



Universidade Federal
de Campina Grande

Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Departamento de Engenharia Elétrica

LUCAS DE OLIVEIRA LOBO

RELATÓRIO DE ESTÁGIO SUPERVISIONADO
LABORATÓRIO DE SISTEMAS EMBARCADOS E COMPUTAÇÃO PERVASIVA -
EMBEDDED

Campina Grande
Outubro de 2024

LUCAS DE OLIVEIRA LOBO

RELATÓRIO DE ESTÁGIO SUPERVISIONADO
LABORATÓRIO DE SISTEMAS EMBARCADOS E COMPUTAÇÃO PERVASIVA -
EMBEDDED

Relatório de Estágio Supervisionado submetido à Coordenação do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Orientador:
Adolfo Fernandes Herbster, Dr.

Campina Grande
Outubro de 2024

LUCAS DE OLIVEIRA LOBO

RELATÓRIO DE ESTÁGIO SUPERVISIONADO
LABORATÓRIO DE SISTEMAS EMBARCADOS E COMPUTAÇÃO PERVASIVA -
EMBEDDED

Relatório de Estágio Supervisionado submetido à Coordenação do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Adolfo Fernandes Herbster, Dr.
UFCG

Edson Porto Da Silva,
Dr.
UFCG

Campina Grande
Outubro de 2024

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a toda a minha família. Aos meus pais, Francisco e Kelli, por terem me proporcionado a oportunidade de chegar até aqui, através de seus esforços e do amor com que me criaram, sempre valorizando e apoiando minha educação. À minha avó, Maria Segunda, por sua paciência e carinho infinitos. Agradeço também à minha namorada e melhor amiga, Leiry, por todo o apoio, orientação e ajuda que foram essenciais nessa jornada.

Aos meus amigos, que, inúmeras vezes, se preocuparam comigo e me ajudaram sempre que precisei, deixo meu agradecimento especial a Andrey Lucyan, Bruno Nascimento, Caio Rodrigues, Dhara Pamplona, Jan Filho, Lara Rocha, Leonardo Pessoa, Lucila Maria, Micael Espínola, Victor Hugo, Yuri Siqueira, e a todos os demais membros do grupo "Bueiro".

Por fim, agradeço a todos que, de alguma forma, contribuíram generosamente para o meu progresso neste trabalho. Suas orientações, apoio e incentivo foram fundamentais para minha evolução e para a realização deste trabalho.

"Não há nada mais permanente do que uma gambiarra temporária."

RESUMO

Neste relatório, descrevem-se as atividades realizadas pelo aluno Lucas De Oliveira Lobo durante o período de estágio supervisionado no Laboratório de Sistemas Embarcados e Computação Pervasiva. Este trabalho descreve o processo de modelagem e desenvolvimento de um modulador Mach-Zehnder para ser usado em um *transceiver* óptico de 56 Gbits/s. Simulações comparativas foram realizadas de acordo com as referências obtidas durante a revisão bibliográfica. Os resultados desses testes foram promissores, indicando a precisão e adequação funcional do dispositivo.

Palavras-chave: fotônica de silício, modulador Mach-Zehnder, 4-PAM,

ABSTRACT

In this report, the activities carried out by the student Lucas De Oliveira Lobo during the supervised internship at the Embedded Systems and Pervasive Computing Laboratory are described. This work details the modeling and development process of a Mach-Zehnder modulator to be used in a 56 Gbits/s optical transceiver. Comparative simulations were conducted according to the references obtained during the literature review. The results of these tests were promising, indicating the precision and functional adequacy of the device. **Keywords:** Silicon photonics, Mach-Zehnder modulator, 4-PAM.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Prédio do Laboratório Embedded.	2
Figura 2 – Plataforma SOI.	4
Figura 3 – Estrutura de um MZM.	5
Figura 4 – <i>Phase-shifter</i> do tipo PN.	7
Figura 5 – Fluxograma das atividades desenvolvidas.	8
Figura 6 – Geometria do <i>Phase-shifter</i> utilizado.	9
Figura 7 – Dispositivo modelado no <i>Lumerical CHARGE</i>	10
Figura 8 – Concentração de portadoras negativas para tensões de a) 0 V e b) -5 V.	11
Figura 9 – Concentração de portadoras negativas no centro do guia.	11
Figura 10 – Variação do índice de refração do guia para diferentes tensões, a) parte real b) parte imaginária.	12
Figura 11 – Variação das figuras de mérito do <i>phase-shifter</i> para diferentes tensões, a) eficiência b) perda.	13
Figura 12 – Figuras de mérito após a variação de x_p e x_n com tensão de bias de -5 V, a) eficiência b) perda.	14
Figura 13 – Figuras de mérito após a variação de t_{rib} com tensão de bias de -5 V, a) eficiência b) perda.	15
Figura 14 – Figuras de mérito após a variação do <i>offset</i> com tensão de bias de -5 V, a) eficiência b) perda.	16
Figura 15 – Variação do índice de refração do guia com diferentes tensões para o dispositivo otimizado, a) parte real b) parte imaginária.	17
Figura 16 – Variação das figuras de mérito do <i>phase-shifter</i> com diferentes tensões para o dispositivo otimizado, a) eficiência b) perda.	17
Figura 17 – Modelo do circuito do <i>phase-shifter</i>	18
Figura 18 – capacitância do <i>phase-shifter</i> em função da tensão aplicada	19
Figura 19 – Simulação utilizada para a obtenção da resistência	20
Figura 20 – impedância característica da linha de transmissão, a) Componente real b) Componente imaginária	21
Figura 21 – Índice de grupo da linha de transmissão	22
Figura 22 – Perda de potência da linha de transmissão	22
Figura 23 – Simulação da largura de banda do <i>phase-shifter</i>	23
Figura 24 – Resposta em frequência do <i>phase-shifter</i> com a linha de transmissão.	24
Figura 25 – Curva de transmissão do MZM.	25
Figura 26 – Montagem do MZM na configuração <i>push</i>	26
Figura 27 – Diagrama de olho do MZM <i>push</i> para a) 30 Gbits/s b) 40 Gbits/s.	27

Figura 28 – Diagrama de olho do MZM <i>push</i> para a) 50 Gbits/s b) 60 Gbits/s. . .	27
Figura 29 – Montagem do MZM na configuração <i>push-pull</i>	28
Figura 30 – Diagrama de olho do MZM <i>push-pull</i> para a) 30 Gbits/s b) 40 Gbits/s.	29
Figura 31 – Diagrama de olho do MZM <i>push-pull</i> para a) 50 Gbits/s b) 60 Gbits/s.	29

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela de dimensões do <i>phase-shifter</i>	10
Tabela 2 – Tabela de alturas do <i>phase-shifter</i>	10
Tabela 3 – Concentração de portadores livre no <i>phase-shifter</i>	10
Tabela 4 – Tabela de dimensões do <i>phase-shifter</i>	16
Tabela 5 – Tabela de alturas do <i>phase-shifter</i>	16
Tabela 6 – Resultados das simulações de resistência do dispositivo	20
Tabela 7 – Tensões necessárias para cada simbolo do modulador 4-PAM	25

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PAM	<i>Pulse Amplitude Modulation</i>
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
PIC	<i>Photonic Integrated Circuit</i>
InP	<i>Indium Phosphide</i>
LiNbO3	<i>Lithium Niobate</i>
SOI	<i>Silicon on Insulator</i>
SiO2	<i>Silicon Dioxide</i>
n_{Si}	<i>Índice de refração do silício</i>
n_{SiO2}	<i>Índice de refração do dióxido de silício</i>
MZM	<i>Mach-Zehnder Modulator</i>
PN	<i>Positive-Negative</i>
PIN	<i>Positive-Intrinsic-Negative</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
ENA	<i>Electrical Network Analyzer</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

E_{out}	Campo elétrico na saída
E_{in}	Campo elétrico na entrada
ϕ	Diferença de fase
L	Comprimento do <i>phase-shifter</i>
n_{eff}	Índice de refração efetivo
Λ_0	Comprimento de onda
I_{out}	Intensidade na saída
I_{in}	Intensidade na entrada
V_π	Tensão necessária para uma variação de fase de π
$V_\pi L_\pi$	Figura de mérito para eficiência de modulação
n	Índice de refração real
k	Índice de refração imaginário
α	Coefficiente de atenuação
N	Concentração de portadores do tipo N
P	Concentração de portadores do tipo P
μm	Micrômetro (unidade de comprimento)
V	Volts
cm	Centímetro (unidade de comprimento)
dB	Decibel
nm	Nanômetro (unidade de comprimento)
C	Capacitância
ϵ	Permissividade elétrica
A	Área

d	Distância
dQ	Varição infinitesimal de carga
dV	Varição infinitesimal de tensão
Q_{pn}	Soma das cargas da junção PN
pF	PicoFarad (unidade de capacitância)
Ω	Ohm (unidade de resistência)
mm	Milímetro (unidade de comprimento)
THz	Terahertz (unidade de frequência)
GHz	Gigahertz (unidade de frequência)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Laboratório de sistemas embarcados e computação pervasiva - EM-BEDDED	1
1.2	Objetivos	2
1.3	Organização do trabalho	2
2	FUNDAMENTAÇÃO TÉORICA	3
2.1	Python	3
2.2	Ansys Lumerical	3
2.3	Circuitos fotônicos integrados	4
2.4	Modulador Mach-Zehnder	5
2.5	<i>Phase-shifter</i> com junção PN	6
2.6	Fluxograma do desenvolvimento	8
3	ATIVIDADES DESENVOLVIDAS	9
3.1	Design inicial do <i>phase-shifter</i>	9
3.2	Otimização do <i>phase-shifter</i>	13
3.3	Análise dos parâmetros elétricos	18
3.4	Análise da linha de transmissão	20
3.5	Simulação do modulador completo	24
4	CONCLUSÕES	30
	REFERÊNCIAS	31

1 INTRODUÇÃO

Este relatório apresenta uma análise detalhada das atividades realizadas por Lucas De Oliveira Lobo durante seu estágio no Laboratório de Sistemas Embarcados e Computação Pervasiva da Universidade Federal de Campina Grande, ocorrido entre 03 de julho e 03 de outubro de 2024, com uma carga horária total de 212 horas.

O estágio teve como foco a análise e o desenvolvimento de um *phase-shifter* em silício dopado, destinado ao projeto de um modulador Mach-Zehnder. O dispositivo, posteriormente, será fabricado para integrar um *transceiver* óptico com capacidade de transmissão de até 56 Gbits/s, utilizando modulação 4-PAM.

Durante o período, foi realizada uma investigação profunda sobre as tecnologias aplicadas ao desenvolvimento de *phase-shifters* em fotônica de silício. Adicionalmente, foi conduzido um estudo detalhado sobre a geometria do dispositivo e os impactos nas características funcionais do modulador. Por fim, simulações foram realizadas para analisar o comportamento do modulador sob diferentes configurações.

