrado na Figura 4.5.

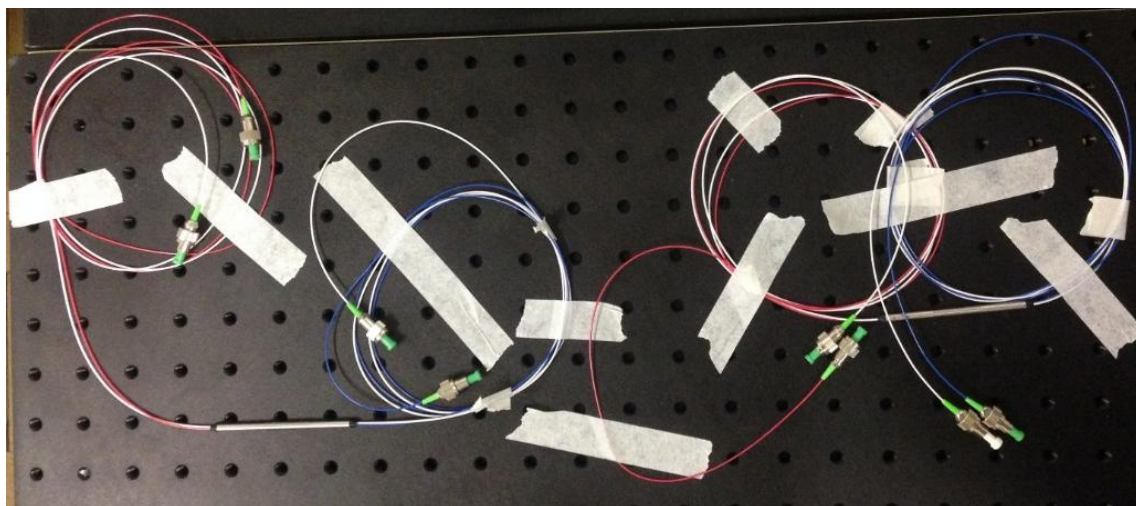


Figura 4. 4 - Acopladores utilizados para a reprodução experimental do MZI.



Figura 4. 5 - Setup experimental do regime CW.

As especificações técnicas dos equipamentos e dispositivos utilizados no MZI são apresentadas na Tabela 4.3.

Tabela 4.3 - Especificações dos equipamentos e dispositivos utilizados

Laser 01: LASER SOURCE / MODEL: S1FC1550PM - 1550nm
Laser 02: LASER SOURCE / MODEL: S1FC1550PM - 1550nm
Polarímetro: TXP 5004
SOA: MODEL S7FC1013S
Colimador: FC280FC - 1550
Acopladores: 10202A-50-APC - Acoplador 2x2 SM, 1310 nm & 1550 nm, Bipartido 50/50, FC/APC
Conector: FC/FC

4.3 Metodologia do Regime Pulsado

Nas telecomunicações, a informação é representada por uma sequência de bits, 0's e 1's, a qual recebe uma codificação de linha para adaptação às condições do canal de comunicação que será utilizado. Dessa forma, para o contexto de portas lógicas, torna-se interessante a análise do regime pulsado. Visando tornar o trabalho proposto aplicável a sistemas de comunicações ópticos, estudamos o regime pulsado, cujo esquema é apresentado em 2D e em 3D nas Figura 4.6(a) e 4.6(b), respectivamente.

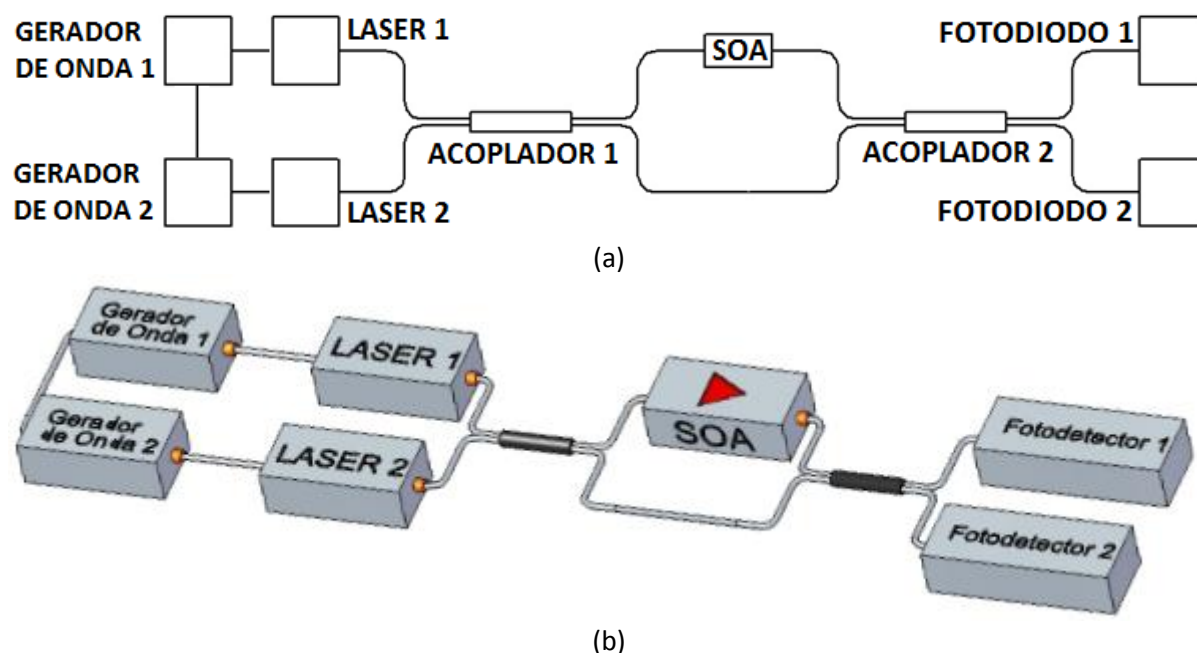


Figura 4. 6 - Configuração do MZI para o regime pulsado: a) em 2D; b) e em 3D.

Diferentemente da configuração do MZI para o regime CW, no regime pulsado precisamos simular bits de entrada, o que é feito por meio de geradores de onda conectados

aos LASERS. Esses geradores de onda devem estar sincronizados para que os pulsos de entrada das portas lógicas estejam em fase.

No regime pulsado, os LASERS eram modulados pelo gerador de onda e limitados à sensibilidade do fotodiodo, o qual saturava com uma potência superior a 1 mW. Os valores de 0,17 mW e 0,88 mW foram escolhidos para representar os bits iniciais 0 e 1, respectivamente. Estes valores foram configurados de forma a permitir a mesma análise tanto para o experimento, quanto para as simulações, visto que, nos experimentos, 0,88 mW já eram suficientes para saturar o fotodiodo. O valor central 0,525 mW foi fixado como limiar de decisão central entre os níveis de potência aplicados para o bit 0 e o bit 1.

Com um nível central de 0,525 mW e a relação de 0,4 dB acima e abaixo desse valor, aplicamos novamente a relação de potências em dB, $R_{dB} = 10\log(P_s/P_e)$, e encontramos os valores de 0,48 mW e 0,58 mW para o limiar de decisão para os bits 0 e 1, respectivamente. Portanto, quando a potência de saída chega abaixo de 0,48 mW, o receptor identifica o bit 0, e quando essa potência chega acima de 0,58 mW, detecta-se o bit 1. Qualquer valor de saída entre 0,48 mW e 0,58 mW é tratado como indeterminado para a geração de uma porta lógica de alta qualidade. A representação dos valores de potência de entrada e dos limiares de decisão na saída para os bits 0 e 1 é apresentada na Tabela 4.4.

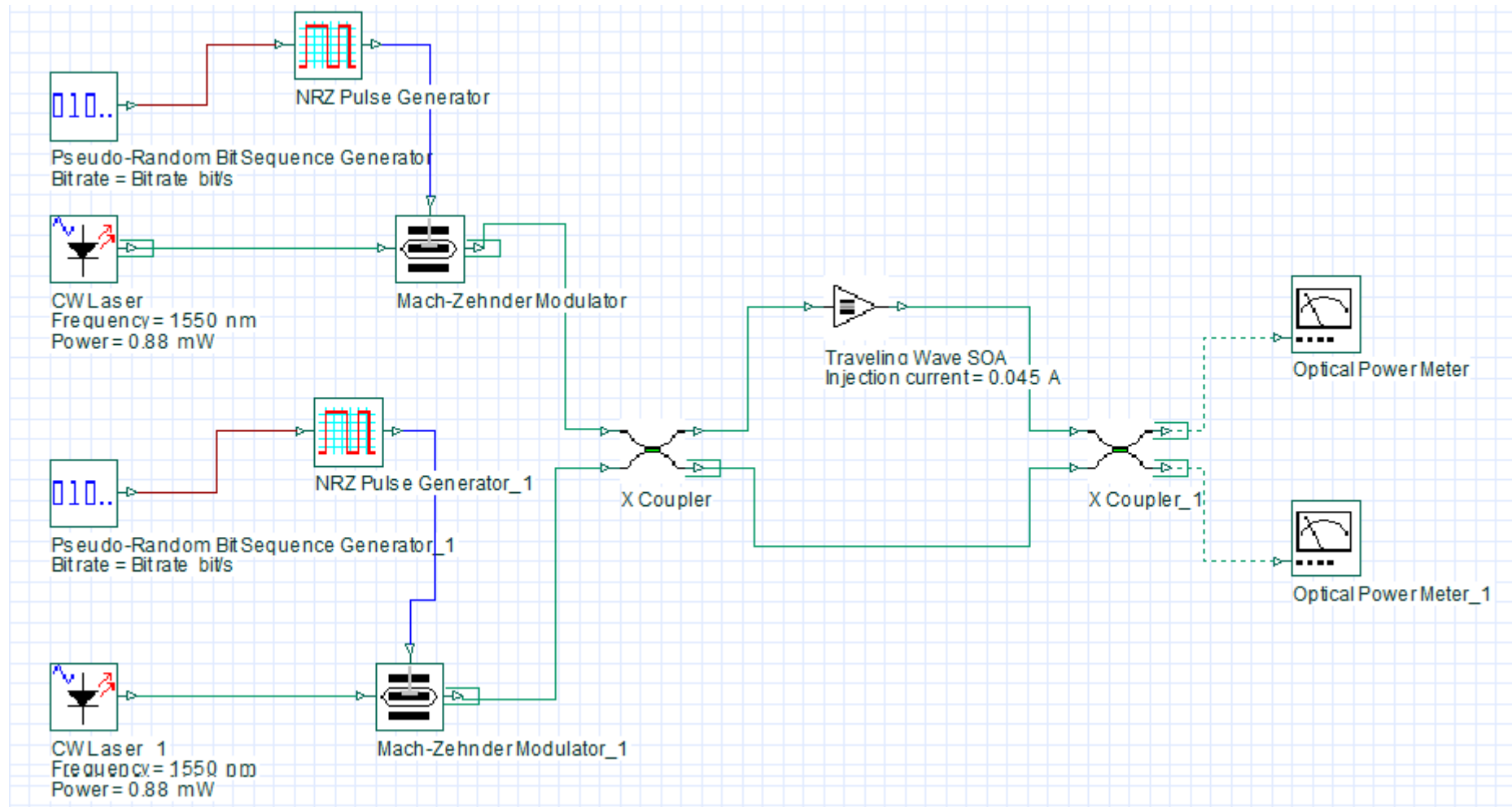
Tabela 4.4 - Níveis de potência e limiar de decisão utilizados para cada cenário do regime pulsado.

δ	Valor central	Potência de entrada		Limiar de decisão		Corrente de Injeção
		Bit 0	Bit 1	Bit 0	Bit 1	
0,35 mW	0,525 mW	0,17 mW	0,88 mW	0,48 mW	0,58 mW	0 – 75 mA

Embora no regime CW tenhamos injetado correntes de até 150 mA, verificamos que, no regime pulsado, correntes de 75 mA já saturavam o fotodiodo ou faziam com que o medidor de potência apresentasse sempre valores acima da referência do nível lógico 1.

4.3.1 Metodologia das simulações em regime pulsado

Nas simulações em regime pulsado, uma sequência de bits aleatória definida pelo usuário é codificada em NRZ (*Non Return to Zero level*) e enviada para um modulador MZI, no qual o LASER CW atua como a segunda entrada. Dessa forma, o LASER CW é modulado de forma pulsada, conforme ilustra a Figura 4.7.



(a)

Label: CW Laser

Main | Polarization | Simulation | Noise | Random nu... | Custom o...

Disp	Name	Value	Units	Mode
☒	Frequency	1550	nm	Normal
☒	Power	0.88	mW	Sweep
☐	Linewidth	10	MHz	Normal
☐	Initial phase	0	deg	Normal

(b)

Label: Mach-Zehnder Modulator

Main | Simulation | Custom order

Disp	Name	Value	Units	Mode
☐	Extinction ratio	30	dB	Normal
☐	Negative signal chirp			Normal
☐	Symmetry factor	-1		Normal

(c)

Label: NRZ Pulse Generator

Main | Simulation | Custom order

Disp	Name	Value	Units	Mode
☐	Rectangle shape	Exponential		Normal
☐	Format for pulse range	Min/Max		Normal
☐	Maximum	1	a.u.	Normal
☐	Minimum	0	a.u.	Normal
☐	Peak amplitude	1	a.u.	Normal
☐	DC bias	0	a.u.	Normal
☐	Position	0	bit	Normal
☐	Rise time	0.05	bit	Normal
☐	Fall time	0.05	bit	Normal

(d)

Label: Pseudo-Random Bit Sequence Generator

Main | Simulation | Random numbers | Custom order

Disp	Name	Value	Units	Mode
☒	Bit rate	Bit rate	5 bit/s	Script
☐	Operation mode	Order		Normal
☐	Order	$\log(\text{Sequence length})/\log(2)$	5	Script
☐	Mark probability	0.5		Normal
☐	Number of leading zeros	$(\text{Time window} * 3 / 100) * B$	5	Script
☐	Number of trailing zeros	$(\text{Time window} * 3 / 100) * B$	5	Script

(e)

Figura 4. 7 - Configuração da simulação em regime pulsado: a) setup do circuito óptico; b) configurações do laser CW; c) configurações do modulador Mach-Zehnder; d) configurações do gerador de pulsos NRZ; e) configurações do gerador de sequência de bits pseudoaleatória.

Nas simulações, variamos o ganho do SOA de 0 a 50 mA, pois, a partir deste valor, os resultados para todos os casos já apresentavam apenas o valor lógico 1 na saída.

4.3.2 Metodologia dos experimentos em regime pulsado

Para o regime pulsado, utilizamos o mesmo *setup* experimental do MZI, porém com algumas modificações na fonte e no receptor.

Para gerar pulsos, o LASER precisa ser modulado por um gerador de onda. Dessa forma, conectamos um gerador de onda a cada um dos LASERs. Para gerar portas lógicas, é essencial que as entradas produzidas pelos dois LASERs estejam sincronizadas. Para sincronizá-los, interligamos os dois geradores de onda pela porta SYNC. Os pulsos foram modulados por modulação em amplitude de pulso (PAM), com amplitude de pico representando os valores dos bits 0 e 1.

No lado receptor, utilizamos um fotodiodo para cada saída do MZI. Para ler os dados, foi necessário desenvolver uma placa eletrônica para a aquisição, tratamento e reprodução dos dados, a qual está detalhada na seção 4.3.2.1. Os resultados podem ser visualizados no osciloscópio, onde podemos visualizar as duas saídas do MZI juntas, para melhor interpretação. Evitando saturar o fotodiodo, a tensão máxima utilizada para as entradas foi de 5 V. Dessa forma, na configuração experimental do regime pulsado escolhemos o valor de 5 V para representar o bit 1 e o valor de 1 V para representar o bit 0.

A configuração experimental do regime pulsado é apresentado na Figura 4.8. Na bancada, temos os dois geradores de onda à esquerda, seguidos pelos dois LASERs, em seguida pelo SOA, e por fim o osciloscópio. Os acopladores do MZI foram colocados em uma mesa de experimentos, separados dos equipamentos, de forma a minimizar a interferência provocada pelas vibrações mecânicas dos equipamentos.

O coeficiente de dispersão da fibra monomodo utilizada e a largura do pulso resultam em um comprimento de dispersão na ordem de centenas de metros, o que não se aplica a este estudo, em que o sinal propaga por menos de 2 metros no MZI. Dessa forma, desconsideramos os efeitos de GVD para este caso.

