

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

ISABELE ARAÚJO FERREIRA

**ESTUDO NUMÉRICO DE GERAÇÃO DE PORTAS LÓGICAS ÓPTICAS
COM INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER, AMPLIFICADOR
ÓPTICO SEMICONDUTOR E CONTROLE DE POLARIZAÇÃO**

Fortaleza, Ceará

2020

ISABELE ARAÚJO FERREIRA

ESTUDO NUMÉRICO DE GERAÇÃO DE PORTAS LÓGICAS ÓPTICAS COM
INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER, AMPLIFICADOR ÓPTICO
SEMICONDUTOR E CONTROLE DE POLARIZAÇÃO

Dissertação apresentada ao 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 título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Glendo de Freitas Guimarães

Fortaleza, Ceará

2020

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Instituto Federal do Ceará - IFCE
Sistema de Bibliotecas - SIBI
Ficha catalográfica elaborada pelo SIBI/IFCE, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- F383e Ferreira, Isabele.
 Estudo Numérico de Geração de Portas Lógicas Ópticas com Interferômetro de Mach-Zehnder,
 Amplificador Óptico Semicondutor e Controle de Polarização / Isabele Ferreira. - 2020.
 81 f. : il. color.
- Dissertação (Mestrado) - Instituto Federal do Ceará, Bacharelado em Engenharia de Telecomunicações,
 Campus Fortaleza, 2020.
 Orientação: Prof. Dr. Glendo de Freitas Guimarães.
1. Portas lógicas. 2. Fibra óptica. 3. Controle de polarização. 4. SOA. 5. Interferômetro de Mach-Zehnder. I.
 Título.

CDD 621.382



INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DO CEARÁ
Av. 13 de maio, 2081 - Bairro Benfica - CEP 60040-531 - Fortaleza - CE - www.ifce.edu.br

ATA DA 63ª DEFESA DE DISSERTAÇÃO

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Ata de defesa do **Programa de Pós-graduação em Engenharia de Telecomunicações**, do Curso de Mestrado Acadêmico em Engenharia de Telecomunicações (PPGET), ofertado pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE, apresentado e defendido pelo(a) mestrando(a) **ISABELE ARAÚJO FERREIRA**.

No dia 23 (vinte e três) do mês de junho do ano de 2020, às 16 horas, no IFCE *Campus* Fortaleza, local *Google Meet* - Link <<meet.google.com/jgs-izyq-mfa>>, foi realizada a defesa de dissertação do(a) mestrando(a) **Isabele Araújo Ferreira** sob o título: **“ESTUDO NUMÉRICO DE GERAÇÃO DE PORTAS LÓGICAS ÓPTICAS COM INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER, AMPLIFICADOR ÓPTICO SEMICONDUTOR E CONTROLE DE POLARIZAÇÃO”**. Obedecendo ao disposto no Regulamento do PROFEPT, a Banca Examinadora foi constituída pelos seguintes professores: Prof(a) Dr(a) **Glendo de Freitas Guimarães** (PPGET/IFCE – Orientador); Prof(a) Dr(a) **Francisco José Alves de Aquino** (PPGET/IFCE – membro interno do programa); Prof(a) Dr(a) **José Wally Mendonça Menezes** (PPGET/IFCE – membro interno do programa); Prof(a) Dr(a) **Fábio Alencar Mendonça** (PPGET/IFCE – membro interno do programa) e Prof(a) Dr(a) **Marcus Vinicius Nunes de Oliveira** (IFCE - membro externo ao programa). O professor(a) orientador(a) apresentou o(a) mestrando(a) e os membros da Banca Examinadora bem como explicitou a dinâmica da defesa. Em continuidade, o(a) presidente cedeu a palavra ao(à) mestrando(a) para expor seu trabalho de pesquisa. Uma vez concluída a exposição pelo(a) mestrando(a), a Banca Examinadora procedeu às avaliações, sendo assegurado ao(à) mestrando(a) o direito de resposta ou de esclarecimento. Continuando o processo, a Banca Examinadora reuniu-se privativamente para emitir o parecer, através de videoconferência pelo aplicativo *WhatsApp*. E, sequencialmente, informou ao(à) mestrando(a) que a sua dissertação foi considerada:

(X) **aprovado(a)**

() **reprovado(a)**

A Banca Examinadora indicou, ainda, os seguintes ajustes e procedimentos necessários para a consolidação da pesquisa e redação final do produto educacional: seguir as recomendações dos membros da banca.

Nada mais havendo a tratar, o(a) presidente da Banca Examinadora lavrou esta Ata de Exame de defesa que, após assinada pelos seus membros, será encaminhada à Coordenação do **PPGET/IFCE** para registro acadêmico na documentação do(a) mestrando(a).

NOME COMPLETO ASSINATURA

Orientador Prof. Dr. Glendo de Freitas Guimarães
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE

Prof. Dr. Francisco José Alves de Aquino
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE

Prof. Dr. José Wally Mendonça Menezes
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE

Prof. Dr. Fábio Alencar Mendonça
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE

Prof. Dr. Marcus Vinicius Nunes de Oliveira
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE

Mestrando(a) Isabele Araújo Ferreira
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará - IFCE



Documento assinado eletronicamente por **Marcus Vinicius Nunes de Oliveira, Professor(a) do Ensino Básico, Técnico e Tecnológico**, em 24/06/2020, às 11:17, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Jose Wally Mendonca Menezes, Pró-Reitor de Pesquisa, Pós-graduação e Inovação**, em 24/06/2020, às 15:56, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Glendo de Freitas Guimaraes, Professor do Ensino Básico, Técnico e Tecnológico**, em 25/06/2020, às 11:39, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Francisco Jose Alves de Aquino, Coordenador(a) do PPGET**, em 25/06/2020, às 11:43, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fabio Alencar Mendonca, Professor do Ensino Básico, Técnico e Tecnológico**, em 25/06/2020, às 14:31, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade do documento pode ser conferida no site https://sei.ifce.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0 informando o código verificador **1765904** e o código CRC **77905FC6**.

*Dedico este trabalho aos meus queridos pais,
Isabel e Francisco. Sem eles nada seria possível.
E ao meu noivo e companheiro de vida, Dário Filho.*

AGRADECIMENTOS

A Deus, fonte de toda sabedoria e amor, por me capacitar e dar condições de concluir este trabalho.

Aos meus pais, pelo amor, educação e apoio incondicional. Minha incansável e eterna gratidão a vocês.

A minha tia-avó-madrinha, professora Maria Climene (in memoriam), que teve um papel importantíssimo na minha educação e vida estudantil. Sem ela, o caminho até aqui certamente teria sido bem mais difícil. Obrigada por sempre ter acreditado em mim. Eternas saudades.

Ao meu noivo Dário, o qual tive a felicidade de conhecer e ser companheira de sala de aula ao longo do mestrado. Você foi essencial nos momentos de dificuldades na elaboração desta dissertação. Muito obrigada pelos incentivos e ajuda constante. O mais grato e lindo presente ao longo desta trajetória, foi você.

Ao meu orientador, professor Dr. Glendo, a quem muito admiro. Meu muito obrigada pelos ensinamentos, compreensão, confiança e ajuda na condução deste trabalho.

Ao meu amigo Alan e bolsista desta pesquisa, pela importante ajuda e dedicação durante o desenvolvimento deste trabalho.

Ao Laboratório Fotônica e membros, pelos aprendizados compartilhados que contribuíram na construção desta pesquisa.

Aos meus amigos de sala de aula e laboratório, que tornaram esta jornada mais leve.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Ceará, por onde passei boa parte da minha vida estudantil, desde do Ensino Médio Integrado, Bacharelado e agora o Mestrado. Tenho um eterno carinho e gratidão por tudo o que vivi, aprendi e cresci nesta casa.

À CAPES, pelo auxílio financeiro para realização desta pesquisa.

*“A verdadeira viagem de descobrimento não consiste em
procurar novas paisagens, mas em ter novos olhos.”
(Marcel Proust)*

RESUMO

As portas lógicas totalmente ópticas com alta eficiência desempenham um papel essencial no processamento de sinais de grande largura de banda e redes ópticas. Seu estudo e desenvolvimento vem atraindo considerável interesse nos últimos anos. Neste seguimento, este trabalho apresenta um estudo analítico e numérico da obtenção de portas lógicas ópticas por meio de uma configuração de interferômetro de Mach-Zehnder (MZI), com um amplificador óptico semiconductor (*Semiconductor Optical Amplifier* - SOA), controlador de polarização (CP) e polarizador linear (PL) como elementos desbalanceadores do interferômetro. Utilizamos as propriedades não lineares do SOA combinadas ao controle de polarização em uma estrutura MZI, a fim de se obter portas lógicas ópticas. O SOA opera na região de saturação do ganho, induzindo ao efeito não linear de automodulação de fase (*Self-Phase Modulation* - SPM). Foram analisados três distintos cenários de potência de entrada no regime CW (*Continuous Wave*), cada qual com 4 subcenários, com diferentes configurações de ângulos de polarização do CP. Já para o regime pulsado, com modulação *On-Off*, estudamos 4 cenários, cada qual com uma corrente específica de injeção do SOA. Analisamos ambos os regimes por meio de simulação com o software Optisystem®. Para o regime CW, obtivemos como resultado, as portas lógicas: OR, AND e NOR para todos os cenários estudados, além da XNOR, no cenário 3. No regime pulsado, obtivemos as portas AND, OR e XOR, a uma taxa de 10 Gbits/s. A qualidade dessas portas lógicas é verificada através das figuras de mérito razão de extinção, fator de qualidade (Fator Q) e taxa de erro de bit (Bit Error Rate - BER). Importante salientar que a configuração esquemática utilizada nas simulações para a obtenção das portas lógicas AND, OR, NOR, XOR e XNOR é de implementação significativamente mais simples do que as descritas na literatura para a obtenção das mesmas portas. É possível desta forma, através deste trabalho, identificar a combinação ideal dos parâmetros de: potência de entrada, corrente de injeção do SOA e ângulo de polarização linear do sinal, aplicados a uma estrutura interferométrica, que melhor possibilitam a obtenção de portas lógicas. Os resultados aqui obtidos são úteis para a aplicação em circuitos lógicos ópticos que se dispõem a otimizar os atuais sistemas de comunicação ópticos.

Palavras-chaves: Portas lógicas ópticas; Interferômetro de Mach-Zehnder; Amplificador óptico semiconductor; Controle de polarização, Regime CW e Modulação OOK.

ABSTRACT

Highly efficient all-optical logic gates play an essential role in the processing of high-bandwidth signals and optical networks. Its study and development has attracted considerable interest in recent years. In this segment, this work presents an analytical and numerical study of obtaining optical logic gates using a Mach-Zehnder interferometer (MZI) configuration with Semiconductor Optical Amplifier (SOA), Polarization Controller (PC) and Linear Polarizer (LP) as unbalanced elements of the interferometer. We use the nonlinear properties of SOA combined with polarization control in an MZI structure, in order to obtain optical logic gates. SOA operates in the gain saturation region, inducing the non-linear effect of Self-Phase Modulation (SPM). Three different input power scenarios were analyzed in the regime CW (continuous wave), each with 4 sub-scenarios, with different polarization angles settings of the PC. As for pulsed regime, with On-Off Keying (OOK), we studied 4 scenarios, each with a specific injection current from the SOA. We analyzed both regimes through simulation with the Optisystem® software. For the CW regime, we obtained, as a result, the logic gates: OR, AND and NOR for all the scenarios studied, in addition to the XNOR, in scenario 3. In the pulsed regime, we obtained the AND, OR and XOR ports, at a rate of 10 Gbits/s. The quality of these logic gates is verified through: the Extinction Ratio, Quality Factor (Factor Q) and Bit Error Rate (BER) merit figures. It is important to note that the schematic setup used in the simulations for the obtaining the AND, OR, NOR, XOR and XNOR logic gates is significantly simpler to implement than those described in the literature to obtain the same doors. It is possible in this way, through this work, to identify the ideal combination of the parameters of: input power, SOA injection current and linear polarization angle of the signal, applied to an interferometric structure, which better enable obtaining logic gates. The results obtained here are useful for the application in fully optical logic circuits that aim to optimize current optical communication systems.

Key-words: Optical logic gates; Mach-Zehnder interferometer; Semiconductor optical amplifier; Polarization control, CW Regime and OOK Modulation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Distribuição de campos elétricos e magnético em um trem de ondas planas eletromagnéticas, em determinado instante no tempo (KEISER, 2014).	24
Figura 2 – Adição de duas ondas linearmente polarizadas com diferença de fase nula entre elas (KEISER, 2014).	26
Figura 3 – Diferença nos tempos de propagação modal da polarização quando um pulso óptico atravessa uma fibra com variação de birrefringência ao longo do seu comprimento (AGRAWAL, 2002).	27
Figura 4 – Apenas os componentes de polarização vertical passam através de um polarizador orientado verticalmente (KEISER, 2014).	27
Figura 5 – Controlador de polarização QWP-HWP. Fonte: Thorlabs	29
Figura 6 – Esquema de um acoplador de fibra. A área sombreada mostra a região onde os modos das duas fibras se sobrepõem (AGRAWAL, 2004). . . .	30
Figura 7 – Interferômetro de Mach-Zehnder. Fonte: Produção da própria autora. .	33
Figura 8 – Típica dependência do ganho em uma única passagem, em função da potência óptica de entrada para um ganho de sinal fraco de $G_0 = 30dB$ (KEISER, 2014).	36
Figura 9 – Diagrama de olho de um sinal com modulação NRZ.	38
Figura 10 – Gráfico da BER versus fator Q. (KEISER, 2014)	40
Figura 11 – Padrão de código NRZ para sequência de dados 1010110.	41
Figura 12 – Configuração esquemática do regime CW	42
Figura 13 – Configuração esquemática do regime CW	44
Figura 14 – Configuração esquemática do regime pulsado	46
Figura 15 – Configuração esquemática no OptiSystem - Regime pulsado	49
Figura 16 – Configuração esquemática para estudo analítico	50
Figura 17 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 1, subcenário 1.1: a) Saída 1; b) Saída 2	53
Figura 18 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 1, subcenário 1.2: a) Saída 1; b) Saída 2	54
Figura 19 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 1, subcenário 1.3: a) Saída 1; b) Saída 2	55
Figura 20 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 1, subcenário 1.4: a) Saída 1; b) Saída 2	56
Figura 21 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 2, subcenário 2.1: a) Saída 1; b) Saída 2	57

Figura 22 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 2, subcenário 2.2: a) Saída 1; b) Saída 2	57
Figura 23 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 2, subcenário 2.3: a) Saída 1; b) Saída 2	58
Figura 24 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 2, subcenário 2.4: a) Saída 1; b) Saída 2	59
Figura 25 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 3, subcenário 3.1: a) Saída 1; b) Saída 2	60
Figura 26 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 3, subcenário 3.2: a) Saída 1; b) Saída 2	60
Figura 27 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 3, subcenário 3.3: a) Saída 1; b) Saída 2	61
Figura 28 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 3, subcenário 3.4: a) Saída 1; b) Saída 2	62
Figura 29 – Máx. Q versus ângulo CP	64
Figura 30 – Resultados regime pulsado - Corrente SOA: 20 mA e ângulo CP:65°.	65
Figura 31 – Máx. Q versus ângulo CP	66
Figura 32 – Resultados regime pulsado - Corrente do SOA: 40 mA e ângulo do CP:15°.	67
Figura 33 – Resultados regime pulsado - Corrente do SOA: 40 mA e ângulo do CP:75°.	68
Figura 34 – Máx. Q versus ângulo CP	69
Figura 35 – Resultados regime pulsado - Corrente do SOA: 60 mA e ângulo do CP:15°.	70
Figura 36 – Máx. Q versus ângulo CP	71
Figura 37 – Resultados regime pulsado - Corrente do SOA: 80 mA e ângulo do CP: 65°.	72

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Configuração dos lasers - Regime CW	43
Tabela 2 – Configuração do acoplador - Regime CW	43
Tabela 3 – Configuração do SOA - Regime CW	43
Tabela 4 – Configuração do CP - Regime CW	43
Tabela 5 – Configuração do PL - Regime CW	43
Tabela 6 – Cenários e subcenários do regime CW	45
Tabela 7 – Configuração dos lasers - Regime pulsado	46
Tabela 8 – Configuração do gerador de seq. de bit - Regime pulsado	46
Tabela 9 – Configuração do gerador de pulso - Regime pulsado	47
Tabela 10 – Configuração do modulador MZ - Regime pulsado	47
Tabela 11 – Configuração do SOA - Regime pulsado	47
Tabela 12 – Configuração do fotodiodo - Regime pulsado	47
Tabela 13 – Cenários e parâmetros - Regime pulsado	48
Tabela 14 – Resumo dos resultados para regime CW	63
Tabela 15 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 20 mA e ângulo CP: 65°	65
Tabela 16 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 40 mA e ângulo CP: 15°	67
Tabela 17 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 40 mA e ângulo CP: 75°	68
Tabela 18 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 60 mA e ângulo CP: 15°	70
Tabela 19 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 80 mA e ângulo CP: 65°	72
Tabela 20 – Resumo das portas lógicas geradas através do regime pulsado	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AND	Porta lógica E
ASE	Emissão espontânea amplificada - Amplified Spontaneous Emission
BER	Taxa de erro de bit - (<i>Bit Error Rate</i>)
CW	Onda contínua (<i>Continuous Wave</i>)
CP	Controlador de polarização
dB	Decibel
LASER	Amplificação da luz por emissão estimulada da radiação (<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>)
MZI	Interferômetro de Mach-Zehnder (<i>Mach-Zehnder Interferometer</i>)
NRZ	Não retorno ao nível zero (<i>Non Return to Zero level</i>)
NOR	Porta lógica Não-OU.
OOK	Chaveamento do tipo on-off (<i>On-Off Keying</i>)
OR	Porta lógica OU
PL	Polarizador linear
PMD	Dispersão dos modos de polarização (<i>Polarization Mode Dispersion</i>)
SOA	Amplificador óptico semicondutor (<i>Semiconductor Optical Amplifier</i>)
SPM	Automodulação de fase (<i>Self-Phase Modulation</i>)
XPM	Modulação de fase cruzada (<i>Cross-Phase Modulation</i>)
XGM	Modulação de ganho cruzado (<i>Cross-Gain Modulation</i>)
XOR	Operação OU exclusivo (<i>exclusive-OR</i>)
XNOR	Operação NOR exclusivo (<i>exclusive-NOR</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

ϵ_0	Permissividade elétrica no vácuo
λ	Comprimento de onda
∇	Operador nabla
Q	Fator de qualidade
σ_0	Desvio padrão para o nível do bit “0”;
σ_1	Desvio padrão para o nível do bit “1”;
∂	Caractere do diferencial parcial
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico
π	Pi, com valor de aproximado de 3,1416
Γ	Fator de confinamento
$\vec{H}$	Vetor campo magnético
μ_0	Permeabilidade magnética no vácuo
κ_a	Constante de acoplamento do acoplador
ω	Frequência angular

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Objetivos	18
1.1.1	Objetivo geral	18
1.1.2	Objetivos específicos	18
1.2	Estrutura da Dissertação	19
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	20
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	23
3.1	Equações de Maxwell	23
3.2	Polarização	24
3.2.1	Polarização Linear	25
3.2.2	Dispersão Modal de Polarização	26
3.2.3	Polarizador	27
3.2.3.1	Lei de Malus	28
3.2.4	Controlador de Polarização	28
3.2.4.1	CP baseado em lâminas de atraso	28
3.3	Acoplador Direcional	29
3.3.1	Equações de modo acoplado	30
3.3.2	Feixes Ópticos de baixa potência	31
3.3.3	Matriz de transferência de um acoplador	32
3.4	Interferômetro de Mach–Zehnder	33
3.5	Automodulação de fase	34
3.6	Amplificador Óptico Semicondutor - SOA	34
3.6.1	Ganho	35
3.6.1.1	Ganho do SOA Saturado	35
3.7	Figuras de Mérito	37
3.7.1	Razão de Extinção	37
3.7.2	Diagrama de olho	37
3.7.3	Taxa de Erro de Bit	38
3.7.4	Fator de qualidade	40
3.8	Formato de sinal NRZ	40
4	METODOLOGIA	42
4.1	Regime de Onda Contínua	42
4.2	Regime pulsado	46

5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	50
5.1	Regime CW	53
5.1.1	Cenário 1 - Potências: 0,6 e 1,4 mW	53
5.1.1.1	Subcenário 1.1: Ângulo CP: 25°	53
5.1.1.2	Subcenário 1.2 - Ângulo CP: 45°	54
5.1.1.3	Subcenário 1.3 - Ângulo CP: 65°	54
5.1.1.4	Subcenário 1.4 - Ângulo CP: 85°	55
5.1.2	Cenário 2 - Potências: 0,5 e 1,5 mW	56
5.1.2.1	Subcenário 2.1 - Ângulo CP: 25°	56
5.1.2.2	Subcenário 2.2 - Ângulo CP: 45°	57
5.1.2.3	Subcenário 2.3 - Ângulo CP: 65°	58
5.1.2.4	Subcenário 2.4 - Ângulo CP: 85°	58
5.1.3	Cenário 3 - Potências: 0,3 e 1,7 mW	59
5.1.3.1	Subcenário 3.1 - Ângulo CP: 25°	59
5.1.3.2	Subcenário 3.2 - Ângulo CP: 45°	60
5.1.3.3	Subcenário 3.3 - Ângulo CP: 65°	61
5.1.3.4	Subcenário 3.4 - Ângulo CP: 85°	61
5.1.4	Análise geral - Regime CW	62
5.2	Regime pulsado	64
5.2.1	Cenário 1 - Corrente SOA: 20 mA	64
5.2.1.1	Caso 1.1 - Ângulo CP: 65°	64
5.2.2	Cenário 2 - Corrente SOA: 40 mA	65
5.2.2.1	Caso 2.1 - Ângulo CP: 15°	66
5.2.2.2	Caso 2.2 - Ângulo CP: 75°	67
5.2.3	Cenário 3 - Corrente do SOA: 60 mA	68
5.2.3.1	Caso 3.1 - Ângulo CP: 15°	69
5.2.4	Cenário 4 - Corrente do SOA: 80 mA	70
5.2.4.1	Caso 4.1 - Ângulo do CP: 65°	71
5.2.5	Análise geral - Regime pulsado	72
5.3	Discussões Gerais	73
6	CONCLUSÕES	74
6.1	Trabalhos futuros	74
	REFERÊNCIAS	76
	APÊNDICES	78
	APÊNDICE A – PRODUÇÃO CIENTÍFICA	79

APÊNDICE B – PRODUÇÃO CIENTÍFICA	80
--	----

1 INTRODUÇÃO

As demandas por técnicas de processamento de sinais totalmente ópticos em sistemas de telecomunicações estão aumentando rapidamente e vem aceitando-se que a eletrônica digital não é capaz de atender a esses requisitos no futuro (ZHU et al., 2006).

A taxa de transmissão final dos sistemas é limitada ao gargalo imposto pelas taxas de processamento praticadas por equipamentos eletrônicos, visto que eles costumemente intermediam os sistemas ópticos em vários pontos. A tecnologia da eletrônica chegará ao seu limite de evolução quanto às taxas de transmissão de dados, o que por sua vez limitaria as taxas práticas da tecnologia óptica (CORREIA et al., 2016).

As redes fotônicas (redes totalmente ópticas) se apresentam como uma solução para as limitações dos sistemas atuais. Neste tipo de rede, não há conversão tipo fóton/elétron/fóton, aumentando a velocidade do processamento dos sinais (MANNING et al., 1997).