1.1 LABORATÓRIO DE SISTEMAS EMBARCADOS E COMPUTAÇÃO PERVASIVA - EMBEDDED

O Laboratório de Sistemas Embarcados e Computação Pervasiva (Embedded) faz parte do Centro de Engenharia Elétrica e Informática (CEEI) da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), em Campina Grande, Paraíba. Fundado em dezembro de 2005, o laboratório ocupa um prédio de 600 metros quadrados no campus da UFCG. Por meio da UFCG, o Laboratório Embedded é credenciado no Comitê da Área de Tecnologia de Informação (CATI) para receber recursos da Lei de Informática, tendo o Parque Tecnológico da Paraíba como interveniente financeiro também credenciado no CATI.

A equipe do Laboratório Embedded é formada por professores e pesquisadores do Centro de Engenharia Elétrica e Informática da Universidade Federal de Campina Grande, desenvolvendo atividades nas áreas de Internet da Coisas, Software-Hardware Co-Design, Microeletrônica e Fotônica Integrada.

Figura 1 – Prédio do Laboratório Embedded.



Fonte: Autoria própria.

1.2 OBJETIVOS

As atividades desenvolvidas no estágio tiveram os seguintes objetivos:

- 1. Design do sistema óptico para uso em um *transceiver* óptico de 56 Gbits/s;
- 2. Definição dos parâmetros do sistema e do modulador;
- 3. Estudo das figuras de mérito do modulador;
- 4. Estudo do funcionamento do modulador em diferentes configurações.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente relatório está estruturado em 4 capítulos, incluindo este introdutório, conforme a seguir:

No Capítulo 2 serão apresentadas as tecnologias utilizadas, discorrendo sobre detalhes teóricos relacionados.

No Capítulo 4 serão abordadas as atividades realizadas pelo estagiário, com detalhes das implementações.

Por fim, no Capítulo 5 apresenta-se a conclusão sobre o trabalho.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção será apresentado o ferramental utilizado para construção da plataforma objeto deste estágio.

2.1 PYTHON

Python é uma linguagem de programação de alto nível, amplamente reconhecida pela sua simplicidade e versatilidade, sendo utilizada em diversas áreas, como ciência de dados, inteligência artificial, automação, e desenvolvimento web. Criado por Guido van Rossum e lançado pela primeira vez em 1991, o *Python* possui uma vasta biblioteca padrão e suporte a módulos e pacotes, o que o torna extremamente eficiente para o desenvolvimento de aplicações complexas.

O *Python* é amplamente utilizado em ambientes acadêmicos, de pesquisa e na indústria, graças à sua adaptabilidade e à crescente comunidade de desenvolvedores.

Durante o estágio, o aluno utilizou essa linguagem para a implementação de *scripts* para automação das simulações no *Ansys Lumerical*, para o processamento dos dados e análise dos resultados.

2.2 ANSYS LUMERICAL

O *Ansys Lumerical* é um software especializado em simulações de dispositivos fotônicos, que oferece um conjunto abrangente de ferramentas para a modelagem e análise de dispositivos ópticos e fotônicos, como guias de onda, moduladores, lasers e sensores. Desenvolvido para permitir a análise em nível de componente e circuito, o *Lumerical* é amplamente utilizado em indústrias de telecomunicações, semicondutores, e em pesquisa acadêmica.

O software oferece simulações eletromagnéticas com base em métodos numéricos avançados, como o Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD) e o Método de Elementos Finitos (FEM), possibilitando a investigação precisa de propriedades ópticas de materiais e dispositivos.

Durante o estágio, o aluno utilizou o *Ansys Lumerical* para realizar simulações detalhadas de moduladores Mach-Zehnder e *phase-shifters* em fotônica de silício, extraindo os parâmetros e resultados de cada dispositivo e analisando o comportamento dos dispositivos sob diferentes parâmetros de fabricação e otimizações de design.

2.3 CIRCUITOS FOTÔNICOS INTEGRADOS

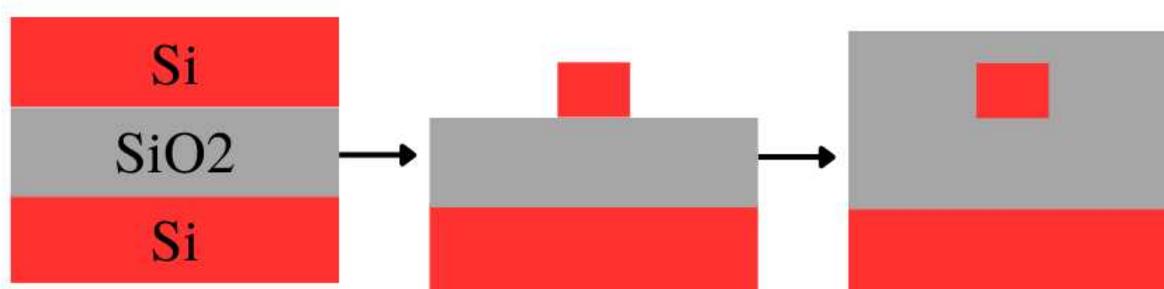
Os circuitos eletrônicos integrados desempenharam um papel crucial na revolução tecnológica do século XX, proporcionando avanços significativos em desempenho, confiabilidade, além de redução de custos e miniaturização dos componentes. Com o progresso dessa tecnologia, aliado ao surgimento do laser semicondutor e da fibra óptica de baixa perda, o interesse por circuitos fotônicos integrados (*Photonic Integrated Circuit* - PIC) começou a se intensificar no final da década de 1960 (KISH et al., 2017).

Um PIC é formado por elementos ativos e passivos, interligados por guias dielétricos, capazes de processar sinais em frequências ópticas. A principal aplicação dessa tecnologia está no desenvolvimento de hardware para sistemas de comunicações ópticas. Entre os materiais semicondutores mais utilizados para a fabricação dos guias de onda estão o InP, LiNbO₃ e o silício (KISH et al., 2017).

Dentre esses materiais, o silício se destaca por ser amplamente estudado na eletrônica, o que facilita a integração entre circuitos eletrônicos e fotônicos. Os circuitos fotônicos de silício são, geralmente, produzidos utilizando a tecnologia de silício sobre isolante (*Silicon on Insulator* - SOI), na qual os *chips* são compostos por uma base de silício que atua como suporte mecânico, uma camada intermediária de sílica (SiO₂) e uma camada superior de silício. O núcleo do guia de onda é então criado através de um processo de corrosão dessa camada superior de silício, posteriormente preenchido com sílica, formando os guias de onda, como mostrado na Figura 2.

Os guias de silício apresentam um alto confinamento da onda eletromagnética, devido à grande diferença nos índices de refração dos materiais ($n_{Si} \approx 3,45$ e $n_{SiO_2} \approx 1,45$). Essa característica permite que os guias tenham dimensões de apenas algumas centenas de nanômetros, viabilizando a miniaturização dos circuitos fotônicos.

Figura 2 – Plataforma SOI.

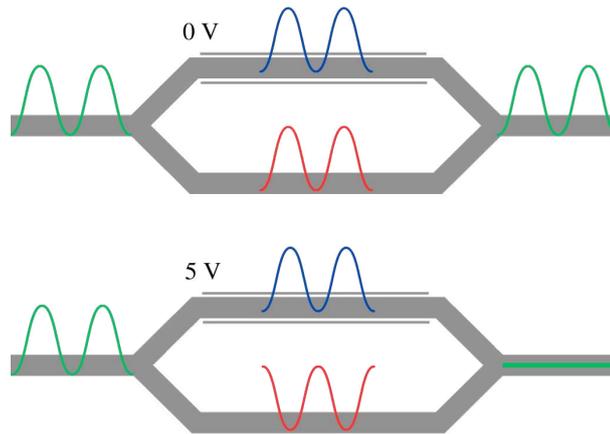


Fonte: Autoria própria.

2.4 MODULADOR MACH-ZEHNDER

Uma das tecnologias mais relevantes para a modulação óptica é o Modulador Mach-Zehnder (MZM), um dispositivo que utiliza o princípio da interferência para modular a amplitude de um sinal óptico. O MZM é composto por dois braços interferométricos que dividem a luz proveniente de uma fonte óptica e, posteriormente, a recombina, gerando interferência construtiva ou destrutiva, dependendo da diferença de fase entre os dois braços. Essa modulação é controlada por um sinal elétrico aplicado a um material eletro-óptico, como o cristal de niobato de lítio (LiNbO₃) ou por meio da manipulação da dopagem do silício. Em ambos os casos, ocorre uma alteração no índice de refração do material, o que faz com que a luz se propague com diferentes velocidades, gerando a diferença de fase necessária, como ilustrado na Figura 3..

Figura 3 – Estrutura de um MZM.



Fonte: Autoria própria.

A equação que descreve o campo elétrico na saída do MZM é:

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{E_{\text{in}}(t)}{\sqrt{2}} \left(e^{j\phi_1(t)} + e^{j\phi_2(t)} \right), \quad (2.1)$$

Em que E_{out} e E_{in} são os campos elétricos na entrada e saída, respectivamente e ϕ_1 e ϕ_2 são as fases de cada braço do dispositivo e podem ser calculadas através da seguinte equação:

$$\phi = \frac{2\pi n_{\text{eff}} L}{\lambda_0}, \quad (2.2)$$

Em que n_{eff} é o índice de refração efetivo do guia, L é o comprimento do guia, e λ_0 o comprimento de onda da luz no vácuo.

Como a intensidade óptica é proporcional ao quadrado do módulo do campo elétrico podemos escrever a função da intensidade do campo na saída de um MZM por:

$$I_{\text{out}}(t) = I_{\text{in}} \cos^2 \left(\frac{\Delta\phi(t)}{2} \right), \quad (2.3)$$

Esse resultado mostra que a intensidade de saída varia com o cosseno ao quadrado da diferença de fase, implicando em uma relação não linear entre o sinal elétrico aplicado e a modulação óptica.

No contexto do MZM, o ponto de quadratura refere-se à condição em que a diferença de fase entre os dois braços do interferômetro é de 90° , fazendo com que a intensidade do sinal óptico na saída seja metade da intensidade de entrada. Nesse ponto, o sinal óptico de saída torna-se linearmente proporcional ao sinal elétrico aplicado, desde que a amplitude deste seja pequena. Essa linearidade é crucial em sistemas de comunicação, pois minimiza a distorção da modulação e facilita a recuperação do sinal no receptor. No entanto, fora do ponto de quadratura, a não linearidade do modulador se intensifica, o que pode levar à erros na detecção.