Embora a corrente de injeção do SOA possa atingir valores de até 500 mA, observamos que no experimento em regime CW o medidor de potência óptica já saturava com uma corrente 175 mA. No caso do experimento em regime pulsado, percebemos que o fotodiodo já saturava com uma corrente de 75 mA. Dessa forma, testamos a corrente de injeção de ganho do SOA de 0 a 75 mA, em incrementos de 5 mA.

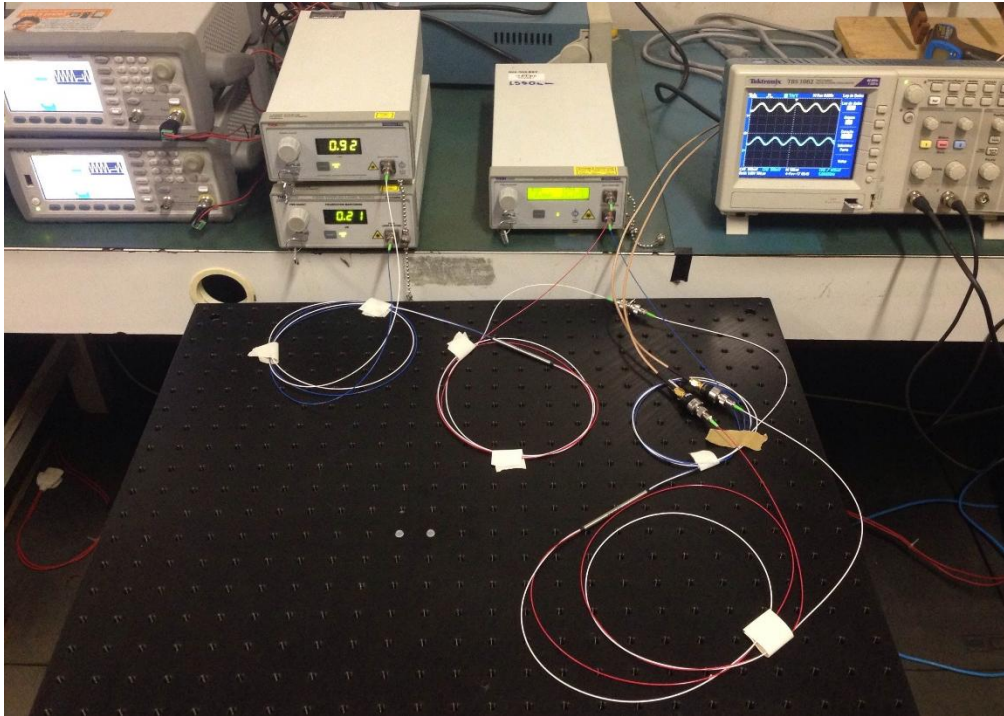


Figura 4. 8 - Setup experimental do MZI em regime pulsado.

4.3.2.1 Placa eletrônica de aquisição de dados do fotodiodo

Para realizar a conversão opto-elétrica dos sinais ópticos, utilizamos o fotodiodo SM05PD6A, da Thorlabs®. Este componente fotossensível possui uma tensão de alimentação de 3 V e responsividade máxima no comprimento de onda de 1550 nm.

O circuito elétrico recomendado para o fotodiodo é encontrado no *datasheet* do fabricante e está apresentado na Figura 4.9, em que *Bias Voltage* e *PD (Photodiode)* representam a tensão de alimentação e o fotodiodo do circuito elétrico proposto, respectivamente. Nessa figura, também é possível observar a presença de um filtro passa-baixas, o qual tem a função de reduzir os ruídos do circuito. É interessante ressaltar que, embora o valor de R_1 esteja fixado no circuito proposto, em nosso estudo alteramos esse valor visando adaptar o circuito aos resultados desejados. Esse circuito será abordado com mais detalhes na etapa de confecção da placa.

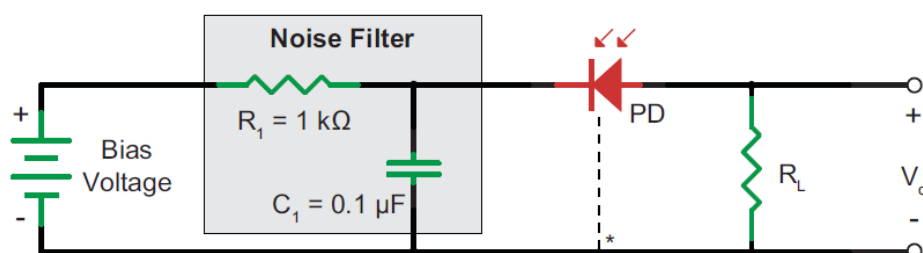
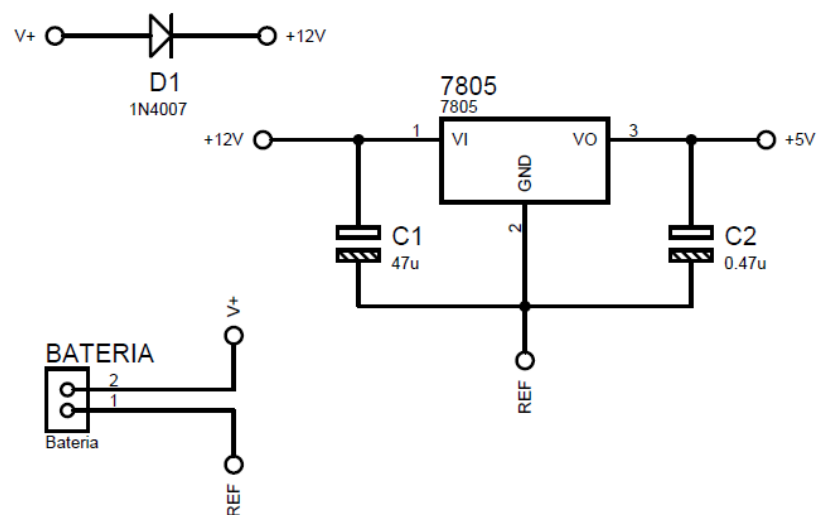


Figura 4. 9 - Circuito recomendado no datasheet para o fotodiodo. Fonte: Thorlabs®.

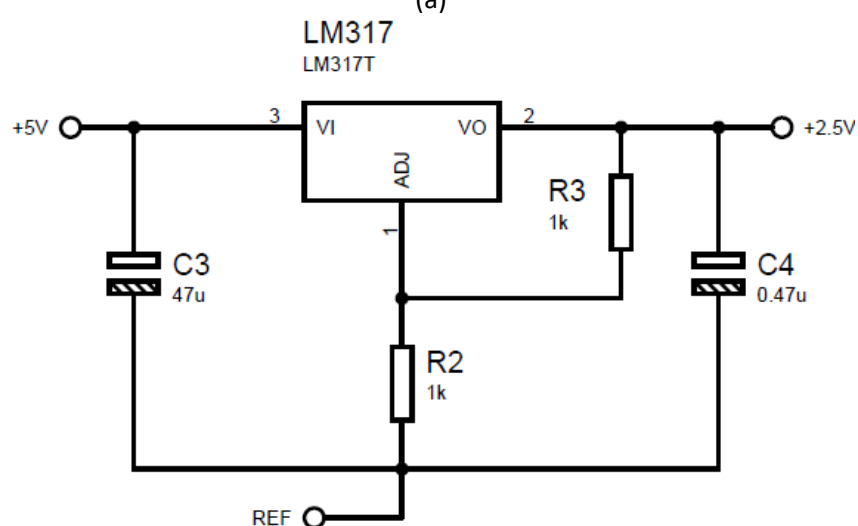
A tensão de saída do circuito (V_o) é derivada da função $V_o = P \cdot R \cdot R_L$, onde P é potência de incidência da luz, R é a responsividade, e R_L é a resistência de carga. A responsividade do fotodiodo a um dado comprimento de onda, R_λ , é medida pela sensibilidade da luz e definida pela razão entre a corrente de fotodiodo, I_P , e a potência de incidência da luz, P , nesse comprimento de onda, logo $R_\lambda = I_P/P$.

A placa de aquisição de dados confeccionada utiliza uma bateria de chumbo-ácido de 12 V, com o objetivo de evitar contaminações do sinal adquirido com ruídos da rede elétrica. Dessa forma, são utilizados reguladores de tensão, LM7805 e LM317, para reduzir a tensão de alimentação de 12 V para 5 V e 2,5 V. O LM317 é um regulador de tensão variável e, embora mais complexo que o LM785, sua utilização se deve ao fato de que ela é menos susceptível a variações do ambiente. Ele possui a relação de tensão de saída (V_o) igual a $V_o = V_{ref}(1 + R3/R2) + (I_{adj} \cdot R2)$. Dessa forma, são utilizados valores de resistência específicos para encontrar uma tensão de saída de 2,5V, adequada para alimentação elétrica do fotodiodo. O circuito do regulador de tensão LM7805 e do LM317 são apresentados na Figura 4.10(a) e (b). O diodo 1N4007, identificado no circuito como D1, possui a finalidade de proteger o circuito contra correntes reversas que podem danificar os componentes eletrônicos da placa.

No circuito do fotodiodo, apresentado na Figura 4.11, podemos perceber uma associação em série de três resistores ($R5$, $R6$ e $R7$), com o intuito de obtermos uma resistência equivalente de 33 k Ω . Tal valor foi obtido aplicando-se uma frequência de corte do filtro passa-baixas de $f_c = 50$ Hz. Considerando um capacitor de 100 nF e aplicando tais valores na equação $f_c = 1/(2\pi RC)$, encontramos uma resistência de aproximadamente 31 k Ω . No intuito de possuir controle sobre os valores de tensão máximo e mínimo de recepção, optou por utilizar um resistor variável de até 10 k Ω como resistência de carga do circuito do fotodiodo.



(a)



(b)

Figura 4. 10 - (a) Circuito de alimentação da placa; (b) circuito de alimentação do fotodiodo.

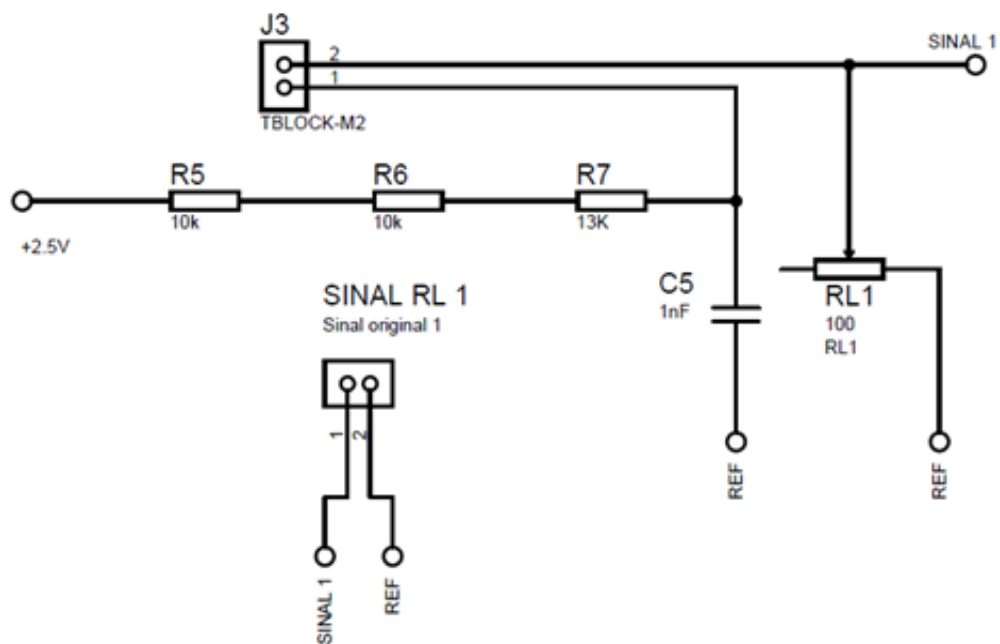


Figura 4. 11 - Circuito do fotodiodo.

Com o objetivo de aumentar a inteligibilidade dos valores recebidos pela placa eletrônica utiliza-se um circuito de amplificação do sinal analógico com amplificadores operacionais, do tipo *rail-to-rail* de baixo ruído. Para isso, utilizamos o amplificador operacional OPA4344. O circuito do seguidor de tensão, apresentado na Figura 4.12(a), é um circuito que apresenta na saída o mesmo sinal da entrada. Sua função na placa de aquisição de dados é isolar o circuito do fotodiodo do circuito de amplificação. Ademais, o circuito de amplificação, ilustrado na Figura 4.12(b), possui a relação de tensão de saída (SINAL AMPLIF. 1) igual a $SINAL\ AMPLIF.1 = SINAL\ ORIGINAL\ 1 \cdot \left(1 + \frac{R4}{Ganho1}\right)$, em que *Ganho1* representa um resistor variável.

1) igual a $SINAL\ AMPLIF.1 = SINAL\ ORIGINAL\ 1 \cdot \left(1 + \frac{R4}{Ganho1}\right)$, em que *Ganho1* representa um resistor variável.

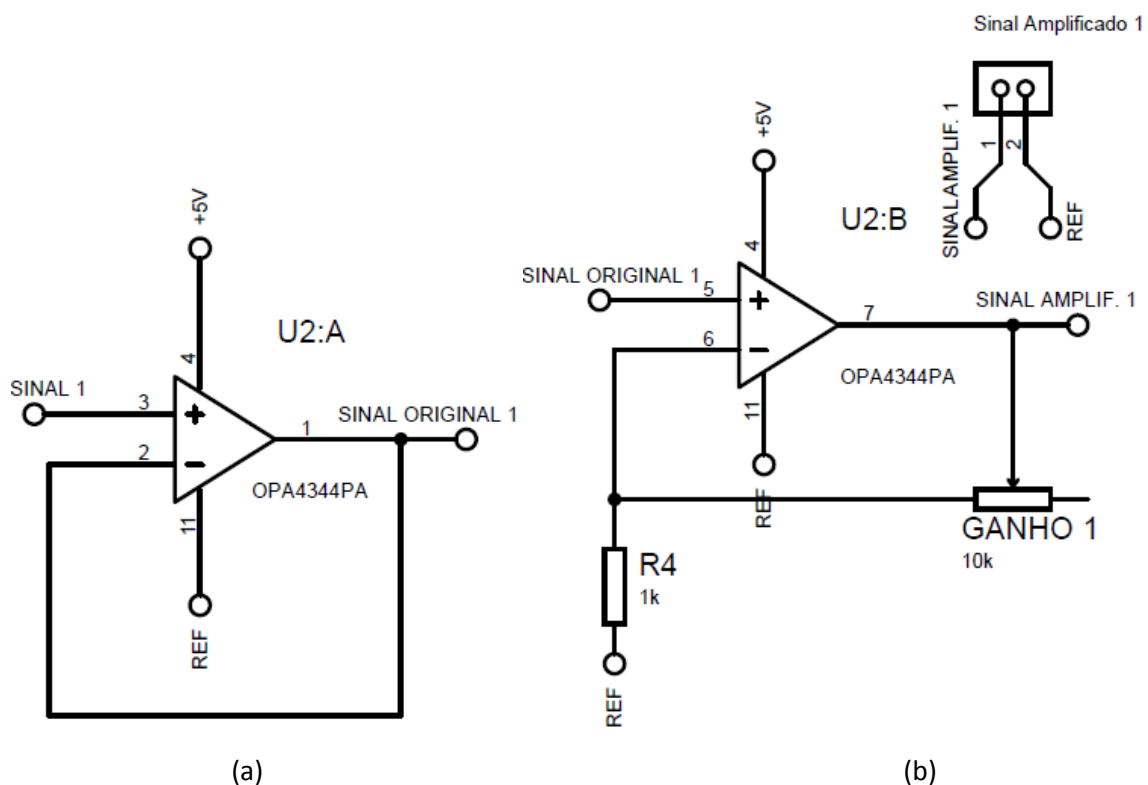
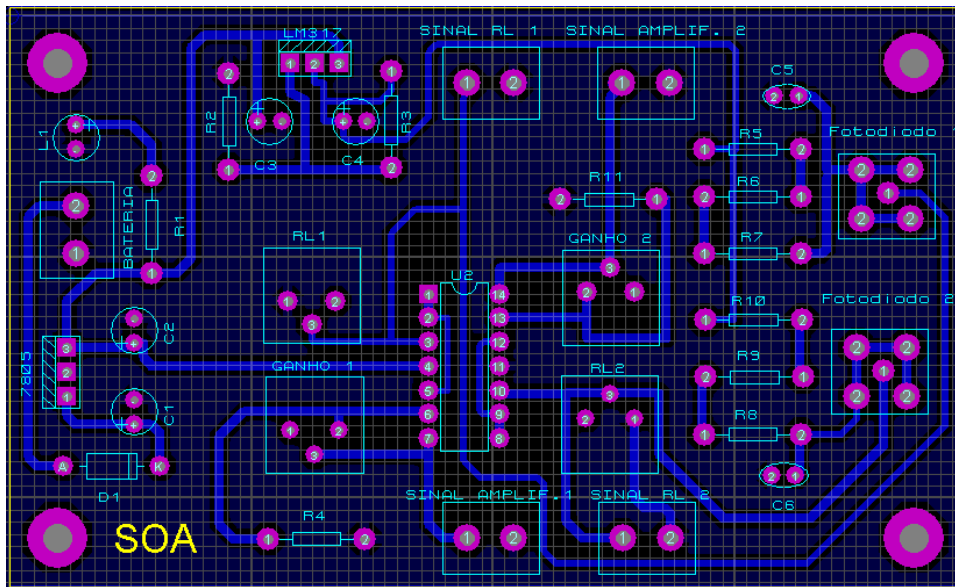
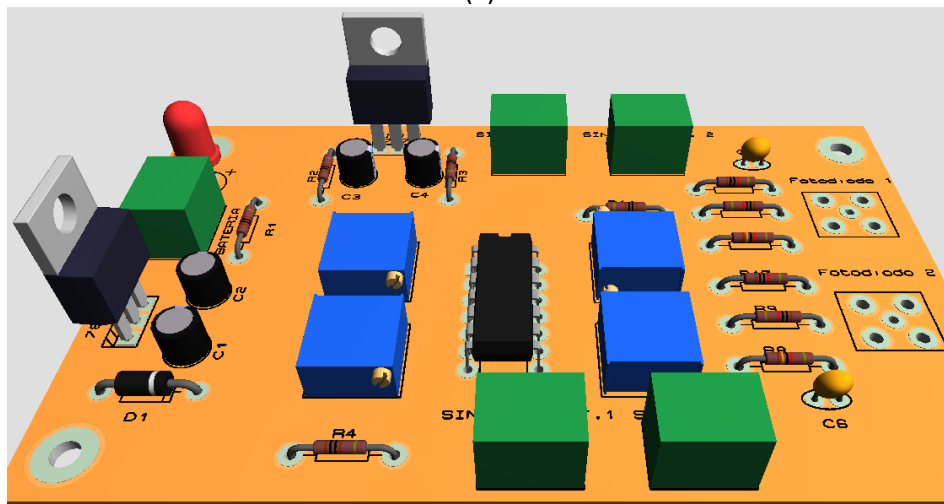