As portas lógicas totalmente ópticas com alta eficiência desempenham um papel essencial no processamento de sinais de grande largura de banda em redes ópticas (LEE, 2008). O estudo e desenvolvimento de tais portas vêm atraindo considerável interesse nos últimos anos, afim de possibilitar soluções para o futuro dos sistemas de comunicação.

Neste intuito, este trabalho almeja contribuir com o estudo da geração de portas lógicas ópticas. Analisamos dentre os principais interferômetros estudados na literatura, o interferômetro de Mach-Zehnder, aplicando um desbalanceamento de polarização associado ao SOA.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo geral

Esta dissertação tem por objetivo a obtenção de portas lógicas ópticas utilizando o MZI com desbalanceamento de polarização associado ao SOA, por meio de simulações numéricas no OptiSystem, utilizando uma implementação simplificada.

1.1.2 Objetivos específicos

- Desenvolver um estudo analítico da função de transferência de potência do interferômetro de Mach Zehnder utilizando o SOA e o controle de polarização, como elementos desbalanceadores;

- Analisar numericamente a obtenção de portas lógicas considerando cenários e subcenários distintos, para os regimes CW e pulsado;
- Analisar a qualidade das portas lógicas geradas, através das figuras de mérito: razão de extinção (esta para o regime CW), fator Q e BER (estas para regime pulsado);
- Fazer um comparativo das portas obtidas para cada regime, analisando as melhores condições para sua geração.

1.2 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

- **Capítulo 2:** Foi realizado um compilado dos últimos trabalhos publicados referentes a obtenção de porta lógicas ópticas, seja experimentalmente ou por meio de simulações numéricas, através do uso de dispositivos ópticos integrados de interferometria, em cenários que englobam ou não o uso de amplificadores ópticos e controle de polarização.
- **Capítulo 3:** Explana os aspectos teóricos relativos a polarização da luz, onde para facilitar seu entendimento, é realizada uma revisão sobre as equações de Maxwell. É apresentada a esquematização e funcionalidade do MZI, bem como, as características do SOA e do controlador de polarização (CP), que atuam como elementos desbalanceadores do interferômetro adotado. As equações que regem estes dispositivos são expandidas, permitindo um melhor compreensão dos capítulos seguintes. Além disso, são mencionadas as figuras de mérito utilizadas ao longo da dissertação.
- **Capítulo 4:** Explica a metodologia aplicada a este trabalho, apontando os cenários estudados e configurações adotadas para os regimes CW e pulsado, simulados no OptiSystem.
- **Capítulo 5:** Realiza um estudo analítico do MZI e discorre sobre os principais resultados obtidos na simulações, para ambos os regimes propostos.
- **Capítulo 6:** São apresentadas as conclusões sobre esta dissertação, enfatizando as principais aplicações dos resultados e a perspectiva da realização de trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Com o avanço dos sistemas de comunicação e a demanda por altas taxas de velocidade de transmissão, o estudo da geração de portas lógicas ópticas vem sendo abordado em diversos trabalhos científicos ao longo dos últimos anos. Nesta seção, é apresentada uma revisão bibliográfica dos trabalhos publicados em revistas científicas no decorrer da última década, relacionados ao desenvolvimento de aplicações para obtenção de portas lógicas totalmente ópticas. Estes foram elaborados, em sua maioria, a partir de simulações numéricas, por meio de softwares como OptiSystem® e MatLab®, dentre outros. Utilizam MZI, SOA e outros dispositivos ópticos, adotando ou não o controle de polarização.

No trabalho realizado por Tang et al. (2017) é proposto um esquema reconfigurável para implementar 25 funções lógicas, incluindo todas as portas lógicas básicas, todas com a mesma estrutura, baseado na adição vetorial de dois sinais com diferentes estados de polarização. Duas polarizações de um sinal óptico são moduladas, respectivamente, por entradas binárias independentes para representar quatro estados diferentes, enquanto a detecção direta é usada para mapear os quatro estados para a saída binária correspondente. As seis portas lógicas básicas geradas em experimentos atingiram uma velocidade de processamento de até 1 Gb/s. Nas simulações, o desempenho das portas lógicas é estudado a 10 Gb/s. A velocidade depende da largura de banda do modulador e do detector de luz.

Singh e Lovkesh (2012) apresentam a simulação e o projeto das portas lógicas totalmente ópticas OR, AND, XNOR e XOR em altíssima velocidade, implementadas pela primeira vez a 120 Gb/s. Foi usado comprimento de onda único, através de uma configuração de interferômetro de Mach–Zehnder e amplificador óptico semiconductor (MZI-SOA).

Os pesquisadores Kumar, Kumar e Raghuwanshi (2014) descrevem os fenômenos de comutação óptica e sua aplicação eficiente para executar operações lógicas digitais, como portas lógicas AND, XOR e XNOR. Os resultados são encontrados usando o MATLAB e verificados através do software OptiBPM. Dispuseram o MZI em cascata e alcançaram os resultados com a variação de tensão em eletrodos únicos.

Cavalcante et al. (2019) através de uma configuração de MZI e SOA como elemento de desbalanceamento do interferômetro, obtém as portas AND e OR, em regime de onda contínua e em regime PAM, em uma ampla faixa de ganho do SOA. A qualidade dessas portas é confirmada pela taxa de precisão em relação ao limiar de 0,4 dB ($\approx 10\%$) acima e abaixo do limite central, de acordo com as recomendações da literatura.

Já Wang, Yang e Hu (2013) propõe as portas AND/XOR totalmente ópticas para dados com não retorno a zero (NRZ) usando amplificadores ópticos semicondutores em interferômetros de Mach-Zehnder (SOA-MZIs). Dados complementares são aplicados como entrada na estrutura SOA-MZIs, a fim de aumentar a taxa de dados de operação do sinal NRZ em até 40 Gb/s. Simulações numéricas mostram que o novo esquema pode efetivamente atenuar os efeitos padrões nos SOAs via redução dos tempos de transição de subida/descida. A alta qualidade do sinal de saída ($Q > 6$) é numericamente avaliado para ambas as portas AND/XOR.

Yi, Hu e He (2010) demonstram um sistema totalmente óptico de porta lógica reconfigurável baseado no efeito não linear predominante de rotação de polarização em um único amplificador óptico semicondutor. Cinco funções lógicas reconfiguráveis, incluindo NOT, OR, NOR, AND, e NAND, foram realizadas usando chaveamento de sinal ON-OFF a 10 Gb/s. As operações lógicas foram alcançadas ajustando os controladores de polarização e a potência dos dados de entrada.

A configuração SOA-MZI desempenha um papel significativo no campo de processamento ultra-rápido de sinais ópticos, afirma Gupta et al. (2016). Em seu trabalho “Performance Analysis of SOA-MZI based All-Optical AND & XOR Gate” o desempenho das portas AND e XOR é demonstrado por meio do fator Q e pela taxa de erro de bit, analisados em dois comprimentos de onda. É constatado que ao aumentar o comprimento da região ativa do SOA não se alterava a BER.

Em outro trabalho, SINGH et al. (2015), utilizando modulação de ganho cruzado e modulação de fase cruzada em SOAs em uma configuração de interferômetro de Mach-Zehnder, obtém as portas lógicas AND, XOR e OR totalmente ópticas por meio de simulações numéricas, a taxas de 10 Gb/s. As portas são analisadas por meio da taxa de extinção, espectro de comprimento de onda, *chirping* e taxa de erro de bit, utilizando apenas duas entradas, sem adição do *pulso clock*.

Por fim, Ravi, Theresal e Prince (2014), demonstra um novo método para projetar a porta óptica XOR e as portas básicas AND, OR, NOT, experimentalmente, usando a estrutura MZI baseado em SOA. As propriedades não lineares do SOA são adequadamente utilizadas e podem exibir uma forte alteração do índice de refração com o aumento do ganho.

No nosso trabalho, utilizamos as propriedades não lineares do SOA combinadas ao controle de polarização, em uma estrutura MZI, a fim de se obter portas lógicas ópticas. O SOA opera na região de saturação do ganho, induzindo ao efeito não linear de SPM, que leva a alterações no índice de refração dependentes da intensidade, em resposta às variações na densidade da portadora, explicado por AGRAWAL e OLSSON (1989). Através da configuração esquemática proposta neste trabalho, obtivemos as portas lógicas AND, OR, NOR, XOR e XNOR de alta qualidade, com implementação estrutural significativamente

mais simples do que as descritas na literatura.

3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, são apresentados os aspectos teóricos relacionados ao tema proposto nesta dissertação, visando permitir um melhor entendimento dos assuntos abordados nos demais capítulos.

3.1 EQUAÇÕES DE MAXWELL

Em 1861, James Maxwell reuniu as várias relações conhecidas de eletricidade e magnetismo em um conjunto conciso de equações (PEATROS; WARE, 2019):

$$\nabla \times \vec{H}/\mu_0 = \vec{J} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \rho/\epsilon_0 \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = 0 \quad (3.4)$$

Onde $\vec{E}$ e $\vec{H}$ representam os campos elétricos e magnéticos, respectivamente. A densidade da carga ρ descreve a carga por volume distribuída pelo espaço. A densidade de corrente $\vec{J}$ descreve o movimento da densidade de carga (em unidades de ρ vezes velocidade). A constante ϵ_0 é chamada permissividade elétrica no vácuo e a constante μ_0 é chamada permeabilidade magnética no vácuo (PEATROS; WARE, 2019).

Quando Maxwell unificou a teoria eletromagnética, ele imediatamente notou que as ondas são soluções para seu conjunto de equações. À primeira vista, as equações de Maxwell podem não sugerir imediatamente (para o olho inexperiente) que as ondas são soluções. No entanto, podemos manipular as equações (diferenciais de primeira ordem que acoplam $\vec{E}$ a $\vec{H}$) a familiar equação de onda (equações diferenciais de segunda ordem dissociadas para $\vec{E}$ ou $\vec{H}$). Desta forma, obtemos a forma da equação de onda mais usual para óptica (PEATROS; WARE, 2019):

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{J}_{free}}{\partial t} + \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}}{\partial t^2} - \frac{1}{\epsilon_0} \nabla(\nabla \cdot \vec{P}) \quad (3.5)$$

O lado esquerdo de 3.5, quando definido como zero, é a equação de onda familiar. No entanto, o lado direito contém vários “termos de origem”, que surgem quando várias correntes ou polarizações estão presentes. O primeiro termo no lado direito de 3.5 descreve correntes de cargas livres, que são importantes para determinar a reflexão da luz a partir de uma superfície metálica ou para determinar a propagação da luz no plasma. O segundo termo no lado direito descreve oscilações de dipolo, que se comportam de maneira semelhante às correntes. Essas oscilações de dipolo desempenham um papel de destaque quando a luz se propaga em materiais não condutores. O termo final do lado direito de 3.5 é importante nos meios anisotrópicos como cristais. Neste caso, a polarização $\vec{P}$ responde ao campo elétrico ao longo de uma direção não necessariamente paralela à $\vec{E}$, devido à influência da estrutura de cristal. No vácuo, todos os termos do lado direito de 3.5 são zero. Neste caso, a equação da onda reduz-se a (PEATROS; WARE, 2019):

$$\nabla^2 \vec{E} - \mu_0 \epsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.6)$$

3.2 POLARIZAÇÃO

As distribuições dos campos elétricos e magnéticos de um trem de ondas eletromagnéticas planas em um dado instante do tempo estão representadas na Figura 1. As

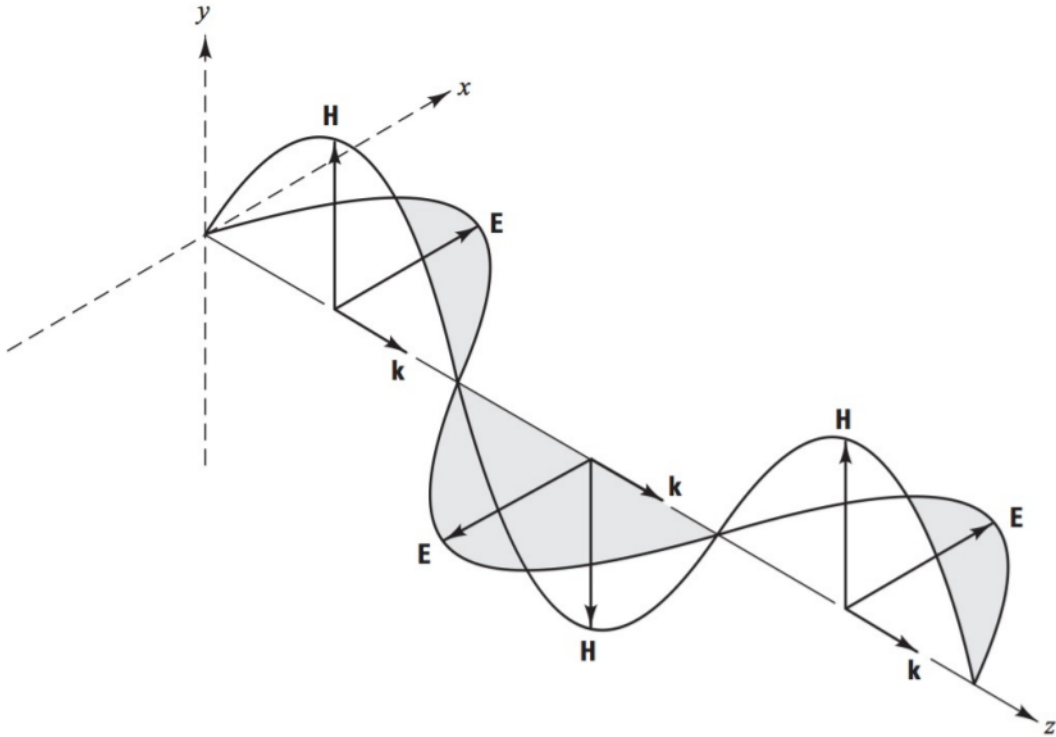


Figura 1 – Distribuição de campos elétricos e magnético em um trem de ondas planas eletromagnéticas, em determinado instante no tempo (KEISER, 2014).

ondas movem-se na direção indicada pelo vetor $\vec{k}$. Com base nas equações de Maxwell,

pode-se mostrar que $\vec{E}$ e $\vec{H}$ são, ambos, perpendiculares a direção de propagação. Essa condição define uma onda plana, ou seja, as vibrações do campo elétrico são paralelas em todos os pontos da onda. Além disso, $\vec{E}$ e $\vec{H}$ são perpendiculares entre si, de modo que $\vec{E}$, $\vec{H}$ e $\vec{k}$ formam um conjunto de vetores ortogonais (KEISER, 2014).

Considere a solução de onda plana para as equações de Maxwell dada pela Equação 3.7 (PEATROS; WARE, 2019):

$$\vec{E}(r, t) = \vec{E}_0 e^{i(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)} \quad (3.7)$$

onde $\vec{E}_0$ representa a amplitude do vetor campo elétrico, $\omega = 2\pi f$ é a frequência angular e $\vec{r}$ corresponde ao vetor posição no espaço ($\vec{r} = x\hat{x} + y\hat{y} + z\hat{z}$).

O vetor de onda $\vec{k}$ especifica a direção de propagação. Negligenciamos a absorção, de modo que o índice de refração seja real e $\vec{k} = n/c = 2\pi/\lambda_{vac}$. No meio isotrópico, sabemos que $\vec{k}$ e $\vec{E}_0$ são perpendiculares, mas mesmo após a direção de k ser especificada, ainda estamos livres para ter o ponto $\vec{E}_0$ em qualquer lugar nas duas dimensões perpendiculares a $\vec{k}$. Se orientarmos nosso sistema de coordenadas com o eixo z na direção de $\vec{k}$, podemos escrever a Equação 3.7 como (PEATROS; WARE, 2019):

$$\vec{E}(z, t) = (E_x\hat{x} + E_y\hat{y}) e^{i(\vec{k} \cdot \vec{z} - \omega t)} \quad (3.8)$$

É tradicional em óptica especificar-se a polarização da onda como sendo a direção do campo elétrico e plano de polarização aquele que o contém (ZILIO, 2009).

Apenas a parte real da Equação 3.8 é fisicamente relevante. As amplitudes complexas E_x e E_y acompanham a fase das componentes do campo oscilante. Em geral, as fases complexas de E_x e E_y podem diferir, de modo que a onda em uma das dimensões atrase ou lidere a onda na outra dimensão. A relação entre E_x e E_y descreve a polarização da luz (PEATROS; WARE, 2019).

3.2.1 Polarização Linear

A luz polarizada linearmente pode ter qualquer orientação no plano xy , e ocorre sempre que E_x e E_y têm a mesma fase complexa (ou fases diferindo por π) (PEATROS; WARE, 2019). No caso da polarização linear, a projeção do vetor $\vec{E}(z, t)$ sobre o plano xy descreve um segmento de reta (ZILIO, 2009). O ângulo do vetor de polarização em relação a direção $\hat{x}$ é dado conforme Equação 3.9 e possui magnitude conforme Equação 3.10.

$$\theta = \arctan \frac{E_x}{E_y} \quad (3.9)$$

$$E = (E_x^2 + E_y^2)^{1/2} \quad (3.10)$$

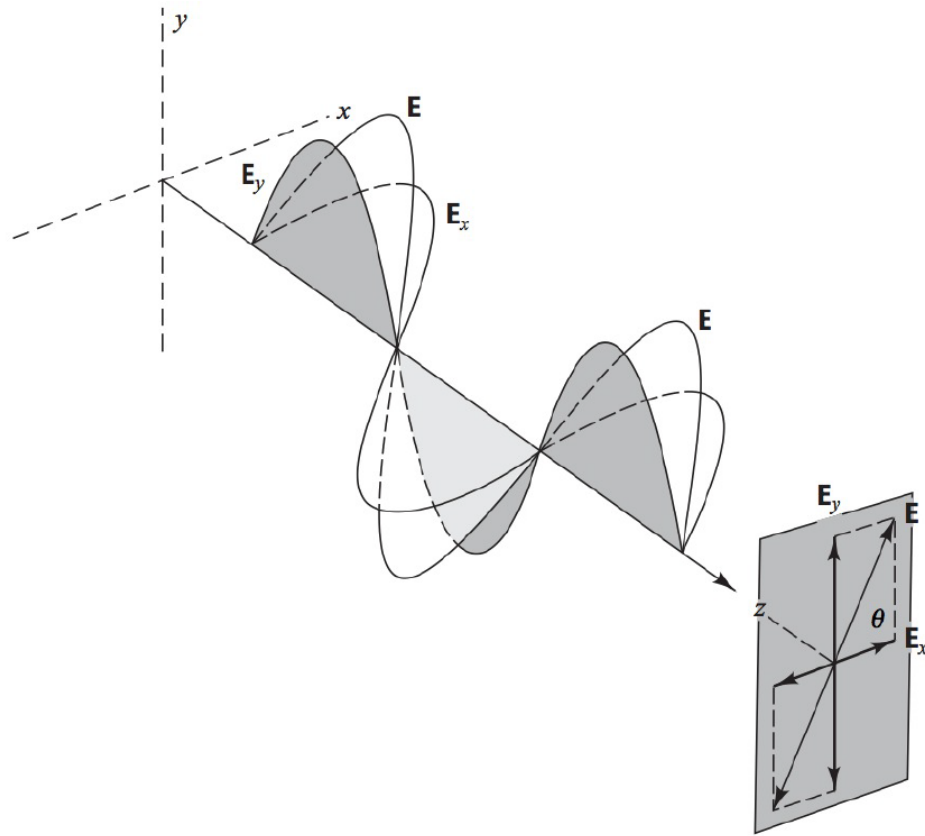


Figura 2 – Adição de duas ondas linearmente polarizadas com diferença de fase nula entre elas (KEISER, 2014).

Esse caso é mostrado esquematicamente na Figura 2.

3.2.2 Dispersão Modal de Polarização

Os efeitos da birrefringência da fibra nos estados de polarização de um sinal óptico são outra fonte de alargamento de pulso. Isso é particularmente crucial para conexões de transmissão de longa distância em alta taxa (por exemplo, 10 e 40 Gb/s ao longo de dezenas de quilômetros). A birrefringência pode ser resultado de fatores intrínsecos, tais como as irregularidades geométricas do núcleo de fibra ou as tensões internas nele (AGRAWAL, 2002).

Como mostrado na Fig. 3, a energia do sinal em um determinado comprimento de onda ocupa dois modos de polarização ortogonais. A birrefringência variável ao longo do seu comprimento permitirá que cada modo de polarização viaje a uma velocidade ligeiramente diferente. A diferença resultante nos tempos de propagação $\Delta\tau_{PMD}$ entre os dois modos de polarização ortogonais resultará em um alargamento do pulso. Trata-se da dispersão modal de polarização (PMD) (AGRAWAL, 2002). Neste trabalho, como trabalhamos com curtas distâncias (menos de 1 metro), os efeitos de dispersão modal foram desconsiderados.

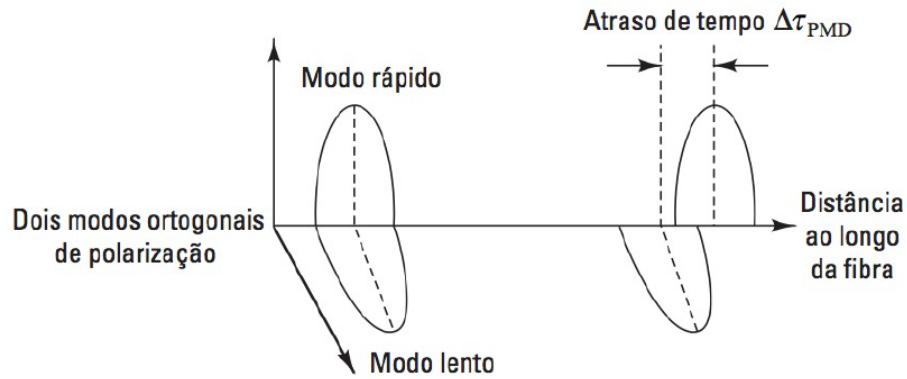


Figura 3 – Diferença nos tempos de propagação modal da polarização quando um pulso óptico atravessa uma fibra com variação de birrefringência ao longo do seu comprimento (AGRAWAL, 2002).

3.2.3 Polarizador

Um polarizador é um material ou dispositivo que transmite apenas uma componente de polarização e bloqueia as demais. Por exemplo, no caso em que uma luz não polarizada

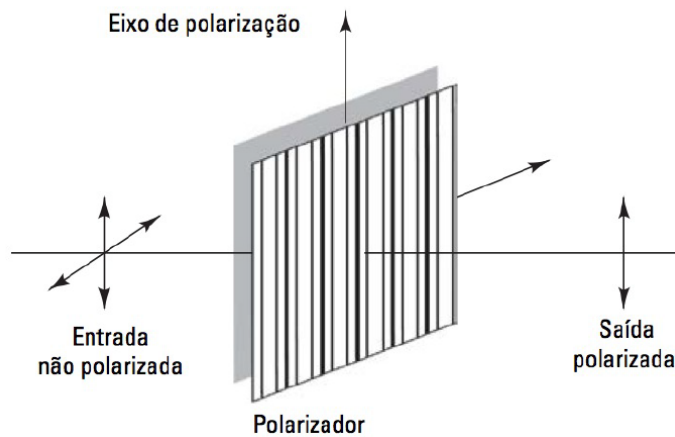


Figura 4 – Apenas os componentes de polarização vertical passam através de um polarizador orientado verticalmente (KEISER, 2014).

incide em um polarizador que tem um eixo de transmissão vertical, como mostra a Figura 4, somente o componente de polarização vertical passa através do dispositivo (KEISER, 2014).