Outro parâmetro fundamental para caracterizar o MZM é a eficiência de modulação, medida pelo parâmetro V_π . O V_π indica a tensão necessária para que a diferença de fase entre os braços do MZM alcance π radianos. Esse valor determina a diferença de tensão necessária para alternar entre um ponto de máximo e um ponto de mínimo da transmissão do MZM. No entanto, o V_π depende linearmente do comprimento do dispositivo, como mostrado na Equação 2.2. Por esse motivo, define-se um novo parâmetro, o $V_\pi L_\pi$, como a figura de mérito para a eficiência de modulação do MZM. Nesse caso, o V_π é multiplicado pelo comprimento do modulador, possibilitando a comparação entre diferentes dispositivos.

A modulação de fase em um MZM fabricado com tecnologia de fotônica em silício pode ser realizada por dois efeitos principais: o efeito termo-óptico e o efeito de espalhamento por plasma. O efeito termo-óptico, de natureza térmica, apresenta uma alta linearidade, mas possui uma constante de tempo elevada, o que o torna inadequado para modulações em altas taxas. Por outro lado, o efeito de espalhamento por plasma está relacionado à variação na concentração de portadores livres na rede cristalina do silício, permitindo alterações no índice de refração em velocidades muito elevadas.

2.5 PHASE-SHIFTER COM JUNÇÃO PN

Conforme discutido na seção anterior, o silício apresenta variações em suas propriedades ópticas devido às mudanças nas partes real e complexa de seu índice de refração (n) em função da concentração de portadores. Essas alterações, que afetam tanto a atenuação quanto a velocidade de propagação da luz no material, podem ser exploradas para

a construção de dispositivos como atenuadores variáveis ou moduladores Mach-Zehnder (MZM). O índice de refração complexo de um material pode ser expresso como:

$$\bar{n} = n + jk, \quad (2.4)$$

Em que n é a parte real do índice de refração, que está relacionada à variação da fase ao longo da propagação, e k é a parte imaginária do índice, denominada coeficiente de extinção, que é responsável pela atenuação da potência do sinal. A atenuação pode ser descrita pela seguinte equação:

$$\alpha = \frac{4\pi k}{\lambda_0}, \quad (2.5)$$

Portanto, a injeção de portadores livres no silício cristalino não dopado, ou a remoção desses portadores em uma amostra dopada, pode ser considerada como o efeito dominante na modificação de suas propriedades ópticas. A partir de medições experimentais da absorção no silício cristalino e utilizando as relações de Kramers-Kronig (NEDELJKOVIC; SOREF; MASHANOVICH, 2012), foram obtidas as seguintes relações para Δn e $\Delta\alpha$ em função das concentrações de portadores livres, para comprimentos de onda próximos de 1550 nm:

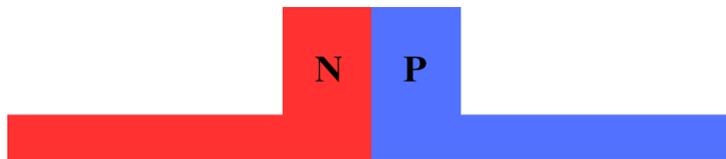
$$\Delta n = -5,4 \times 10^{-22} \Delta N^{1,011} - 1,53 \times 10^{-18} \Delta P^{0,838}, \quad (2.6)$$

$$\Delta\alpha = 8,88 \times 10^{-21} \Delta N^{1,167} + 5,84 \times 10^{-20} \Delta P^{1,109}, \quad (2.7)$$

Em que ΔN é a concentração de portadores com carga negativa (elétrons) e ΔP a concentração de portadores com carga positiva (lacunas).

O *phase-shifter* do tipo PN é formado por um guia de onda do tipo *ridge*, dopado de um lado com portadores P e do outro com portadores N , conforme ilustrado na Figura 4. Na interface entre essas duas regiões, forma-se uma zona de depleção, onde os portadores livres são expulsos. Ao aplicar uma tensão reversa à junção PN, a região de depleção se expande, diminuindo a quantidade de portadores livres no centro do guia de onda, local onde a maior parte do sinal se propaga. Essa alteração na concentração de portadores modifica as propriedades ópticas do material, permitindo a variação da fase ao longo do guia.

Figura 4 – *Phase-shifter* do tipo PN.

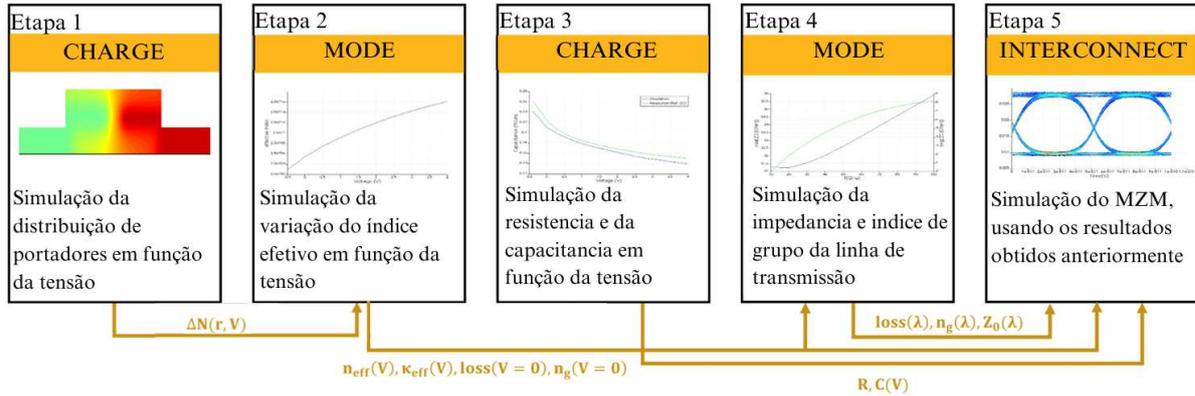


Fonte: Autoria própria.

2.6 FLUXOGRAMA DO DESENVOLVIMENTO

Para o desenvolvimento do MZM, as atividades seguiram o fluxo de trabalho descrito em seguida, que pode ser visualizado na Figura 5:

Figura 5 – Fluxograma das atividades desenvolvidas.



Fonte: (LUMERICAL, 2022).

A primeira etapa consistiu na simulação da distribuição de portadores no *phase-shifter*, utilizando o software *Lumerical CHARGE*. Nessa fase, o dispositivo foi modelado para diferentes tensões aplicadas, a fim de analisar como a concentração de portadores (elétrons e lacunas) variava em função da tensão.

Na segunda etapa, os resultados obtidos sobre a distribuição de portadores foram importados para o *Lumerical MODE*. Aqui, a simulação focou em como a variação da tensão aplicada impacta o índice de refração efetivo e as perdas ópticas do *phase-shifter*.

Após a análise óptica, foi necessário calcular os parâmetros elétricos do dispositivo, especificamente a resistência e a capacitância da junção PN. Para isso, foi realizada uma nova simulação no *Lumerical CHARGE*, permitindo obter a relação entre tensão aplicada, resistência e capacitância.

Na quarta etapa, a análise se concentrou na simulação da linha de transmissão do dispositivo, também no *Lumerical MODE*. Aqui, foram avaliados a impedância e o índice de grupo da linha de transmissão, que afetam a sincronização entre os sinais elétricos e ópticos.

Na última etapa, os resultados das etapas anteriores foram integrados no *Lumerical INTERCONNECT*, para realizar a simulação do modulador Mach-Zehnder completo.

3 ATIVIDADES DESENVOLVIDAS

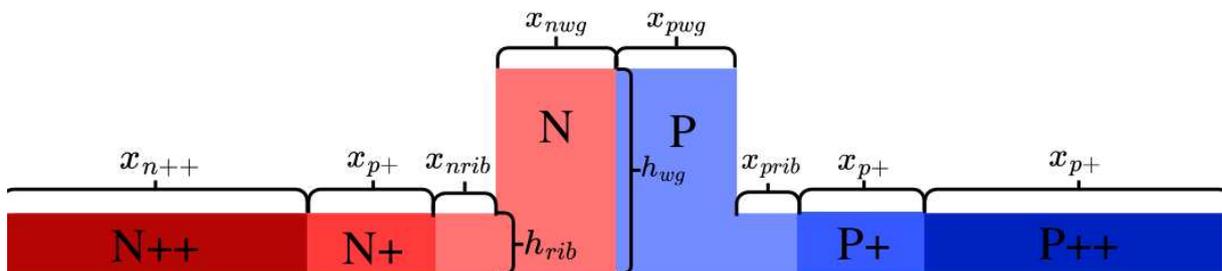
Nesta seção, estão descritas as atividades realizadas pelo estagiário durante a vigência do período correspondente no laboratório de Sistemas Embarcados e Computação Pervasiva - Embedded.

3.1 DESIGN INICIAL DO *PHASE-SHIFTER*

Inicialmente, foi realizada uma extensa revisão da literatura para decidir a tecnologia e a topologia a ser utilizada no *phase-shifter*. Ao final desse processo, optou-se pelo uso do *phase-shifter* do tipo PN (RAHIM et al., 2021). Embora essa topologia apresente algumas desvantagens em relação a outras, como o *phase-shifter* PIN (MOSHAEV; LEIBIN; MALKA, 2021) — incluindo uma maior perda de inserção e um comprimento maior, na ordem de 3 mm —, ela ainda é amplamente utilizada devido à simplicidade de fabricação, que não requer equalização, além de operar com tensões de alimentação compatíveis com dispositivos RF comerciais, em torno de 5V. Essa topologia é, inclusive, adotada por *foundries* como o IMEC.

Para a geometria inicial, após a revisão bibliográfica, foi escolhida a geometria apresentada em (MOTTA, 2018), cujo *layout* e parâmetros estão representados na Figura 6, e nas Tabelas 1, 2 e 3.

Figura 6 – Geometria do *Phase-shifter* utilizado.



Fonte: Autoria própria.

O dispositivo, com suas camadas de dopagem, foi então importado para o *software Lumerical CHARGE*, responsável por realizar as simulações da concentração de portadores sob diferentes tensões aplicadas. O dispositivo simulado pode ser visto na Figura 7.