Figura 4. 12 - (a) Seguidor de tensão; (b) Amplificador do sinal.

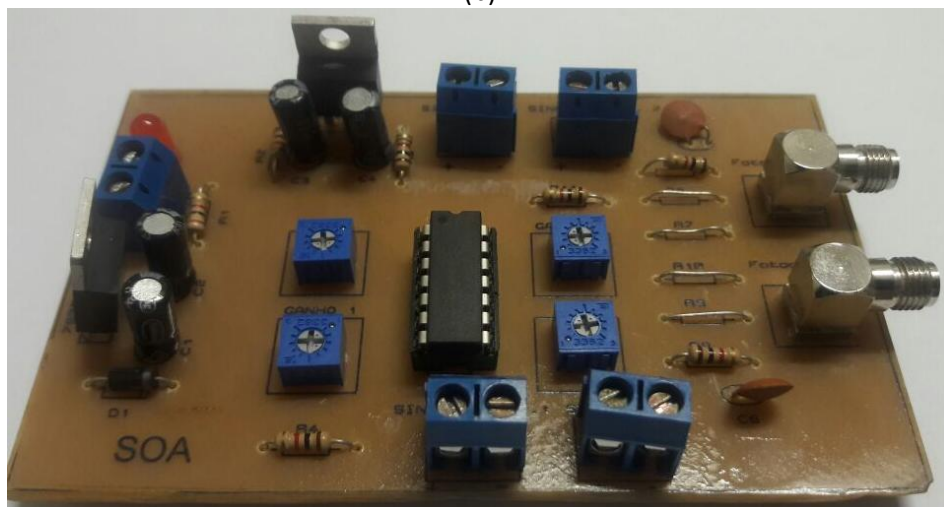
Na Figura 4.13, apresentamos o circuito finalizado feito no *software* ARES (a), além de uma visualização em 3D (b) e o circuito impresso real utilizado nos experimentos com o LASER em regime pulsado (c).



(a)



(b)



(c)

Figura 4. 13 - (a) Circuito finalizado no software ARES; (b) placa em 3D no ARES; (c) placa real.

CAPÍTULO 5

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Iniciamos este capítulo com um estudo analítico feita sobre o MZI utilizado. Em seguida, apresentamos e discutimos os resultados obtidos para o regime CW, e finalizamos com os resultados obtidos para o regime pulsado. Em ambos os regimes, apresentamos os resultados das simulações com o *software Optisystem®* e também os resultados dos experimentos.

5.1 Estudo Analítico do MZI

A Figura 5.1 apresenta um estudo analítico da configuração básica de um MZI com SOA no braço superior, onde representamos os valores de entrada no primeiro acoplador como E_1 e E_2 .

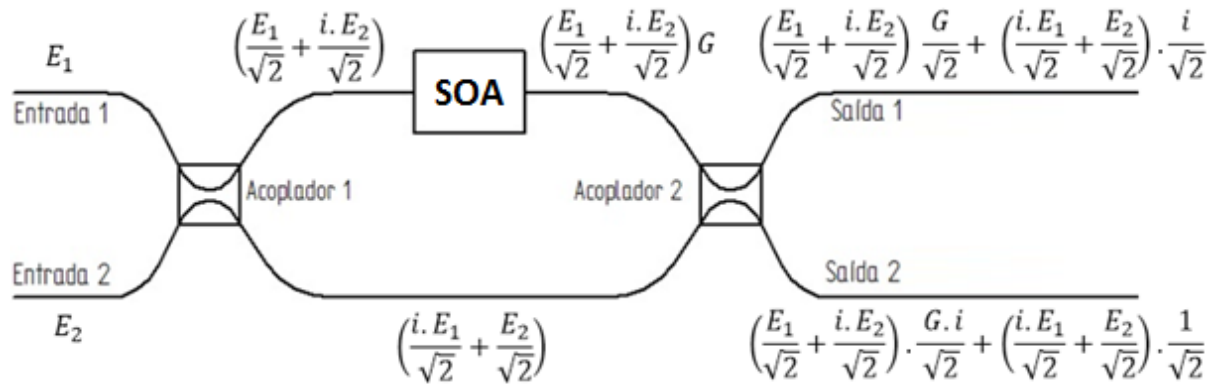


Figura 5.1 - Estudo analítico do MZI.

Analisaremos, primeiramente, apenas a entrada E_1 . Tendo em vista que o primeiro acoplador é simétrico (3 dB), sabemos que ele divide a intensidade do sinal em 50% ($1/2$) para cada saída, $E_1/2$. Considerando apenas a parte eficaz desse valor, ele passa a ser $\frac{E_1}{\sqrt{2}}$. Quando o sinal passa de um núcleo para o outro no acoplador, o sinal sofre uma defasagem de 90° , adquirindo uma fase adicional i . Dessa forma, temos o sinal antes do acoplador, E_1 , dividido em $\frac{E_1}{\sqrt{2}}$ para o braço superior e $\frac{i \cdot E_1}{\sqrt{2}}$ para o braço inferior. No braço superior, o sinal, ao passar pelo SOA, adquire um ganho G . Ao passar pelo segundo acoplador, também de 3 dB, o sinal

é novamente dividido em metade para cada braço, novamente considerando-se apenas a parte eficaz. Ressaltamos, novamente, que a parte da intensidade que muda de núcleo adquire, mais uma vez, uma fase i .

Fazendo-se uma análise simétrica para a entrada E_2 , teremos sua contribuição adicionada à da entrada E_1 , chegando-se aos valores finais para a saída 1 e saída 2, simplificados na Equação 5.1 e 5.2, respectivamente.

$$S_1 = \frac{E_1 \cdot G}{2} + \frac{E_2 \cdot G \cdot i}{2} + \frac{E_1 \cdot i^2}{2} + \frac{E_2 \cdot i}{2} = \frac{E_1 \cdot G}{2} + \frac{E_2 \cdot G \cdot i}{2} - \frac{E_1}{2} + \frac{E_2 \cdot i}{2}$$

$$= \frac{E_1 \cdot (G - 1)}{2} + \frac{E_2 \cdot (G + 1) \cdot i}{2} \quad (5.1)$$

$$S_2 \cdot \frac{E_1 \cdot G \cdot i}{2} + \frac{E_2 \cdot G \cdot i^2}{2} + \frac{E_1 \cdot i}{2} + \frac{E_2}{2} = \frac{E_1 \cdot G \cdot i}{2} - \frac{E_2 \cdot G}{2} + \frac{E_1 \cdot i}{2} + \frac{E_2}{2}$$

$$= \frac{E_1 \cdot i(G + 1)}{2} + \frac{E_2 \cdot (1 - G)}{2} \quad (5.2)$$

Sabendo-se que a energia do sinal é representada pelo quadrado do módulo da sua intensidade, a qual é solucionável por meio da multiplicação do termo por seu complexo conjugado, conforme Equação 5.3, e simplificada nas Equações 5.4, 5.5 e 5.6.

$$|S_1|^2 = S_1 \cdot S_1^* \quad (5.3)$$

$$|S_1|^2 = \left[\frac{E_1 \cdot (G - 1)}{2} + \frac{i E_2 (G + 1)}{2} \right] \cdot \left[\frac{E_1 \cdot (G - 1)}{2} - \frac{i E_2 (G + 1)}{2} \right] \quad (5.4)$$

$$|S_1|^2 = \frac{E_1^2 (G - 1)^2}{4} - \frac{i E_1 \cdot E_2 \cdot (G - 1)(G + 1)}{2} + \frac{i E_1 \cdot E_2 \cdot (G + 1)(G - 1)}{2}$$

$$+ \frac{E_2^2 (G + 1)^2}{4} \quad (5.5)$$

$$|S_1|^2 = \frac{1}{4} [E_1^2 (G - 1)^2 + E_2^2 (G + 1)^2] \quad (5.6)$$

De forma análoga, podemos escrever a saída 2 conforme Equação 5.7, simplificada nas Equações 5.8, 5.9 e 5.10.

$$|S_2|^2 = S_2 \cdot S_2^* \quad (5.7)$$

$$|S_2|^2 = \left[\frac{E_2 \cdot (1 - G)}{2} + \frac{i E_1 (G + 1)}{2} \right] \cdot \left[\frac{E_2 \cdot (1 - G)}{2} - \frac{i E_1 (G + 1)}{2} \right] \quad (5.8)$$

$$|S_2|^2 = \frac{E_2^2 (1 - G)^2}{4} + \frac{E_1^2 (G + 1)^2}{4} \quad (5.9)$$

$$|S_2|^2 = \frac{1}{4} [E_2^2(1 - G)^2 + E_1^2(G + 1)^2] \quad (5.10)$$

A partir da equação final da saída S_1 , fornecida nas Equações 5.6, podemos concluir que, para um valor de ganho do SOA igual a 0 dB ($G = 1$), nenhuma fração da energia inicial da entrada 1 sairá pela porta de saída 1. Ainda para este caso de ganho nulo, algo análogo acontece com a saída 2, onde nenhuma fração da potência de entrada 1 é encontrada.

5.2 Perdas e Ganho do SOA

Uma vez que o ganho do SOA se manifesta por meio da corrente de injeção de ganho fornecida ao sistema, mensuramos como esse ganho, em dB, variava em função da corrente de injeção, de forma a possibilitar uma visualização do comportamento do dispositivo no sistema. A Figura 5.2 apresenta os resultados dos testes, onde podemos visualizar que o ganho fornecido pelo SOA diminui seu crescimento com o aumento da corrente.

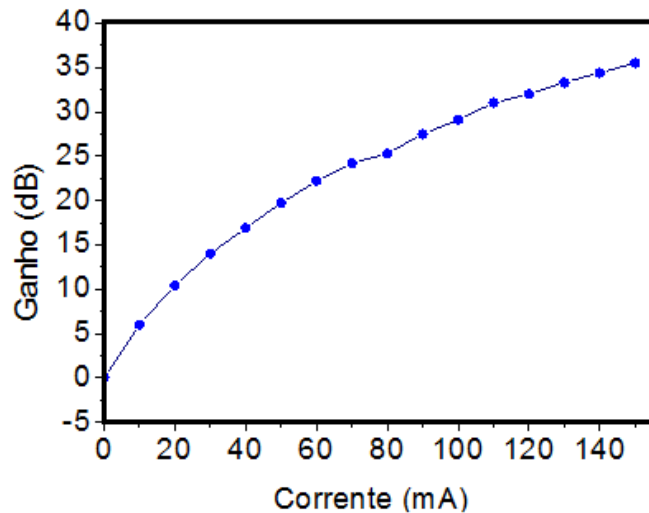


Figura 5.2 - Variação do ganho do SOA com a corrente de injeção.

Além disso, verificamos também que o SOA insere perdas no sistema quando não está injetando corrente no sistema. Por exemplo, quando conectamos uma fibra do LASER à porta de entrada do SOA e outra fibra na porta de saída do SOA a um medidor de potência, com injeção nula de corrente por parte do SOA, observamos na saída uma perda de, aproximadamente, 20 dB, o que indica que o SOA absorve 99% da potência óptica que passa por ele quando não está amplificando.

5.3 Resultados do Regime CW

Nas seções a seguir, apresentamos os resultados obtidos para o regime CW.

5.3.1 Resultados das simulações em regime CW

A corrente de injeção do SOA foi variada em incrementos de 3 mA desde 0 mA até 30 mA. Este valor máximo da corrente de injeção para as simulações se deveu ao fato de que, a partir de 30 mA, todos os valores já resultavam no valor lógico 1.

A seguir, apresentamos os valores de potência óptica medidos das duas saídas do MZI em função da variação da corrente de injeção de ganho do SOA. Nas figuras, S1 representa a saída 1, e S2 denota a saída 2.

A Figura 5.3 apresenta os resultados para o *Cenário 1*. A partir da Figura 5.3(a), que representa os resultados para a saída 1, podemos visualizar que, até 12 mA de corrente de injeção do SOA, todos os valores apresentam nível lógico 0, o que constitui a função lógica 0. Em 15 mA, temos uma porta AND, porém sem alta qualidade, visto que o resultado do caso (1,1) está dentro da margem de incerteza entre os bits 0 e 1. Para 18 mA, temos uma porta OR apresentando alta qualidade, visto que todos os valores estão fora da faixa de indecisão. A partir de então, temos a função lógica 1, em que todas as saídas têm o valor 1. Na saída 2, representada na Figura 5.3(b), não foi possível obter portas lógicas. Apenas as funções lógicas 0 e 1 foram encontradas, para valores de corrente abaixo de 9 mA e acima de 24 mA, respectivamente.

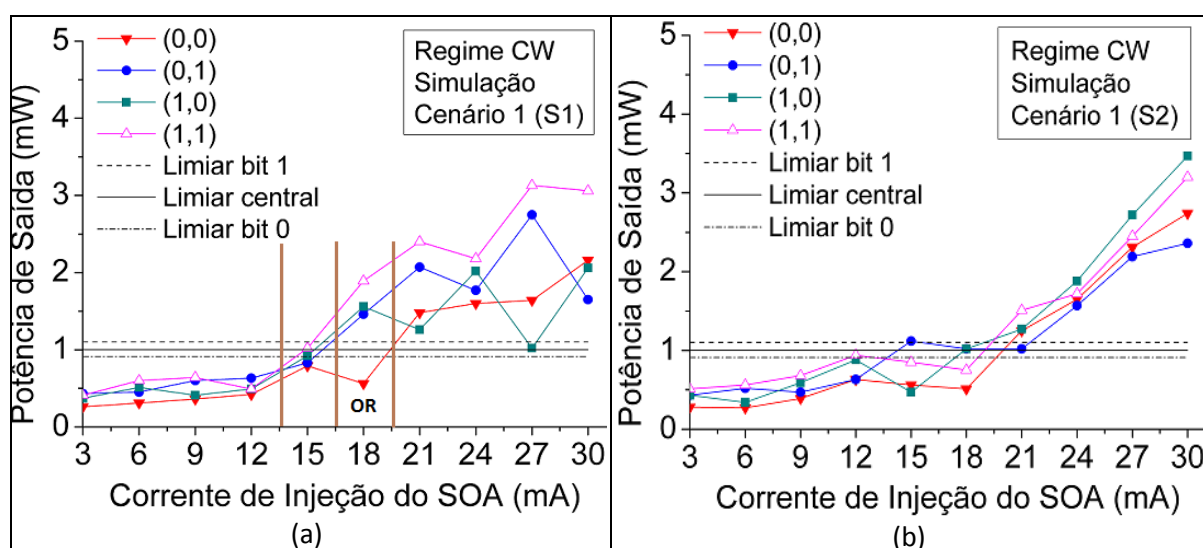


Figura 5.3 - Portas lógicas obtidas na simulação em regime CW para o Cenário 1 (a) para a saída 1; (b) e para a saída 2.