Polarizadores lineares, por exemplo, podem converter luz não polarizada em luz polarizada linearmente.

3.2.3.1 Lei de Malus

Consideremos um feixe de luz polarizado linearmente incidindo em um polarizador linear. A amplitude do campo elétrico antes do polarizador é E_{IN} e sua intensidade é $I_{IN} \propto E_{IN}^2$. Seja θ o ângulo entre o eixo do polarizador e a polarização da luz incidente, o campo elétrico que passa pelo polarizador é a componente na direção do eixo, $E_{OU} = E_{IN} \cdot \cos\theta$. Portanto, a intensidade da luz que passa pelo polarizador é (MONTEIRO et al., 2017):

$$I_{OU} = I_{IN} \cdot \cos^2\theta \quad (3.11)$$

Esta é a chamada lei Malus, em homenagem ao físico francês Étienne-Louis Malus.

3.2.4 Controlador de Polarização

O controle da polarização é uma consideração importante nos atuais sistemas de comunicação ópticos de alta taxa de transferência (40 Gb/s) e longas distâncias (100 km), uma vez que quase todos os componentes ópticos têm algum grau de sensibilidade à polarização. Cada dispositivo terá seu SOP (*State Of Polarization*) ideal. Dependendo do dispositivo, esta sensibilidade ao SOP pode ser menor que um décimo de um dB, já para outros, pode facilmente exceder 1 dB. Considerando um conjunto de componentes, a diferença no desempenho do sistema entre um SOP escolhido aleatoriamente e um que é cuidadosamente controlado, pode ser muito significativa.

Os primeiros esquemas de controle de polarização usados nas comunicações ópticas eram baseados nas propriedades elástico-ópticas da sílica, através de atuadores de pressão controlada ou do enrolamento da fibra sobre si mesma (LEFEVRE, 1980). Posteriormente, foram apresentados outros tipos de dispositivos baseados em cristais eletro-ópticos, *Faraday rotators* (OKOSHI; Cheng; Kikuchi, 1985) e cristais líquidos. No entanto, o controlador que continua hoje em dia a ser mais usado, pelo menos em ambiente de laboratórios, é o controlador constituído por lâminas de atraso resultantes do enrolamento da fibra. O seu baixo custo e fácil manuseamento, aliados à possibilidade de se transitar entre dois SOP's arbitrários, são as principais razões do sucesso deste tipo de CP (MUGA, 2006).

3.2.4.1 CP baseado em lâminas de atraso

Em LEFEVRE (1980) descreve-se a forma como um enrolamento de fibra pode ser considerado equivalente a uma lâmina de atraso clássica. Neste esquema, a quantidade de birrefringência induzida no enrolar da fibra é uma função do seu diâmetro, do raio de curvatura, do número de voltas da fibra e do comprimento de onda (MUGA, 2006).

- Controlador de polarização de duas pás - (QWP-HWP): Os controladores de polarização de duas pás (dois enrolamentos), Fig. 5, usam uma placa de quarto de onda (*Quarter-Wave Plate* - QWP) e uma placa de meia onda (*Half-Wave Plate* - HWP) para transformar um estado de polarização em qualquer outro estado de polarização. A principal característica das QWP's é permitirem transformar um SOP arbitrário num SOP linear. Por outro lado, as HWP permitem transitar entre dois SOPs lineares arbitrários. A principal vantagem da configuração aqui analisada, relativamente às outras, é o fato desta permitir fazer um controle contínuo do SOP: por exemplo, no caso do SOP de entrada ser alterado continuamente e se pretender manter o SOP de saída fixo, ou a situação inversa, em que o SOP de entrada é fixo e se pretende alterar continuamente o SOP de saída (MUGA, 2006).

O atraso por pá é uma função do número de voltas e do diâmetro de revestimento da fibra.

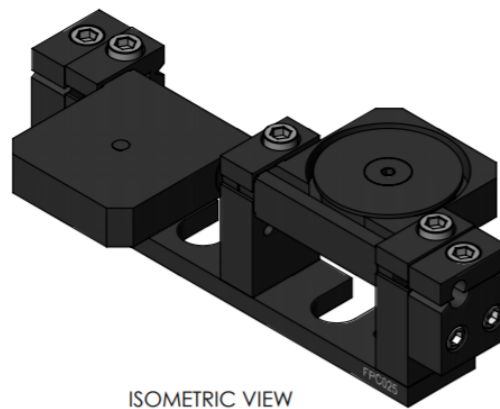


Figura 5 – Controlador de polarização QWP-HWP. Fonte: Thorlabs

3.3 ACOPLADOR DIRECIONAL

Os acopladores de fibra são dispositivos de quatro portas (duas portas de entrada e duas de saída) que são usados rotineiramente para uma variedade de aplicações relacionadas à fibra óptica. Sua principal função é dividir coerentemente um campo óptico, incidente em uma das portas de entrada e direcionar as duas partes para as portas de saída. Como a saída é direcionada em duas direções diferentes, esses dispositivos também são chamados de acopladores direcionais (AGRAWAL, 2004).

Várias técnicas diferentes podem ser usadas para fazer acopladores de fibra. A Figura 6 mostra esquematicamente um acoplador de fibra fundida na qual os núcleos de duas fibras monomodo são aproximados em uma região central, de modo que o espaçamento entre os núcleos seja comparável aos seus diâmetros (AGRAWAL, 2004).

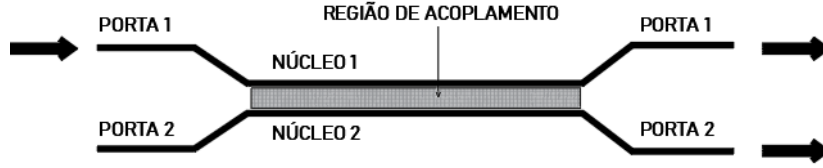


Figura 6 – Esquema de um acoplador de fibra. A área sombreada mostra a região onde os modos das duas fibras se sobrepõem (AGRAWAL, 2004).

Uma fibra de núcleo duplo, projetada para ter dois núcleos próximos um ao outro em todo o seu comprimento, também pode atuar como um acoplador direcional. Em ambos os casos, os núcleos estão próximos o suficiente para que os modos fundamentais que se propagam em cada núcleo se sobreponham parcialmente na região de revestimento entre os dois núcleos. As ondas evanescentes resultantes entre o acoplamento dos dois modos leva à transferência de potência óptica de um núcleo para outro em condições adequadas (AGRAWAL, 2004).

Os acopladores de fibra são chamados simétricos quando os núcleos são idênticos em todos os aspectos. Em geral, os dois núcleos não precisam ser idênticos. Estes acopladores são chamados assimétricos (AGRAWAL, 2004).

3.3.1 Equações de modo acoplado

As equações (3.12) e (3.13) são conhecidas como equações de modo acoplado e descrevem o comportamento da maioria dos acopladores de fibra em condições bastante gerais (AGRAWAL, 2004):

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + \frac{1}{v_{g1}} \frac{\partial A_1}{\partial t} + \frac{i\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial t^2} = i\kappa_{a12}A_2 + i\delta_a A_1 \quad (3.12)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + \frac{1}{v_{g2}} \frac{\partial A_2}{\partial t} + \frac{i\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial t^2} = i\kappa_{a21}A_1 + i\delta_a A_2 \quad (3.13)$$

onde: A_1 e A_2 representam as amplitudes dos modos propagados no núcleo 1 ou 2 (que variam ao longo do comprimento do acoplador devido à sobreposição dos dois modos), κ_{amp} é o coeficiente de acoplamento, $v_{gm} \approx \frac{1}{\beta_{1m}}$ é a velocidade de grupo, β_{2m} é o parâmetro de dispersão de velocidade de grupo (GVD), para $(m, p = 1 \text{ ou } 2)$ e δ_a é a medida de assimetria entre os dois núcleos dado por $\delta = \frac{1}{2}(\beta_{01} - \beta_{02})$, onde β_{01} , β_{02} , β_{1m} e β_{2m} , são coeficientes da expansão de $\beta_m(\omega)$ (constante do modo de propagação) em uma série de Taylor em torno da frequência portadora central ω_0 .

Para um acoplador simétrico, com núcleos idênticos, $\delta_a = 0$ e $\kappa_{a12} = \kappa_{a21} \approx \kappa_a$, as equações de modo acoplado, depois de incluir o XPM e SPM, têm a forma (AGRAWAL, 2004):

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A_1}{\partial t} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial t^2} = i\kappa_a A_2 + i\gamma |A_1|^2 + \sigma |A_2|^2 A_1 \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A_2}{\partial t} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial t^2} = i\kappa_a A_1 + i\gamma |A_2|^2 + \sigma |A_1|^2 A_2 \quad (3.15)$$

onde os núcleos de identificação subscritos foram retirados dos parâmetros v_g e β_2 , desde que eles tenham os mesmos valores para ambos os núcleos (AGRAWAL, 2004). O parâmetro γ e σ estão relacionados aos efeitos não lineares SPM e XPM, respectivamente.

3.3.2 Feixes Ópticos de baixa potência

Considere o caso mais simples de um feixe CW incidente de baixa potência em uma das portas de entrada de um acoplador de fibra. Os termos dependentes do tempo podem ser definidos como zero nas Equações 3.14 e 3.15. Como os termos não lineares também são insignificantes, as equações do modo acoplado simplificam consideravelmente e tornam-se (AGRAWAL, 2001):

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} = i\kappa_{a12} A_2 + i\delta_a A_1 \quad (3.16)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} = i\kappa_{a21} A_1 + i\delta_a A_2 \quad (3.17)$$

Pela diferenciação da Equação 3.16 e eliminação de $\partial A_2 / \partial z$ usando a Equação 3.17, obtemos a seguinte equação para A_1 (AGRAWAL, 2001):

$$\frac{\partial^2 A_1}{\partial z^2} + \kappa_e^2 A_1 = 0, \quad (3.18)$$

na qual o coeficiente de acoplamento efetivo é definido como:

$$\begin{aligned} \kappa_e &= \sqrt{\kappa_a^2 + \delta_a^2} \\ \kappa_a &= \sqrt{\kappa_{a12} \cdot \kappa_{a21}} \end{aligned} \quad (3.19)$$

tal que κ_{a12} e κ_{a21} são coeficientes da expansão de Taylor de $\kappa_{an}(\omega)$ em torno da frequência central ω_0 .

A potência que sai das duas portas de saída de um acoplador depende do seu comprimento (L) e das potências injetadas nas duas portas de entrada. Para um acoplador

simétrico, a solução geral da Eq. 3.18 pode ser escrita na forma matricial como (AGRAWAL, 2001):

$$\begin{pmatrix} A_1(L) \\ A_2(L) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\kappa_a L) & i \sin(\kappa_a L) \\ i \sin(\kappa_a L) & \cos(\kappa_a L) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_1(0) \\ A_2(0) \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

O determinante da matriz de transferência 2x2 no lado direito da Equação 3.20 é unitário, como deve ser para um acoplador sem perdas. Normalmente, apenas um feixe é injetado em uma das portas de entrada. As potências de saída, $P_1 = |A_1|^2$ e $P_2 = |A_2|^2$ são obtidas através da Eq.3.20, considerando $A_2(0) = 0$ e são dados por (AGRAWAL, 2001):

$$P_1(L) = P_0 \cos^2(\kappa_a L) \quad (3.21)$$

$$P_2(L) = P_0 \sin^2(\kappa_a L) \quad (3.22)$$

no qual $P_0 \approx A_0^2$ é a potência incidente na primeira porta de entrada.

O acoplador assim, atua como um divisor de feixe e a taxa de divisão depende do parâmetro $\kappa_a L$. A menor distância na qual surge a transferência máxima de potência do primeiro para o segundo núcleo é denominada “comprimento de acoplamento” e é dada por $L_c = (\pi/(2\kappa_e))$. Se o comprimento do acoplador L for escolhido de modo que $\kappa_a L = \pi/4$ ou $L = L_c/2$, a potência é dividida igualmente entre as duas portas de saída. Tais acopladores são referidos como acopladores de 50:50 ou 3 dB (AGRAWAL, 2001).

Acopladores de fibras ópticas com $L = L_c$ transferem toda a potência de entrada da porta 1 para a segunda porta de saída (estado cruzado); enquanto que toda potência óptica lançada na porta 1 sai na primeira porta de saída, quando $L = 2L_c$ (estado direto) (AGRAWAL, 2001).

É importante observar que um acoplador óptico direcional introduz um deslocamento de fase relativo de $\pi/2$ entre as duas portas de saída, conforme indicado pelo fator i do termo na diagonal secundária da matriz de transferência da Eq. 3.20 (AGRAWAL, 2001).

3.3.3 Matriz de transferência de um acoplador

O conceito de matriz de transferência, às vezes chamado de matriz de dispersão, é bastante útil para acopladores porque uma única matriz governa todas as propriedades do acoplador. Se nós introduzirmos o quantificador $\rho = P_1(L)/P_0 = \cos^2(\kappa_a L)$ que governa a fração da potência de entrada que permanece no mesmo núcleo, a Eq. 3.23 pode ser escrita como:

$$T_c = \begin{pmatrix} \sqrt{\rho} & i\sqrt{1-\rho} \\ i\sqrt{1-\rho} & \sqrt{\rho} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_1(0) \\ A_2(0) \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

3.4 INTERFERÔMETRO DE MACH-ZEHNDER

Um interferômetro de Mach-Zehnder totalmente em fibra é construído conectando-se dois acopladores em série, como mostrado esquematicamente na Figura 7.

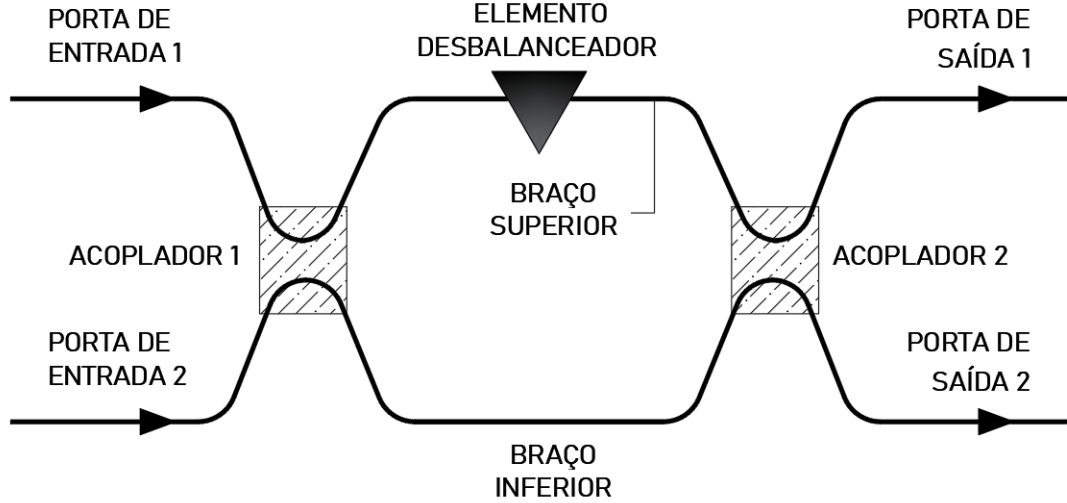


Figura 7 – Interferômetro de Mach-Zehnder. Fonte: Produção da própria autora.

O primeiro acoplador divide o sinal de entrada em duas partes, que adquirem diferentes mudanças de fases se os comprimentos dos braços do interferômetro forem distintos, antes mesmo de interagir com o segundo acoplador. Esse dispositivo tem a mesma funcionalidade do interferômetro de Sagnac, mas com uma vantagem adicional de que nada é refletido de volta em direção à porta de entrada. (AGRAWAL, 2004).

Em geral, dois acopladores não precisam ser idênticos e podem apresentar diferentes frações de divisão de potência. Os dois braços do interferômetro também podem ter comprimentos e constante de propagação diferentes. Considerando-se um interferômetro MZI assimétrico, descobre-se as potências transmitidas pelas duas portas de saída quando um único feixe CW com potência P_0 incide em uma das portas de entrada. Levando-se em consideração as mudanças de fase linear e não linear, as amplitudes dos campos ópticos na saída do segundo acoplador são dados por (AGRAWAL, 2004):

$$\begin{aligned} A_1 &= \sqrt{\rho_1} A_0 \exp(i\beta_1 L_1 + i\rho_1 \gamma |A_0|^2 L_1) \\ A_2 &= i\sqrt{1-\rho_1} A_0 \exp(i\beta_2 L_2 + i(1-\rho_1)\gamma |A_0|^2 L_2) \end{aligned} \quad (3.24)$$

no qual L_1 e L_2 são os comprimentos e β_1 e β_2 são as constantes de propagação para os dois braços do MZI. Os campos ópticos que saem das portas de saída de um interferômetro MZI são obtidos usando a matriz de transferência do segundo acoplador de fibra (AGRAWAL, 2004):

$$\begin{pmatrix} A_3 \\ A_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\rho_2} & i\sqrt{1-\rho_2} \\ i\sqrt{1-\rho_2} & \sqrt{\rho_2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

3.5 AUTOMODULAÇÃO DE FASE

A automodulação de fase é um efeito auto-induzido de mudança de fase de um campo óptico devido à sua própria intensidade durante sua propagação numa fibra óptica. (PARAHYBA, 2016).

Em altas intensidades, todos os materiais possuem comportamento não linear e seus índices de refração aumentam com a intensidade (BOYD, 2008). Essa dependência do índice de refração em relação a altas intensidades leva a uma mudança de fase não linear. Como essa modulação de fase é auto-induzida, o fenômeno não linear responsável pela mesma é denominado automodulação de fase (*Self Phase Modulation - SPM*). O deslocamento de fase não linear é dado pela Eq.3.26 (AGRAWAL, 2002):

$$\phi_{NL} = \gamma P_{in} L_{eff} \quad (3.26)$$

onde P_{in} é a potência de entrada, γ é o parâmetro de não linearidade e L_{eff} é o comprimento efetivo de interação da fibra.

3.6 AMPLIFICADOR ÓPTICO SEMICONDUTOR - SOA

Um amplificador óptico semicondutor é essencialmente um laser de InGaAsP que opera abaixo de seu ponto de limiar. No SOA, o sinal óptico atravessa o dispositivo apenas uma vez. Durante essa única passagem, o sinal ganha energia e emerge intensificado na outra extremidade do amplificador (KEISER, 2014).

Um amplificador óptico semicondutor obtém ganho através de transições entre bandas de energia, que são as regiões de valores de energia permissíveis para os portadores (GROVE, 1967). Em um semicondutor, três principais processos de transição entre bandas podem ocorrer, assumindo-se um sistema simplificado de dois níveis: absorção, emissão espontânea e emissão estimulada. Elas ocorrem entre as bandas de condução e de valência. A diferença entre as energias destas duas bandas é denominada de energia de *bandgap* (SZE, 1981).

A emissão estimulada em SOAs é feita por meio de um bombeio elétrico. Essa corrente elétrica polariza o semicondutor, 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). Quando a corrente injetada é tal que o efeito de emissão estimulada seja dominante aos de absorção, de emissão espontânea e de todas as perdas envolvidas (ADAMS M. J., 1987), ocorre a chamada condição de inversão de população, que possibilita o ganho no dispositivo (CONNELLY, 2002). O SOA é sensível a polarização devido à estrutura do guia de onda e ao ganho do material, mas os SOA's mais modernos são quase insensíveis à polarização (variação do ganho da ordem de 0,5 dB com a polarização) (RIBEIRO, 2006).

3.6.1 Ganho

Um dos parâmetros mais importantes de um amplificador óptico é o ganho de sinal ou ganho do amplificador, que é definido como (KEISER, 2014):

$$G = \frac{P_s}{P_e} \quad (3.27)$$

onde P_e e P_s são as potências de entrada e saída, respectivamente, do sinal óptico amplificado. O ganho em uma única passagem no meio ativo do SOA é:

$$G = \exp[\Gamma(g_m - \alpha)L_s] \equiv \exp[g(z)L_s] \quad (3.28)$$

onde Γ é o fator de confinamento no interior da cavidade óptica, g_m , o coeficiente de ganho de material; α , o coeficiente de absorção efetivo do material no percurso óptico; L_s , o comprimento do amplificador; e $g(z)$, o ganho total por unidade de comprimento. A equação 3.28 mostra que o ganho aumenta com o comprimento do dispositivo (KEISER, 2014).

3.6.1.1 Ganho do SOA Saturado

No entanto, o ganho interno é limitado pela saturação do ganho. Isso ocorre porque a densidade de portadores na região de ganho do amplificador depende da intensidade óptica do sinal de entrada. Uma expressão para o ganho G em função da potência de entrada pode ser derivada da análise do parâmetro de ganho $g(z)$ na equação 3.28. Esse parâmetro depende da densidade de portadores e do comprimento de onda do sinal. Temos que, a uma distância z do lado da entrada, $g(z)$ é dado por (KEISER, 2014):

$$g(z) = \frac{g_0}{1 + \frac{P_s(z)}{P_{sat}}} \quad (3.29)$$

onde g_0 é o ganho médio por unidade de comprimento não saturado na ausência de sinal de entrada; $P_s(z)$, a potência do sinal no ponto z ; e P_{sat} , a potência de saturação do

amplificador, que é definida como o nível de potência interna em que o ganho por unidade de comprimento foi reduzido para a metade. Assim, o ganho dado pela Equação 3.27 diminui com o aumento da potência de sinal. Em particular, o coeficiente de ganho na Eq 3.29 é reduzido por um fator de 2 quando a potência do sinal interno é igual à potência de saturação do amplificador (KEISER, 2014).

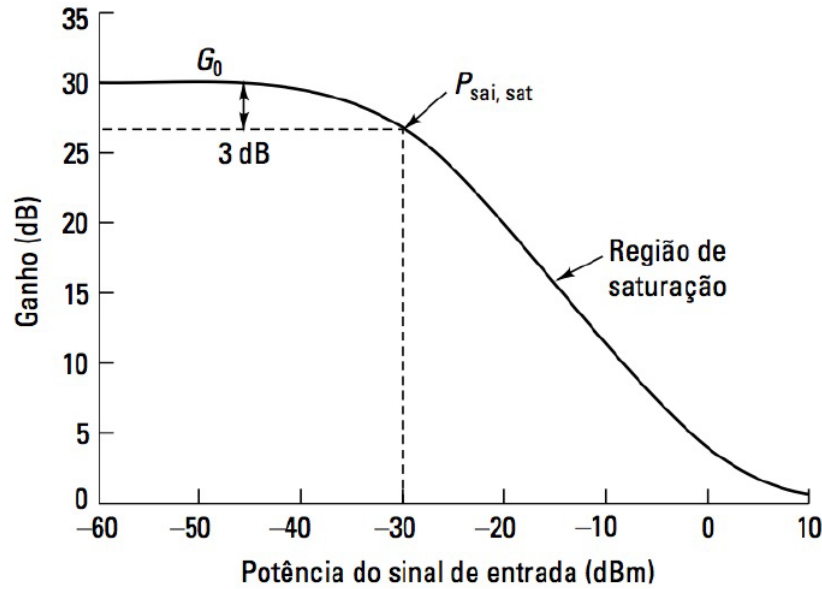


Figura 8 – Típica dependência do ganho em uma única passagem, em função da potência óptica de entrada para um ganho de sinal fraco de $G_0 = 30\text{ dB}$ (KEISER, 2014).