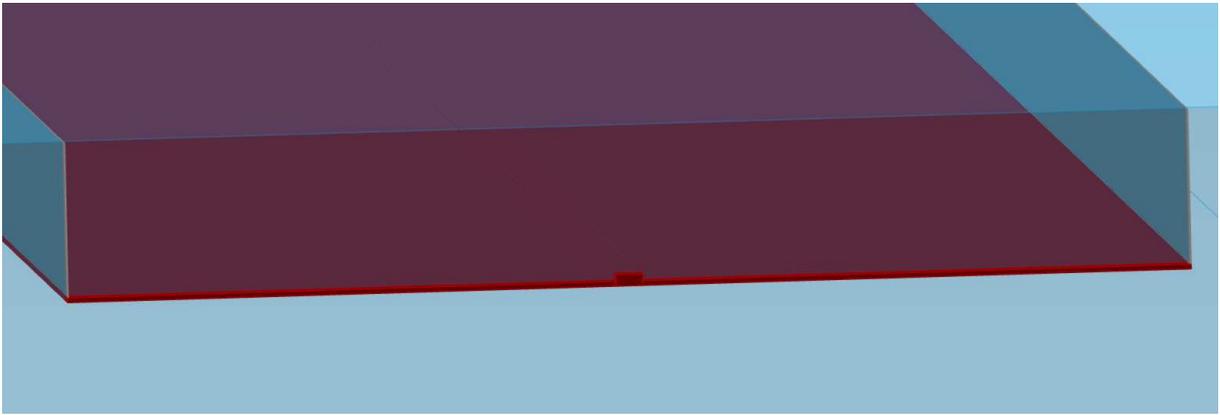
x_{n++}	x_{n+}	x_{nrrib}	x_{nwg}	x_{pwg}	x_{prrib}	x_{p+}	x_{p++}
9,3 μm	0,78 μm	0,15 μm	0,27 μm	0,23 μm	0,17 μm	0,78 μm	9,3 μm

Tabela 1 – Tabela de dimensões do *phase-shifter*

h_{rib}	h_{wg}
0,09 μm	0,22 μm

Tabela 2 – Tabela de alturas do *phase-shifter*

$p_{++} (cm^{-3})$	$p_{+} (cm^{-3})$	$p (cm^{-3})$	$n (cm^{-3})$	$n_{+} (cm^{-3})$	$n_{++} (cm^{-3})$
1×10^{20}	2×10^{18}	5×10^{17}	3×10^{17}	2×10^{18}	1×10^{20}

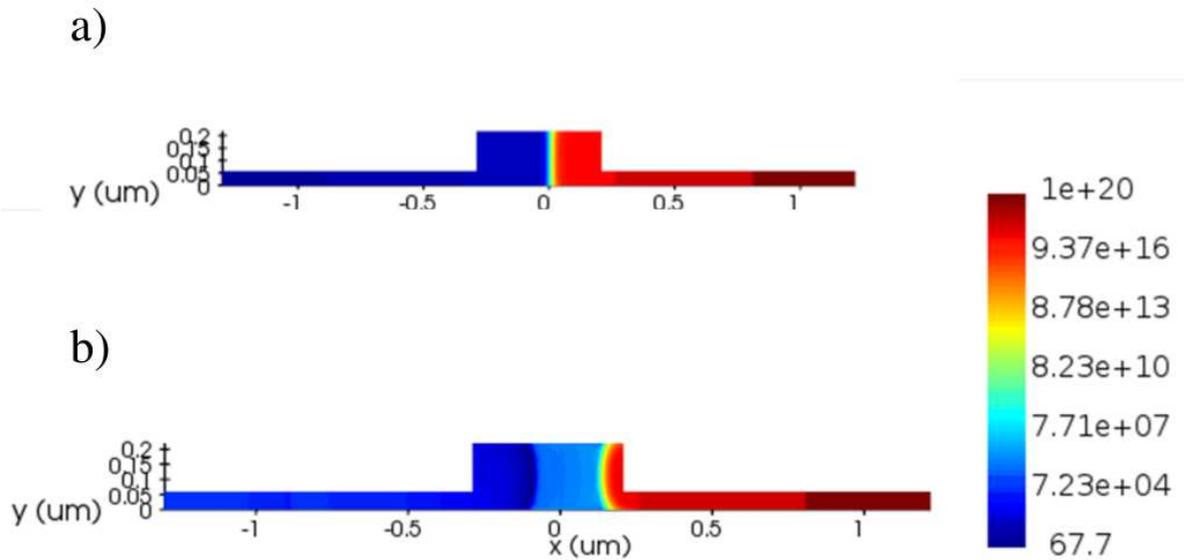
Tabela 3 – Concentração de portadores livre no *phase-shifter*Figura 7 – Dispositivo modelado no *Lumerical CHARGE*.

Fonte: Autoria própria.

Nessas simulações, a tensão aplicada ao dispositivo foi variada entre 0 e -5 V, com incrementos de 0,1 V, permanecendo dentro da amplitude máxima de operação dos amplificadores de RF convencionais. Em cada simulação, foram obtidos tanto os valores de tensão aplicados no dispositivo quanto a matriz de distribuição dos portadores livres no silício, para serem utilizados em simulações futuras.

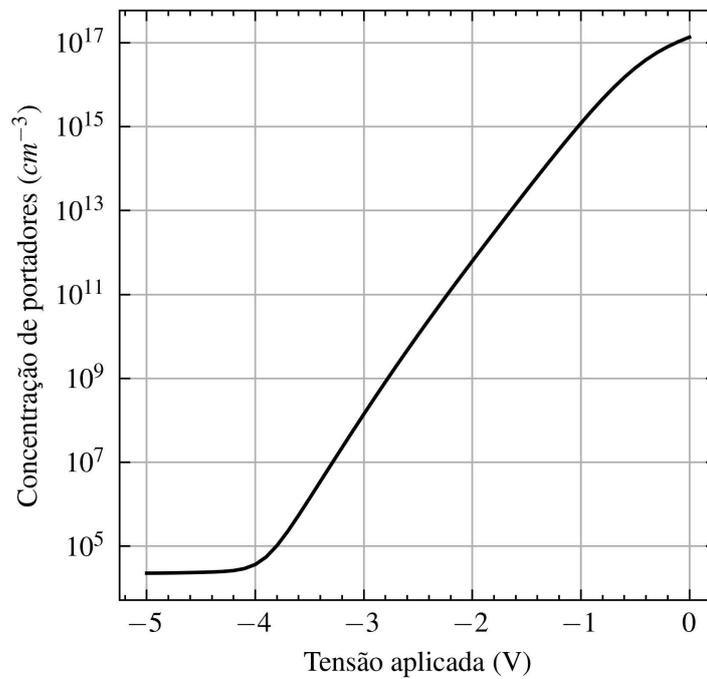
Como mostrado na Figura 8, à medida que a tensão reversa aplicada no *phase-shifter* aumenta, a região de depleção também se expande, diminuindo a concentração de portadores na região central do guia de onda. A Figura 9 ilustra como a concentração de portadores no centro do guia varia com a tensão aplicada.

Figura 8 – Concentração de portadoras negativas para tensões de a) 0 V e b) -5 V.



Fonte: Autoria própria.

Figura 9 – Concentração de portadoras negativas no centro do guia.



Fonte: Autoria própria.

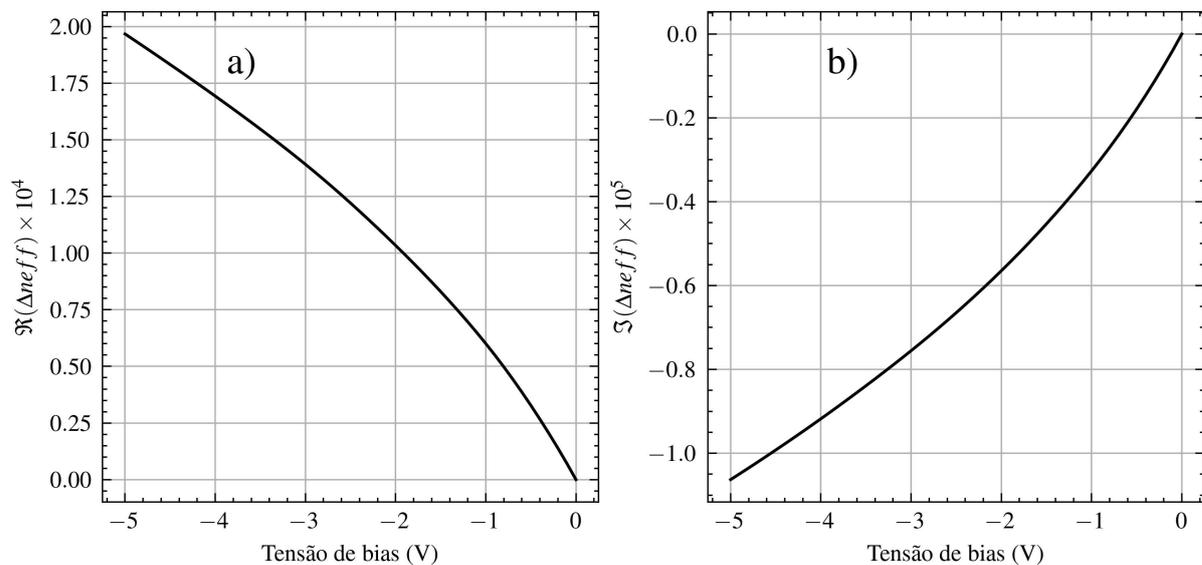
Em seguida, os dados simulados foram importados para o *Lumerical MODE*, pa-

cote destinado à análise dos modos de onda propagantes no guia. Antes da simulação, o material do silício foi atualizado para considerar a variação do índice de refração causada pela presença dos portadores simulados anteriormente, conforme as Equações 2.6 e 2.7.

Com isso, foi possível analisar como a variação da tensão aplicada ao dispositivo impactaria suas características ópticas, especialmente o índice efetivo do guia, que, conforme discutido no capítulo anterior, é responsável pela variação de fase e pela perda de potência da onda.

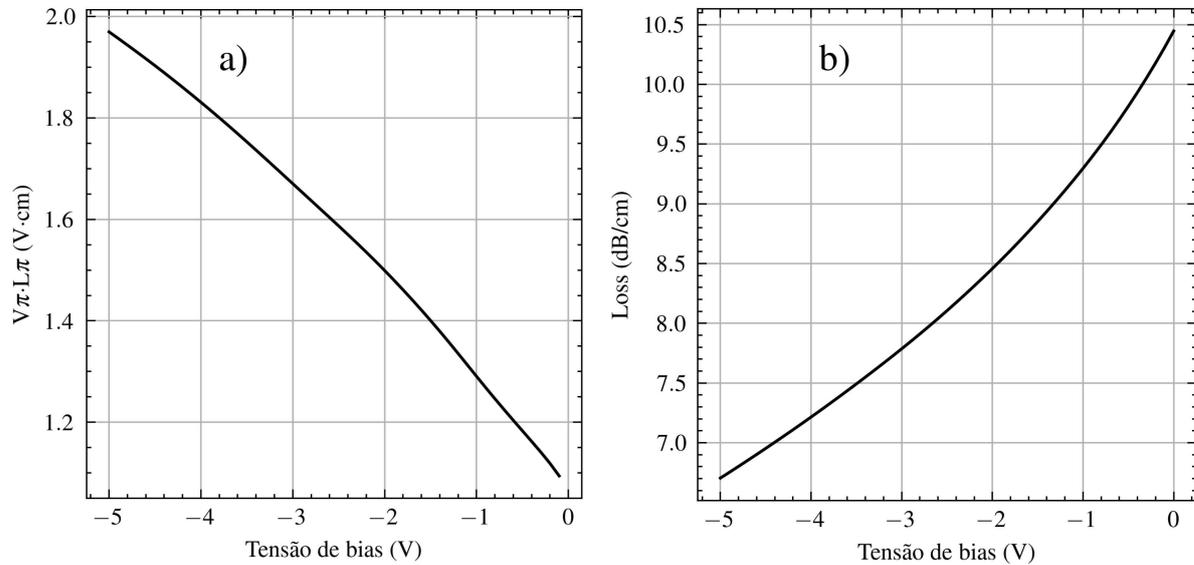
Analisando os resultados obtidos, percebe-se que a variação de tensão, e consequentemente a concentração de portadores no guia de onda, foi capaz de modificar tanto a parte real quanto a parte imaginária do índice efetivo de refração, conforme mostrado na Figura 10. No entanto, enquanto a parte real do índice de refração aumenta diretamente com a tensão, a parte imaginária diminui. Substituindo os dados obtidos nas equações 2.2 e 2.5, é possível calcular as duas principais figuras de mérito para o *phase-shifter*: a eficiência ($V_\pi L_\pi$) e a perda no guia.