Na Figura 5.4, visualizamos os resultados para o *Cenário 2*. Na saída 1, ilustrada na Figura 5.4(a), obtivemos a porta OR com alta qualidade entre 18 e 21 mA de corrente de injeção de ganho. Nas demais faixas de operação do SOA, não obtivemos portas nessa saída. Já na saída 2, obtivemos uma porta AND com 12 mA de corrente, com os demais valores apresentando resultados inconsistentes no que diz respeito à geração de portas lógicas.

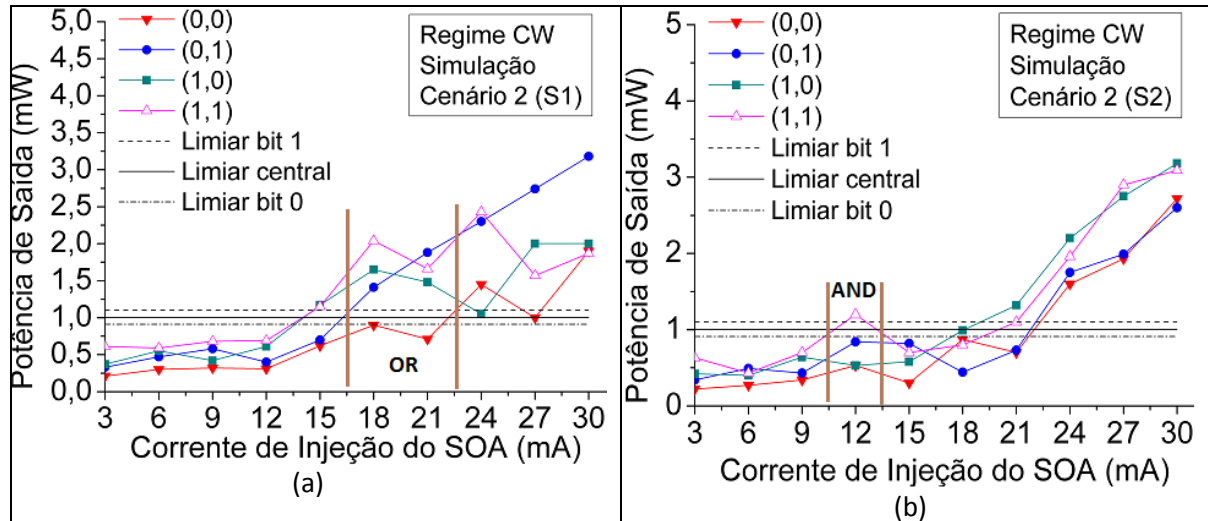


Figura 5.4 - Portas lógicas obtidas na simulação em regime CW para o Cenário 2 (a) para a saída 1; (b) e para a saída 2.

Em se tratando do *Cenário 3*, percebemos que a saída 1 apresentou uma porta OR de alta qualidade com 18 mA de corrente de injeção, conforme ilustra a Figura 5.5(a). Por outro lado, a saída 2, cujos resultados estão expostos na Figura 5.5(b), não apresentou consistência quanto à geração de portas lógicas de alta qualidade, embora seja possível observar uma porta AND, sem alta qualidade, para a corrente de 12 mA.

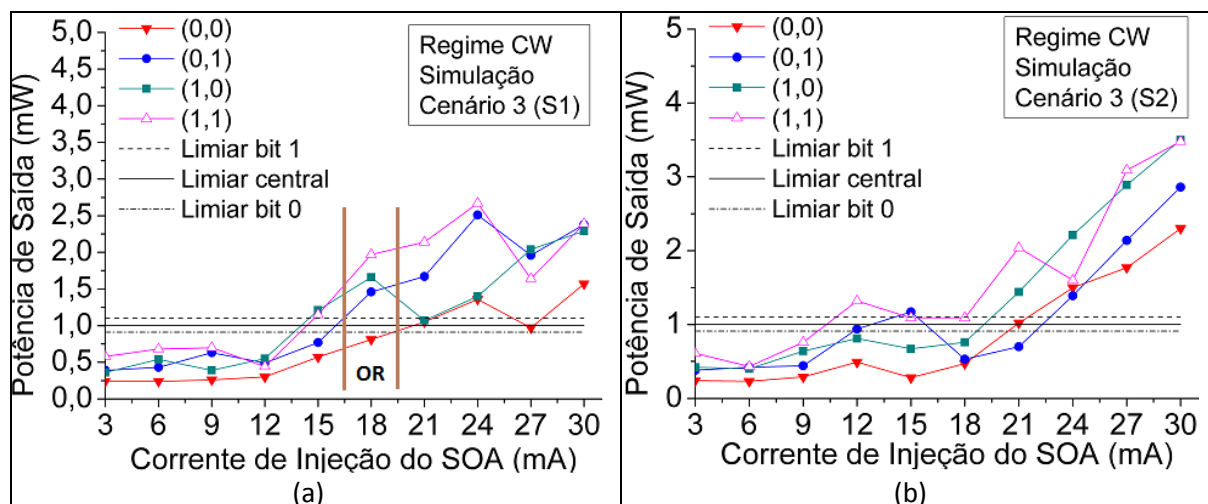


Figura 5.5 - Portas lógicas obtidas na simulação em regime CW para o Cenário 3 (a) para a saída 1; (b) e para a saída 2.

Obtivemos a porta OR entre 18 e 21 mA de corrente de injeção de ganho na saída 1 para o *Cenário 4*, conforme ilustrado na Figura 5.6(a). Vale ressaltar a alta qualidade dessa porta nessa faixa, e essa alta qualidade só é perdida com 24 mA, quando o caso (0,0) ultrapassa o limiar de segurança para o bit 0. A partir desse valor, obtivemos sempre o valor lógico 1 na saída, representando a função lógica 1. Na Figura 5.6(b), podemos visualizar a porta AND, sem alta qualidade, para o valor de corrente de injeção de 12 mA. A partir deste valor, os resultados apresentam indefinição no que concerne à geração de portas lógicas, o que só cessa quando a corrente de injeção assume o valor de 24 mA, passando a apresentar sempre o valor lógico 1 para todos os casos, o que denota a função lógica 1.

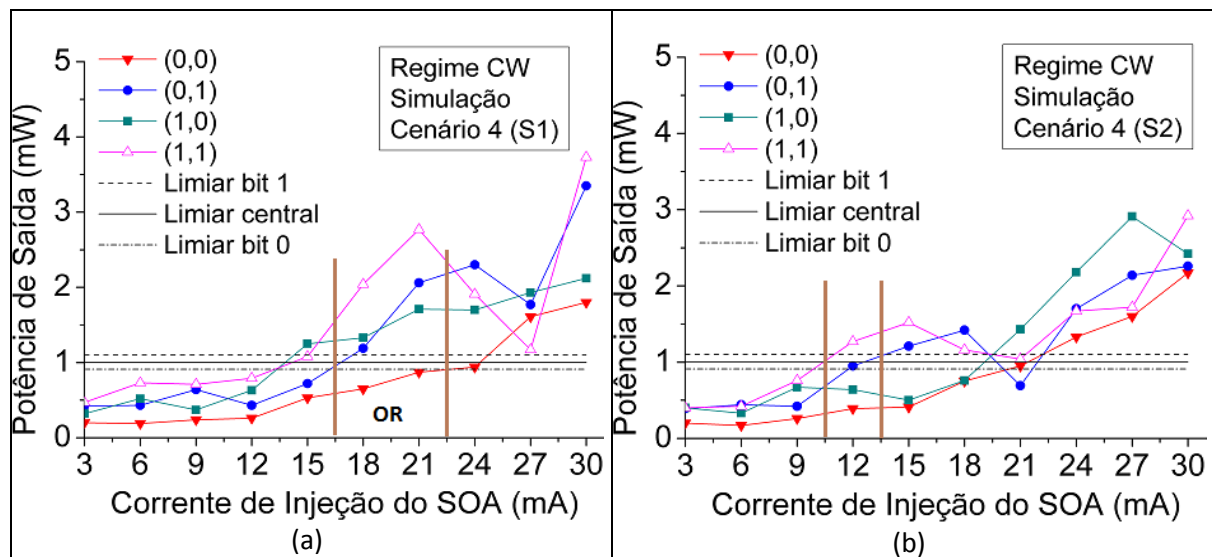


Figura 5.6 - Portas lógicas obtidas na simulação em regime CW para o Cenário 4 (a) para a saída 1; (b) e para a saída 2.

É possível constatar que os valores obtidos na saída 1 e na saída 2 diferem significativamente. Enquanto a saída 2 apresentou uma tendência de crescimento aparentemente exponencial em todos os cenários e para todos os casos, a saída 1 apresentou uma certa imprecisão quanto a alguns casos, nos quais os valores de saída oscilavam entre crescente e decrescente, especialmente na região entre 18 e 24 mA de corrente do SOA.

Acreditamos que esse comportamento instável na saída 1 se deve ao fato de que essa saída representa o braço do MZI que contém o SOA, de modo que este elemento desbalanceador do interferômetro apresenta maior influência sobre o braço superior, no qual está inserido.

5.3.2 Resultados dos experimentos em regime CW

Vale lembrar que, nos quatro cenários estudados, o valor central foi configurado em 1 mW, com limiares de decisão de 1,10 mW para o bit 1 e de 0,91 mW para o bit 0.

Na Figura 5.7, apresentamos os resultados do *Cenário 1*, em que utilizamos o valor de 0,60 mW para representar o bit 0 e 1,40 mW para o bit 1. Todas as medidas para correntes de injeção até 110 mA resultaram em saídas abaixo do limiar central, resultando, portanto, na função lógica 0, com alta qualidade, visto que todos os casos se manifestam fora da margem de segurança. Os valores abaixo de 100 mA não estão apresentados no gráfico, de forma a deixá-lo mais compacto. Para valores de corrente de injeção entre 115 e 120 mA, temos uma porta AND, porém sem alta qualidade, visto que o resultado do caso (1,1) está dentro da margem de segurança. Entre 125 e 150 mA, temos as portas AND e OR, porém sem alta qualidade. A partir de 155 mA, todas as saídas resultam no valor lógico 1, denotando, portanto, a função lógica 1. Dessa forma, neste cenário, é possível visualizar que não houve portas lógicas de alta qualidade.

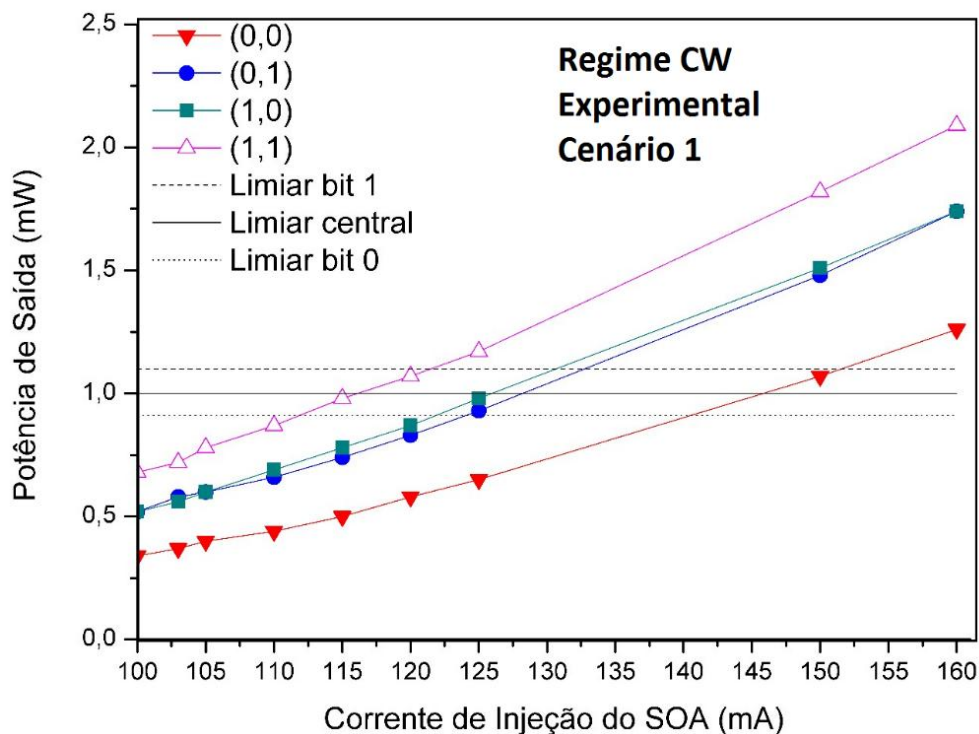


Figura 5.7 - Portas lógicas obtidas no regime CW experimental para o Cenário 1.

No *Cenário 2*, onde o bit 0 é representado por 0,50 mW, e o bit 1, por 1,50 mW, encontramos algumas funções e portas lógicas de alta qualidade em uma ampla região de ganho do SOA, conforme ilustra a Figura 5.8. Embora a corrente de injeção do SOA tenha sido

testada desde 0 mA até 175 mA, não apresentamos na figura os resultados para valores de corrente menores que 90 mA, visto que a saída para os quatro casos (0,0), (0,1), (1,0) e (1,1) sempre resultava no valor 0, conceituando uma função lógica 0, em que o valor da saída é 0 independentemente dos valores de entrada. Essa mesma função lógica também foi observada até o valor de 105 mA.

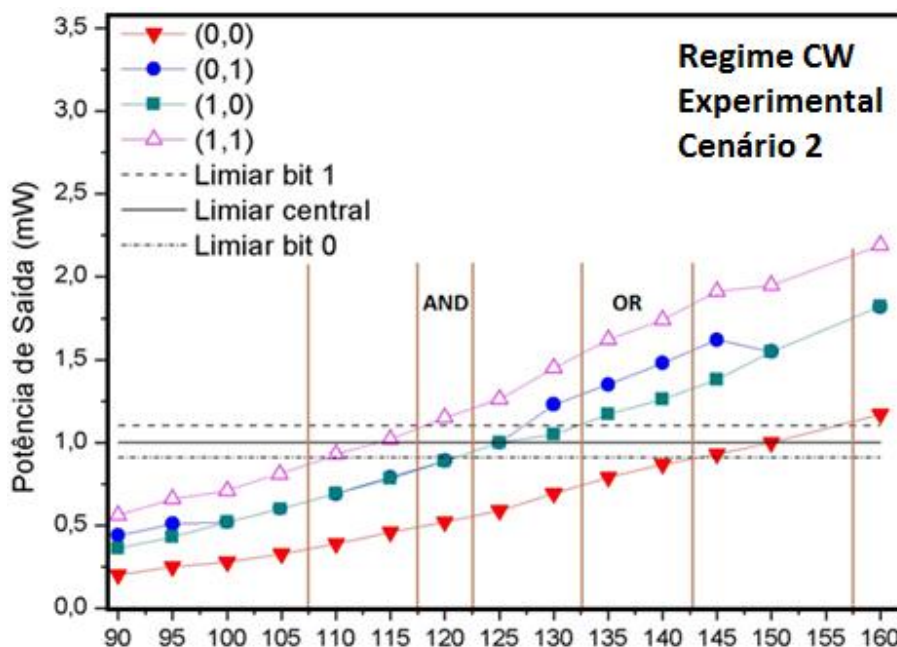


Figura 5.8 - Portas lógicas obtidas no regime CW experimental para o Cenário 2.