A Figura 8 ilustra a dependência do ganho com a potência de entrada. Na figura, o ganho de sinal zero (ou ganho de sinal fraco) é $G_0 = 30\text{ dB}$, que é um fator de ganho de 1000. A curva mostra que, à medida que a potência do sinal de entrada é aumentada, o ganho permanece inicialmente próximo ao nível de sinal fraco e, em seguida, começa a diminuir. Após diminuir linearmente na região de saturação de ganho, ele finalmente se aproxima de um valor assintótico de 0 dB (um ganho unitário) para potências de entrada elevadas. Também é mostrada a potência de saturação de saída, que é o ponto em que o ganho é reduzido em 3 dB (KEISER, 2014).

A saturação de ganho que limita a utilidade dos SOAs nos sistemas de ondas de luz, também os tornam bastante úteis para o processamento do sinal óptico (enquanto amplifica o sinal simultaneamente). Devido à saturação de ganho induzida por pulsos ópticos, os SOAs podem ser usados para conversão de comprimento de onda, desmultiplexação de canal e operações lógicas (AGRAWAL, 2010).

A característica mais importante dos SOAs é que eles exibem uma forte não linearidade de terceira ordem induzida pela portadora, com valores efetivos de $n_2 \approx 10^{-13}\text{ m}^2/\text{W}$, sete ordens de magnitude maiores que as fibras de sílica. Embora essa não linearidade não responda em uma escala de tempo de femtossegundos, é rápida o suficiente

para poder ser usada para fazer com que os dispositivos operem em taxas de bits tão rápidas quanto 40 Gb/s (AGRAWAL, 2010).

A origem dessa não linearidade está na saturação do ganho e no fato de que qualquer alteração na densidade da portadora afeta não apenas o ganho óptico, mas também o índice de refração na região ativa de um SOA. A saturação do ganho leva à uma mudança de fase do pulso dependente do tempo. Como o pulso modula sua própria fase através da saturação do ganho, esse fenômeno é chamado de SPM (*Self Phase Modulation*) induzido por saturação (AGRAWAL, 2010).

Considerando a propagação de sinais CW ou *quasi*-CW dentro de um amplificador de fibra distribuída e assumindo por simplicidade que g_0 é independente de z , o sinal CW é amplificado exponencialmente e adquire uma mudança de fase não linear induzida pelo efeito de automodulação de fase, conforme Eq. 3.30 (AGRAWAL, 2001):

$$A(z) = \sqrt{P_0} \cdot \exp[b(z)] \quad (3.30)$$

onde P_0 é a potência incidente é:

$$b(z) = \frac{1}{2}(g_0 - \alpha)z + i\gamma P_0 \int_0^z \exp[(g_0 - \alpha)z]dz \quad (3.31)$$

onde γ é o parâmetro de não linearidade.

3.7 FIGURAS DE MÉRITO

Serão apresentados nesta seção, alguns parâmetros e figuras de mérito importantes para análise dos resultados obtidos.

3.7.1 Razão de Extinção

A razão de extinção (*Extinction Ratio* - ER) é definida como a razão entre a potência óptica dos níveis lógicos ‘1’ e ‘0’. Se P_{bit1} é a potência óptica do nível ‘1’ e P_{bit0} é a potência do nível ‘0’, a ER é definida como (AGRAWAL, 2002):

$$ER = \frac{P_{bit1}}{P_{bit0}} \quad (3.32)$$

3.7.2 Diagrama de olho

Um indicador importante da qualidade do sinal óptico e do ruído é o diagrama de olho. O diagrama de olho é a superposição de períodos de bit no osciloscópio, sendo uma medida rápida e qualitativa sobre a integridade e qualidade do sinal óptico. A Fig. 9

mostra o diagrama de olho para um sinal com modulação NRZ (*Non-Return to Zero*) e os parâmetros que podem ser obtidos do diagrama de olho (AGRAWAL, 2002).

A abertura do olho é definida como a diferença entre o menor valor limiar de corrente para o nível lógico ‘1’ ($I_{1,min}$) e o maior valor limiar de corrente para o nível ‘0’ ($I_{0,max}$) (AGRAWAL, 2002):

$$A_{olho} = I_{1,min} - I_{0,max} \quad (3.33)$$

O limiar de decisão entre qual é o bit, se ‘1’ ou ‘0’, é otimizado para diminuir erros. Este limiar de corrente é definido como (AGRAWAL, 2002):

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (3.34)$$

onde I_0 e I_1 são os valores médios de corrente para os níveis ‘0’ e ‘1’, respectivamente; σ_0 e σ_1 são os valores do desvio padrão para os níveis ‘0’ e ‘1’, respectivamente. Quando o desvio padrão para os bits ‘1’ e ‘0’ são iguais ($\sigma_0 = \sigma_1$), o limiar de decisão é definido como $I_D = (I_1 + I_0)/2$ (AGRAWAL, 2002). Estes parâmetros podem ser visualizados na Fig 9.

3.7.3 Taxa de Erro de Bit

O critério de desempenho para receptores digitais é determinado pela medida da Taxa de Erro de Bit (BER), definida como a probabilidade de uma identificação incorreta de um bit pelo circuito de decisão do receptor. O circuito de decisão compara o valor amostrado de corrente I com o valor de limiar I_D e considera um bit ‘1’ se $I > I_D$ ou um bit ‘0’ se $I < I_D$. Um erro ocorre se $I < I_D$ for considerado um bit ‘1’ devido ao ruído e de forma análoga para o outro tipo de erro em relação ao bit ‘0’. A probabilidade de erro é definida como (AGRAWAL, 2002):

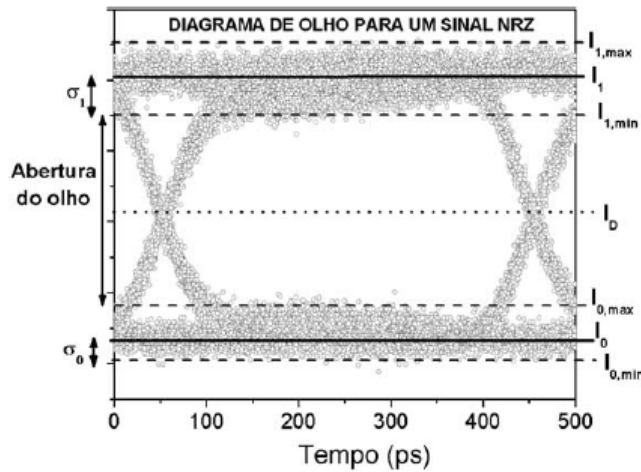


Figura 9 – Diagrama de olho de um sinal com modulação NRZ.

$$BER = pb(1)Pb(0/1) + pb(0)Pb(1/0) \quad (3.35)$$

onde $pb(1)$ e $pb(0)$ são as probabilidades de receber bits ‘1’ e ‘0’, respectivamente; $Pb(0/1)$ é a probabilidade de decidir por ‘0’ quando ‘1’ é recebido; e $Pb(1/0)$ é a probabilidade de decidir por ‘1’ quando ‘0’ é recebido. Considerando que os bits ‘1’ e ‘0’ têm a mesma probabilidade de ocorrer, ou seja, $pb(1) = pb(0)$, então a BER se torna (AGRAWAL, 2002):

$$BER = \frac{1}{2}[Pb(0/1) + Pb(1/0)] \quad (3.36)$$

A forma da densidade de probabilidade $pb(I)$ depende da fonte de ruído responsável pela flutuação na corrente. O ruído térmico é descrito por uma estatística Gaussiana com média igual a zero e variância σ_t^2 . Uma aproximação comumente utilizada pode considerar o ruído balístico como uma variável aleatória Gaussiana com variância σ_s^2 . A soma de duas variáveis aleatórias Gaussianas também é uma variável Gaussiana. Neste caso, a soma dos dois tipos de ruído poderá ser representado por uma variável aleatória com variância $\sigma_r^2 = \sigma_t^2 + \sigma_s^2$. A média e a variância para os níveis lógicos ‘1’ e ‘0’ geralmente são diferentes. Considerando σ_1^2 e σ_0^2 as variâncias correspondentes, as probabilidades de erro condicional podem ser dadas por (AGRAWAL, 2002):

$$Pb(0/1) = \frac{1}{\sigma_1\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{I_D} \exp\left(-\frac{(I - I_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) \partial I = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_1}{\sigma_1\sqrt{2}}\right) \quad (3.37)$$

$$Pb(1/0) = \frac{1}{\sigma_0\sqrt{2\pi}} \int_{I_D}^{\infty} \exp\left(-\frac{(I - I_0)^2}{2\sigma_0^2}\right) \partial I = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0\sqrt{2}}\right) \quad (3.38)$$

onde a função erro é definida como (AGRAWAL, 2002):

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) \partial y \quad (3.39)$$

Substituindo a Eq. 3.37 e a Eq. 3.38 na Eq. 3.36, obtém-se:

$$BER = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_1\sqrt{2}}\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0\sqrt{2}}\right) \right] \quad (3.40)$$

Observa-se que a BER depende do valor de I_D . Na prática o valor de I_D é otimizado para minimizar a BER. Este valor ótimo de I_D pode ser obtido derivando a Eq. 3.40 em relação a I_D e igualando a zero. A BER se torna mínima quando I_D é escolhido de tal forma que:

$$BER = \frac{(I_D - I_0)^2}{2\sigma_0^2} = \frac{(I_1 - I_D)^2}{2\sigma_1^2} + \ln\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_0}\right) \quad (3.41)$$

O último termo da Eq. 3.41 pode ser desconsiderado, já que na maioria dos casos o valor de σ_1 é muito próximo de σ_0 . A BER com o melhor valor de I_D depende apenas do fator Q e equivale (AGRAWAL, 2002):

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (3.42)$$

A partir da Eq. 3.42, podemos estimar a BER, através dos valores de fator Q .

3.7.4 Fator de qualidade

O fator Q é amplamente utilizado para especificar o desempenho do receptor, uma vez que está relacionado com a relação sinal-ruído requerida para alcançar uma taxa de erro de bit específica (KEISER, 2014).

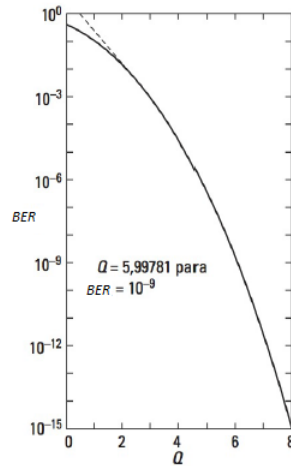


Figura 10 – Gráfico da BER versus fator Q . (KEISER, 2014)

A Figura 10 mostra como a BER varia com Q . Um valor normalmente citado de Q é 6, pois este corresponde a uma $BER = 10^{-9}$. O fator Q é dado por (KEISER, 2014):

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (3.43)$$

Nesta dissertação, os valores de fator Q foram extraídos através da ferramenta “Analisador Diagrama de Olho” do programa OptiSystem.

3.8 FORMATO DE SINAL NRZ

O método mais simples para a codificação de dados é o código unipolar de não retorno a zero (NRZ). Unipolar significa que uma lógica 1 é representada por um pulso de voltagem ou de luz que preenche um período inteiro de bit, enquanto, para uma lógica 0, nenhum pulso é transmitido, como ilustrado na Fig. 11 para a sequência de dados 1010110.

Uma vez que esse processo transforma o sinal de luz em ligado e desligado (*on and off*), ele é conhecido como chaveamento de amplitude (*Amplitude Shift Keying* - ASK) ou chaveamento do tipo *On-Off Key* (OOK). Se os pulsos 1 e 0 ocorrem com a mesma probabilidade e se a amplitude do pulso de tensão é A , então a potência média transmitida por esse código é $\frac{A^2}{2}$ (KEISER, 2014).

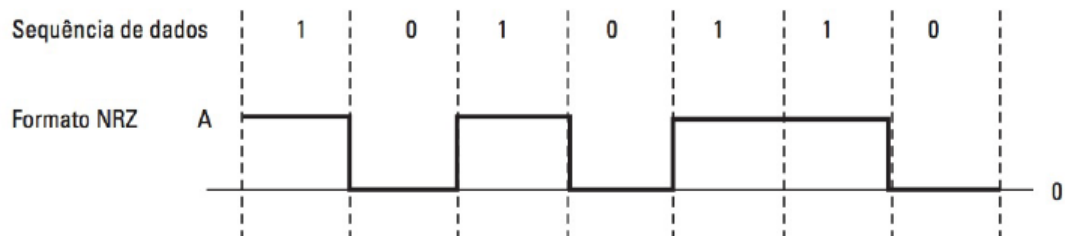


Figura 11 – Padrão de código NRZ para sequência de dados 1010110.

O código NRZ precisa da largura de banda mínima e é simples de gerar e decodificar. No entanto, a falta de capacidade de temporização de um código NRZ pode conduzir a erros de interpretação da sequência de bits no receptor. Por exemplo, já que não há transições de nível a partir das quais se extraem informações de temporização em uma longa sequência NRZ de “1” ou “0”, uma longa sequência de “N” bits idênticos poderia ser interpretada como “N+1” ou “N-1” bits, a menos que *clocks* de temporização altamente estáveis (e caros) sejam usados. Duas técnicas comuns para limitar o mais longo intervalo de tempo em que não ocorrem transições de nível são o uso de código de bloco e cifragem (KEISER, 2014).

4 METODOLOGIA

Investigamos a obtenção de portas lógicas ópticas através de simulações numéricas, utilizando uma estrutura de MZI, tendo como elementos desbalanceadores no seu braço superior: um SOA, um controlador de polarização e um polarizador linear. As simulações foram realizadas através do software Optisystem® (Versão 13, Licença OCS-2014-612NH). O sistema implementado foi analisado para o regime de onda contínua e regime pulsado.

4.1 REGIME DE ONDA CONTÍNUA

A configuração esquemática para o regime CW é apresentada a seguir, na Fig. 12:

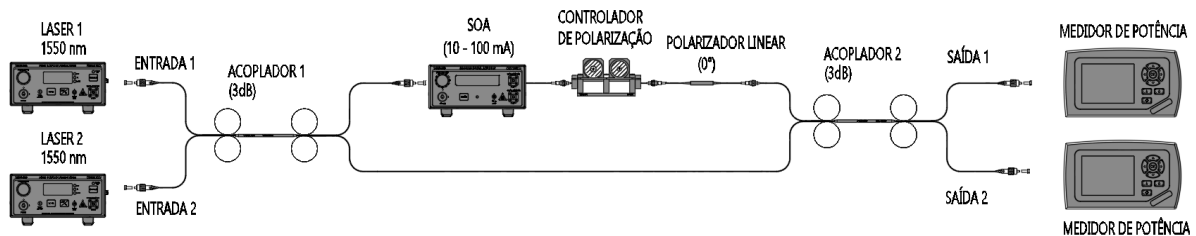


Figura 12 – Configuração esquemática do regime CW

A configuração dos dispositivos no Optisystem está representada da Tab. 1 a Tab. 5. Foram utilizados dois lasers centrados em 1550 nm, polarizados linearmente a 0° (Tab. 1), dois acopladores com coeficiente de acoplamento de 0,5 e com perda intrínseca de absorção configurada em 3 dB (Tab. 2), um SOA (Tab. 3), um CP (Tab. 4) e um PL (Tab. 5), configurado a 0° , dispostos no braço superior do MZI como elementos desbalanceadores e dois medidores de potência óptica ao final do segundo acoplador, cada qual medindo uma das saídas do acoplador. A configuração esquemática simulada no OptiSystem para o regime CW é mostrada na Figura 13.

A opção “*Generate random seed*”, disponível na aba de configuração dos lasers no software, foi desmarcada afim de garantir cálculos constantes a cada nova simulação, criando assim resultados consistentes para possível reprodução dos resultados deste trabalho.

LASERS		
Parâmetros	Valor	Unidade
Potência	variável	mW
Frequência	1.550	nm
Largura de linha	10	MHz
Fase inicial	0	grau
Ângulo de polarização (azimute)	0	grau
Ângulo de polarização (elipticidade)	0	grau

Tabela 1 – Configuração dos lasers - Regime CW

ACOPLADOR		
Parâmetros	Valor	Unidade
Coefficiente de acoplamento	0,5	-
Perda adicional	3	dB

Tabela 2 – Configuração do acoplador - Regime CW

AMPLIFICADOR ÓPTICO SEMICONDUTOR		
Parâmetros	Valor	Unidade
Corrente de injeção	variável	A
Densidade de portadora inicial	3e+24	m^{-3}

Tabela 3 – Configuração do SOA - Regime CW

CONTROLADOR DE POLARIZAÇÃO		
Parâmetros	Valor	Unidade
Azimute	variável	grau
Elipticidade	0	grau

Tabela 4 – Configuração do CP - Regime CW

POLARIZADOR LINEAR		
Parâmetros	Valor	Unidade
Ângulo do dispositivo	0	grau

Tabela 5 – Configuração do PL - Regime CW

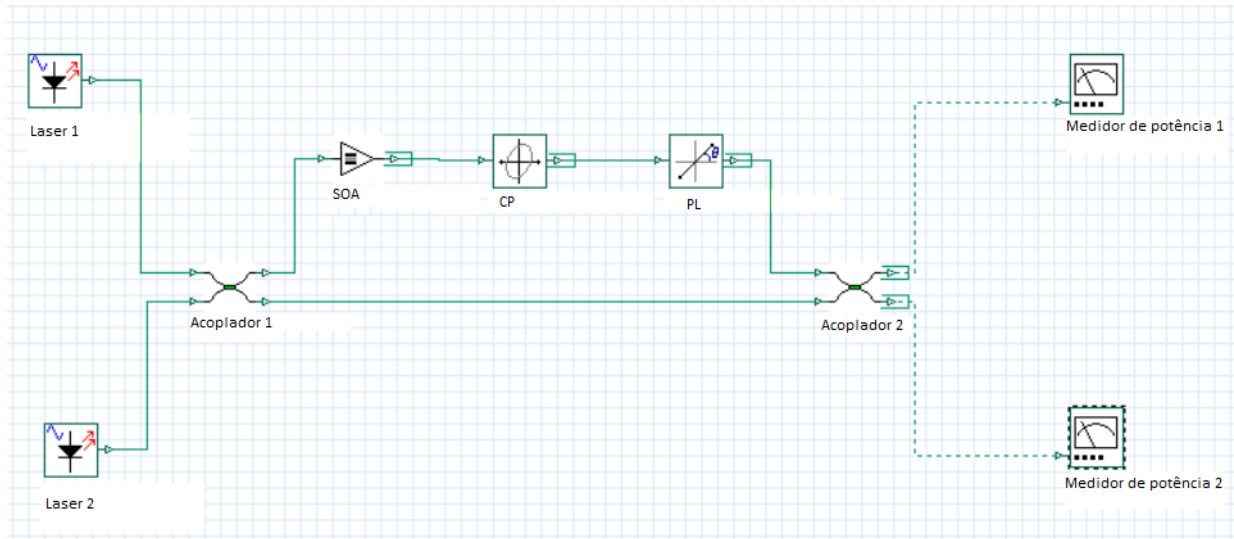


Figura 13 – Configuração esquemática do regime CW

Foram adotados 3 tipos de cenários, caracterizados pelas potências de entrada, representando os bits 0 e 1. Para definição das potências de entrada, consideramos o nível de potência de referência em 1 mW e variamos o parâmetro de modulação em 0,4, 0,5 e 0,7. Aplicamos tais parâmetros ao valor de referência de 1 mW a fim de definir as potências iniciais dos bits 0 e 1. Logo, por exemplo, considerando como parâmetro de modulação o valor de 0,5, temos para o bit 1: $1 \text{ mW} + 0,5 = 1,5 \text{ mW}$ e para bit 0 $= 1 \text{ mW} - 0,5 = 0,5 \text{ mW}$. Desta forma, os lasers 1 e 2 foram configurados simultaneamente com potências de entrada que representassem a combinação dos bits 00, 01, 10 e 11.

Além disso, cada cenário foi analisado para uma faixa de corrente de injeção do SOA e para uma faixa de ângulos de azimuth do controlador de polarização. A corrente de injeção foi variada de 10 a 100 mA, com incrementos de 10 mA. Nessa faixa de corrente, o ganho do SOA opera na região de saturação.

Analizamos a variação de polarização linear, alterando portanto, apenas o ângulo de azimuth do controlador de polarização e mantendo em 0° o ângulo de elipticidade do mesmo. A faixa de ângulo de azimuth aceita pelo software é de -90° a 90° . A região negativa e positiva são simétricas. Neste estudo, escolhemos a região positiva e variamos o ângulo de azimuth entre 25° e 85° , com incrementos de 20° . Em 90° , a potência de saída é zero após o polarizador linear configurado em 0° .

Os cenários e seus subcenários possibilitam uma análise mais precisa das configurações que são mais passíveis de geração de portas lógicas. A representação dos parâmetros adotados para cada cenário e subcenários estão resumidos na Tabela 6.

O limiar central de decisão adotado para os bits 0 e 1 variará para cada subcenário, e será a metade da potência máxima resultante nas saídas 1 e 2.

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, conforme AGRAWAL (2004). Esta técnica fará parte da nossa metodologia e será utilizada para avaliar a qualidade das portas lógicas obtidas nesta pesquisa. O que estiver dentro da faixa de incerteza, ou seja, entre 0,4 dB acima e abaixo do limiar central, será tratado como valor indeterminado, **não** caracterizando, desta forma, uma porta lógica de alta qualidade.

Tabela 6 – Cenários e subcenários do regime CW

Cenários	Potência (mW)		Subcenários	Ângulo CP (°)	Ângulo PL(°)	Corrente do SOA (mA)
	Bit 0	Bit 1				
Cenário 1	0.6	1.4	1.1	25	0	10-100
			1.2	45		
			1.3	65		
			1.4	85		
Cenário 2	0.5	1.5	2.1	25	0	10-100
			2.2	45		
			2.3	65		
			2.4	85		
Cenário 3	0.3	1.7	3.1	25	0	10-100
			3.2	45		
			3.3	65		
			3.4	85		

4.2 REGIME PULSADO

A configuração esquemática para o regime pulsado é apresentada a seguir, Fig 14:

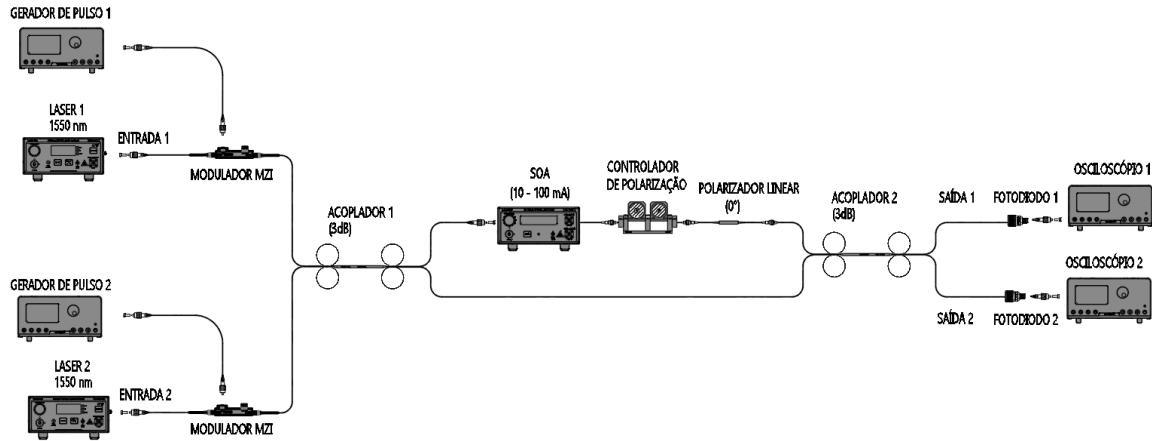


Figura 14 – Configuração esquemática do regime pulsado

A configuração dos dispositivos no software para o regime pulsado está representada da Tab. 7 a Tab. 12. Os lasers (Tab. 7) foram modulados através de uma sequência bits definida pelo usuário (Tab. 8), na qual é codificada em NRZ (Tab. 9) e enviada para um modulador MZI (Tab. 10). O lasers CW atuam como a segunda entrada do modulador, sendo desta forma, modulados em formato de onda pulsada. A configuração dos demais dispositivos não mencionados, como acoplador, PL e CP, seguem a mesma configuração apresentada na Tab. 2, Tab. 5 e Tab. 4, respectivamente.