Figura 10 – Variação do índice de refração do guia para diferentes tensões, a) parte real b) parte imaginária.



Fonte: Autoria própria.

Figura 11 – Variação das figuras de mérito do *phase-shifter* para diferentes tensões, a) eficiência b) perda.



Fonte: Autoria própria.

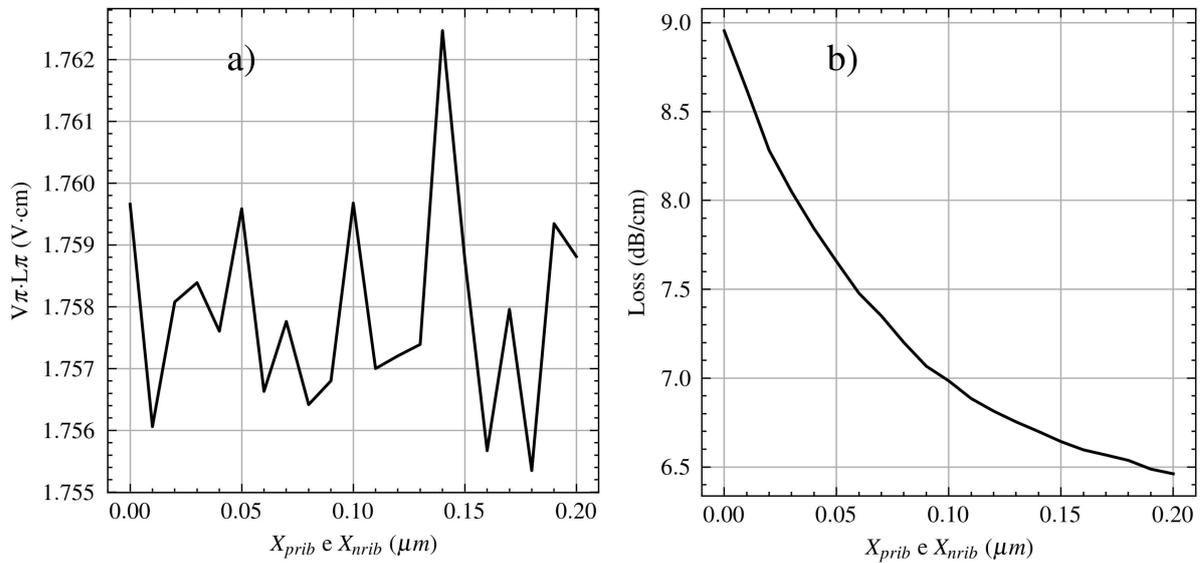
Como cada figura de mérito está associada a uma das componentes do índice efetivo, é possível observar na Figura 11 que o comportamento da variação do índice afeta diretamente o desempenho do dispositivo. Devido a esse impacto, tornou-se necessário realizar uma análise detalhada da variação dos parâmetros do *phase-shifter* para garantir a otimização do dispositivo.

3.2 OTIMIZAÇÃO DO *PHASE-SHIFTER*

Cada parâmetro presente na Figura 6 foi variado separadamente, visando obter um modelo mais otimizado do dispositivo. Dentre os parâmetros analisados, apenas três mostraram resultados relevantes nas figuras de mérito do dispositivo: as larguras x_p e x_n , a altura h_{rib} e as larguras da dopagem no guia central (x_{nwg} e x_{pwg}).

As regiões x_p e x_n atuam como isolantes, separando a região central do guia de onda, que possui menor dopagem, da região mais fortemente dopada, responsável por realizar o contato elétrico do dispositivo e reduzir a resistência do *phase-shifter*. No entanto, devido à maior concentração de portadores, essas regiões mais dopadas aumentam significativamente a perda óptica. Por isso, é necessário que o centro do guia de onda permaneça afastado da região de alta dopagem. Para essa análise, os parâmetros x_p e x_n foram variados conjuntamente, com larguras de 0 até $0,2 \mu\text{m}$.

Figura 12 – Figuras de mérito após a variação de x_p e x_n com tensão de bias de -5 V, a) eficiência b) perda.

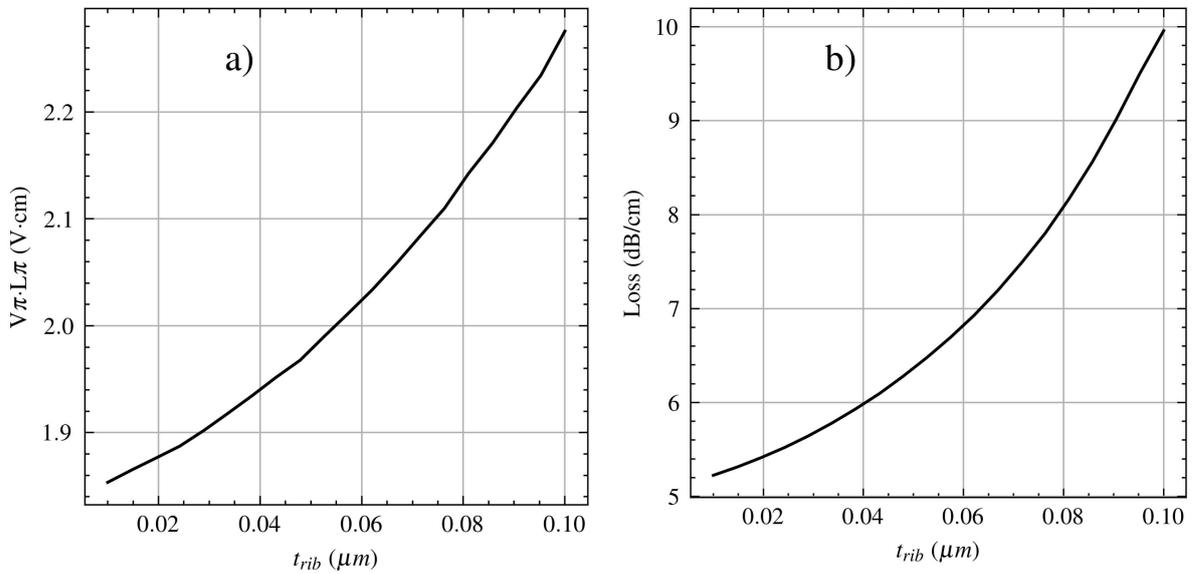


Fonte: Autoria própria.

Como pode ser observado na Figura 12, o aumento da distância entre o guia central e a região mais dopada resultou em uma redução de quase 2 dB na perda óptica, sem impacto na eficiência do dispositivo. Também é possível notar que, à medida que essa distância aumenta, a perda tende a convergir para valores próximos de 6,5 dB/cm, enquanto a resistência do dispositivo, que não foi contabilizada nesta análise, aumenta linearmente.

Em seguida, foi analisada a altura do guia *rib*, variando entre 0,01 e 0,1 μm . Esse parâmetro apresentou resultados opostos entre eficiência e perda, como mostrado na Figura 13. A explicação para esse efeito é que, à medida que a altura do *rib* aumenta, a resistência do dispositivo diminui, melhorando a eficiência da modulação. No entanto, o aumento da área dessa região faz com que uma parte maior do modo de onda se propague dentro do *rib*, que, conforme discutido anteriormente, possui regiões com concentrações de dopagem mais elevadas, o que aumenta as perdas ópticas.

Figura 13 – Figuras de mérito após a variação de t_{rib} com tensão de bias de -5 V, a) eficiência b) perda.



Fonte: Autoria própria.

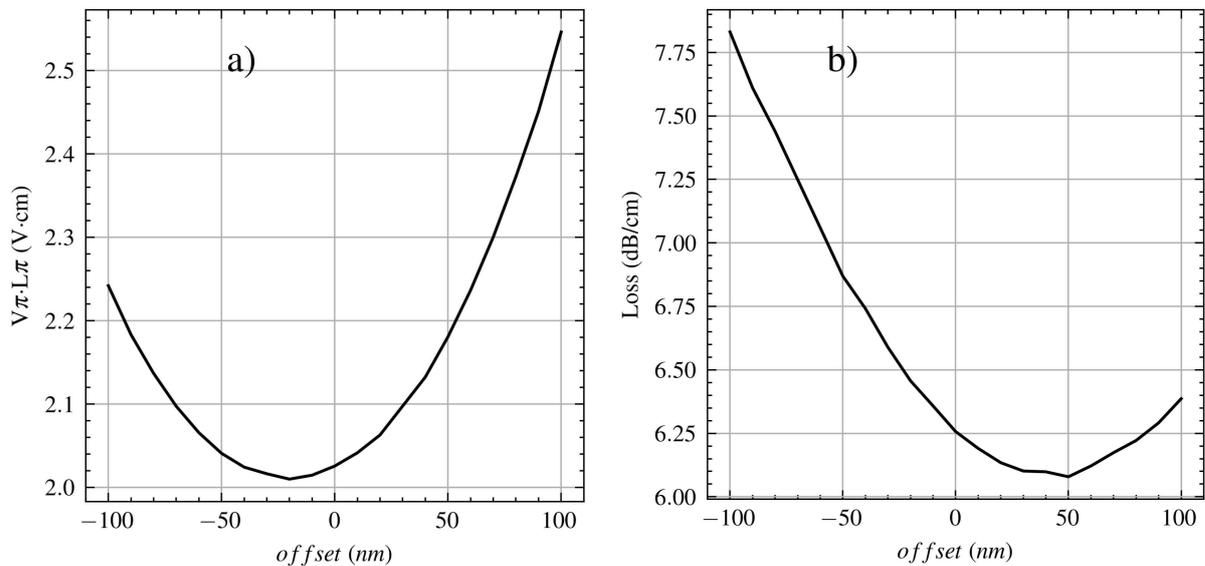
Por último, foi realizada a análise das larguras no guia central (x_{nwg} e x_{pwg}). Como a largura do guia foi mantida constante em 500 nm, o que foi variado foi o *offset* entre as duas regiões dopadas. O parâmetro x_{nwg} variou de 0,15 até 0,35 μm , enquanto x_{pwg} variou simultaneamente, porém entre 0,35 até 0,15 μm , gerando um *offset* de -100 até 100 nm, onde o sinal negativo indica a predominância da dopagem do tipo N. Esperava-se que deslocar o centro da região de depleção melhoraria o desempenho do dispositivo, pois a variação do índice de refração é diferente entre as portadoras N e P, conforme mostrado nas Equações 2.6 e 2.7.