Ainda na Figura 5.8, observamos que, entre 110 e 115 mA, temos saídas dentro da margem de imprecisão para a obtenção de portas lógicas de alta qualidade. Entretanto, com a corrente de injeção de ganho de 120 mA, obtivemos uma porta lógica AND de alta qualidade, visto que os valores dos quatro casos se encontram fora da margem de incerteza. Entre 125 e 130 mA, temos, novamente, uma região de imprecisão quanto à obtenção de portas de alta qualidade. Por outro lado, entre 135 e 140 mA de corrente de injeção, obtivemos a porta OR, apresentando alta qualidade. Essa porta se mantém entre 145 e 155 mA, porém com baixa qualidade. A partir de 160 mA, as saídas para os quatro casos resultam no valor lógico 1, o que representa uma função lógica 1, em que o resultado é 1 independentemente dos valores de entrada. Ressaltamos que essa função se manifesta com alta qualidade.

Na Figura 5.9, apresentamos os resultados para o *Cenário 3*, em que as potências de entrada para os bits 0 e 1 foram, respectivamente, 0,4 mW e 1,6 mW. Por meio dessa figura, podemos observar que a porta lógica AND se manifesta, com baixa qualidade, para a corrente

de injeção no valor de 100 mA. Com 105 mA, obtemos uma porta AND de alta qualidade. Em 110 mA, não há manifestação de portas ou funções lógicas. Em 115 mA, temos uma porta OR, porém sem alta qualidade. Em seguida, temos uma ampla região com manifestação da porta OR, desde 120 mA até 135 mA, com alta qualidade. Em 140 mA, temos uma porta OR sem alta qualidade, com o resultado do caso (0,0) aparecendo dentro da margem de imprecisão. A partir de 145 mA, obtivemos a função lógica 1, com alta qualidade.

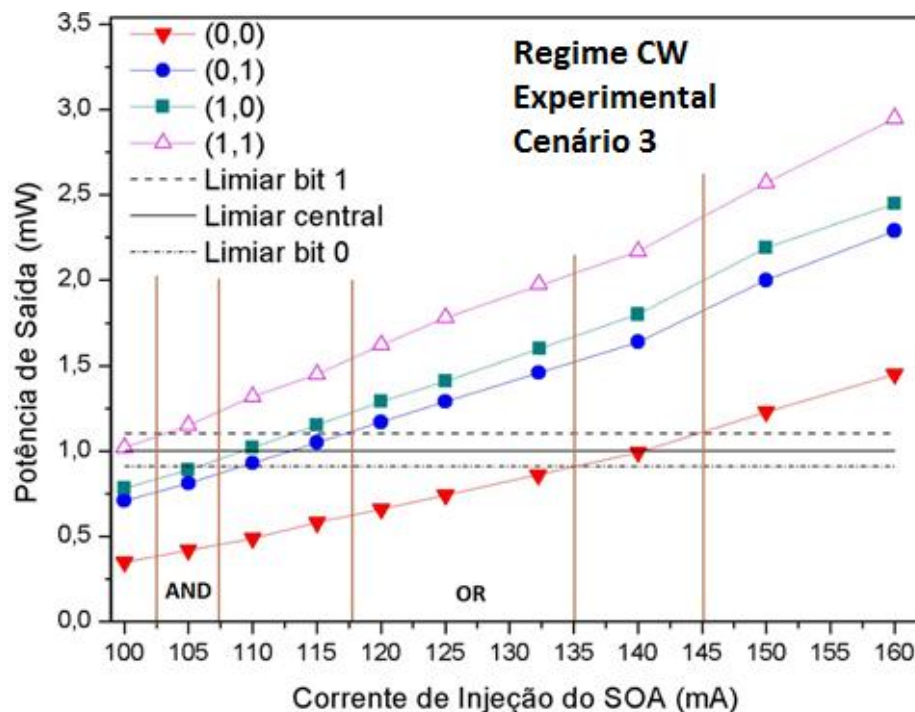


Figura 5.9 - Portas lógicas obtidas no regime CW experimental para o Cenário 3.

A Figura 5.10 ilustra os resultados para o *Cenário 4*, onde 0,3 mW foi o valor de potência inicial para o bit 0, e 1,7 mW, para o bit 1. Nos testes entre 0 e 95 mA, obtivemos o resultado 0 para todos os casos (0,0), (0,1), (1,0) e (1,1), caracterizando a função 0, logo não inserimos esses valores no gráfico. Para 100 mA de corrente de injeção, obtivemos uma porta AND, porém sem alta qualidade, visto que o caso (1,1) se encontra levemente abaixo do limiar de decisão para o bit 1. Em 105 mA, obtivemos a porta AND com alta qualidade. Entre 110 e 115 mA, temos indefinição de porta e uma porta OR sem alta qualidade, respectivamente. Em seguida, é possível observar uma ampla região de manifestação da porta OR, a qual é obtida para valores de corrente de injeção entre 120 e 140 mA, com alta qualidade em toda essa região. Essa alta qualidade da porta OR só é perdida em 150 mA. A partir de 160 mA de corrente de injeção, todos os casos resultam no valor 1, caracterizando a função lógica 1, também com alta qualidade.

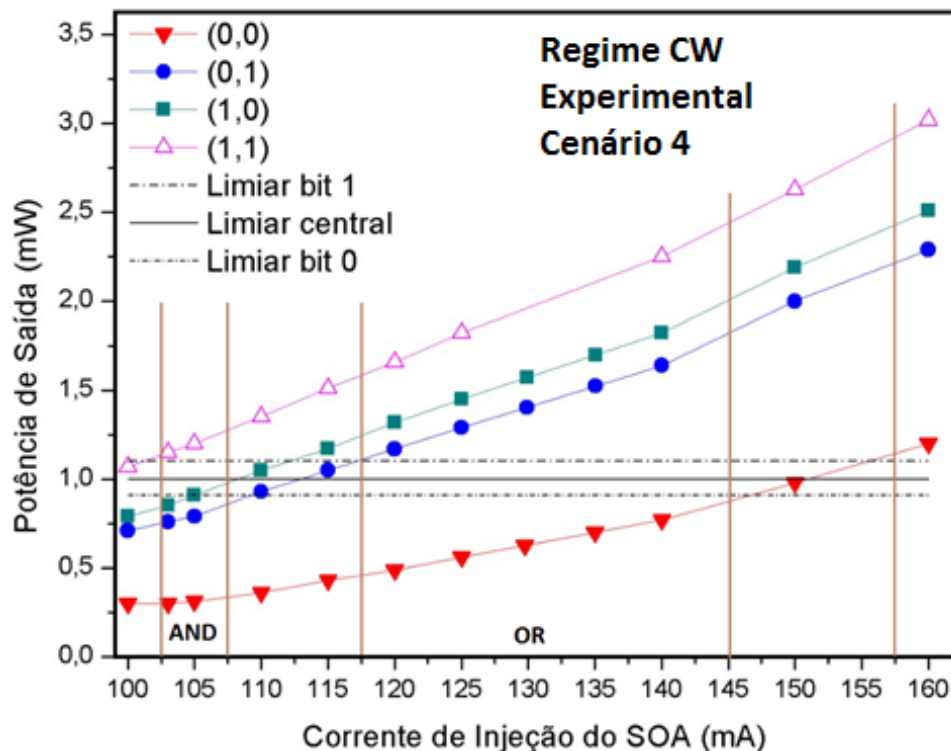


Figura 5.10 - Portas lógicas obtidas no regime CW experimental para o Cenário 4.

5.4 Resultados do Regime Pulsado

Nas seções a seguir, apresentamos os resultados obtidos para o regime pulsado.

5.4.1 Resultados das simulações em regime pulsado

De modo semelhante ao que implementamos nas simulações para o regime CW, no regime pulsado as simulações também foram configuradas de forma que a corrente de injeção do SOA variasse em incrementos de 3 mA desde 0 mA até 30 mA. A partir de 30 mA, todos os casos já resultavam no valor lógico 1.

Na Figura 5.11(a), é possível visualizar a função lógica 0 em uma ampla faixa de variação da corrente de injeção de ganho do SOA, desde 0 mA até 15 mA. Entre 18 e 21 mA, temos uma região de indefinição de portas lógicas. Em 24 mA, temos uma porta OR de alta qualidade, com os quatro casos bem distantes do limiar de decisão. A partir de 27 mA, todos os casos apresentam o valor lógico 1, denotando a função lógica 1. Já na Figura 5.11(b), temos uma porta OR de alta qualidade já se manifestando em 21 mA de corrente. Em 24 mA, essa porta, exatamente igual ao caso da porta 1 para este mesmo valor de corrente, mantém sua alta qualidade. A partir de 27 mA, temos a função 1.

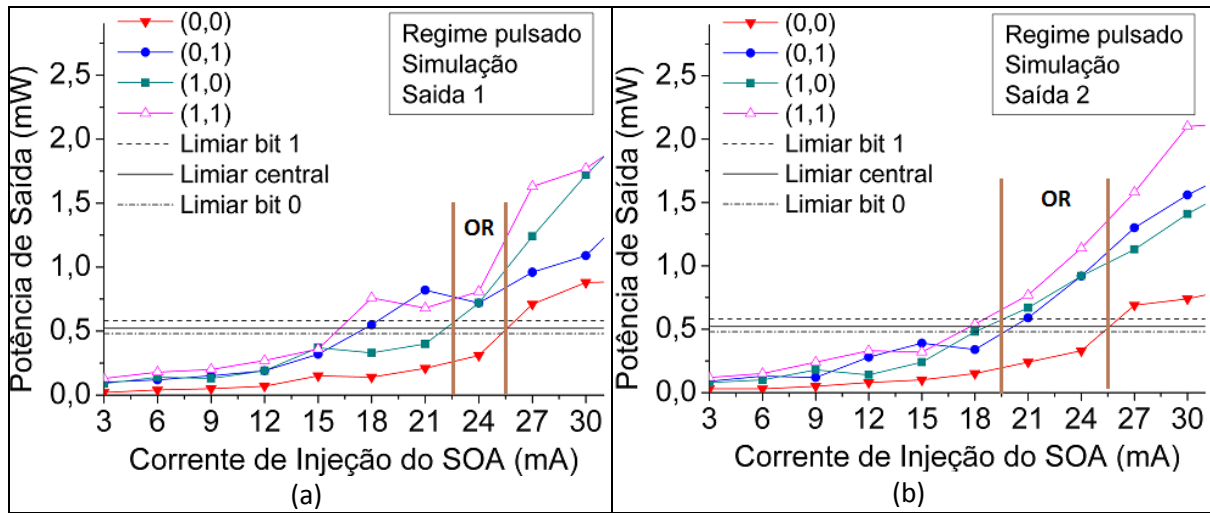


Figura 5.11 – Resultados das simulações em regime pulsado (a) para a saída 1; (b) e para a saída 2.

5.4.1 Resultados dos experimentos em regime pulsado

Nos experimentos com os LASERs em regime pulsado, testamos vários níveis de valores de corrente de injeção de ganho do SOA, desde 0 mA (amplificação nula) até 75 mA, em incrementos de 25 mA. Esse valor máximo foi escolhido porque 75 mA já são suficientes para saturar o fotodiodo utilizado, diferentemente do que aconteceu com o regime CW, em que o ganho do SOA foi testado até 165 mA.

O fator de qualidade da porta, de 0,4 dB, precisa ser calculado considerando-se a relação em dB para tensões, $R_{dB} = 20\log(V_s/V_e)$, onde V_s e V_e representam os valores de tensão de entrada e saída da relação, respectivamente. Considerando-se o valor central de 0,6 V, o limiar do bit 1 é de 0,63 V, enquanto o limiar do bit 0 é de 0,57 V. Os limiares são mostrados na figura por meio das linhas tracejadas.

Na Figura 5.12, apresentamos os resultados para a amplificação nula (0 mA de corrente de injeção) do SOA. Os resultados para as entradas (0,0), (0,1), (1,0) e (1,1) são apresentados, respectivamente, nas Figuras 5.12(a), (b), (c) e (d). Dessa forma, observamos que os três primeiros casos estão abaixo do limiar, enquanto o quarto caso está acima do limiar, constituindo uma porta AND. Essa porta é de boa qualidade, pois todos os casos apresentam saídas fora da margem de incerteza.

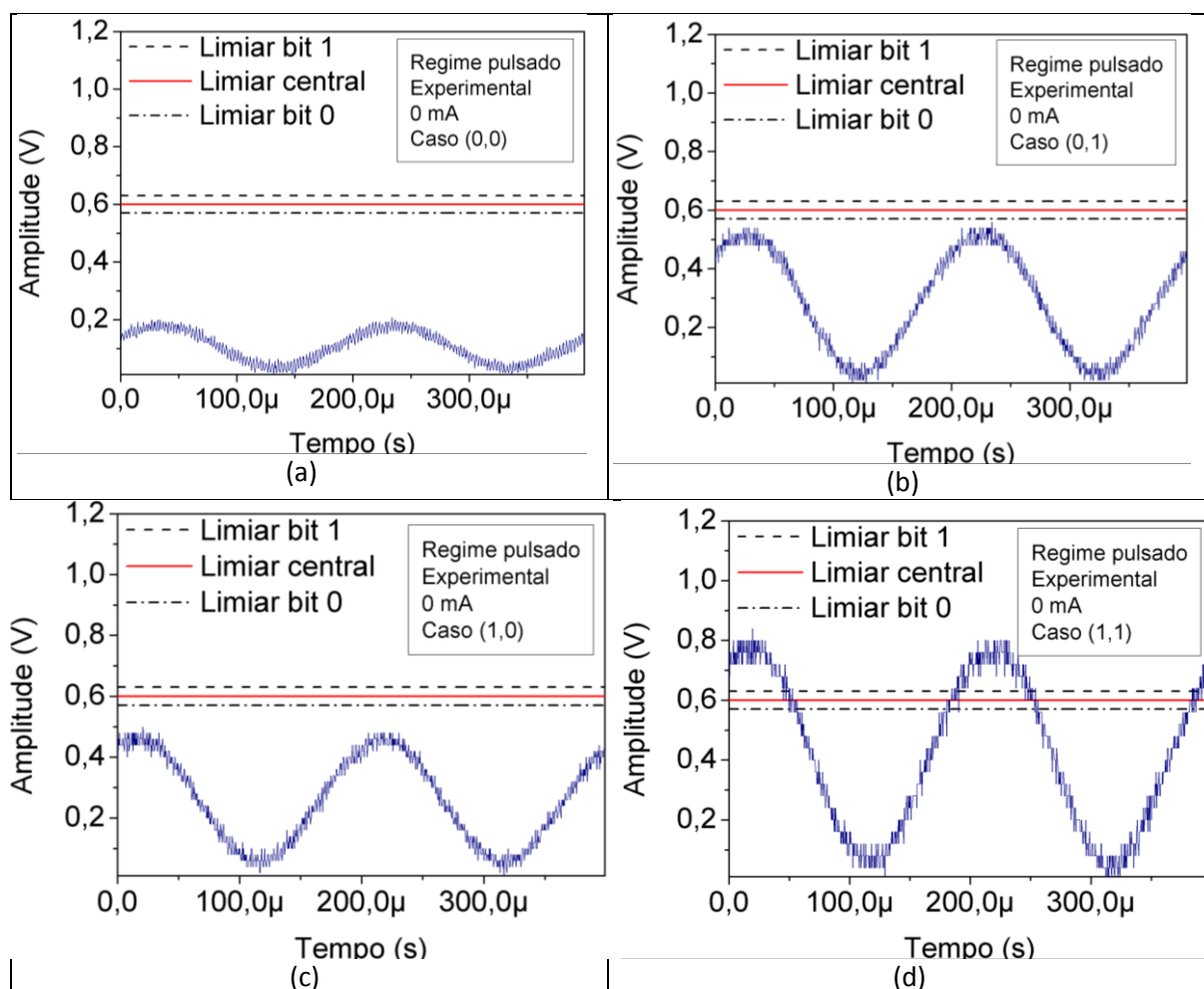


Figura 5.12 - Resultados da saída 1 do regime pulsado experimental com corrente de 0 mA para as entradas: (a) (0,0); (b) (0,1); (c) (1,0); (d) (1,1).