LASERS		
Parâmetros	Valor	Unidade
Potência	3	mW
Frequência	1.550	nm
Largura de linha	10	MHz
Fase inicial	0	grau
Ângulo de polarização (azimute)	0	grau
Ângulo de polarização (elipticidade)	0	grau

Tabela 7 – Configuração dos lasers - Regime pulsado

GERADOR DE SEQUÊNCIA DE BIT		
Parâmetros	Valor	Unidade
Taxa de bit	10	Gbits/s
Sequência de bit	variável	-

Tabela 8 – Configuração do gerador de seq. de bit - Regime pulsado

GERADOR DE PULSO NRZ		
Parâmetros	Valor	Unidade
Forma retangular	exponencial	-
Amplitude	1	a.u.
Bias	0	a.u.
Posição	0	a.u.
Tempo de subida	0,05	bit
Tempo de descida	0,05	bit

Tabela 9 – Configuração do gerador de pulso - Regime pulsado

MODULADOR MACH-ZEHNDER		
Parâmetros	Valor	Unidade
Razão de extinção	30	dB

Tabela 10 – Configuração do modulador MZ - Regime pulsado

AMPLIFICADOR ÓPTICO SEMICONDUTOR		
Parâmetros	Valor	Unidade
Corrente de injeção	variável	A
Densidade de portadora inicial	1,75e+24	m^{-3}

Tabela 11 – Configuração do SOA - Regime pulsado

FOTODIODO		
Parâmetros	Valor	Unidade
Responsividade	1	A/W
Corrente de escuro	10	nA

Tabela 12 – Configuração do fotodiodo - Regime pulsado

A sequência dos bits de entrada para os lasers 1 e 2, é respectivamente 0011 e 0101, a uma taxa de 10 GBits/s. Os lasers estão configurados para uma potência de 3mW e comprimento de onda centrados em 1550 nm. A combinação dos bits de entrada na estrutura do MZI gerarão uma nova sequência de bits que será analisada, buscando identificar o padrão de alguma porta lógica conhecida. A Figura 15 ilustra o *setup* simulado no OptiSystem.

A corrente de injeção do SOA e o ângulo do CP foram variados entre 20 a 80 mA, com incrementos de 20 mA, para o SOA e entre 15° e 85°, com incrementos de 10° para

o CP. A faixa de variação dos parâmetros escolhida e apresentada neste trabalho foi a qual possibilitou os melhores resultados, após a realização de vários testes e análises de configurações.

Na Tabela 13 está representado o resumo dos quatro principais cenários analisados e dos parâmetros adotados para os dispositivos.

Tabela 13 – Cenários e parâmetros - Regime pulsado

Cenários	Corrente SOA (A)	Potência Lasers (mW)	Sequência Bits Laser 1	Sequência Bits Laser 2	Faixa de ângulos CP	PL
1	20	3	0011	0101	15° - 85°	0°
2	40					
3	60					
4	80					

A qualidade das portas geradas e o desempenho do sistema serão verificados com o auxílio do diagrama de olho e dos parâmetros: máximo fator Q (Max. Q) e taxa de erro de bit (*Bit Error Rate* - *BER*).

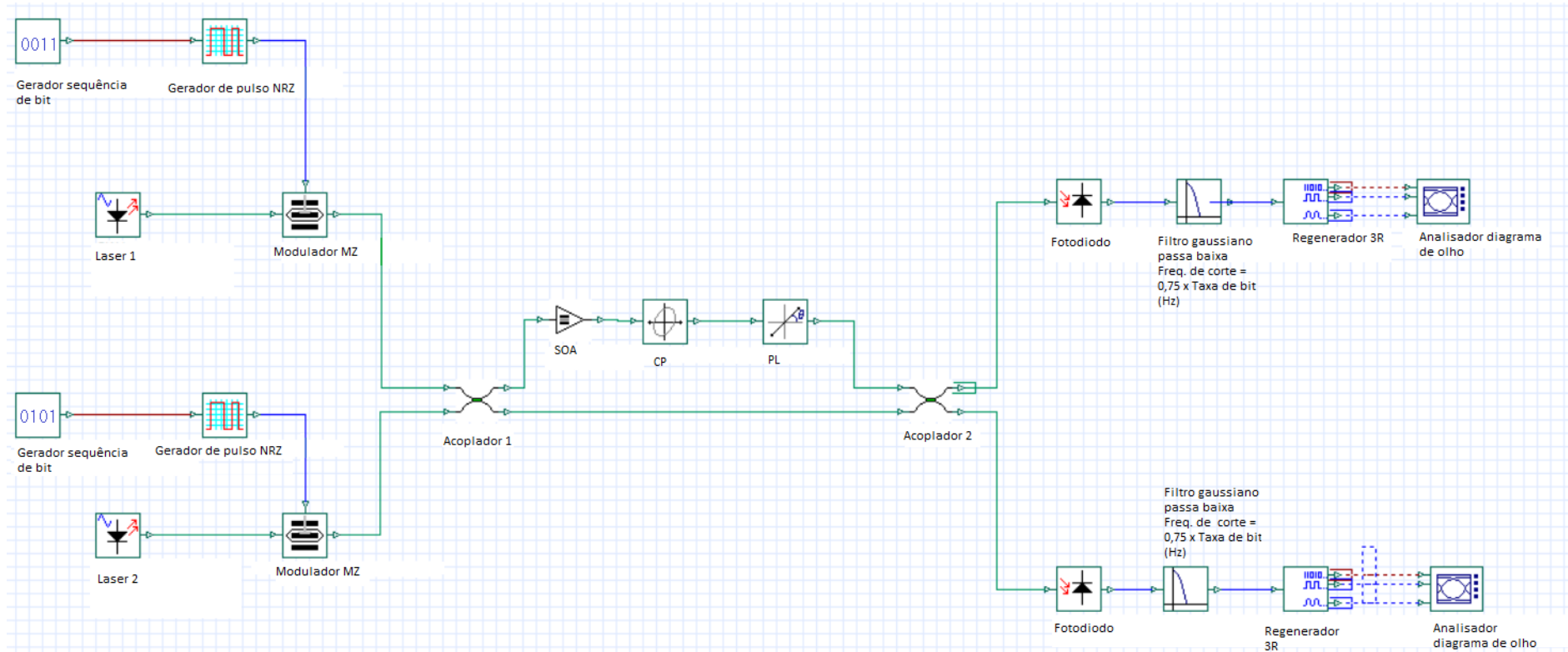


Figura 15 – Configuração esquemática no OptiSystem - Regime pulsado

5 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Este capítulo expõe e discute os resultados obtidos através das simulações realizadas no programa OptiSystem, para as condições de regime CW e pulsado. Nos gráficos apresentados são discutidas as portas lógicas geradas, bem como a sua qualidade e desempenho, através dos seguintes parâmetros: razão de extinção, fator Q e BER.

Iniciamos apresentando um breve estudo analítico do sistema proposto neste trabalho. Na Figura 16 é possível visualizar a configuração esquemática e a indicação dos trechos para o passo a passo dos cálculos realizados.

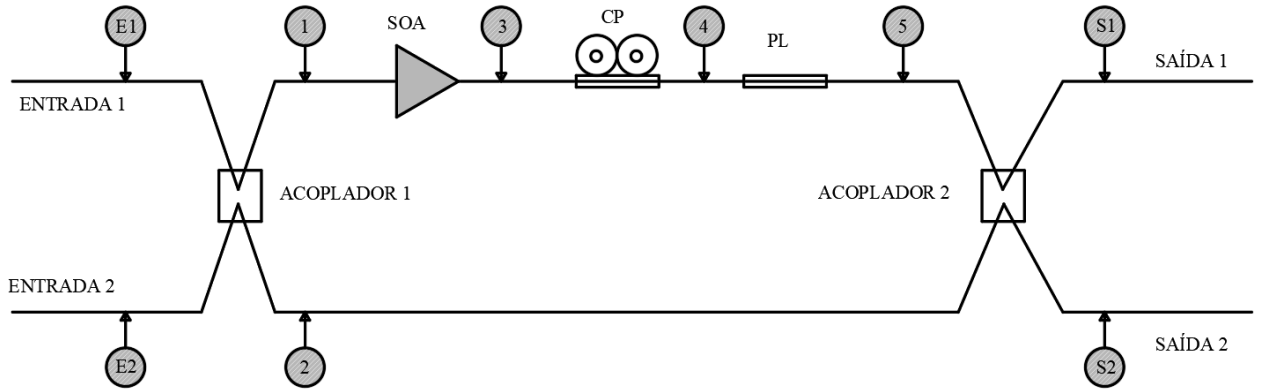


Figura 16 – Configuração esquemática para estudo analítico

As amplitudes dos sinais nas entradas 1 e 2 são E_1 e E_2 , respectivamente. Analisando primeiramente o sinal E_1 , este após passar pelo acoplador, é dividido pela metade, sofrendo uma defasagem de 90° quando o sinal passa de um núcleo para o outro, adquirindo uma fase adicional i . Desta forma, no braço superior, para o trecho 1, temos o sinal representado pela Eq. 5.1:

$$T_1 = \frac{E_1}{\sqrt{2}} + i \frac{E_2}{\sqrt{2}} \quad (5.1)$$

Após passar pelo SOA, o sinal é amplificado com um ganho denominado de G , além de sofrer a ação do efeito não linear de automodulação de fase propiciado pela saturação do ganho, explicado na Seção 3.5. Logo, o sinal no trecho 3 pode ser representado pela Eq. 5.2:

$$T_3 = \left(\frac{E_1}{\sqrt{2}} + i \frac{E_2}{\sqrt{2}} \right) \cdot G \cdot \exp(i\gamma PL_f) \quad (5.2)$$

Onde γ corresponde ao parâmetro de não linearidade, L_f é o comprimento ao longo da fibra e P é a potência do sinal, que equivale ao módulo de sua amplitude elevado ao quadrado, com o ganho G aplicado. Temos, portanto: $P = |(\frac{E_1}{\sqrt{2}} + i\frac{E_2}{\sqrt{2}})|^2 \cdot G$.

Ao passar pelo controlador de polarização, o sinal que possui estado de polarização linear com ângulo de 0° , sofre alteração para o ângulo θ , que corresponde ao ângulo de azimute do CP. Portanto, no trecho 4, o sinal é caracterizado pela Eq. 5.3:

$$\begin{aligned} T_4 &= T_3 \cdot \exp^{j\theta} \\ T_4 &= (\frac{E_1}{\sqrt{2}} + i\frac{E_2}{\sqrt{2}}) \cdot G \cdot \exp^{j\gamma PL} \cdot \exp^{i\theta} \\ T_4 &= (\frac{E_1}{\sqrt{2}} + i\frac{E_2}{\sqrt{2}}) \cdot G \cdot \exp^{i(\gamma PL + \theta)} \end{aligned} \quad (5.3)$$

O ângulo de polarização do sinal após o CP, assume valor θ . Ao passar pelo polarizador linear em 0° , no trecho 5, aplicamos a Lei de Malus, explicada no item 3.2.3.1. Seja β o ângulo entre o eixo do polarizador e a polarização da luz incidente, que equivale à $\beta = \theta - 0 = \theta$, o campo elétrico que passa pelo polarizador é a componente na direção do eixo, conforme Eq. 5.4:

$$\begin{aligned} T_5 &= T_4 \cdot \cos\theta \\ T_5 &= (\frac{E_1}{\sqrt{2}} + i\frac{E_2}{\sqrt{2}}) \cdot G \cdot \exp^{i(\gamma PL + \theta)} \cdot \cos(\theta) \end{aligned} \quad (5.4)$$

A fim de simplificar os cálculos, denominamos $\chi = \exp^{i(\gamma PL + \theta)} \cdot \cos(\theta)$. Logo: $T_5 = (\frac{E_1}{\sqrt{2}} + i\frac{E_2}{\sqrt{2}}) \cdot G\chi$.

Fazendo uma análise simétrica para o sinal na entrada 2, temos que no trecho 2, o sinal corresponde a: $T_2 = \frac{E_2}{\sqrt{2}} + i\frac{E_1}{\sqrt{2}}$.

No segundo acoplador, o sinal novamente é dividido pela metade, adicionando-se a fase j ao sinal que passa de um núcleo para o outro. Logo, os sinais de saída finais S_1 e S_2 resultam conforme as Eq. 5.5 e Eq. 5.6, respectivamente:

$$\begin{aligned} S_1 &= \frac{T_5}{\sqrt{2}} + i\frac{T_2}{\sqrt{2}} \\ S_1 &= (\frac{E_1}{\sqrt{2}} + i\frac{E_2}{\sqrt{2}}) \cdot G\chi \cdot (\frac{1}{\sqrt{2}}) + i(\frac{E_2}{\sqrt{2}} + i\frac{E_1}{\sqrt{2}}) \cdot (\frac{1}{\sqrt{2}}) \\ S_1 &= \frac{E_1}{2} \cdot G\chi + i\frac{E_2}{2} \cdot G\chi + i\frac{E_2}{2} - \frac{E_1}{2} \\ S_1 &= \frac{E_1}{2} \cdot (G\chi - 1) + i\frac{E_2}{2} \cdot (G\chi + 1) \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\begin{aligned}
S_2 &= \frac{T_2}{\sqrt{2}} + i \frac{T_5}{\sqrt{2}} \\
S_2 &= \left(\frac{E_2}{\sqrt{2}} + i \frac{E_1}{\sqrt{2}} \right) \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) + i \left(\frac{E_1}{\sqrt{2}} + i \frac{E_2}{\sqrt{2}} \right) \cdot G\chi \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \\
S_2 &= \frac{E_2}{2} + i \frac{E_1}{2} + i \frac{E_1}{2} \cdot G\chi - \frac{E_2}{2} \cdot G\chi \\
S_2 &= \frac{E_2}{2} \cdot (1 - G\chi) + i \frac{E_1}{2} \cdot (1 + G\chi)
\end{aligned} \tag{5.6}$$

Sabendo que a potência do sinal é calculada através do quadrado do módulo da sua amplitude, que é um valor complexo, podemos solucionar tal cálculo através da multiplicação da amplitude pelo seu termo conjugado.

Logo, temos que a potência na saída 1 é representada pela Eq. 5.7:

$$\begin{aligned}
|S_1|^2 &= S_1 \cdot S_1^* \\
|S_1|^2 &= \left[\frac{E_1}{2} \cdot (G\chi - 1) + i \frac{E_2}{2} \cdot (G\chi + 1) \right] \cdot \left[\frac{E_1}{2} \cdot (G\chi - 1) - i \frac{E_2}{2} \cdot (G\chi + 1) \right] \\
|S_1|^2 &= \frac{E_1^2}{4} \cdot (G\chi - 1)^2 - i \frac{E_1}{2} \cdot \frac{E_2}{2} \cdot (G\chi - 1)(G\chi + 1) + i \frac{E_1}{2} \cdot \frac{E_2}{2} \cdot (G\chi - 1)(G\chi + 1) \\
&\quad + \frac{E_2^2}{4} \cdot (G\chi + 1)^2 \\
|S_1|^2 &= \frac{1}{4} [E_1^2 \cdot (G\chi - 1)^2 + E_2^2 \cdot (G\chi + 1)^2]
\end{aligned} \tag{5.7}$$

De forma análoga, temos que a potência na saída 2 é representada pela Eq. 5.8:

$$\begin{aligned}
|S_2|^2 &= S_2 \cdot S_2^* \\
|S_2|^2 &= \left[\frac{E_2}{2} \cdot (1 - G\chi) + i \frac{E_1}{2} \cdot (1 + G\chi) \right] \cdot \left[\frac{E_2}{2} \cdot (1 - G\chi) - i \frac{E_1}{2} \cdot (1 + G\chi) \right] \\
|S_2|^2 &= \frac{1}{4} [E_2^2 \cdot (1 - G\chi)^2 + E_1^2 \cdot (1 + G\chi)^2]
\end{aligned} \tag{5.8}$$

Percebemos a partir da equação final da saída 1 (Eq. 5.7), que para um ganho do SOA igual a 0 dB ($G = 1$) e para $\chi = 1$ (ou seja, o ângulo do controlador de polarização precisa ser $\theta = 0$ e o parâmetro de efeito não linear nulo, $\gamma = 0$), nenhuma fração da potência inicial da entrada 1 sairá pela saída 1. Nesta mesma situação, algo análogo ocorre para a saída 2 (Eq. 5.8), onde nenhuma fração de potência da entrada 2 será transmitida na saída 2.

5.1 REGIME CW

Apresentamos a seguir, os valores de potência óptica medidos nas duas saídas do MZI em função da variação da corrente de injeção de ganho do SOA e do ângulo de polarização do CP. São analisados três cenários distintos, cada qual com potências de entrada específicas. Os lasers 1 e 2 foram configurados simultaneamente com potências de entrada que representassem a combinação dos bits 00, 01, 10 e 11, conforme explicado no item 4.1. Além disso, os cenários foram estudados para quatro subcenários diferentes, para os ângulos do CP em 25° , 45° , 65° e 85° , afim de verificar como o sistema se comporta para tais ângulos de polarização linear.

5.1.1 Cenário 1 - Potências: 0,6 e 1,4 mW

O cenário 1 é caracterizado pelas potências de entrada dos lasers configuradas em 0,6 mW (bit 0) e 1,4 mW (bit 1). Os resultados são apresentados e analisados para os seguintes subcenários:

5.1.1.1 Subcenário 1.1: Ângulo CP: 25°

Na Figura 17 são apresentados os resultados obtidos para o subcenário 1.1. Na saída 1, ilustrada na Figura 17 (a), na faixa de corrente de 69 mA a 78 mA, aproximadamente, geramos a porta lógica OR. Por outro lado, na saída 2, obtivemos a porta lógica AND, para a corrente do SOA configurada em 50 mA. Ambas as portas, OR e AND, foram obtidas fora da margem de incerteza (região entre o limiar de bit 0 e bit 1). Não obtivemos portas para os demais valores de corrente do SOA.

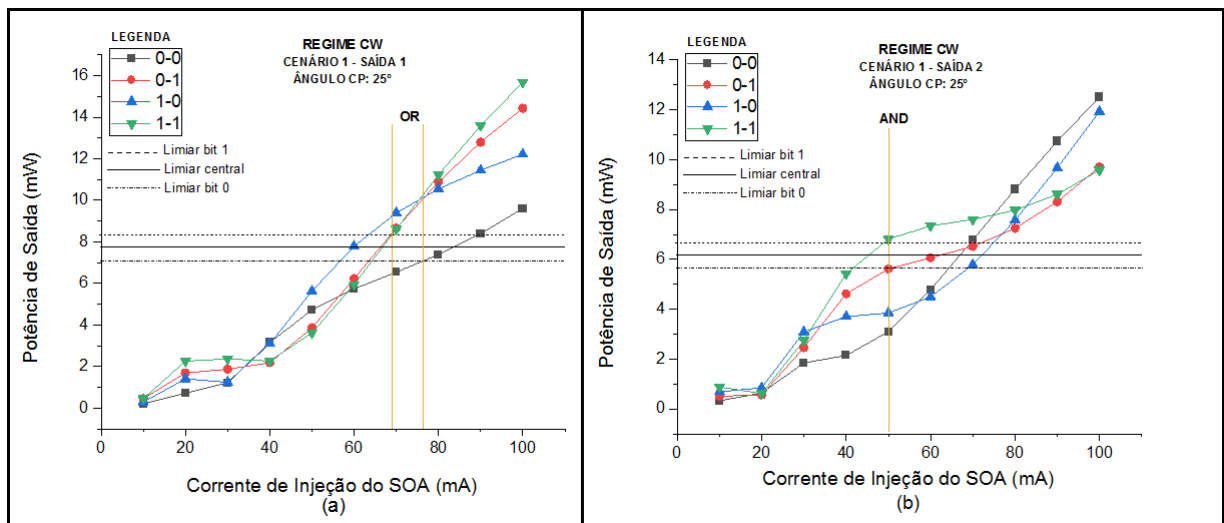


Figura 17 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 1, subcenário 1.1: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.1.2 Subcenário 1.2 - Ângulo CP: 45°

Na Figura 18 são apresentados os resultados obtidos para o subcenário 1.2. Identificamos que os resultados se assemelham ao subcenário 1.1, a diferença está na saída 1, ilustrada na Figura 18 (a), onde a porta OR é gerada em uma faixa de corrente maior, de 70 mA a 85 mA. Na saída 2, os resultados também se assemelham ao subcenário 1.1, pois obtivemos a porta lógica AND, entretanto para uma faixa de corrente maior, configurada entre aproximadamente 46 e 49 mA. Ambas as portas, OR e AND, foram obtidas fora da margem de incerteza. Não obtivemos portas para os demais valores de corrente do SOA.

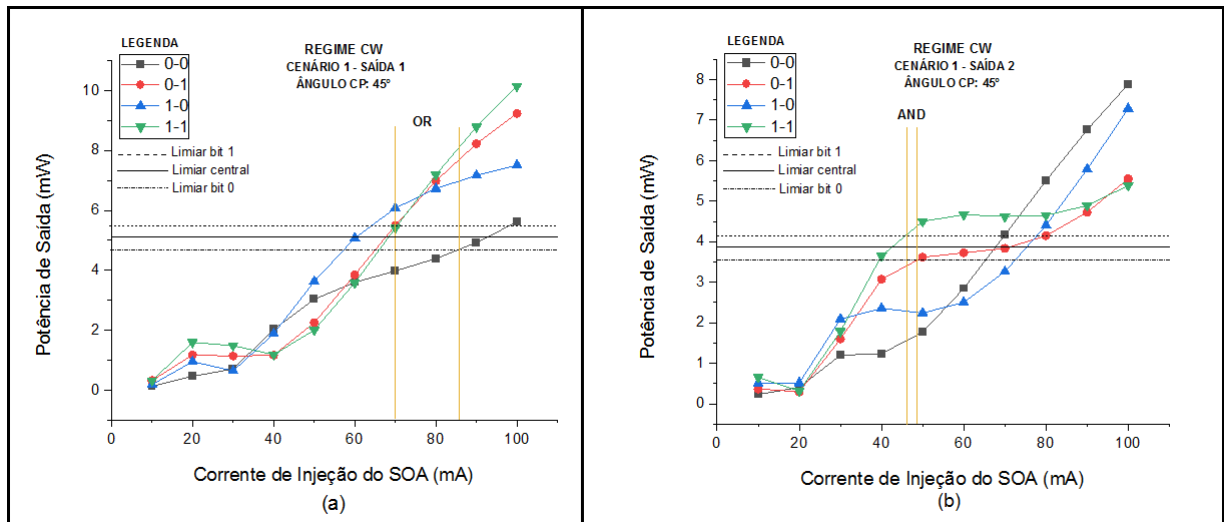


Figura 18 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 1, subcenário 1.2: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.1.3 Subcenário 1.3 - Ângulo CP: 65°

Os resultados obtidos para o subcenário 1.3 são ilustrados na Figura 19. Na saída 1, representada pela Figura 19 (a), identificamos que os resultados se assemelham aos subcenários 1.1 e 1.2, porém a porta OR obtida, abrange uma faixa de corrente de injeção mais ampla, que varia de aproximadamente 72 mA a 100 mA. Na saída 2, os resultados também se assemelham aos subcenários 1.1 e 1.2, pois obtivemos a porta lógica AND, entretanto para uma faixa de corrente maior, entre 41 e 66 mA. Além da geração da porta lógica AND, obtivemos a porta NOR, para uma corrente de injeção do SOA de 80 mA. É possível perceber uma certa simetria entre as saídas 1 e 2, para a corrente do SOA em 80 mA, onde o que é considerado bit 1 em uma das saídas, consiste em bit 0 na outra. Todas as portas, OR, AND e NOR, foram obtidas fora da região de incerteza, garantindo uma maior confiabilidade da porta. Não obtivemos resultados para os demais valores de corrente do SOA.