Os resultados podem ser vistos na Figura 14. Foi observado que, ao tornar a região de tipo P dominante no centro do guia, foi possível obter melhorias tanto na eficiência quanto na perda. No entanto, para valores de *offset* superiores a 100 nm, a variação de fase tornou-se progressivamente insensível à variação de tensão, o que inviabiliza o uso do dispositivo em um MZM.

x_{n++}	x_{n+}	x_{nrrib}	x_{nwg}	x_{pwg}	x_{prib}	x_{p+}	x_{p++}
0,4 μm	0,55 μm	0,05 μm	0,21 μm	0,29 μm	0,05 μm	0,55 μm	0,4 μm

Tabela 4 – Tabela de dimensões do *phase-shifter*

h_{rib}	h_{wg}
0,06 μm	0,22 μm

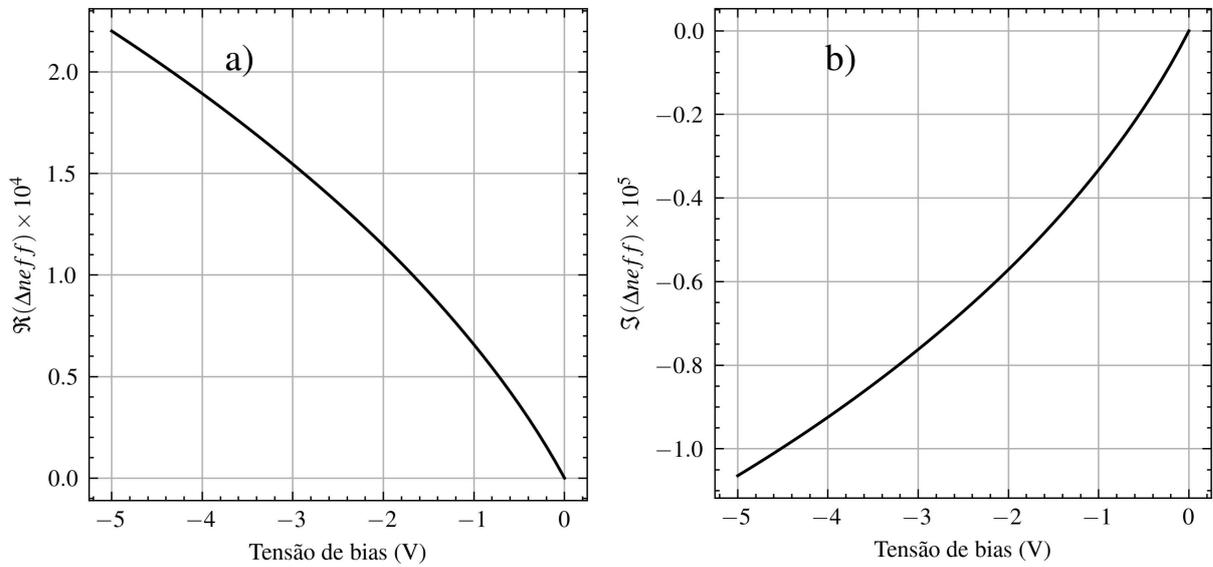
Tabela 5 – Tabela de alturas do *phase-shifter*Figura 14 – Figuras de mérito após a variação do *offset* com tensão de bias de -5 V, a) eficiência b) perda.

Fonte: Autoria própria.

Com base nesses resultados e nas observações das limitações de fabricação dos PICs, foram selecionados novos parâmetros para a geometria do dispositivo, conforme mostrado nas Tabelas 4 e 5, os quais foram utilizados nas análises subsequentes. A variação da concentração de portadores não foi analisada, uma vez que esse parâmetro é definido pela *foundry*.

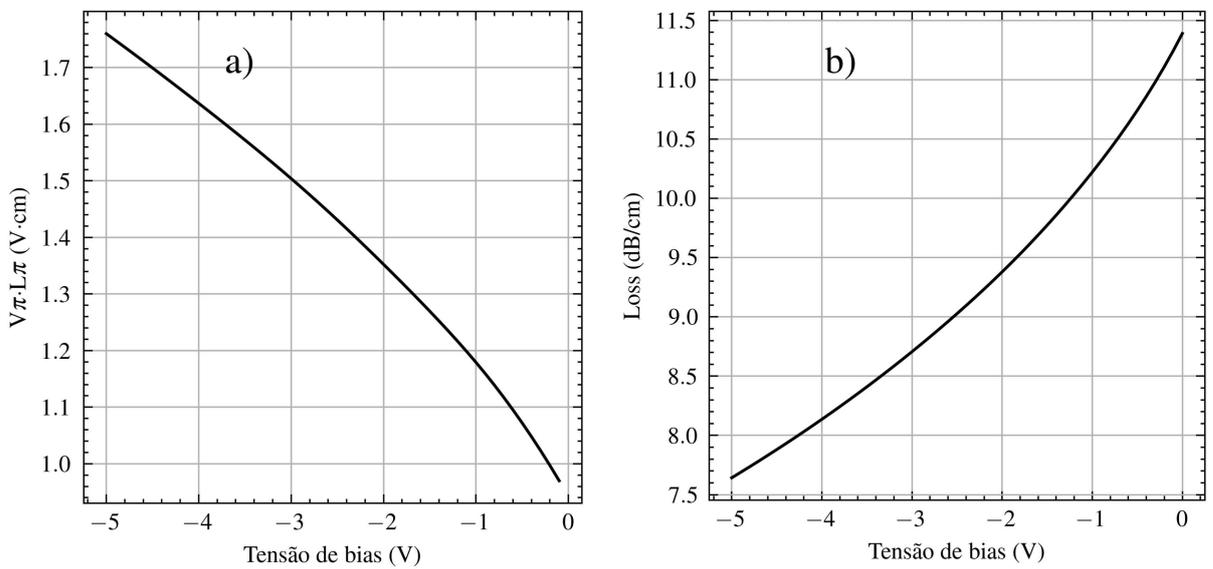
Por fim, foram obtidas as curvas da variação do índice efetivo do guia, da eficiência do modulador, e da perda óptica, para o dispositivo otimizado, como pode ser visto nas Figuras 15 e 16

Figura 15 – Variação do índice de refração do guia com diferentes tensões para o dispositivo otimizado, a) parte real b) parte imaginária.



Fonte: Autoria própria.

Figura 16 – Variação das figuras de mérito do *phase-shifter* com diferentes tensões para o dispositivo otimizado, a) eficiência b) perda.

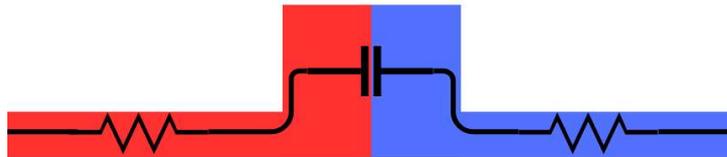


Fonte: Autoria própria.

3.3 ANÁLISE DOS PARÂMETROS ELÉTRICOS

Em seguida, foi necessário calcular os parâmetros elétricos do dispositivo, especificamente a resistência e a capacitância da junção PN, conforme representadas na Figura 17.

Figura 17 – Modelo do circuito do *phase-shifter*



Fonte: Autoria própria.

Para entender esses parâmetros no contexto do *phase-shifter*, é importante considerar que o silício cristalino, quando não dopado, comporta-se como um material dielétrico, impedindo a passagem de corrente. No entanto, à medida que o silício é dopado com portadores, ele permite o fluxo de cargas, viabilizando a condução elétrica pelo material. Assim, quanto maior a concentração de portadores, sejam eles do tipo P ou N, menor será a resistividade do silício.

No entanto, como discutido anteriormente, na região de contato entre as duas camadas de dopagem, forma-se uma zona de depleção, onde a quantidade de portadores é insignificante. Essa região atua como um meio dielétrico entre dois materiais condutores, gerando uma capacitância. Essa capacitância tende a diminuir com o aumento da tensão aplicada, uma vez que a região de depleção se expande, funcionando de maneira semelhante a um capacitor de placas paralelas, cuja capacitância pode ser descrita pela seguinte equação:

$$C = \frac{\epsilon A}{d}, \quad (3.1)$$

Em que C é a capacitância, A é a área das placas condutoras e d a distância entre elas.

Para extrair esses parâmetros, foi utilizado novamente o *Lumerical DEVICE*, desta vez com a topologia otimizada. A metodologia adotada foi baseada na apresentada por (CHROSTOWSKI; HOCHBERG, 2015)..

Para a simulação da capacitância, como esse não era um resultado calculado pelo *software*, foi necessário extrair esse parâmetro manualmente dos resultados obtidos, partindo da definição de capacitância:

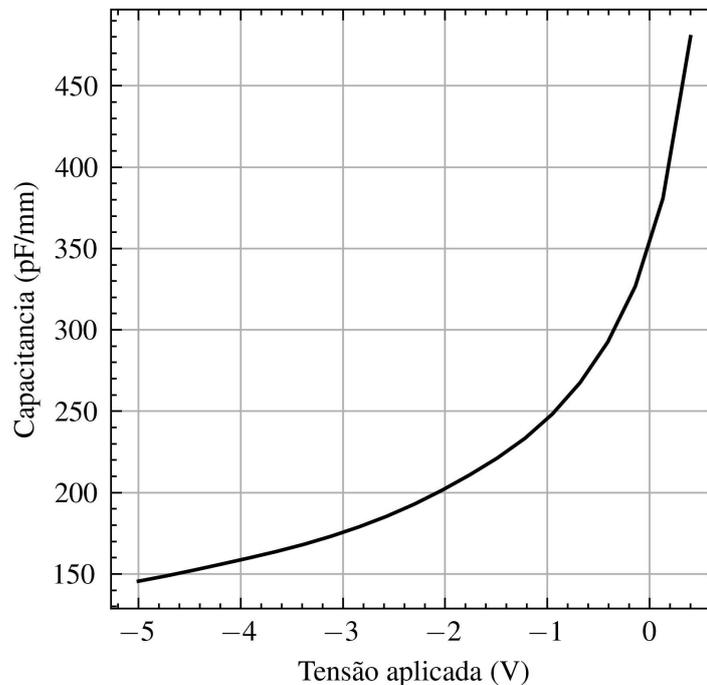
$$C = \frac{dQ}{dV}, \quad (3.2)$$

Em que dV representa uma variação infinitesimal de tensão e dQ a variação na quantidade de cargas causada por essa variação de tensão. Sabendo que as cargas presentes no *phase-shifter* são as portadoras P e N, e assumindo que as simulações são realizadas com passos de tensão ΔV suficientemente pequenos, podemos adaptar a equação 3.2:

$$C_{pn} = \frac{Q_{pn}(V + \Delta V) - Q_{pn}(V)}{\Delta V}, \quad (3.3)$$

Em que C_{pn} é a capacitância da junção PN, Q_{pn} é a soma de todas as portadoras presentes no *phase-shifter*, V é o valor da tensão para o qual se deseja calcular a capacitância, e ΔV é uma variação de tensão suficientemente pequena. Realizando a simulação com $\Delta V = 0,01$ V, é possível obter a curva da capacitância em função da tensão aplicada ao *phase-shifter*, como mostrado na Figura 18.