Nas Figuras 5.13(a), (b), (c) e (d), apresentamos, respectivamente, os resultados para as entradas (0,0), (0,1), (1,0) e (1,1) com corrente de injeção de ganho de 25 mA. É possível observar que a porta AND obtida anteriormente continua se manifestando, visto que os três primeiros gráficos apresentam amplitude de pico inferior ao limiar de 0,6 V, enquanto o último gráfico (1,1) apresenta resposta superior a esse valor. Essa porta continua mantendo sua alta qualidade, visto que todas as saídas estão fora da margem de precaução.

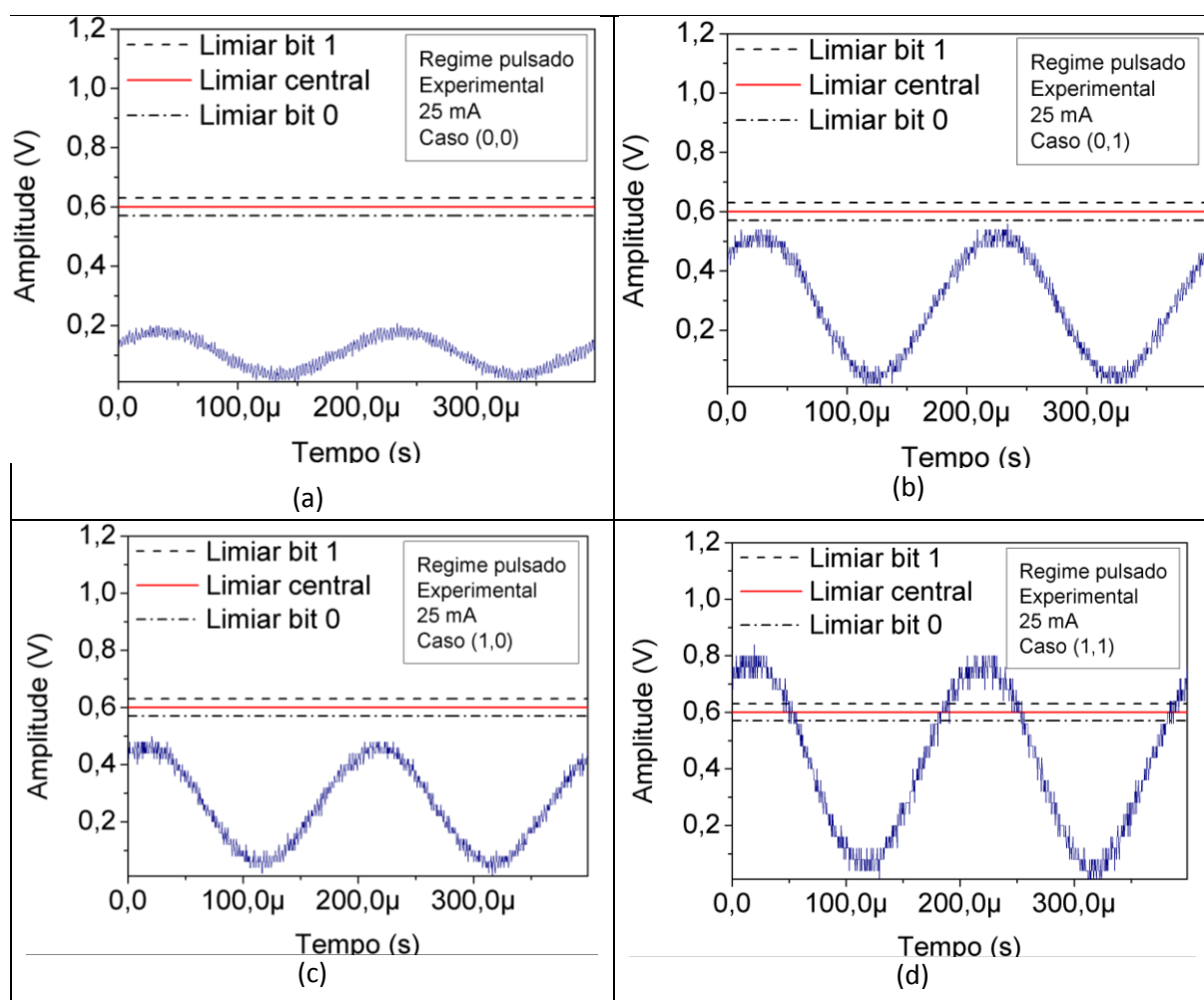


Figura 5.13 - Resultados da saída 1 do regime pulsado experimental com corrente de 25 mA para as entradas: (a) (0,0); (b) (0,1); (c) (1,0); (d) (1,1).

Nas Figuras 5.14(a), (b), (c) e (d), apresentamos os resultados para uma corrente de injeção de 50 mA para as entradas (0,0), (0,1), (1,0) e (1,1), respectivamente. Notamos que a porta AND obtida anteriormente torna-se imprecisa para este valor de corrente, visto que a amplitude de pico do caso (0,1) está muito próxima do limiar de 0,6 V, dentro da margem de incerteza. Dessa forma, embora tenhamos obtido a porta AND, ela não é dita de alta qualidade.

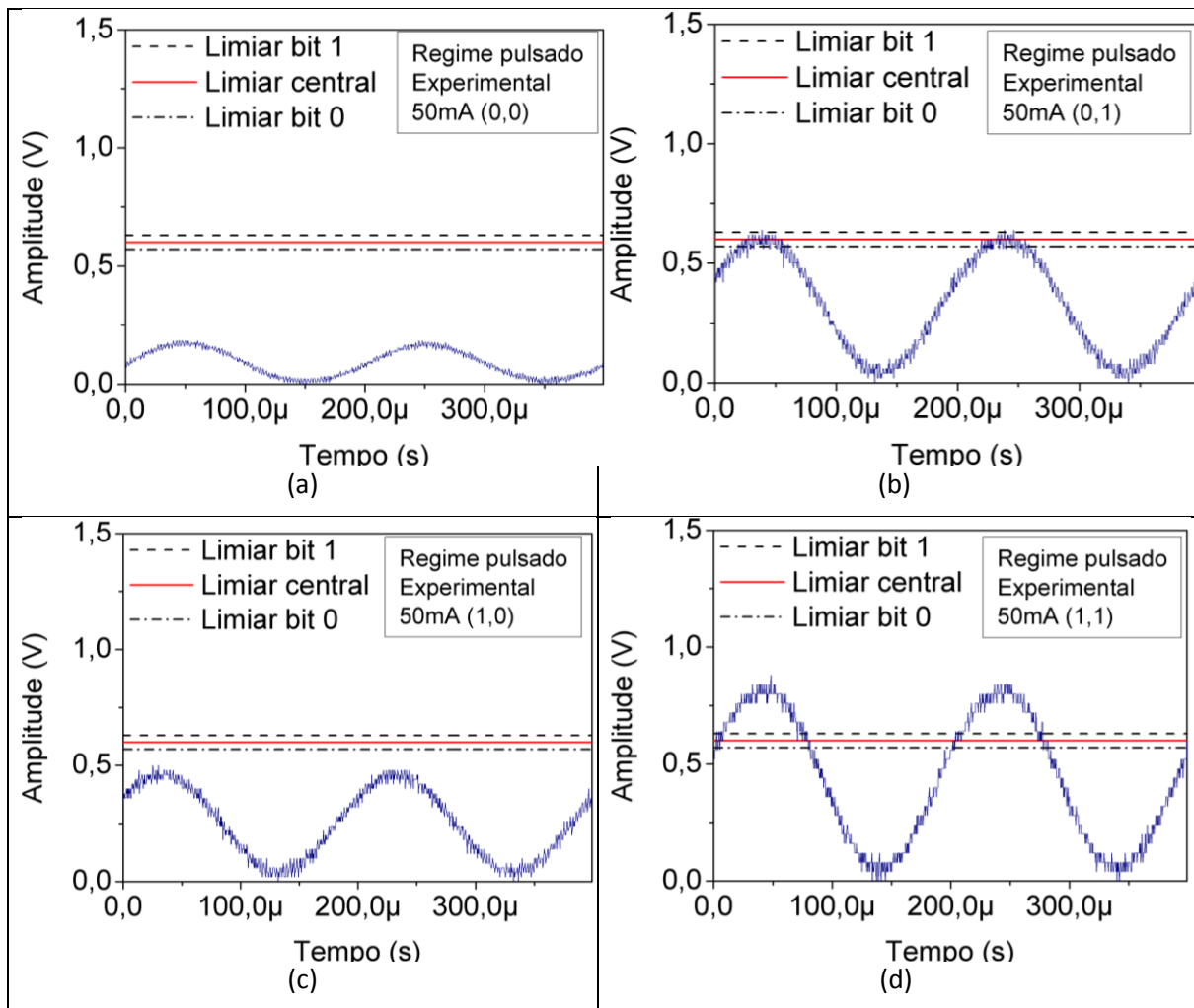


Figura 5.14 - Resultados da saída 1 do regime pulsado experimental com corrente de 50 mA para as entradas: (a) (0,0); (b) (0,1); (c) (1,0); (d) (1,1).

Por fim, com corrente de injeção de 75 mA, temos, nas Figuras 5.15(a), (b), (c) e (d), os resultados para as entradas (0,0), (0,1), (1,0) e (1,1), respectivamente. Neste caso, observamos uma porta OR, uma vez que as amplitudes de pico dos casos (0,1), (1,0) e (1,1) estão acima do limiar de 0,6 V, enquanto o caso (0,0) resulta em uma amplitude de pico abaixo desse limiar. Ressaltamos que essa porta pode ser dita de alta qualidade, visto que obedecem a margem de 0,4 dB acima e abaixo do limiar central.

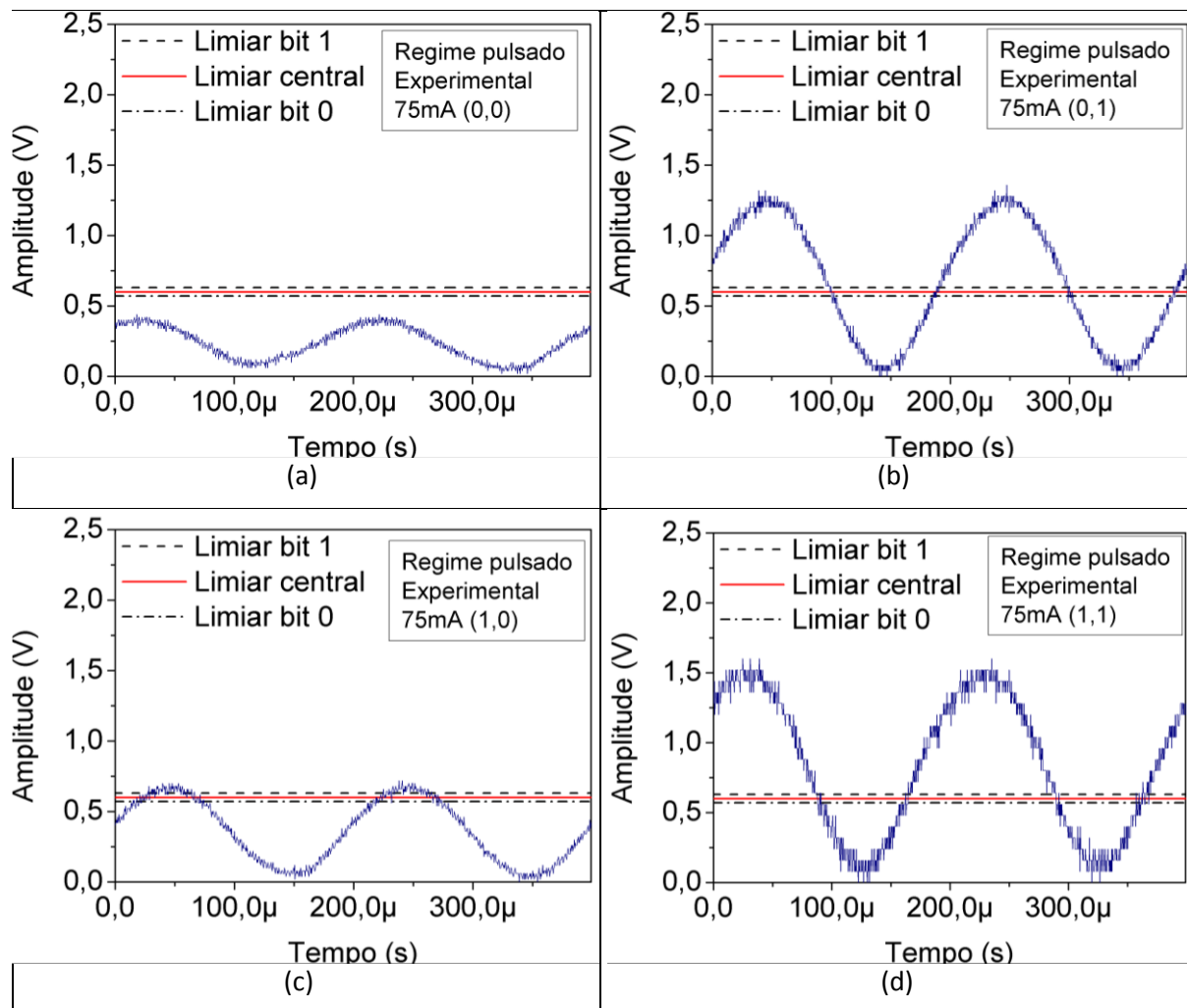


Figura 5.15 - Resultados da saída 1 do regime pulsado experimental com corrente de 75 mA para as entradas: (a) (0,0); (b) (0,1); (c) (1,0); (d) (1,1).

Na Figura 5.16, apresentamos a relação entre a corrente de injeção de ganho do SOA e a tensão medida na saída, onde é possível perceber que obtivemos diversas portas lógicas. Inicialmente, no intervalo de 0 a 25 mA, temos a porta AND bem definida e com alta qualidade, visto que todos os casos (0,0), (0,1), (1,0) e estão abaixo do nível de decisão, enquanto o caso (1,1) está acima dele. Com 50 mA de ganho do SOA, a porta AND continua sendo obtida, porém sem alta qualidade, visto que um dos casos, (0,1), está dentro da margem de incerteza. Com 75 mA de ganho, temos a porta lógica OR, também com alta qualidade.

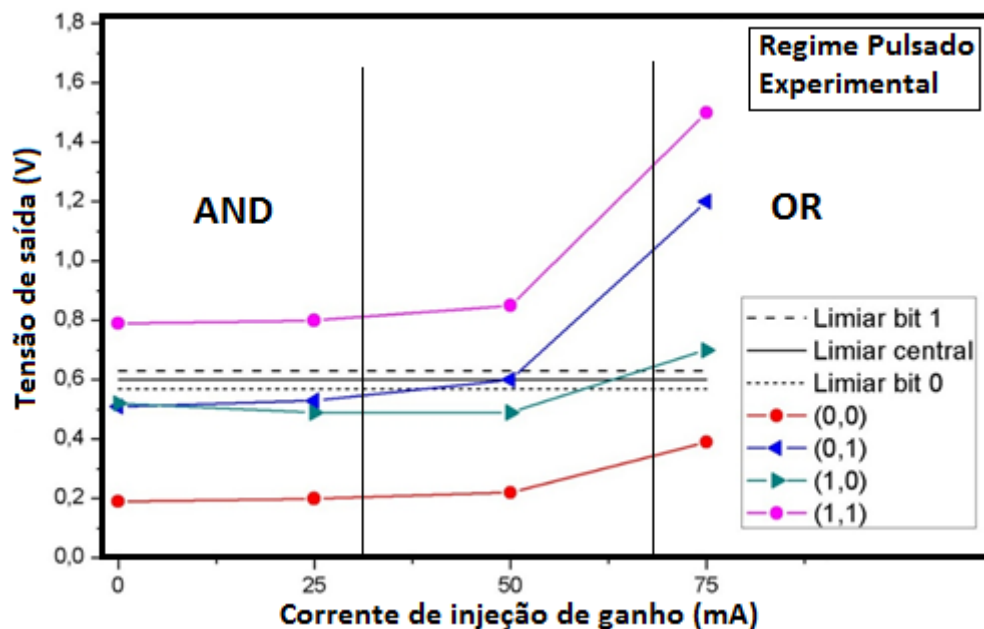


Figura 5.16 - Portas AND e OR obtidas no experimento em regime pulsado.

Na Tabela 5.1, apresentamos um resumo das principais portas e funções lógicas obtidas no trabalho nas quatro etapas do estudo. A partir desta tabela, é possível observar que os resultados obtidos para as simulações e para os experimentos foram diferentes. Isso se deve às altas perdas que ocorrem no experimento, as quais são de complexa mensuração para aproximação nas simulações. Deste modo, no regime CW, por exemplo, precisamos de uma corrente de injeção significativamente maior para promover a obtenção as portas AND e OR nos experimentos que nas simulações.