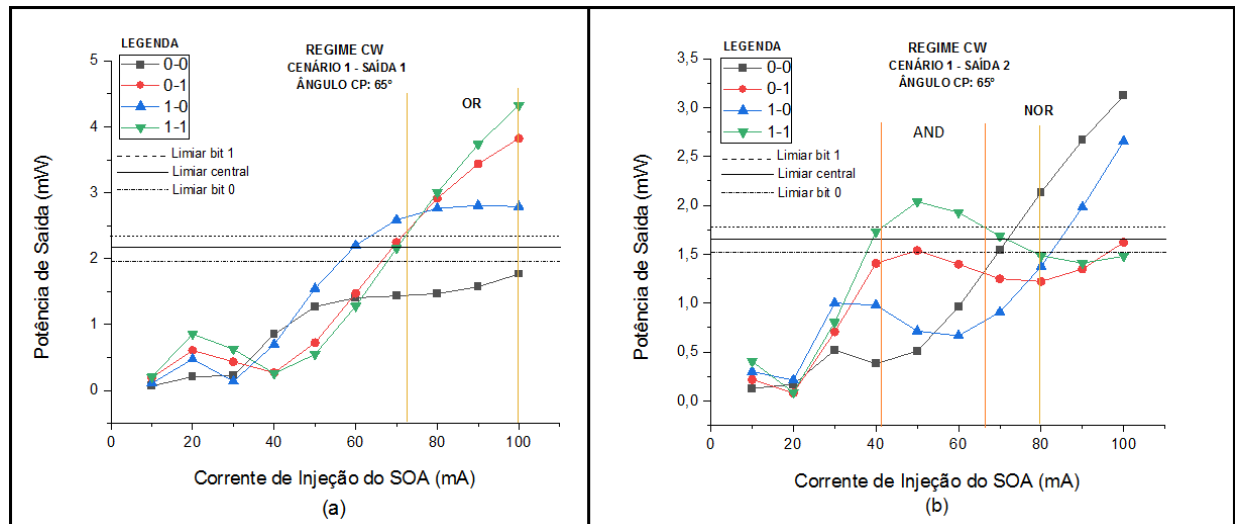


Figura 19 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 1, subcenário 1.3: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.1.4 Subcenário 1.4 - Ângulo CP: 85°

Os resultados obtidos para o subcenário 1.4 são ilustrados na Figura 20. Na saída 1, representada na Figura 20 (a), obtivemos a porta OR conforme os demais subcenários, porém em uma faixa de corrente de injeção entre aproximadamente 72 mA a 82 mA, caracterizando uma diminuição da faixa de corrente, em relação aos subcenários 1.2 e 1.3. Na saída 2, obtivemos a porta lógica AND em 10 mA e para uma faixa de corrente entre 60 e 70 mA. Além da geração da porta lógica AND, obtivemos a porta NOR, para uma corrente de injeção do SOA entre aproximadamente 85 e 95 mA. A geração da porta NOR ocorre para uma faixa de corrente superior ao subcenário 1.3. Todas as portas, OR, AND e NOR, foram obtidas fora da região de incerteza, garantindo uma maior confiabilidade da porta. Não obtivemos resultados consistentes no que concerne a obtenção de portas lógicas para os demais valores de corrente do SOA.

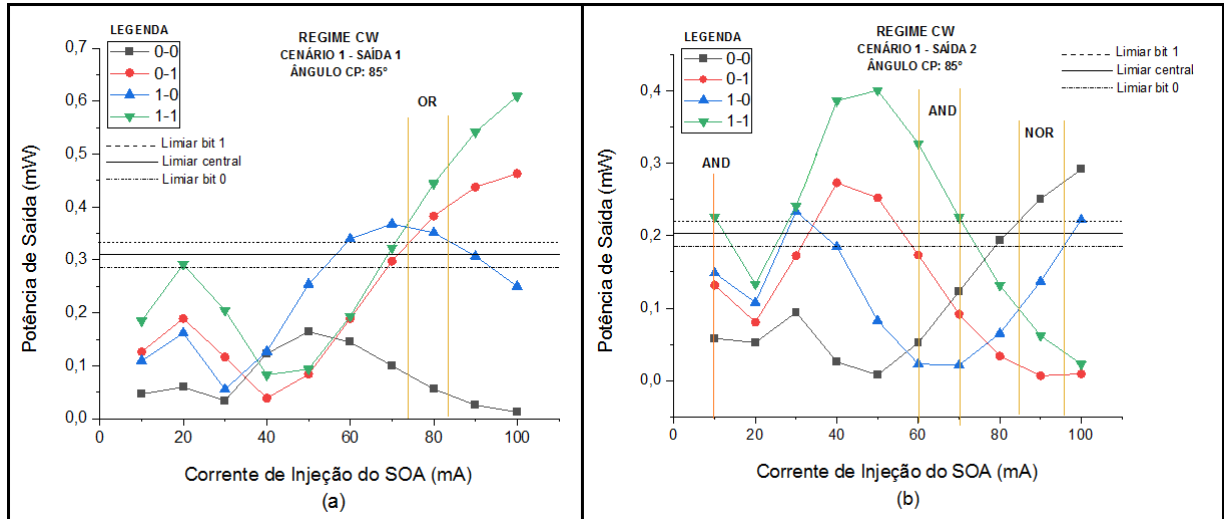


Figura 20 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 1, subcenário 1.4: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.2 Cenário 2 - Potências: 0,5 e 1,5 mW

O cenário 2 é caracterizado pelas potências de entrada dos lasers configuradas em 0,5 mW (bit 0) e 1,5 mW (bit 1). Os resultados são apresentados e analisados para os seguintes subcenários:

5.1.2.1 Subcenário 2.1 - Ângulo CP: 25°

Na Figura 21 apresentamos os resultados obtidos para o subcenário 2.1. Na saída 1, ilustrada na Figura 21 (a), para um valor aproximado de corrente de injeção de 69 mA, geramos a porta lógica OR. Por outro lado, na saída 2, ilustrada na Figura 21 (a) obtivemos a porta lógica AND, para uma faixa de corrente do SOA de aproximadamente 53 a 57 mA. Ambas as portas, OR e AND, possuem seu valores fora da margem de incerteza (região entre o limiar de bit 0 e bit 1). Não obtivemos portas para as demais correntes do SOA.

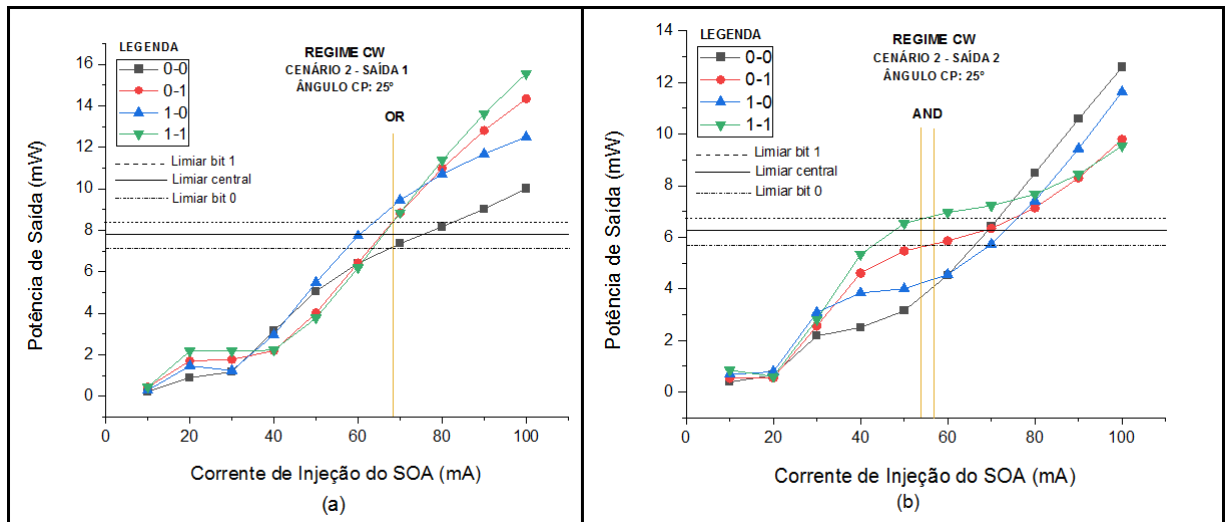


Figura 21 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 2, subcenário 2.1: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.2.2 Subcenário 2.2 - Ângulo CP: 45°

Na Figura 22 apresentamos os resultados obtidos para o subcenário 1.2. Na saída 1, Figura 22 (a), para uma corrente de injeção entre 70 e 73 mA, obtivemos a porta lógica OR. Na saída 2, Figura 22 (b), geramos a porta lógica AND, na faixa de corrente de 48 a 54 mA. Ambas as portas obtidas possuem seus valores fora da margem de incerteza. Para os demais valores de corrente não foi possível encontrar resultados consistentes no que concerne a geração de portas lógicas.

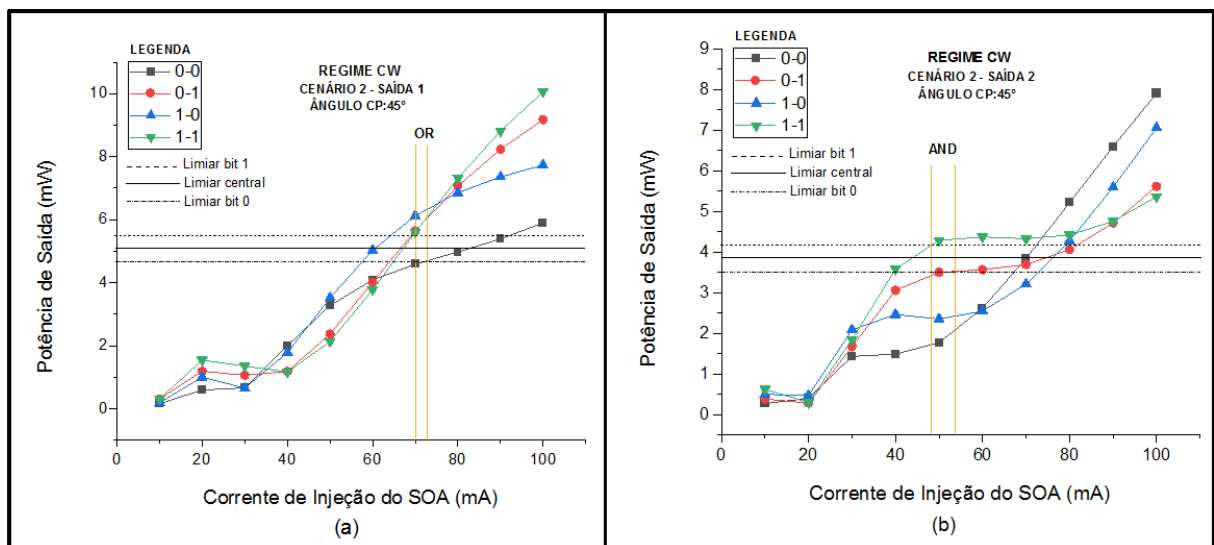


Figura 22 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 2, subcenário 2.2: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.2.3 Subcenário 2.3 - Ângulo CP: 65°

Já no subcenário 2.3, cujo resultados estão ilustrados na Figura 23, observamos a geração da porta lógica OR, na saída 1, Figura 23 (a), para uma faixa de corrente entre 72 e 100 mA. Os demais valores resultantes foram desconsiderados, pois não caracterizam resultados consistentes no que compete a geração de portas lógicas. Na saída 2, Figura 23 (b), obtivemos as portas AND, para uma faixa de corrente de 41 mA a 61 mA e NOR, para uma faixa de corrente de aproximadamente 77 a 83 mA. Não obtivemos portas para os demais valores de corrente do SOA.

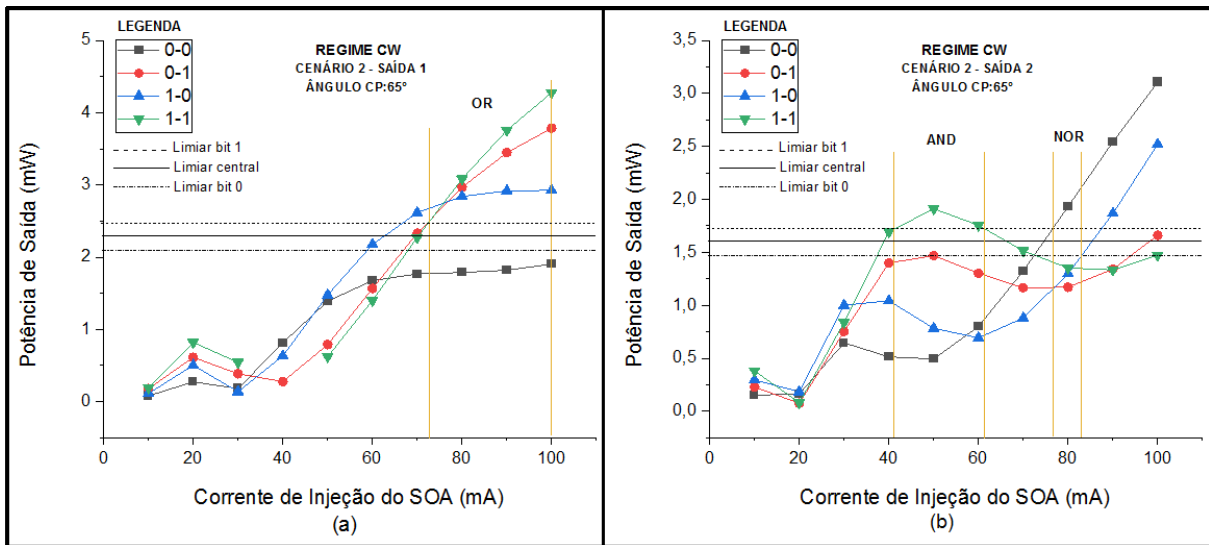


Figura 23 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 2, subcenário 2.3: **a)** Saída 1; **b)** Saída 2

5.1.2.4 Subcenário 2.4 - Ângulo CP: 85°

Analisando os resultados encontrados para o subcenário 2.4, podemos perceber através do gráfico ilustrado na Figura 24 (a), que na saída 1 obtivemos a porta lógica OR, para valores de corrente variando entre aproximadamente 71 e 91 mA. Já na saída 2, Figura 24 (b), geramos a porta AND (em 10 mA e entre 58 a 68 mA), além das portas OR e NOR, para valores de corrente variando entre aproximadamente (32 e 39 mA) e (88 e 97 mA), respectivamente, para cada porta. Não obtivemos portas para os demais valores de corrente do SOA.

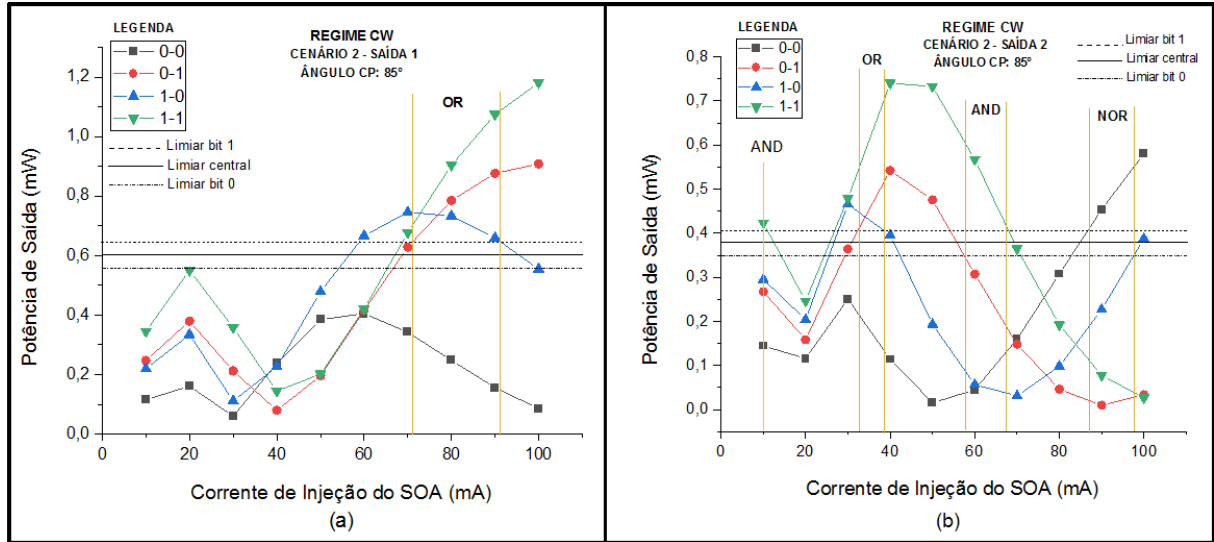


Figura 24 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 2, subcenário 2.4: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.3 Cenário 3 - Potências: 0,3 e 1,7 mW

O cenário 3 é caracterizado pelas potências de entrada dos lasers configuradas em 0,3 mW (bit 0) e 1,7 mW (bit 1). Os resultados são apresentados e analisados para os seguintes subcenários:

5.1.3.1 Subcenário 3.1 - Ângulo CP: 25°

Na Figura 25 apresentamos os resultados obtidos para o subcenário 3.1. Na saída 1, ilustrada na Figura 25 (a), na faixa de corrente de 70 mA a 81 mA, aproximadamente, geramos a porta lógica OR. Por outro lado, na saída 2, Figura 25 (b), obtivemos a porta lógica AND, para a corrente do SOA variando entre 46 e 48 mA. Ambas as portas, OR e AND, foram obtidas fora da margem de incerteza do gráfico. Não obtivemos portas para os demais valores de corrente do SOA.

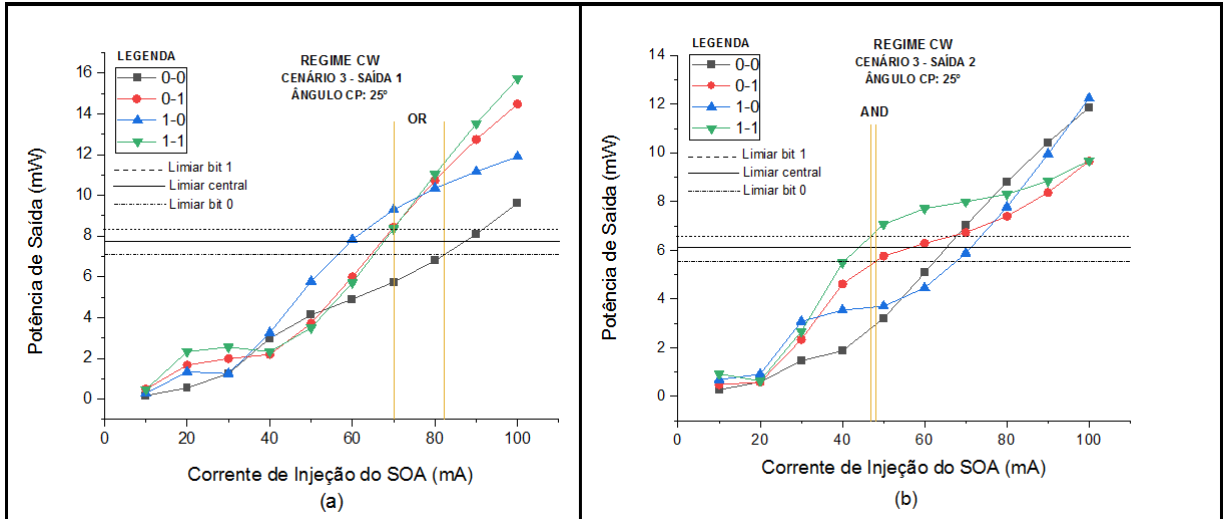


Figura 25 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 3, subcenário 3.1: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.3.2 Subcenário 3.2 - Ângulo CP: 45°

Na Figura 26 apresentamos os resultados obtidos para o subcenário 3.2. Na saída 1, Figura 26 (a), para uma corrente de injeção variando aproximadamente entre 71 e 89 mA, obtivemos a porta lógica OR. Na saída 2, Figura 26 (b), geramos a porta lógica AND, na faixa de corrente de 43 a 46 mA, aproximadamente. Ambas as portas obtidas foram geradas fora da faixa de incerteza. Para os demais valores de corrente não foi possível encontrar resultados consistentes no que concerne a geração de portas lógicas.

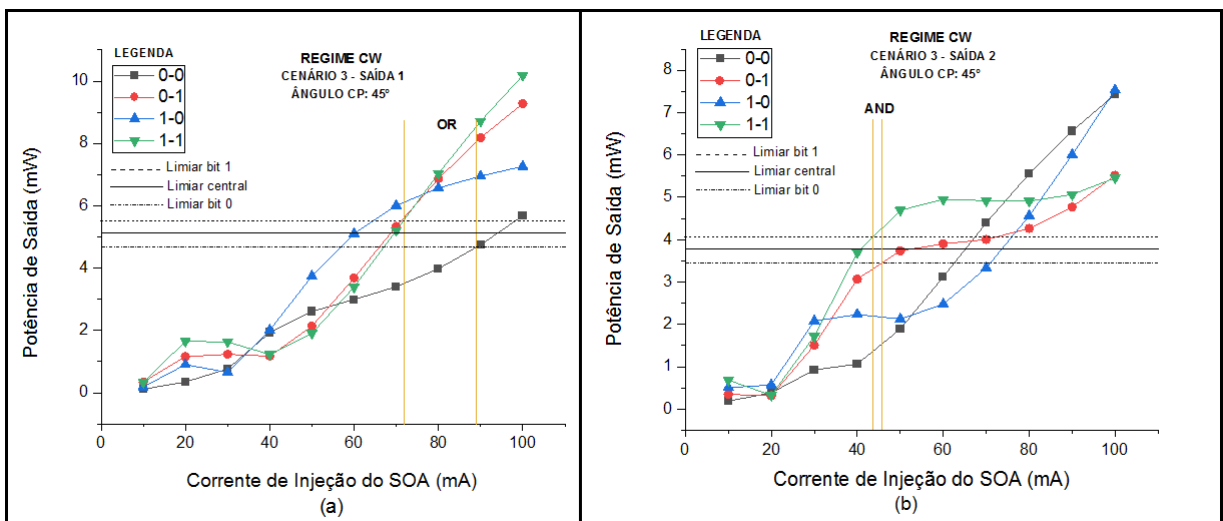


Figura 26 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 3, subcenário 3.2: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.3.3 Subcenário 3.3 - Ângulo CP: 65°

Já no subcenário 3.3, cujo resultados estão ilustrados na Figura 27, observamos a geração da porta lógica OR, na saída 1, Figura 27 (a), para uma faixa de corrente entre 72 e 100 mA. Na saída 2, Figura 27 (b), obtivemos as portas AND, para uma corrente de injeção de 39 mA e XNOR, para uma faixa de corrente de aproximadamente 72 a 78 mA. Os demais valores resultantes foram desconsiderados, pois não caracterizam resultados consistentes no que concerne a geração de portas lógicas.