Figura 18 – capacitância do *phase-shifter* em função da tensão aplicada



Fonte: Autoria própria.

Para o cálculo da resistência, encontrou-se um problema ao realizar a simulação com tensão contínua, como havia sido feito anteriormente. A capacitância da junção PN atuava como um circuito aberto, impossibilitando a passagem de corrente e, consequentemente, o cálculo da resistência.

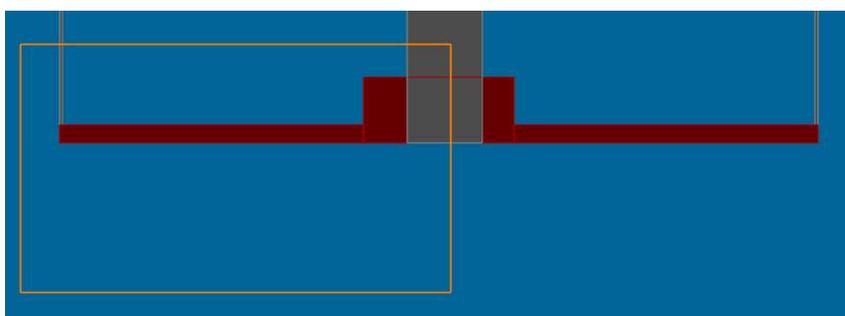
Para resolver isso, foi adicionado um contato de terra no centro do guia de onda, e cada metade do *phase-shifter* foi excitada separadamente, com a corrente fluindo da extremidade do dispositivo para o contato de terra no centro, como mostrado na Figura

Resistência da região do tipo N (Ω/mm)	Resistência da região do tipo P (Ω/mm)	Resistência total do dispositivo (Ω/mm)
3,924	2,450	6,374

Tabela 6 – Resultados das simulações de resistência do dispositivo

19. Dessa forma, foi possível obter os valores de resistência para os diferentes tipos de dopagem, além da resistência média do dispositivo. Como a concentração de portadores só varia significativamente no centro do guia de onda, a resistividade do silício na região *rib*, que contribuía com a maior parte da resistência, não apresentou variação com a tensão. Por isso, os resultados obtidos para a resistência foram considerados constantes e estão apresentados na Tabela 6.

Figura 19 – Simulação utilizada para a obtenção da resistência



Fonte: Autoria própria.

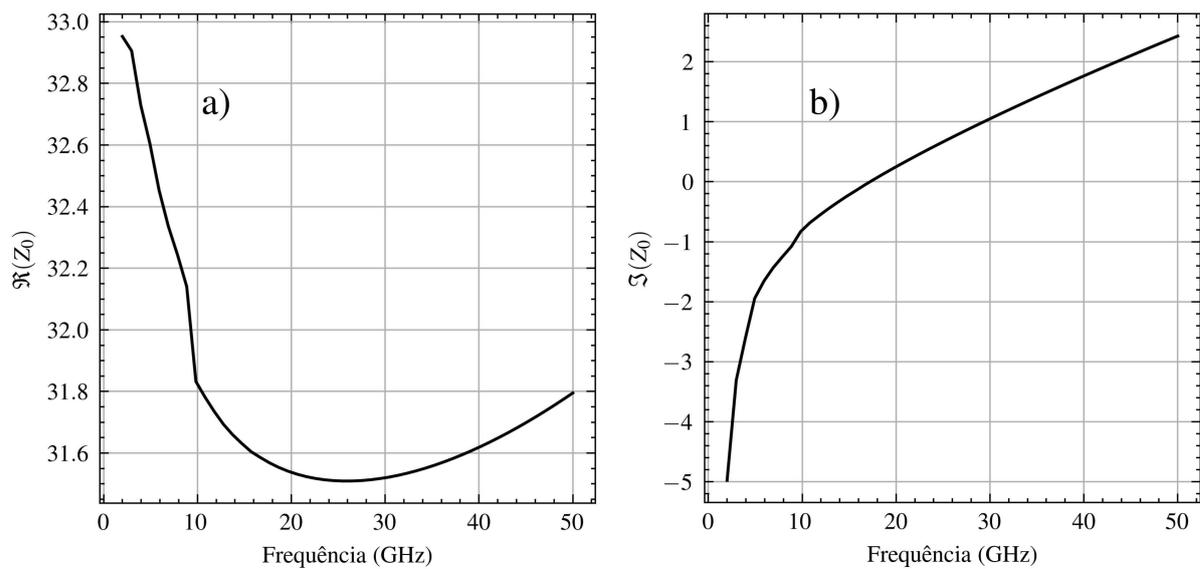
3.4 ANÁLISE DA LINHA DE TRANSMISSÃO

Como discutido anteriormente, um dos desafios do MZM do tipo PN é o tamanho necessário para os *phase-shifters*, que varia entre 2 a 4 mm. Esse tipo de modulador, também conhecido como modulador de onda viajante, possui contatos elétricos longos o suficiente para que o circuito se comporte como uma linha de transmissão. Dessa forma, a propagação do sinal elétrico ao longo do dispositivo precisa ser considerada, pois a variação total de fase depende do acúmulo das variações ao longo de todo o comprimento do dispositivo. Isso faz com que a resposta em frequência do MZM dependa dos parâmetros de RF da linha de transmissão projetada, principalmente da velocidade com que o sinal elétrico se propaga pelo dispositivo e pelos contatos elétricos, definida pelo índice de grupo n_g , que deve ser o mais próximo possível do índice de grupo do sinal óptico. Dessa forma, os dois sinais podem se propagar em sintonia, evitando o descasamento durante o acúmulo de fase.

Nessa etapa, foi estudado o uso de diferentes *softwares* para simulação eletromagnética, em especial o *Comsol Multiphysics* e o *Ansys HFSS*, amplamente utilizados na indústria. No entanto, surgiram dificuldades para integrar todos os resultados obtidos anteriormente nesses programas distintos. Por esse motivo, o *software* escolhido foi novamente o *Lumerical MODE*, que, embora seja desenvolvido para frequências na banda de THz, ainda permite a realização de simulações em RF. O procedimento para a obtenção do índice de grupo da linha de transmissão, assim como sua impedância, foi realizado seguindo (LUMERICAL, 2022).

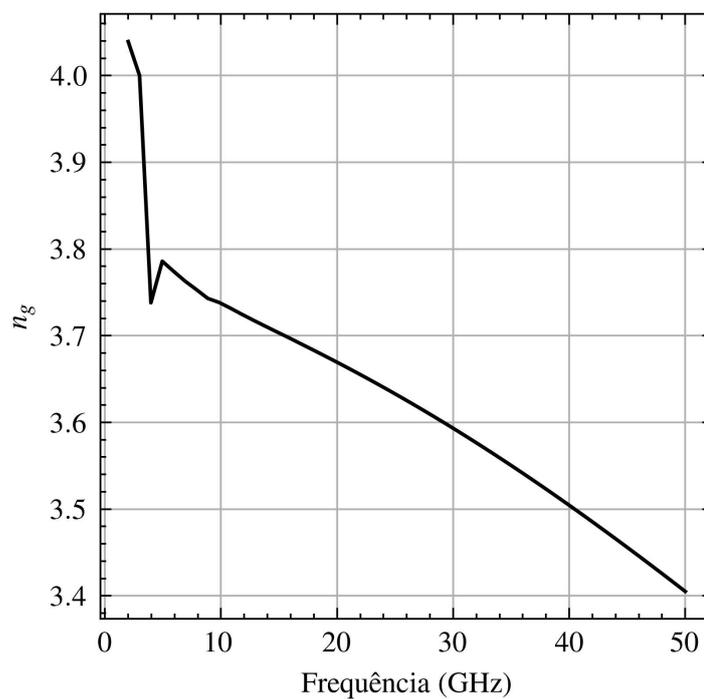
Para a simulação, o guia de silício foi modelado como uma impedância RC, de acordo com os resultados obtidos na seção anterior. Após isso, foi realizada a análise do modo de propagação da onda na linha de transmissão para frequências de até 50 GHz. Os resultados podem ser vistos nas Figuras 20, 21 e 22.

Figura 20 – impedância característica da linha de transmissão, a) Componente real b) Componente imaginária



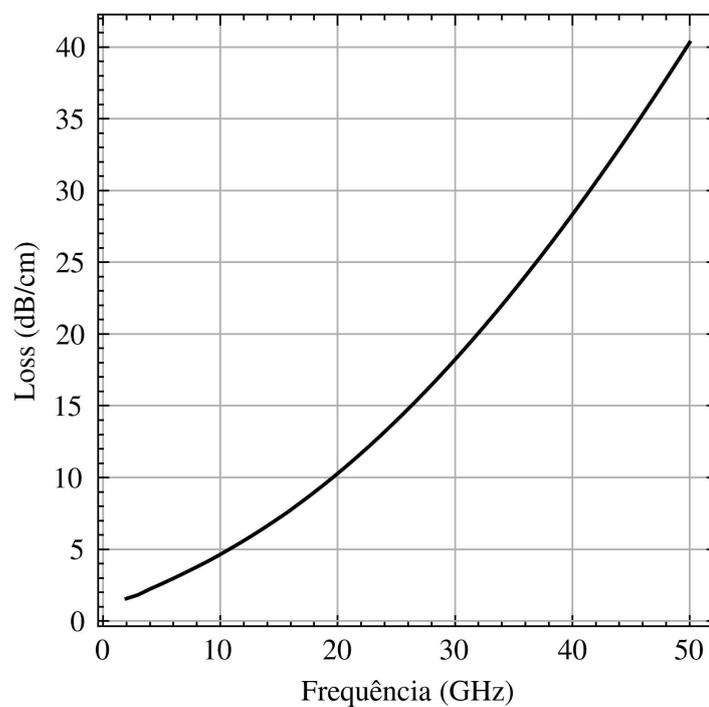
Fonte: Autoria própria.

Figura 21 – Índice de grupo da linha de transmissão



Fonte: Autoria própria.