Tabela 5. 1 – Portas e funções lógicas obtidas nas quatro etapas deste estudo

Corrente de injeção (mA)	Regime CW		Regime Pulsado	
	Simulação	Experimental	Simulação	Experimental
0-10	0	0	0	AND
11-20	OR/AND	0	-	AND
21-30	1	0	OR/AND	AND
31-70	1	0	1	-
71-100	1	0	1	OR
101-115	1	AND	1	1
116-150	1	OR	1	1

É preciso ressaltar que os valores utilizados nas simulações no *Optisystem*® e nos experimentos foram diferentes, o que se deve a diversos fatores. Primeiramente, no *Optisystem*® não são consideradas as perdas intrínsecas dos dispositivos passivos, como acopladores, conectores, colimadores etc. Todos eles inserem perdas no sistema, logo nos experimentos reais a potência recebida na saída sempre era consideravelmente abaixo daquela obtida para as simulações. Além disso, no regime pulsado, são os geradores de função que comandam os LASERs, e com uma amplitude de 5 V eles já saturavam o fotodiodo, logo esse foi o valor máximo utilizado na entrada, no caso, para representar o valor inicial do bit 1.

CAPÍTULO 6

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, são apresentadas as conclusões acerca dos resultados obtidos, enfatizando sua reprodutibilidade e aplicabilidade. Por fim, são pontuadas algumas sugestões de trabalhos futuros que podem dar continuidade a este trabalho.

6.1 Conclusão

Após uma revisão da literatura dos últimos 10 anos no que concerne aos estudos de portas lógicas ópticas, especialmente aqueles utilizando interferômetros em sua metodologia, percebemos que a grande maioria das contribuições que têm sido dadas são no formato de simulações numéricas. Há, de fato, alguns trabalhos experimentais nesse contexto, mas eles, geralmente, implementam configurações relativamente complexas para a obtenção de portas lógicas. Dessa forma, a primeira contribuição deste trabalho está em prover um estudo teórico e experimental de um dispositivo de simples e fácil implementação, visando à obtenção de portas lógicas ópticas nos regimes CW e pulsado, utilizando o MZI e um SOA como elemento desbalanceador, e utilizando modulação por amplitude de pulso (PAM).

Na literatura, é recomendado configurar um limiar de 0,4 dB acima e abaixo do valor central entre os níveis de intensidade que representam os bits 0 e 1 para os limiares de decisão desses bits, visando à alta qualidade das portas lógicas. Nos estudos do regime CW, obtivemos portas de alta qualidade, tanto nas simulações, quanto nos experimentos. Nas simulações, encontramos as portas AND e OR, além das funções 0 e 1, para diversas faixas de corrente de injeção do SOA. No estudo experimental, todos os quatro cenários de potência de entrada estudados geraram portas lógicas AND e OR em diferentes níveis de ganho, mas o cenário com a maior representatividade de portas lógicas foi o *Cenário 2*, especialmente no que diz respeito à qualidade das portas obtidas.

Tendo em vista que os sistemas de telecomunicações ópticos não operam em regime CW, mas sim em regime pulsado, fizemos também estudos em regime pulsado, e encontramos portas e funções lógicas tanto nas simulações quanto nos experimentos. Nas

simulações, encontramos as portas AND e OR para alguns valores de corrente de injeção do SOA. Nos experimentos, encontramos portas e funções lógicas em diversas faixas de corrente de injeção do SOA, iniciando com a porta AND e depois apresentando a porta OR com maiores amplificações.

Os resultados das simulações e dos experimentos apresentaram algumas diferenças, as quais se devem, especialmente, às perdas intrínsecas dos dispositivos e equipamentos utilizados nos experimentos, cuja implementação precisa é de difícil configuração no *software* simulador.

Em todos os casos, percebemos que há uma tendência de que, à medida que o nível de corrente de injeção aumenta, a potência amplificada aumenta, logo a função lógica 0 muda para uma porta AND, que em seguida se torna uma porta OR, até, por fim, tornar-se uma função lógica 1. Dessa forma, concluímos que os resultados encontrados neste trabalho demonstram um aparato gerador de portas lógicas OR e AND por meio da simples configuração de ganho do SOA.

Os resultados obtidos nas simulações e nos experimentos se propõem a dar uma contribuição significativa para a evolução da comutação totalmente óptica dos sistemas de telecomunicações, visando à obtenção de maiores taxas de transmissão e consequente melhor qualidade dos sistemas.

6.2 Trabalhos Futuros

A partir dos resultados deste trabalho, há muitas possibilidades de investigações para o dispositivo. Como continuidade deste trabalho, sugerimos:

- analisar o comportamento do interferômetro com pulsos mais curtos;
- experimentar outros interferômetros;
- utilizar acopladores com coeficiente de divisão diferente de 0,5;
- analisar o comportamento de outras formas de pulso;
- estudar outras formas de modulação;
- estudar a geração de outras portas lógicas.

REFERÊNCIAS

ABRAMOWITZ, M.; STEGUN, I. A. Handbook of Mathematical Functions, Dover, New York, 1970.

AGRAWAL, Govind P. **Applications of nonlinear fiber optics**. San Diego: Academic Press, 3ª Ed., 2001.

AGRAWAL, Govind P. **Fiber Optic Communications Systems**, 3. ed. Wiley-Interscience, 2002.

AGRAWAL, Govind P. **Lightwave Technology – Components and Devices**. New Jersey: Wiley, 2004.

AGRAWAL, Govind P. **Lightwave Technology – Telecommunicaton Systems**. New Jersey: Wiley, 2005.

AGRAWAL, Govind. **Nonlinear Fiber Optics**. San Diego: Academic Press, 2013.

AMAZONAS, J. R. A. **Projeto de Sistemas de Comunicações Ópticas**. 1. ed. São Paulo: 2005.

BHARDWAJ, R.; SAXENA, S. B.; SHARMA, P. Experimental realisation of parallel optical logic gates and combinational logic using multiple beam interference. Optik - International Journal for Light and Electron Optics, vol. 128, p. 253–263, 2017.

BORN, M.; WOLF, E. Principles of Optics. Seventh Edition, Cambridge University Press, 1999.

CARPENTER, Joel et al. 1x11 few-mode fiber wavelength selective switch using photonic lanterns. Optics Express, v. 22, n. 3, p. 2216-2221, 2014.

CASAGRANDE, J. H. B. Eletrônica Digital 1 – Funções e Portas Lógicas. 2005.
<<http://www.sj.ifsc.edu.br/~mdoniak/EletronicaDigital1/CAPITULO2%20-%20FUNCOES%20E%20PORTAS%20LOGICAS.pdf>> Acesso em 12 de dezembro de 2016.

CHANALIA, P.; GUPTA, A. Realization of High Speed All-Optical Logic Gates based on the Nonlinear Characteristics of a SOA. Indian Journal of Science and Technology, vol 9(36), 2016.

CHATTOPADHYAYA, T.; ROY, J. N. Semiconductor optical amplifier (SOA)-assisted Sagnac switch for designing of all-optical tri-state logic gates. Optik - International Journal for Light and Electron Optics, V. 122, n. 12, p. 1073–1078, 2011.

CORREIA, D. G.; ÁVILA, K. M. V.; CAVALCANTE, D. N. S.; FERREIRA, A. C.; MENEZES, J. W. M.; GUIMARÃES, G. F. Non-linear switching based on dual-core non-linear optical fiber couplers with XPM and Raman intrapulse applied to femtosecond pulse propagation. Journal of Modern Optics (Print), v. 62, p. 1-7, 2015.

DATTA, K.; CHATTOPADHYAY, T.; SENGUPTA, I. All optical design of binary adders using semiconductor optical amplifier assisted Mach-Zehnder interferometer. Microelectronics Journal, vol. 46, p. 839–847, 2015.

FRAGA, W. B. de; Análise Numérica da Estabilidade de Sólitos Ópticos Espaço Temporais (2+1) em um Guia Planar com Não Linearidade Cúbico-Quíntica e Efeito da Relaxação Temporal em Acoplador Direcional Duplo Assimétrico Para Obtenção de Funções Lógicas. Tese (Doutorado) Engenharia de Teleinformática, Universidade Federal do Ceará, 2010.

GHATAK, A. K.; THYAGARAJAN, K. Introduction to Fiber Optics. Cambridge University Press, Chap. 17, New York, 1999.

GROVE, A. S. Physics and Technology of semiconductor devices. John Wiley & Sons, 1967.

GUPTA, U.; A. K. JAISWAL.; AGRAWAL, N.; SINHA, A. Performance Analysis of SOA-MZI based All-Optical AND & XOR Gate. International Journal of Current Engineering and Technology, Vol.6, No.3, 2016.

JIANJI D. et al. 40Gbps configurable photonic logic gates with XNOR, AND, NOR, OR and NOT functions employing a single SOA. In: Optical Communication (ECOC), 2007 33rd European Conference and Exhibition of. VDE, p. 1-2, 2007.

JIZAN, I. et al. High-resolution measurement of spectral quantum correlations in the telecommunication band. Optics Communications, v. 327, p.45-48, set. 2014.

JUNYI Z. et al. All-Optical Logic OR Gate Exploiting Nonlinear Polarization Rotation in an SOA and Red-Shifted Sideband Filtering. Journal of Photonics Technology Letters, IEEE. v.19, n. 1, p. 33-35, 2007.

KAMALI , K. at al. Designing a dual-core photonic crystal fiber coupler by means of microfluidic infiltration. International Journal of Optics and Photonics. v. 6, n. 2, p. 83-96, 2012.

KEISER, G. Comunicações por fibras ópticas. 4. ed. Porto Alegre: AMGH, 696p, 2014.

KIM, J. Y.; KANG, J. M.; KIM, T. Y. All-optical multiple logic gates with XOR, NOR, OR, and NAND functions using parallel SOA-MZI structures: theory and experiment. Journal of Lightwave Technology, vol. 24, n. 9, p. 3392-3399, 2006.

LIM, K.S. et al. Temperature-sensitive dual-segment polarization maintaining fiber Sagnac loop mirror. Optics & Laser Technology, v. 42, n. 2, p. 377-381, 2010.

LIMA, R. A. A., “Simulação e análise de desempenho de sistemas Ópticos digitais utilizando amplificadores Ópticos a fibra dopada com Érbio,” Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 1996.

MAGALHÃES, F. T. C. B.; PINHO, H. A.; CAVALCANTE, D. N. S.; FERREIRA, A. C.; MENEZES, J. W. M.; Guimarães, G. F.; FRAGA, W. B. Unbalance of the Sagnac interferometer through nonlinear asymmetry. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, v. 30, p. 1227-1239, 2016.

MENEZES, J. W. M.; FRAGA, W. B.; GUIMARÃES, G. F.; FERREIRA, A.C.; ROCHA, H. H. B.; SILVA, M. G; SOMBRA, A. S. B. *Optical switches and all-fiber logical devices based on triangular and*

planar three-core nonlinear optical fiber couplers. Optics Communications, Vol. 276, pp 107 – 115, 2007.

OBERMANN, K., et al., “Noise analysis of frequency converters utilizing semiconductor-laser amplifiers,” IEEE J. Quantum Electron, v. 33, n. 1, p. 81–88, 1997.

RAVI, B.R.; Theresal, T.; Prince, S.; All-optical basic gates and XOR gate using SOA based Mach-Zehnder Interferometer. Communications and Signal Processing (ICCSP), 2014 International Conference on, IEEE. p. 1327-1332, 2014.

REIS, C.; CHATTOPADHYAY, T.; PARCA, G.; DIONÍSIO, R.; ANDRÉ, P., TEIXEIRA, A. All-optical multifunctional logic operations using simultaneously both interferometric output ports in a symmetric SOA-MZI. Optics & Laser Technology, v. 68, p. 175–181, 2015.

REIS, C.; TEIXEIRA, A. All-Optical XOR Based on Integrated MZI-SOA with Co and Counter-Propagation Scheme. ICTON Mediterranean Winter Conference, 2009.

RIBEIRO, J. A. J. Comunicações Ópticas. 4. ed. São Paulo, Tatuapé: Érica, 2009.

SABÓIA, Karlo David Alves et al. Optical Cryptography Under PPM-PAM Modulation Based in Short Optical Pulses in an Acoustic-Optic Tunable Filter (AOTF). Optical And Quantum Electronics, v. 41, n. 14-15, p.963-980, 2009.

SARAIVA SOBRINHO, Cícero; FERREIRA, A. C.; MENEZES, J. W. M.; GUIMARÃES, G. F.; FRAGA, W. B.; SOMBRA, A. S. B. Analysis of an optical logic gate using a symmetric coupler operating with pulse position modulation (PPM). Optics Communications, v. 281, n. 5, p.1056-1064, 2007.

SALES, J. C.; FILHO, A. F. G. F.; FERREIRA, A. C. ; SOUSA, J. R. R.; AVILA, K. M. V.; CAVALCANTE, D. N. S.; MAGALHÃES, F. T. C. B.; SOBRINHO, C. S.; PINTO, P. V. F.; GUIMARÃES, G. F.; MENEZES, J. W. M. ; COSTA, D. B. ; SOMBRA, A. S. B. Mach-Zehnder nonlinear interferometer in photonic crystal fibers with nonlinearity profiles. Journal of Nonlinear Optical Physics and Materials, v. 24, p. 1550036, 2015.

SINGH, P.; DIXIT, H.K.; TRIPATHI, D.K.; MEHRA, R. Design and analysis of all-optical inverter using SOA-based Mach–Zehnder interferometer. *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, v. 124, p. 1926–1929, 2013.

SINGH, P.; TRIPATHI, D.K.; DIXIT, H.K. Designs of all-optical NOR gates using SOA based MZI. *Optik. International Journal for Light and Electron Optics*, v. 125, p. 4437–4440, 2014.

SINGH, P.; TRIPATHI, D.K.; JAISWAL, S.; DIXIT, H.K. Design and analysis of all-optical AND, XOR and OR gates based on SOA–MZI configuration. *Optics & Laser Technology*, v. 66, p. 35–44, 2015.

SINGH, S.; SINGH, J.; GILL, S. S. Investigation of data format conversions based on MZI-SOA. *Optics and Lasers in Engineering*, vol. 49, p. 152–158, 2011.

SOMBRA, et al. All-optical soliton switching in three-core nonlinear fiber couplers. *International Microwave and Optoelectronics Conference*, p.670-675, 1997.

TALEBI, Sahar et al. Spectrum management techniques for elastic optical networks: A survey. *Optical Switching And Networking. Optics & Laser Technology*, v. 13, p.34-48, 2014.

TIAN, Y.; ZHANG, L.; YANG, L. Directed xor/xnor Logic Gates Using U-to-U Waveguides and Two Microring Resonators. *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 25, 2013.

TSUCHIDA, Yoshikazu; HAMA, Noriyuki; TAKAHATA, Masakazu. An optical telemetry system for underwater recording of electromyogram and neuronal activity from non-tethered crayfish. *Journal of Neuroscience Methods*, v. 137, n. 1, p.103-109, 2004.

WANG, Q.; DONG, H.; ZHU, G.; SUN, H.; JAQUES, J.; PICCIRILLI, A.B.; DUTTA, N.K. All-optical logic OR gate using SOA and delayed interferometer. *Optics Communications*, v. 260, p. 81-86, 2006.

WINTNER, E. e IPPEN, E. P., “Nonlinear carrier dynamics in $GaxIn_{1-x}AsyP_{1-y}$ compounds,” *Appl. Phys. Lett.*, v. 44, n. 10, p. 999–1001, 1984.

YANG, X.; WENG, Q.; HU, W. High-speed all-optical long-term memory using SOA MZIs: Simulation and experiment. *Optics Communications*, vol. 285, p. 4043–4047, 2012.

APÊNDICE

APÊNDICE A – Produção científica

Esta pesquisa envolveu uma extensa revisão da literatura no que diz respeito a dispositivos ópticos, como acopladores e interferômetros de fibra óptica, e a métodos numéricos para simulação de propagação de um pulso em fibra óptica, tendo resultado em contribuições na forma de autoria e de coautoria em algumas produções científicas até o momento da defesa desta dissertação, na forma de resumos apresentados em eventos nacionais e internacionais e de artigos submetidos e/ou aprovados e publicados em revistas científicas de destaque internacional, os quais são listados nas próximas seções do Apêndice A.