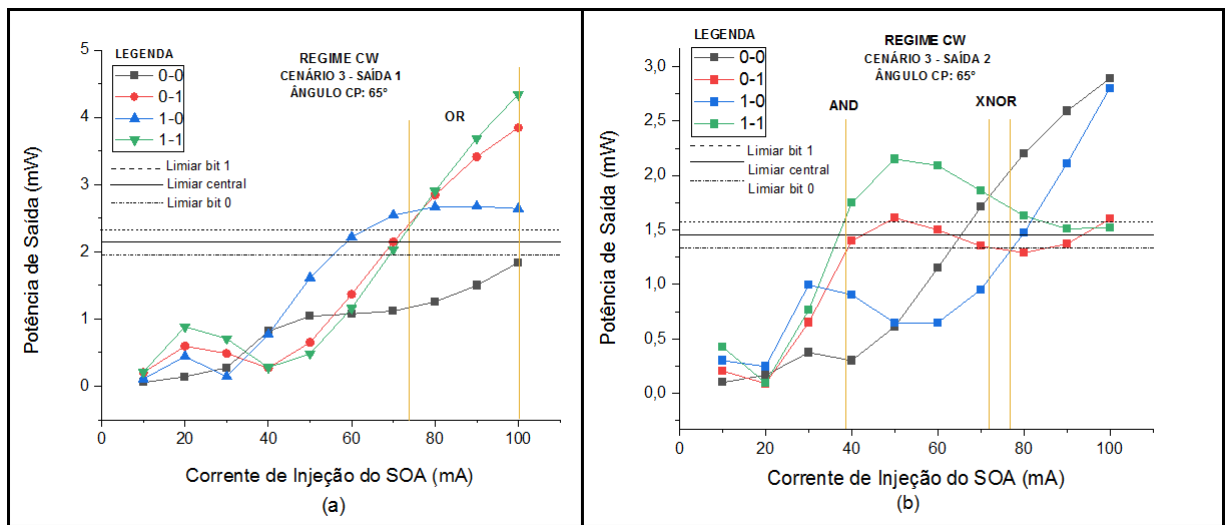


Figura 27 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 3, subcenário 3.3: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.3.4 Subcenário 3.4 - Ângulo CP: 85°

Analisando os resultados encontrados para o subcenário 3.4, podemos perceber através do gráfico ilustrado na Figura 28 (a), que na saída 1 obtivemos a porta lógica OR para valores de corrente do SOA variando entre aproximadamente 76 e 80 mA. Já na saída 2, Figura 28 (b), geramos as portas AND em 10 mA e na faixa entre 60 - 75 mA, além da porta NOR, para valores de corrente variando entre aproximadamente 87 - 92 mA. Todas as portas foram geradas fora da margem de incerteza. Não obtivemos portas para os demais valores de corrente do SOA.

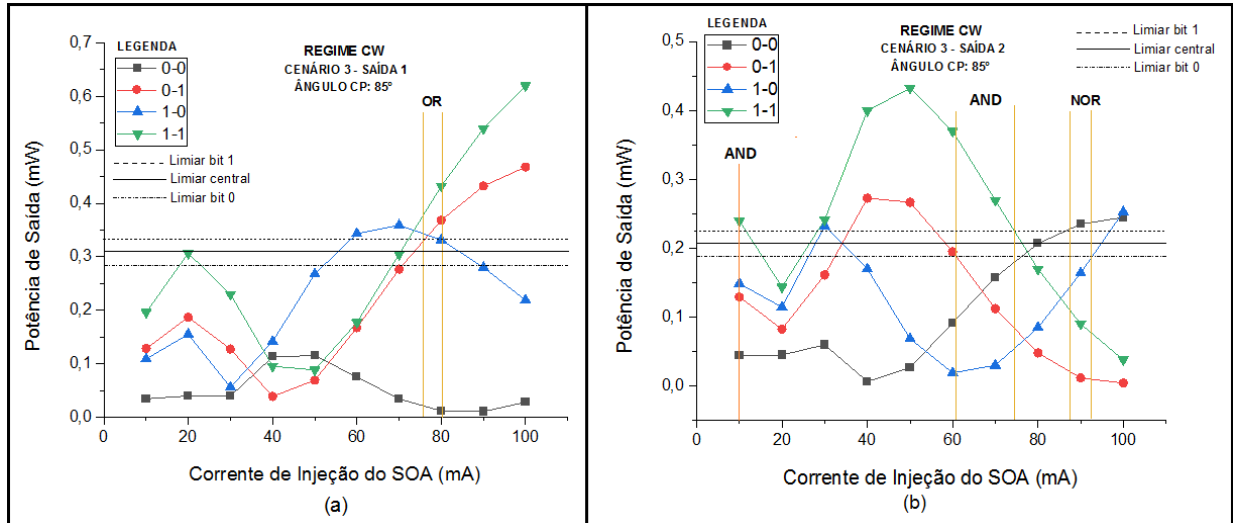


Figura 28 – Portas lógicas geradas na simulação em regime CW para o cenário 3, subcenário 3.4: a) Saída 1; b) Saída 2

5.1.4 Análise geral - Regime CW

O resumo dos resultados é apresentado na Tabela 14. Obtivemos portas lógicas para todos os cenários analisados. A porta lógica OR foi gerada na saída 1 de todos os subcenários estudados, fora da região de incerteza, permanecendo constante sua obtenção, mesmo com a variação do ângulo do CP e mudança das potências de entrada. A corrente de injeção do SOA que dá início a geração da porta lógica OR é semelhante entre os subcenários e ocorre em 69 mA.

Na saída 2, obtivemos uma diversificação maior de portas para cada cenário. A porta AND foi encontrada em todos os cenários, assim como a porta NOR. A partir do ângulo de 65° do CP, notamos uma mudança no comportamento do sistema, onde passamos a obter outras portas além da AND, na saída 2. Percebemos que a mudança do ângulo de polarização do CP em 65° e 85° possibilitou o surgimento de portas diferenciadas, como a XNOR e NOR, em uma região de corrente de injeção do SOA acima de 72 mA.

Com o aumento do ângulo do CP, observamos uma abertura maior entre as curvas dos gráficos de um subcenário para outro, como também a diminuição das potências de saída. A não linearidade das curvas é atribuída ao fato do SOA está operando na região de saturação do ganho, induzindo ao efeito não linear de SPM.

Dentre os cenários analisados, foi no cenário 3 que obtivemos os resultados mais interessantes, com uma diversificação maior de portas, que são elas: AND, XNOR, OR e NOR.

Tabela 14 – Resumo dos resultados para regime CW

Cenários	Potência (mW)		Subcenários	Ângulo CP (°)	Saída 1		Saída 2	
	Bit 0	Bit 1			Portas lógicas	Faixa de corrente SOA(mA)	Portas lógicas	Faixa de corrente SOA (mA)
Cenário 1	0.6	1.4	1.1	25	OR	69 -78	AND	50
			1.2	45	OR	70-85	AND	46-49
			1.3	65	OR	72-100	AND	41-49
							NOR	80
			1.4	85	OR	72-82	AND	10, 60-70
							NOR	85-95
Cenário 2	0.5	1.5	2.1	25	OR	69	AND	53-57
			2.2	45	OR	70-73	AND	48-54
			2.3	65	OR	72-100	AND	41-61
							NOR	77-83
			2.4	85	OR	71-91	OR	32-39
							AND	10, 58-68
							NOR	88-97
Cenário 3	0.3	1.7	3.1	25	OR	70-81	AND	46-48
			3.2	45	OR	71-89	AND	43-46
			3.3	65	OR	72-100	AND	39
							XNOR	72-78
			3.4	85	OR	76-80	AND	10, 60-75
							NOR	87-92

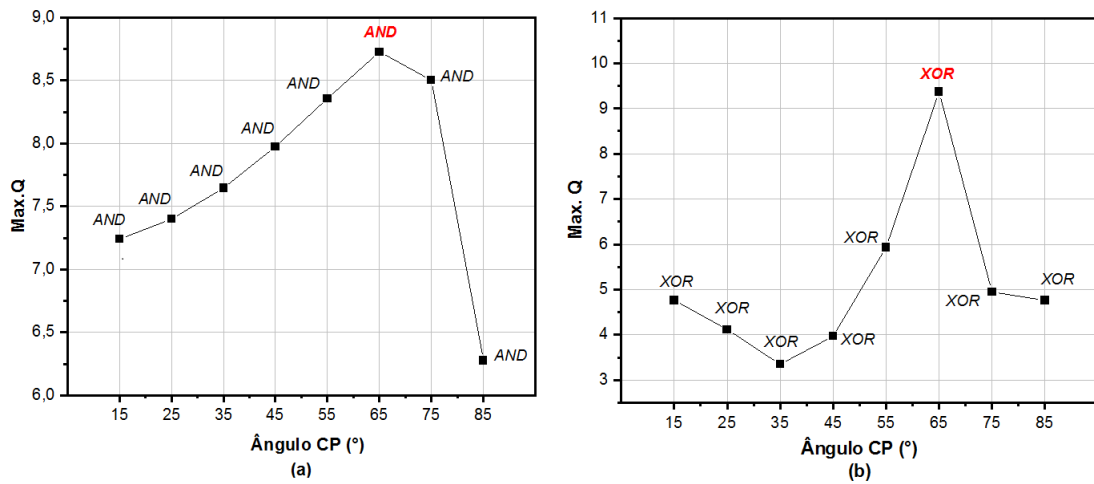
5.2 REGIME PULSADO

Apresentamos a seguir, os resultados obtidos para o regime pulsado. São analisados quatro cenários distintos, cada qual com uma corrente de polarização do SOA específica. O ângulo de azimuth do CP foi variado de 15° a 85° , com incrementos de 10° , para cada cenário. Os resultados com a melhor configuração de ângulo do CP, que possibilitou as melhores portas lógicas de qualidade, são apresentados a seguir.

5.2.1 Cenário 1 - Corrente SOA: 20 mA

A corrente do SOA foi configurada em 20 mA e os ângulos do CP foram variados de 15° a 85° , com incrementos de 10° . Os gráficos da Figura 29 ilustram a qualidade das portas obtidas com a variação do ângulo do CP, apontando as portas geradas para cada ângulo.

Figura 29 – Máx. Q versus ângulo CP



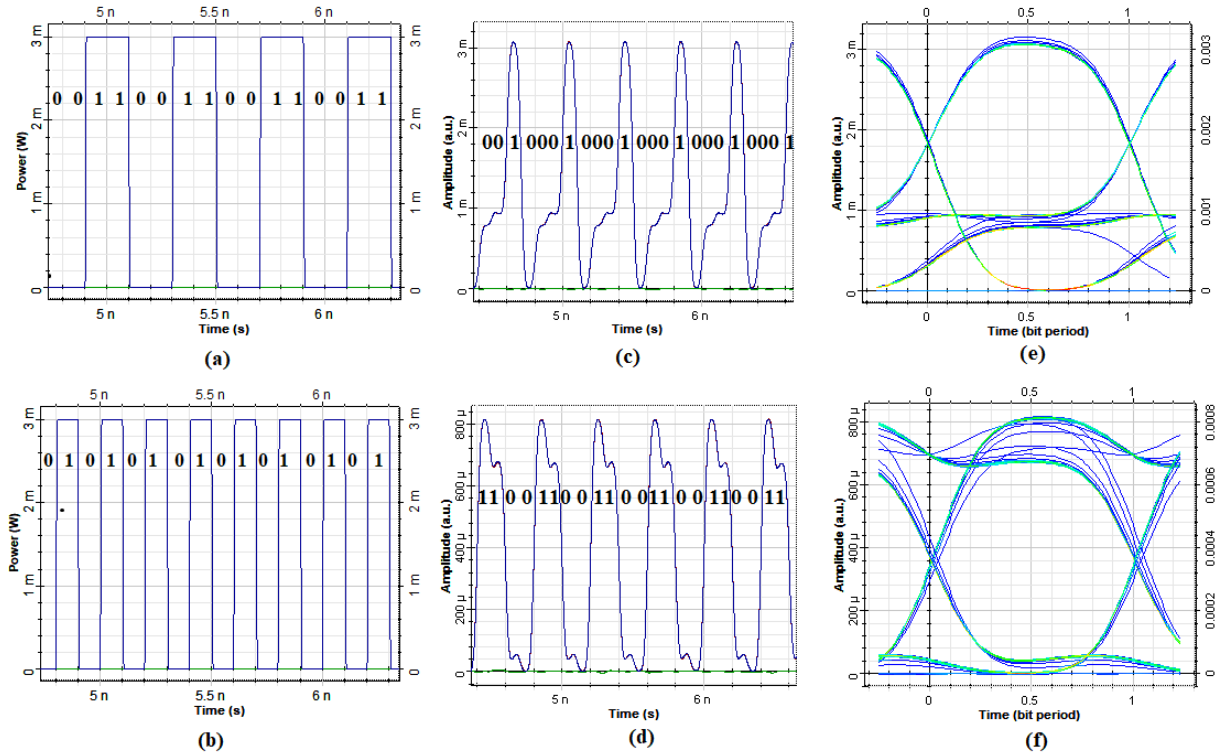
a) Portas lógicas geradas na saída 1; b) Portas lógicas geradas na saída 2

Portas lógicas foram obtidas para todos ângulos implementados do CP, entre 15° a 85° , porém é possível destacar o ângulo que gerou a porta de maior fator Q, ou seja, que possui maior qualidade para o SOA configurado em 20 mA, que equivale ao ângulo de 65° . Logo, para a seguinte configuração:

5.2.1.1 Caso 1.1 - Ângulo CP: 65°

Obtivemos as portas AND e XOR para as saídas 1 e 2, respectivamente. Os sinais de saída resultantes são ilustrados na Figura 30, bem como seus respectivos diagramas de olho. Os parâmetros resultantes calculados pelo analisador de diagrama de olho estão resumidos na Tabela 15.

Figura 30 – Resultados regime pulsado - Corrente SOA: 20 mA e ângulo CP: 65°.



a) Sequência do sinal de entrada 1 (0011001100110011); **b)** Sequência do sinal de entrada 2 (0101010101010101); **c)** Sequência do sinal de saída 1 - Porta lógica AND (0001000100010001); **d)** Sequência do sinal de saída 2 - Porta lógica XOR (0110011001100110); **e)** Diagrama de olho da porta AND a 10 GBits/s; **f)** Diagrama de olho da porta XOR a 10 GBits/s

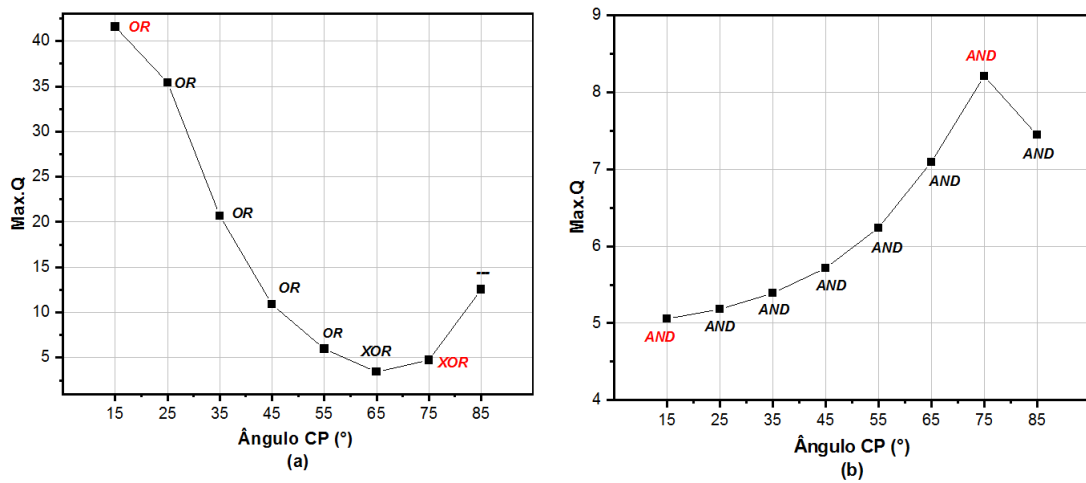
Tabela 15 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 20 mA e ângulo CP: 65°

Parâmetros	Saída 1	Saída 2
Máx. fator Q	8,73	9,37
Mín. BER	1,14E-18	3,64E-21
Limiar	2,62E-03	4,09E-04
Abertura olho	1,24E-03	4,69E-04

5.2.2 Cenário 2 - Corrente SOA: 40 mA

A corrente do SOA foi configurada em 40 mA e os ângulos do CP foram variados de 15° a 85°, com incrementos de 10°. Os gráficos da Figura 31 ilustram a qualidade das portas obtidas com a variação do ângulo do CP, apontando as portas geradas para cada ângulo.

Figura 31 – Máx. Q versus ângulo CP



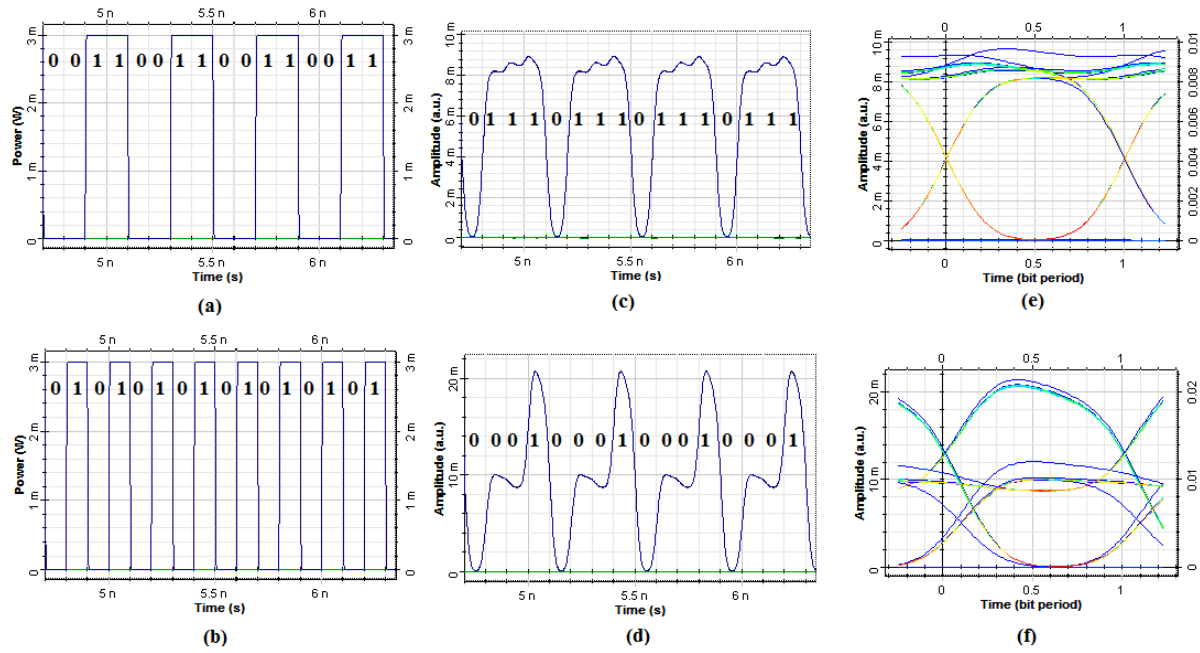
a) Máx. Q das portas lógicas geradas na saída 1; b) Máx. Q das portas lógicas geradas na saída 2

Portas lógicas foram obtidas para todos ângulos implementados do CP, entre 15° a 85°. Porém, é possível destacar os ângulos que geraram as portas de maior fator Q, ou seja, que possuem maior qualidade para o SOA configurado em 40 mA, que equivale aos ângulos de 15° e 75°. Logo, para as seguintes configurações:

5.2.2.1 Caso 2.1 - Ângulo CP: 15°

Obtivemos as portas OR e AND para as saídas 1 e 2, respectivamente. Os sinais de saída resultantes são ilustrados na Figura 32, bem como seus respectivos diagramas de olho. Os parâmetros resultantes calculados pelo analisador de diagrama de olho estão resumidos na Tabela 16.

Figura 32 – Resultados regime pulsado - Corrente do SOA: 40 mA e ângulo do CP: 15°.



a) Sequência do sinal de entrada 1 (0011001100110011); **b)** Sequência do sinal de entrada 2 (0101010101010101); **c)** Sequência do sinal de saída 1 - Porta lógica OR (0111011101110111); **d)** Sequência do sinal de saída 2 - Porta lógica AND (0001000100010001); **e)** Diagrama de olho da porta OR a 10 GBits/s; **f)** Diagrama de olho da porta AND a 10 GBits/s

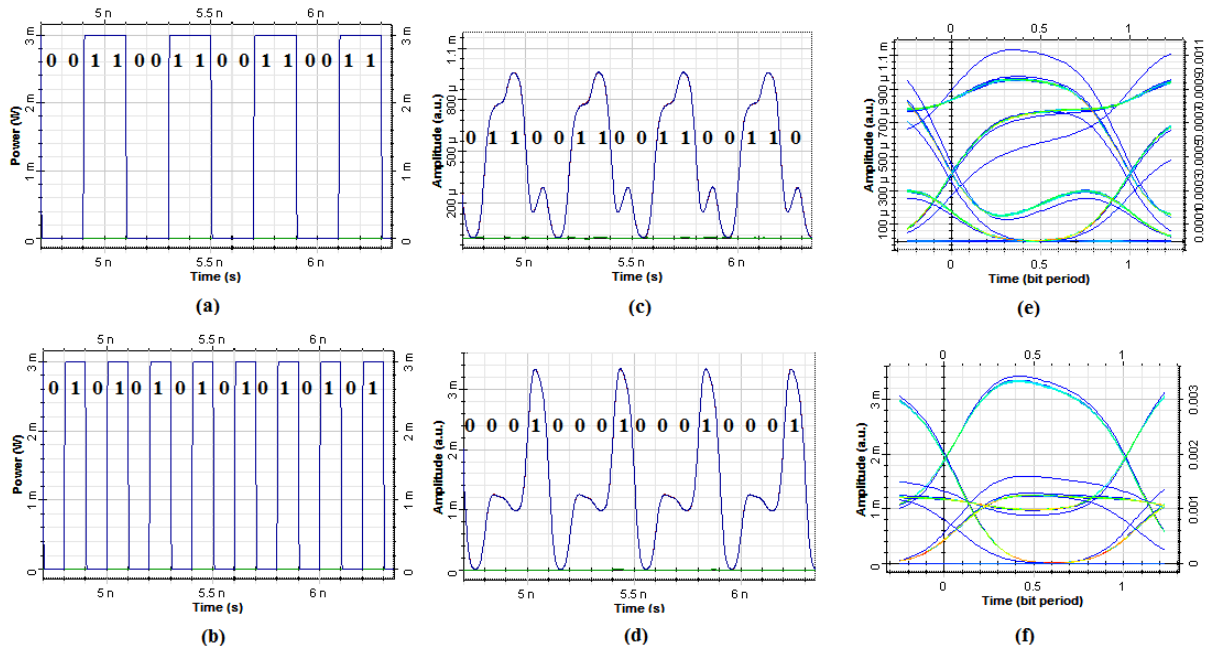
Tabela 16 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 40 mA e ângulo CP: 15°

Parâmetros	Saída 1	Saída 2
Máx. Q Factor	41,59	5,06
Mín. BER	0	1,84E-07
Limiar	5,30E-04	1,74E-02
Abertura olho	7,73E-03	6,81E-04

5.2.2.2 Caso 2.2 - Ângulo CP: 75°

Obtivemos as portas XOR e AND para as saídas 1 e 2, respectivamente. Os sinais de saída resultantes são ilustrados na Figura 33, bem como seus respectivos diagramas de olho. Os parâmetros resultantes calculados pelo analisador de diagrama de olho estão resumidos na Tabela 17.