Vale ressaltar que cada uma dessas produções teve fundamental importância para o fortalecimento da fundamentação teórica deste trabalho, tendo servido tanto para engrandecer os conhecimentos, quanto para ampliar as perspectivas do trabalho.

APÊNDICE A.1 – Artigo publicado na Revista Tecnologia (UNIFOR)

- Coautoria no trabalho *“Simulação numérica da propagação de um pulso quasi-soliton sob a ação de GVD por meio do método das diferenças finitas no domínio do tempo”*, publicado em 2014 na Revista Tecnologia (UNIFOR), v. 35, p. 45-54, cuja primeira página está ilustrada na Figura A.1.

Simulação numérica da propagação de um pulso quasi-soliton sob a ação de GVD por meio do método das diferenças finitas no domínio do tempo

Numerical simulation of the propagation of a quasi- soliton pulse under the GVD of action by means of the finite difference time domain

Resumo

Neste trabalho, o método FDTD (diferenças finitas no domínio do tempo) foi usado para modelar numericamente a propagação de um pulso quasi-soliton em uma fibra padrão sob efeito apenas de GVD (Dispersão de velocidade de grupo), obtendo-se, assim, uma solução numérica para a equação de propagação de um pulso em fibra óptica monomodo. Foi descrito em detalhes o esquema de funcionamento do método e o modo como ele foi adaptado para a solução. Após a implementação numérica, foi possível verificar diversas propriedades físicas, tais como a lei de conservação de energia, a dispersão do pulso (alargamento temporal), além de se constatar uma considerável precisão do método.

Palavras-chave: Diferenças finitas no domínio do tempo, Dispersão de velocidade de grupo, Fibras Ópticas.

**Francisco Tadeu de
Carvalho Belchior
Magalhães**
tadeucarvalho@hotmail.com
Instituto Federal do Ceará

**Paulo Victor Ferreira
Pinto**
paulovictor@fisica.ufc.br
Instituto Federal do Ceará

Dayse Gonçalves Correia
daysecorreia@gmail.com
Instituto Federal do Ceará

**Alisson da Conceição
Ferreira**
alisson.acf@gmail.com
Instituto Federal do Ceará

Lucas Pinheiro de Moura
lucaspmoura@gmail.com
Instituto Federal do Ceará

**Daniel do Nascimento e Sá
Cavalcante**
danielsacavalcante@gmail.
com
Instituto Federal do Ceará

Tiago Mourão Pessoa
tiagomouraop@gmail.com
Instituto Federal do Ceará

**Glendo de Freitas
Guimarães**
glendodef Freitas@gmail.com
Instituto Federal do Ceará

Wilton Bezerra de Fraga
wilton@fisica.ufc.br
Instituto Federal do Ceará

Rev. Tecnol. Fortaleza, v. 35, n. 1 e 2, p. 45-54, dez. 2014.

Figura A. 1 - Artigo publicado na Revista Tecnologia (UNIFOR).

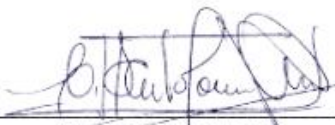
APÊNDICE A.2 – Resumo apresentado no X Simpósio de Lasers (UFPE)

- Autoria no trabalho *“Estudo comparativo do Método de Diferenças Finitas e do Método das Linhas na simulação da propagação de pulsos em fibras ópticas monomodo”*, apresentado em 2015 no evento *X Simpósio de Lasers*, Recife, e publicado nos anais do evento, cujo certificado de aceita está ilustrado na Figura A.2.



Declaramos que o trabalho **Estudo comparativo do Método de Diferenças Finitas e do Método das Linhas na simulação da propagação de pulsos em fibras ópticas monomodo**, de autoria de **DANIEL N. S. CAVALCANTE; FRANCISCO TADEU C. B. MAGALHÃES; KÍLVIA M. V. ÁVILA; MARCOS L. R. M. CARVALHO; GLENDON F. GUIMARÃES**, submetido por **DANIEL DO NASCIMENTO E SÁ CAVALCANTE** foi aceito para apresentação, na categoria **PÔSTER**, no X Simpósio de Laser e suas Aplicações, a ser realizado entre os dias 22 e 25 de setembro de 2015 no Recife, PE, Brasil.

Recife, 27 de agosto de 2015


Cid Bartolomeu de Araújo
Coordenador Geral do Evento


Albert Reyna Ocas
Presidente do Student Chapter - Recife

 OSA
**STUDENT
CHAPTER**
UFPE - RECIFE - BRASIL

Figura A. 2 - Resumo apresentado no X Simpósio de Lasers (UFPE).

APÊNDICE A.3 – Resumo apresentado no I Simpósio de Aplicações de Óptica e Lasers

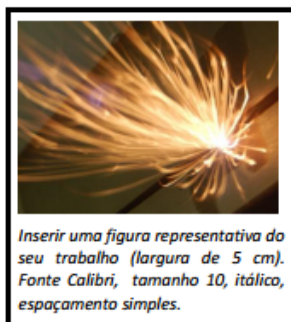
- Autoria no trabalho ***“Propagação de luz em fibra óptica: Um estudo comparativo por meio da implementação da Equação Não Linear de Schrödinger por diferentes métodos numéricos”***, publicado em 2015 no evento *I Simpósio de Aplicações de Óptica e Lasers (SOL 2015)*, em São José dos Campos – SP, nos anais do evento, cuja primeira página está ilustrada na Figura A.3.

Propagação de luz em fibra óptica: Um estudo comparativo por meio da implementação da Equação Não Linear de Schrödinger por diferentes métodos numéricos

Daniel N. S. Cavalcante¹, Francisco Tadeu C. B. Magalhães¹, Paul V. F. Pinto¹, Lucas P. Moura¹, Glendo F. Guimarães¹

¹Laboratório de Fotônica, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará – IFCE, Fortaleza, CE, Brasil

**danielsacavalcante@gmail.com*



A propagação de luz em fibra óptica é tema de estudo recorrente devido a algumas limitações impostas ao sinal, tais como atenuação, dispersão e efeitos não lineares. Neste trabalho, quatro métodos numéricos (Diferenças Finitas, Método das Linhas, Split-Step e Runge-Kutta [1]) foram utilizados para modelar numericamente a propagação de um pulso quasi-soliton em uma fibra padrão sob efeito apenas de GVD (Dispersão de velocidade de grupo), obtendo, assim, uma solução numérica da equação não linear de Schrödinger (ENLS). Diversas propriedades físicas foram experimentadas, tais como a lei de conservação de energia, a dispersão do pulso no domínio do tempo com ampliação de sua largura temporal, além de uma considerável precisão dos métodos para este cenário. Para cada método, foram fixados valores padrão para a janela temporal, largura de meia altura de onda, parâmetro GVD, dentro outros, buscando tornar a análise comparativa mais criteriosa. O método de diferenças finitas mostrou-se como uma boa opção para a solução do PVI (problema de valor inicial) descrito pela equação não linear de Schroedinger (ENLS) para a propagação de pulsos em fibras ópticas sob a ação apenas de GVD. A precisão do método é considerável e pode ser comprovada ao se obter valores de T_{fwhm} idênticos para diferentes parâmetros da fibra. Por outro lado, os métodos Runge-Kutta de 4ª ordem, Split-Step e Método das Linhas apresentaram melhor desempenho computacional.

Figura A. 3 - Resumo apresentado no I Simpósio de Aplicações de Óptica e Lasers.

APÊNDICE A.4 – Artigo publicado no Journal of Modern Optics

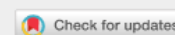
- Coautoria no trabalho *“Nonlinear switching based on dual-core nonlinear optical fiber couplers with xpm and intrapulse raman in femtosecond pulse propagation”*, publicado em 2015 no periódico *Journal of Modern Optics* (JMO) (v. 62, p. 1-7), qualis B1 na categoria de Engenharias IV, cuja primeira página está ilustrada na Figura A.4.

Non-linear switching based on dual-core non-linear optical fiber couplers with XPM and Raman intrapulse applied to femtosecond pulse propagation

Dayse Gonçalves Correia, Kilvia Maria Viana Ávila, Daniel do Nascimento e Sá Cavalcante, Paulo Victor Ferreira Pinto, Francisco Tadeu de Carvalho Belchior Magalhães, Lucas Pinheiro de Moura, ...show all

Pages 477-483 | Received 14 Apr 2015, Accepted 03 Aug 2015, Published online: 27 Aug 2015

Download citation <http://dx.doi.org/10.1080/09500340.2015.1080867>



Abstract

In this work, we investigated the optical switching process for three shapes of femtosecond pulses (soliton, Gaussian and super-Gaussian) propagating inside a symmetrical dual-core non-linear directional coupler by simulating their propagation via the coupled non-linear Schrödinger equations. In all simulations, we considered the dispersive effects of second and third order, besides the self-phase modulation and self-steepening non-linear effects. We studied three scenarios for each of the three pulse shapes under investigation. In the first scenario, we added only cross-phase modulation (XPM); in the second approach, we added only Raman scattering; in the third one, we combined both. The study was performed for distinct polarization modes and for different values of the Raman factor, with power range varying from 1 to 300 W. We noted that the XPM non-linear effect results in a decrease in the critical power threshold, whereas the Raman scattering causes an increase. For the first scenario (only XPM effect), the critical power threshold reduced from 113.72 to 104.69 W for the soliton pulse, from 111.49 to 100.77 W for the Gaussian and from 92.79 to 80.47 W for the Super-Gaussian pulse shape. For the second scenario (only Raman scattering), the critical power increased for a Raman factor varying from 1 to 10 fs, and the three pulse shapes reached thresholds above 150 W from a 5 fs factor, reaching more than 200 W for the super-Gaussian pulse as the Raman factor increased. For the third scenario (with both effects combined), we highlight that for a fixed XPM factor of 2, the critical power remained unchanged with the variation of the Raman factor. Hence, we observed that the Super-Gaussian pulse reached lower values for critical power when compared to the other pulse shapes.

Keywords: dual-core non-linear fibre directional coupler, Gaussian, Super-Gaussian and soliton pulse, XPM, Raman effect, optical switching

Figura A. 4 - Artigo publicado no Journal of Modern Optics.

APÊNDICE A.5 – Artigo publicado no Journal of Nonlinear Optical Physics and Materials

- Coautoria no trabalho “*Mach-Zehnder nonlinear interferometer in photonic crystal fibers with nonlinearity profiles*”, publicado em 2015 no *Journal of Nonlinear Optical Physics and Materials* (v. 24, p. 1550036), qualis B2 na categoria de Engenharias IV, cuja primeira página está ilustrada na Figura A.5.

Journal of Nonlinear Optical Physics & Materials
Vol. 24, No. 3 (2015) 1550036 (17 pages)
© World Scientific Publishing Company
DOI: 10.1142/S0218863515500368



Mach–Zehnder nonlinear interferometer in photonic crystal fibers with nonlinearity profiles

J. C. Sales*

*Departamento de Engenharia de Teleinformática,
Universidade Federal do Ceará, CEP: 60455-760,
Fortaleza, Ceará, Brazil
Centro de Ciências Exatas e Tecnologia,
Universidade Estadual Vale do Acaraú,
Sobral, Ceará, Brazil
juscelinochaves@hotmail.com*

A. F. G. F. Filho	C. S. Sobrinho
A. C. Ferreira	P. V. F. Pinto
J. R. R. Sousa	G. F. Guimarães
K. M. V. Avila	J. W. M. Menezes
D. N. S. Cavalcante	D. B. Costa
F. T. C. B. Magalhães	A. S. B. Sombra

Received 22 April 2015

In this work, we present a numerical study to investigate the transmission, extinction ratio, crosstalk and compression factor outputs of a Mach–Zehnder interferometer in photonic crystal fibers by varying the nonlinearity parameter of the fiber from $\beta = 1$ to $\beta = 2$ for three different nonlinearity profiles (constant, increasing and decreasing) and in three different scenarios ($P_0 = P_c$, $P_0 < P_c$ and $P_0 > P_c$). We observed that the highest transmission ($T = 67\%$), the highest extinction ratio ($XR = 3.57\text{ dB}$) and the lowest crosstalk ($X_{\text{talk}} = -5.25\text{ dB}$) occurred in the third scenario ($P_0 = 110\text{ kW} > P_c$) considering the decreasing profile for $\beta = 1.35$. Such condition enables applications such as TDMA and logic circuits.

Keywords: Mach–Zehnder interferometer; photonic crystal fibers; nonlinear switching.

Figura A. 5 - Artigo publicado no Journal of Nonlinear Optical Physics and Materials.

APÊNDICE A.6 – Artigo publicado no *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*

- Coautoria no trabalho “*Unbalance of the Sagnac interferometer through nonlinear asymmetry*”, publicado em 2016 no periódico *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* (v. 30, p. 1227-1239), qualis A2 na categoria de Engenharias IV, cuja primeira página está ilustrada na Figura A.6.

JOURNAL OF ELECTROMAGNETIC WAVES AND APPLICATIONS, 2016
<http://dx.doi.org/10.1080/09205071.2016.1193451>



Unbalance of the Sagnac interferometer through nonlinear asymmetry

F. T. C. B. Magalhães^{a,b}, H. A. Pinho^b, D. N. S. Cavalcante^{a,b}, A. C. Ferreira^{a,b,c},
J. W. M. Menezes^{a,b,c}, G. F. Guimarães^{a,b} and W. B. Fraga^{a,b}

^aPost-Graduation Program in Telecommunications Engineering, Federal Institute of Education, Science and Technology of Ceará - Fortaleza, Ceará, Brazil; ^bPhotonics Laboratory, Federal Institute of Education, Science and Technology of Ceará - Fortaleza, Ceará, Brazil; ^cLocem Laboratory, Federal University of Ceará - UFC, Fortaleza, Ceará, Brazil

ABSTRACT

In this work, we studied the behavior of Sagnac interferometer powered by a CW signal and under the nonlinear effects of self-phase modulation, cross-phase modulation, and Raman, in two configurations (balanced and unbalanced) and five scenarios (by varying the value of the Raman fraction). In the balanced configuration, we observed that the presence of Raman effect in the loop changes the curves of transmissivity and reflectivity of the device, but only the components generated by the Raman effect (Stokes waves) are switched to the transmitted port. In the unbalanced configuration, we obtained an oscillating behavior as for transmissivity and reflectivity, which breaks the characteristic of nonlinear fiber mirror, thus enabling the transmission of the pumping wave for certain combinations of values of input power and Raman fraction.

ARTICLE HISTORY

Received 17 March 2016

Accepted 13 May 2016

KEYWORDS

Sagnac interferometer; unbalanced loop; SPM; stimulated Raman scattering; transmissivity; Stokes waves

Figura A. 6 - Artigo publicado no *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*.

APÊNDICE A.7 – Artigo submetido ao Journal Electronics Letters

- Autoria no trabalho “*Experimental obtaining of OR and AND logical gates with MZI and SOA*”, submetido em fevereiro de 2017 para publicação ao Journal Electronics Letters, qualis A2 na categoria de Engenharias IV, cuja primeira página está ilustrada na Figura A.7.

Experimental obtaining of AND and OR logic gates with MZI and SOA

D. N. S. Cavalcante, J. S. Negreiros Júnior, L. R. Marcelino, R. R. Barboza, J. I. F. Nascimento, E. B. D. Bezerra, J. I. S. Miranda, L. S. P. Maia, L. P. S. Costa and G. F. Guimarães

One of the main limitations of optical communication systems is the current need for optoelectronic conversions in intermediate devices, which do not match the transmission rates of optical fibers of Terabits per second. In this work, we investigated the obtaining of logic gates through a configuration of a Mach-Zehnder interferometer (MZI) with an optical semiconductor amplifier (SOA) as the unbalancing element of the interferometer. We experimentally studied three different scenarios of input power for a continuous wave (CW) regime and one scenario for the pulsed regime, both with varying levels of gain of the SOA. As results, we obtained AND and OR logic gates in all scenarios in a wide range of gain of the SOA, besides the logical functions 0 and 1 in some of the cases. The quality of these logic gates is confirmed by the precision rate regarding the threshold of 0.4 dB above and below the central limit, following recommendations from literature. We highlight that the technique used in this experiment was much simpler than most of those described in literature. The experimental obtaining of such logic gates is absolutely relevant for all-optical logic circuits that are proposed to optimize the current optical communication systems.

Figura A.7 - Artigo publicado no Journal of Electromagnetic Waves and Applications.