Figura 33 – Resultados regime pulsado - Corrente do SOA: 40 mA e ângulo do CP: 75°.



a) Sequência do sinal de entrada 1 (0011001100110011); **b)** Sequência do sinal de entrada 2 (0101010101010101); **c)** Sequência do sinal de saída 1 - Porta lógica XOR (0110011001100110); **d)** Sequência do sinal de saída 2 - Porta lógica AND (0001000100010001); **e)** Diagrama de olho da porta XOR a 10 GBits/s; **f)** Diagrama de olho da porta AND a 10 GBits/s

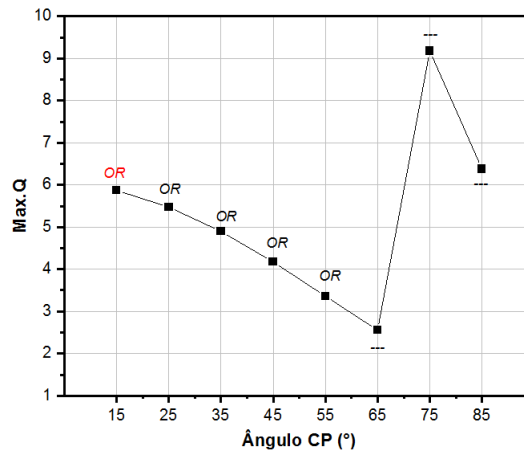
Tabela 17 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 40 mA e ângulo CP: 75°

Parâmetros	Saída 1	Saída 2
Máx. Q Factor	4,73	8,21
Mín. BER	9,34E-07	9,25E-17
Limiar	6,52E-04	2,74E-03
Abertura olho	1,26E-04	8,94E-04

5.2.3 Cenário 3 - Corrente do SOA: 60 mA

A corrente do SOA foi configurada em 60 mA e os ângulos do CP foram variados de 15° a 85°, com incrementos de 10°. Os gráficos da Figura 34 ilustram a qualidade das portas obtidas com a variação do ângulo do CP, apontando as portas geradas para cada ângulo.

Figura 34 – Máx. Q versus ângulo CP



a) Máx. Q das portas lógicas geradas na saída 1

Na saída 1, portas lógicas foram possíveis de ser obtidas para os ângulos do CP de 15 a 55°. Para a faixa de ângulos restantes, não foi identificada nenhuma porta lógica. A partir das portas geradas, é possível destacar para qual ângulo obtivemos maior fator Q, ou seja, que possui maior qualidade para o SOA configurado em 60 mA, que equivale ao ângulo de 15°.

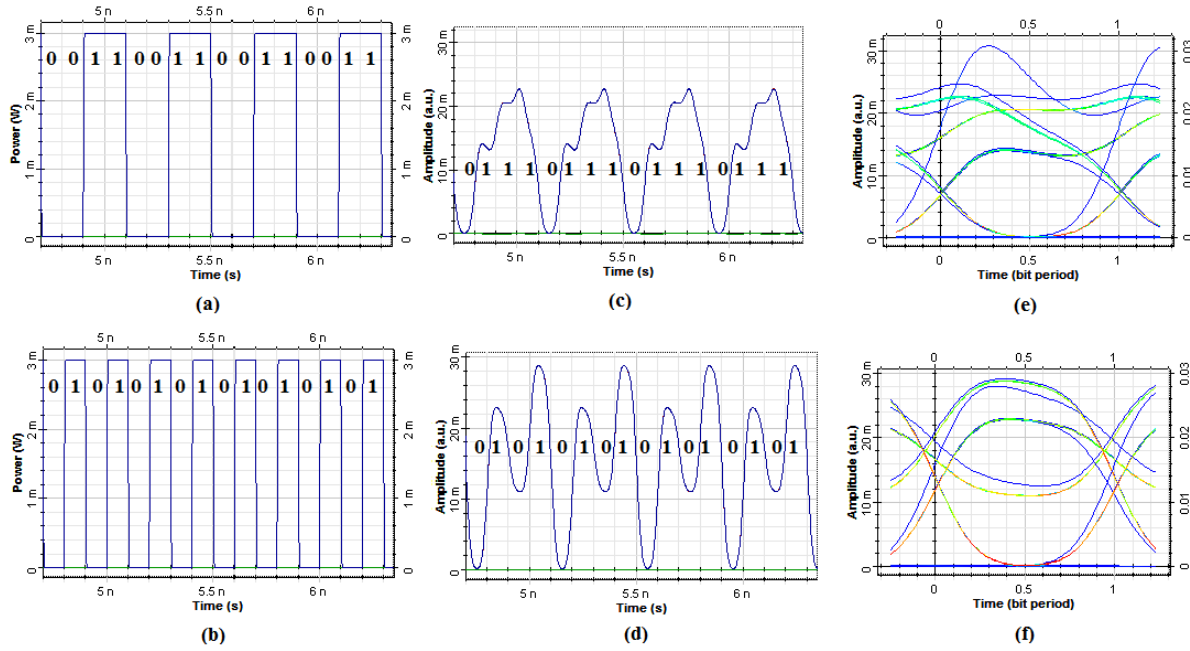
Na saída 2, não foi possível identificar nenhuma porta lógica padrão.

Logo, para as seguintes configurações:

5.2.3.1 Caso 3.1 - Ângulo CP: 15°

Obtivemos a porta OR para a saída 1 e para saída 2 uma sequência de bits 0 e 1. Os sinais de saída resultantes são ilustrados na Figura 35, bem como seus respectivos diagramas de olho. Os parâmetros resultantes calculados pelo analisador de diagrama de olho estão resumidos na Tabela 18.

Figura 35 – Resultados regime pulsado - Corrente do SOA: 60 mA e ângulo do CP:15°.



a) Sequência do sinal de entrada 1 (0011001100110011); **b)** Sequência do sinal de entrada 2 (0101010101010101); **c)** Sequência do sinal de saída 1 - Porta lógica OR (0111011101110111); **d)** Sequência do sinal de saída 2 - (0101010101010101); **e)** Diagrama de olho da porta OR a 10 Gbits/s; **f)** Diagrama de olho da saída 2 a 10 Gbits/s

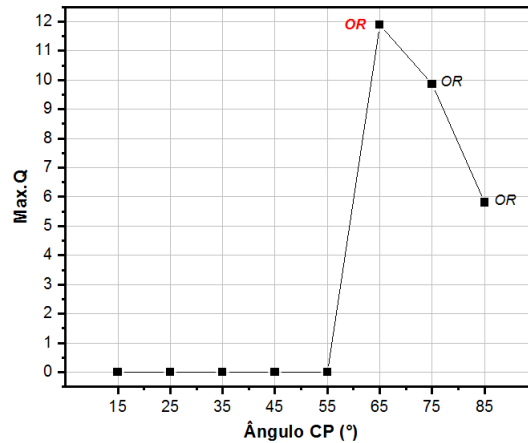
Tabela 18 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 60 mA e ângulo CP: 15°

Parâmetros	Saída 1
Máx. Q Factor	5,87
Mín. BER	1,64E-09
Limiar	3,02E-04
Abertura olho	8,44E-03

5.2.4 Cenário 4 - Corrente do SOA: 80 mA

A corrente do SOA foi configurada em 80 mA e os ângulos do CP foram variados de 15° a 85°, com incrementos de 10°. Os gráficos da Figura 36 ilustram a qualidade das portas obtidas com a variação do ângulo do CP, apontando as portas geradas para cada ângulo.

Figura 36 – Máx. Q versus ângulo CP



a) Máx. Q das portas lógicas geradas na saída 1

Na saída 1, portas lógicas foram possíveis de ser obtidas para os ângulos do CP de 65 a 85°. Para a faixa de ângulos restantes, não foi identificada nenhuma porta lógica. A partir das portas geradas, é possível destacar para qual ângulo obtivemos maior fator Q, ou seja, que possui maior qualidade para o SOA configurado em 80 mA, que equivale ao ângulo de 65°.

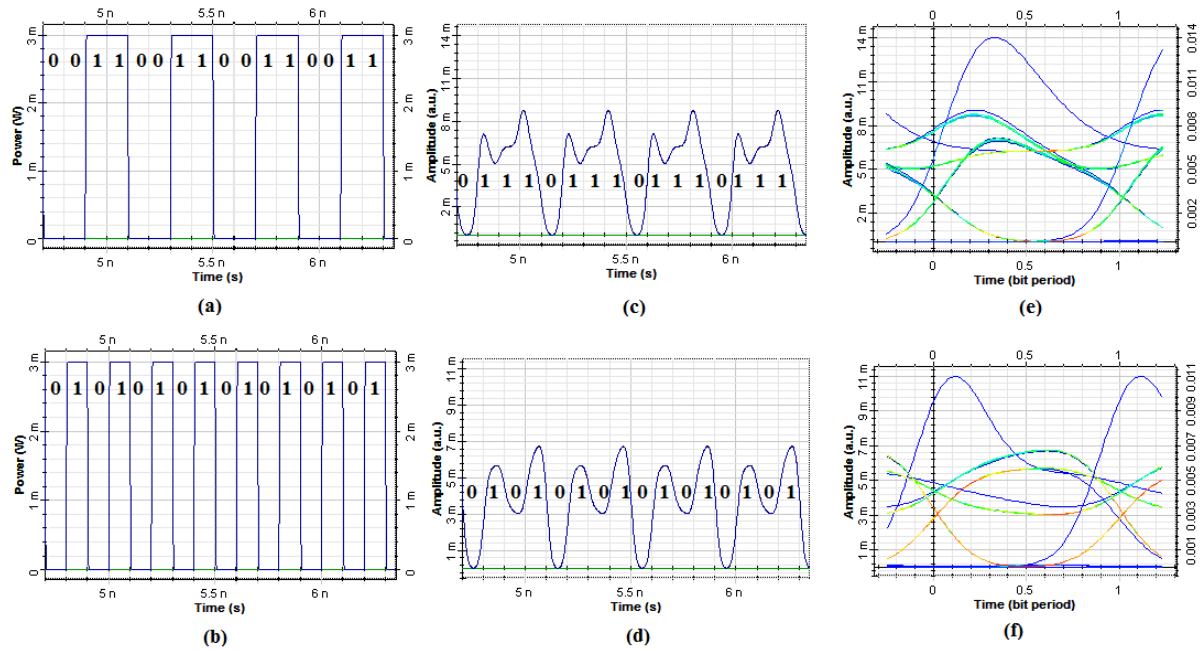
Na saída 2, não foi possível identificar nenhuma porta lógica padrão.

Logo, para as seguintes configurações:

5.2.4.1 Caso 4.1 - Ângulo do CP: 65°

Obtivemos a porta OR para a saída 1 e para saída 2 uma sequência de bits 0 e 1. Os sinais de saída resultantes são ilustrados na Figura 37, bem como seus respectivos diagramas de olho. Os parâmetros resultantes calculados pelo analisador de diagrama de olho estão resumidos na Tabela 19.

Figura 37 – Resultados regime pulsado - Corrente do SOA: 80 mA e ângulo do CP: 65 °.



a) Sequência do sinal de entrada 1 (0011001100110011); **b)** Sequência do sinal de entrada 2 (0101010101010101); **c)** Sequência do sinal de saída 1 - Porta lógica OR (0111011101110111); **d)** Sequência do sinal de saída 2 - (0101010101010101); **e)** Diagrama de olho da porta OR a 10 GBits/s; **f)** Diagrama de olho da saída 2 a 10 GBits/s

Tabela 19 – Parâmetros resultantes conforme analisador de diagrama de olho - Corrente do SOA: 80 mA e ângulo CP: 65°

Parâmetros	Saída 1
Máx. Q Factor	11,89
Mín. BER	5,58E-33
Limiar	2,10E-04
Abertura olho	4,47E-038

5.2.5 Análise geral - Regime pulsado

O resumo das portas geradas através do regime pulsado é apresentado na Tabela 20.

A partir da Tabela 20, percebemos que foi possível obter portas lógicas para todos os cenários analisados do regime pulsado. Obtivemos com alta qualidade (fator Q maior que 6 e consequentemente, $BER < 10^{-9}$) as portas AND, OR e XOR. O cenário 1 foi o qual geramos os resultados mais atrativos, em ambas as saídas. Atribuímos isto ao fato da corrente do SOA ser menor em relação aos demais casos, amenizando desta forma, os efeitos oriundos da automodulação de fase que podem levar a deformação do pulso.

Tabela 20 – Resumo das portas lógicas geradas através do regime pulsado

Cenários	Corrente SOA (A)	Caso	CP (°)	Saída 1		Saída 2	
				Porta lógica	Fator Q	Porta lógica	Fator Q
1	20	1.1	65	AND	8,73	XOR	9,37
2	40	2.1	15	OR	41,59	AND	5,06
		2.2	75	XOR	4,73	AND	8,21
3	60	3.1	15	OR	5,87	-	-
4	80	4.1	65	OR	11,89	-	-

5.3 DISCUSSÕES GERAIS

O SOA considerado nas simulações do Optisystem é insensível a polarização, ou seja, o mesmo não altera o estado de polarização do sinal durante a amplificação, bem como é presumido que sua luz de entrada é polarizada linearmente. A dispersão da velocidade do grupo (GVD) e o ruído de emissão espontânea amplificado não são levados em consideração. Identificamos que para uma potência de entrada de no mínimo 1 mW, o SOA passa a atuar na região de saturação a partir da corrente de injeção de 10 mA, valor em que o pulso do sinal começa a se deformar. Acreditamos que essa deformação é consequência do efeito não linear de automodulação de fase (SPM), induzido pela saturação do ganho do SOA. O controlador posicionado após o SOA, permite a otimização do estado de polarização após amplificação da luz.

O CP é usado para definir o tipo de polarização de saída desejado para um estado arbitrário de polarização de entrada. Para este trabalho, o parâmetro ângulo de azimuth é variado, alterando assim o ângulo de polarização linear da luz.

O polarizador linear é posicionado logo em seguida ao CP e transmite a componente de polarização linear que coincide com o eixo de transmissão do polarizador (fornecido pelo ângulo do dispositivo), no nosso caso, a 0°, reduzindo o valor de potência de saída, conforme Lei de Malus (3.2.3.1).

Logo, o balanceamento das fases adquiridas por meio dos efeitos não lineares de automodulação de fase produzidos na região de saturação do SOA, combinados com o ajuste do estado de polarização do sinal através do CP e polarizador linear, em uma estrutura interferométrica, possibilitaram a obtenção de portas lógicas. É possível desta forma, através deste trabalho, identificar a melhor configuração de potência de entrada, corrente de injeção do SOA, que combinados com o ajuste do estado de polarização linear do sinal, são passíveis de geração de portas lógicas de qualidade.

6 CONCLUSÕES

A partir da configuração esquemática do nosso sistema, constatamos que o desempenho das portas lógicas é influenciado por muitos fatores, dentre eles: corrente de injeção do SOA, ângulo de polarização da luz, tipo de modulação, potência óptica de entrada e perdas do acoplador. Neste trabalho, variamos a potência de entrada, a corrente de injeção do SOA, bem como o ângulo de polarização linear da luz, utilizando uma estrutura de MZI, para identificar os cenários mais suscetíveis de obtenção de portas lógicas. Utilizamos as propriedades não lineares do SOA, que opera na região de saturação do ganho, induzindo ao efeito não linear de SPM.

Como principal métrica de qualidade para avaliar o desempenho das portas lógicas ópticas no regime pulsado, utilizamos a ferramenta “Diagrama de Olho”, que permite ao usuário calcular e exibir o diagrama visual dos sinais elétricos automaticamente. Para o regime CW, utilizamos a figura de mérito razão de extinção para avaliar a qualidade dos resultados.

No regime CW, geramos em todos os cenários estudados as seguintes portas: OR, AND e NOR. No cenário 3, além das portas já citadas, obtivemos a porta XNOR. Desta forma, consideramos este o cenário mais atrativo dentre os demais, para a geração de portas no regime CW.

No regime pulsado, geramos as portas AND, OR e XOR a uma taxa de 10 Gbits/s. A qualidade dessas portas lógicas é verificada através das figuras de mérito Fator Q e BER. Dentre os cenários analisados, o cenário 1 apresentou os resultados mais relevantes.

Os resultados obtidos através das simulações demonstram a viabilidade do *setup* proposto para geração de portas lógicas. Evidencia-se o fato de que a configuração esquemática utilizada nas simulações para a obtenção das portas lógicas AND, OR, NOR, XOR e XNOR é de implementação significativamente mais simples do que as relatadas na literatura para a obtenção das mesmas portas. Os resultados aqui obtidos são úteis para a aplicação em circuitos lógicos totalmente ópticos que se dispõem a otimizar os atuais sistemas de comunicação ópticos.

Diante do exposto, conclui-se que os objetivos pretendidos foram alcançados, contribuindo com o estudo numérico de obtenção de portas lógicas ópticas.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como sugestão para trabalhos futuros:

-
- Realizar a montagem experimental do *setup* estudado, para ambos os regimes analisados;
 - Configurar o CP para obter os estados de polarização elíptica e circular;
 - Estudar outras formas de modulação;
 - Experimentar outros interferômetros;
 - Explorar outra taxas de transmissão;
 - Compreender melhor o processo físico para melhor manipulação dos parâmetros e consequente, melhor obtenção de portas.

REFERÊNCIAS

- ADAMS M. J., e. a. **Semiconductor Lasers for Long-Wavelength Optical-Fibre Communication Systems**. Stevenage, United Kingdom: Peter Peregrinus, 1987.
- AGRAWAL, G. P. **Applications of Nonlinear Fiber Optics**. 3. ed. San Diego, CA: Academic Press, 2001.
- AGRAWAL, G. P. **Fiber Optic Communications Systems**. 3. ed. Rochester: NY: Wiley Interscience, 2002.
- AGRAWAL, G. P. **Lightwave Technology – Components and Devices**. New Jersey: Wiley, 2004.
- AGRAWAL, G. P. **Fiber Optic Communications Systems**. 4. ed. Rochester: NY: Wiley Interscience, 2010.
- AGRAWAL, G. P.; OLSSON, N. A. Self-phase modulation and spectral broadening of optical pulses in semiconductor laser amplifiers. **IEEE Journal of Quantum Electronics**, v. 25, n. 11, p. 2297–2306, Nov 1989. ISSN 1558-1713.
- BOYD, R. W. **Nonlinear Optics**. 3. ed. Boston: Academic Press, 2008.
- CAVALCANTE, D. N. S. et al. Experimental and and or logic gates with mzi and soa using pam modulation. **IEEE Photonics Technology Letters**, v. 31, n. 1, p. 11–14, Jan 2019. ISSN 1941-0174.
- CONNELLY, M. J. **Semiconductor Optical Amplifiers**. Boston: Kluwer Academic, 2002.
- CORREIA, D. G. et al. 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**, v. 63, n. 5, p. 477–483, 2016.
- GROVE, A. S. **Physics and Technology of semiconductor devices**. [S.l.]: John Wiley Sons, 1967.
- GUPTA, U. et al. Performance analysis of soa-mzi based all-optical and xor gate. In: . [S.l.: s.n.], 2016.
- KEISER, G. **Comunicações por Fibras Ópticas**. 4. ed. Porto Alegre: AMGH, 2014.
- KUMAR, A.; KUMAR, S.; RAGHUWANSHI, S. K. Implementation of xor/xnor and and logic gates by using mach–zehnder interferometers. **Optik**, v. 125, n. 19, p. 5764 – 5767, 2014. ISSN 0030-4026.
- LEE, E.-H. Micro/nano-scale optical network: A new challenge toward next generation. In: . [S.l.: s.n.], 2008. p. 118 – 119. ISBN 978-1-4244-2625-6.
- LEFEVRE, H. C. Single-mode fibre fractional wave devices and polarisation controllers. **Electronics Letters**, v. 16, n. 20, p. 778–780, Sep. 1980. ISSN 0013-5194.

- MANNING, R. J. et al. Semiconductor laser amplifiers for ultrafast all-optical signal processing. **J. Opt. Soc. Am. B**, v. 14, n. 11, p. 3204–3216, Nov 1997.
- MONTEIRO, M. et al. The polarization of light and malus' law using smartphones. **The Physics Teacher**, v. 55, p. 264–266, 05 2017.
- MUGA, N. de J. C. **Dispersão dos Modos de Polarização em Fibras Ópticas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Aveiro - Departamento de Física, 2006.
- OKOSHI, T.; Cheng, Y. H.; Kikuchi, K. New polarisation-control scheme for optical heterodyne receiver using two faraday rotators. **Electronics Letters**, v. 21, n. 18, p. 787–788, August 1985. ISSN 0013-5194.
- PARAHYBA, V. E. S. **Análise de métodos de compensação de efeitos não lineares em sistemas de transmissão óptica de alta capacidade**. Dissertação (Mestrado) — Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, 2016.
- PEATROS, J.; WARE, M. **Physics of Light and Optics**. [S.l.]: Brigham Young University, 2019.
- RAVI, B. R.; THERESAL, T.; PRINCE, S. All-optical basic gates and xor gate using soa based mach-zehnder interferometer. In: **2014 International Conference on Communication and Signal Processing**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1327–1332. ISSN null.
- RIBEIRO, N. dos S. **Medição e Simulação de Conversor em Comprimento de Onda com Amplificador Óptico a Semicondutor**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2006.
- SINGH, P. et al. Design and analysis of all-optical and, xor and or gates based on soa-mzi configuration. **Optics Laser Technology**, v. 66, n. 3, p. 35–44, 2015.
- SINGH, S.; LOVKESH. Ultrahigh speed optical signal processing logic based on an soa-mzi. **IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics**, v. 18, n. 2, p. 970–977, March 2012. ISSN 1558-4542.
- SZE, S. M. **Physics of Semiconductor Devices**. [S.l.]: WileyInterscience, 1981.
- TANG, X. et al. A reconfigurable optical logic gate with up to 25 logic functions based on polarization modulation with direct detection. **IEEE Photonics Journal**, v. 9, n. 2, p. 1–11, April 2017. ISSN 1943-0647.
- WANG, G.; YANG, X.; HU, W. All-optical logic gates for 40gb/s nrz signals using complementary data in soa-mzis. **Optics Communications**, v. 290, p. 28 – 32, 2013. ISSN 0030-4018.
- YI, L.; HU, W.; HE, H. Reconfigurable multi-logic gates based on soa nonlinear polarization rotation effect. In: **OECC 2010 Technical Digest**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 194–195. ISSN 2166-8892.
- ZHU, Z.-H. et al. High-contrast light-by-light switching and and gate based on nonlinear photonic crystals. **Opt. Express**, v. 14, n. 5, p. 1783–1788, Mar 2006.
- ZILIO, S. C. **Óptica Moderna – Fundamentos e Aplicações**. IFSC-USP, 2009.

Apêndices

APÊNDICE A – PRODUÇÃO CIENTÍFICA

Participação do XIV Simpósio Internacional de Lasers e suas Aplicações, ocorrido entre os dias 29 de outubro e 01 de novembro de 2019 no Departamento de Física da UFPE, Recife, Brasil, com a submissão do trabalho "Estudo de Geração de Portas Lógicas Ópticas Utilizando Interferômetro de MZI, SOA e Controle de Polarização."



APÊNDICE B – PRODUÇÃO CIENTÍFICA

Participação do SEMIC 2019 - VIII Seminário de Iniciação Científica e Tecnológica realizado(a) no Campus Fortaleza no período de 22 a 23 de Maio de 2019 e publicado nos Anais do referido evento, com a submissão do trabalho "Estudo da Geração de Portas Lógicas Ópticas para Comutação Utilizando SOA e Interferômetro Mach-Zehnder com Controle de Polarização."