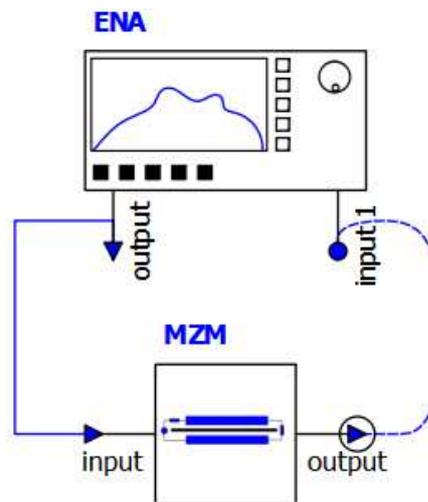
Figura 22 – Perda de potência da linha de transmissão



Fonte: Autoria própria.

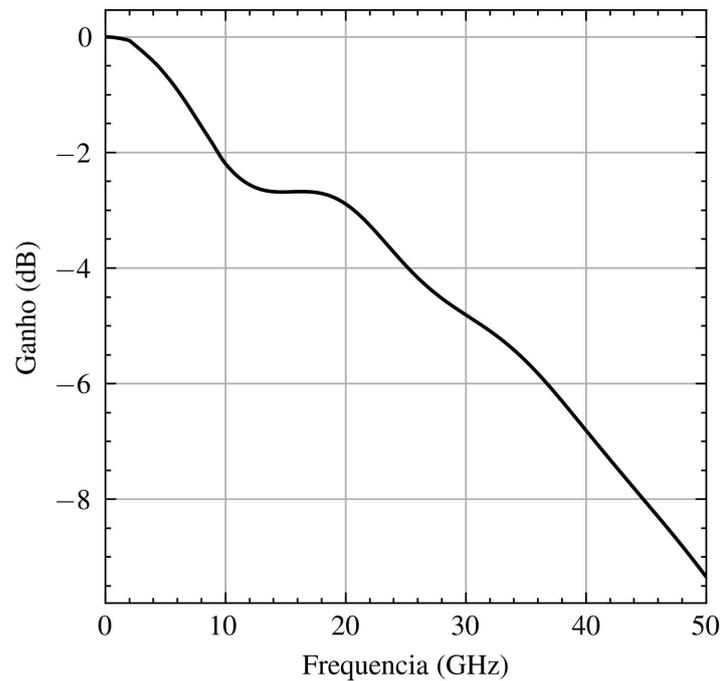
Com esses resultados, foi finalmente possível calcular a largura de banda do MZM desenvolvido. Para isso, foi utilizado o *software Lumerical INTERCONNECT*, empregado para realizar simulações de dispositivos em nível de circuito. Nesse ambiente, foi possível implementar um modelo completo do MZM com todos os resultados obtidos até o momento e conectá-lo a um *Electrical Network Analyzer* (ENA), que envia um sinal elétrico ao modulador e calcula a resposta em frequência do canal com base no sinal recebido. A configuração dos equipamentos para essa simulação pode ser vista na Figura 23.

Figura 23 – Simulação da largura de banda do *phase-shifter*.



Fonte: Autoria própria.

Analisando os resultados da Figura 24, é possível observar que a largura de banda alcançada pelo dispositivo foi de 20 GHz, abaixo do valor estipulado no início do trabalho, mas com considerável margem para futuras otimizações.

Figura 24 – Resposta em frequência do *phase-shifter* com a linha de transmissão.

Fonte: Autoria própria.

3.5 SIMULAÇÃO DO MODULADOR COMPLETO

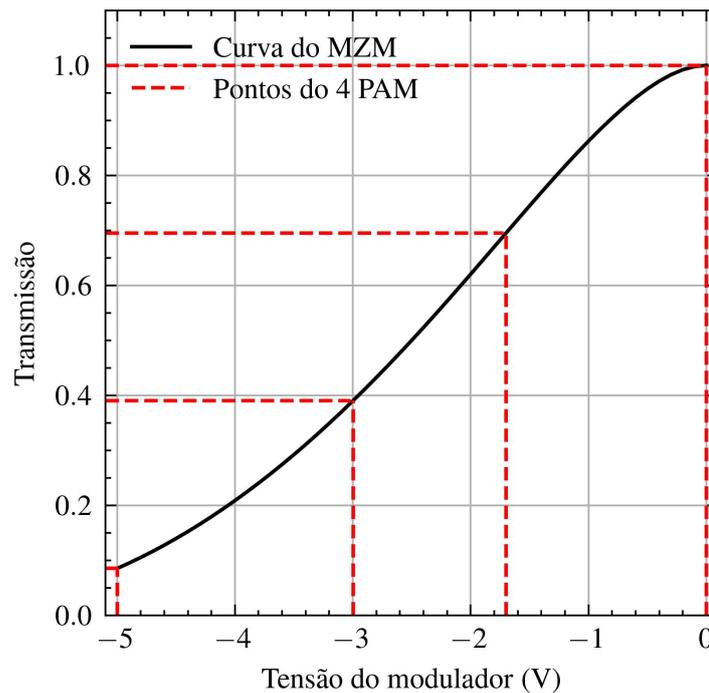
Com todos os dispositivos implementados no *Lumerical INTERCONNECT*, foi possível simular o circuito completo do MZM e analisar seu desempenho em duas configurações distintas: *push* e *push-pull*.

Inicialmente, foi necessário calcular o comprimento dos *phase-shifters* nos braços do MZM, substituindo os dados obtidos da Figura 15 nas Equações 2.2 e 2.3. Definindo que o MZM deve operar no ponto de quadratura quando a tensão de *bias* for de -2,5 V, calculou-se que o comprimento dos braços do MZM deveria ser de 2855,47 μm , valor consistente com outros moduladores do tipo PN (RAHIM et al., 2021). Com o tamanho do dispositivo definido, foi possível calcular a transmissão do MZM em função da tensão aplicada, como mostrado na Figura 25. Para se obter 4 símbolos com potências equidistantes, devido a curva não linear da transmissão do MZM, foi necessário aplicar uma pré-distorção no sinal elétrico, para que os valores de tensão de cada símbolo ficassem de acordo com a Tabela 7.

Símbolo	Tensão (V)
0	-5,00
1	-3,00
2	-1,70
3	0,00

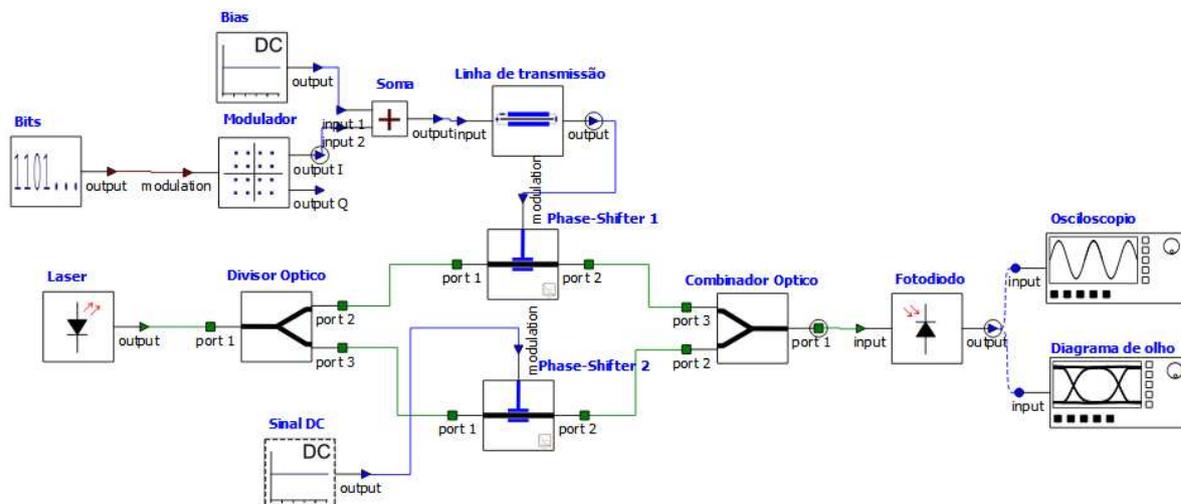
Tabela 7 – Tensões necessárias para cada símbolo do modulador 4-PAM

Figura 25 – Curva de transmissão do MZM.



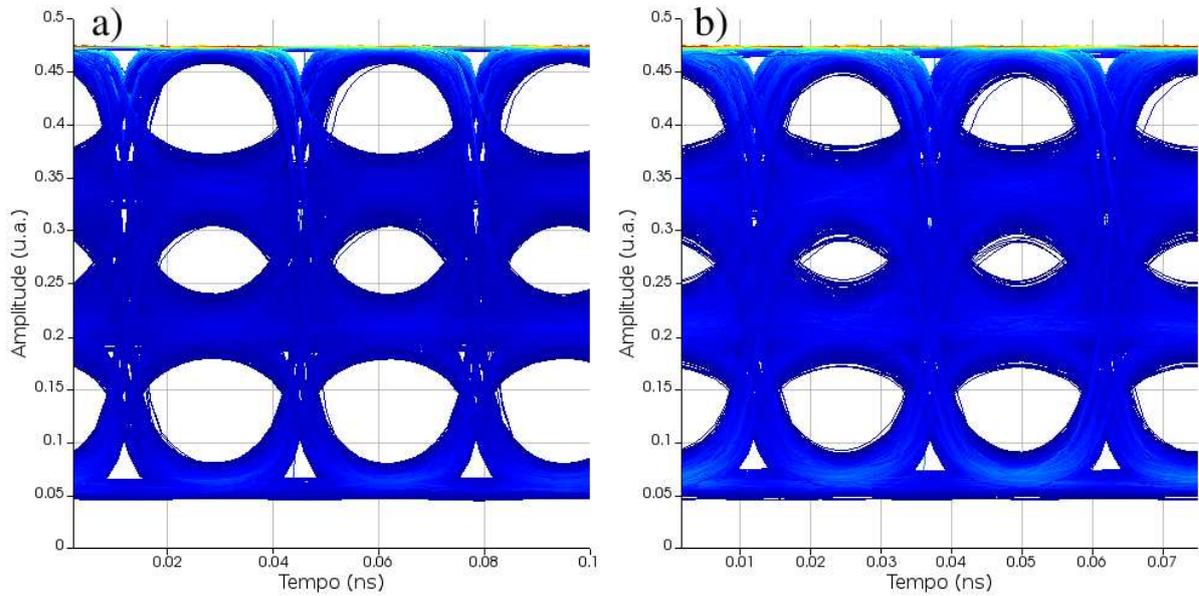
Fonte: Autoria própria.

Na configuração *push*, como mostrado na Figura 26, apenas um dos braços do MZM é modulado, enquanto o outro é conectado ao terra ou não possui contatos elétricos. Nesse caso, o sinal que alimenta o braço modulado consiste na soma de um sinal de *bias* e um sinal de RF que carrega a informação. A amplitude do sinal RF precisa ser alta o suficiente para que a soma dos sinais alcance os valores da Tabela 7. Nesse cenário, o amplificador de RF necessita de uma amplitude máxima de 5 V.

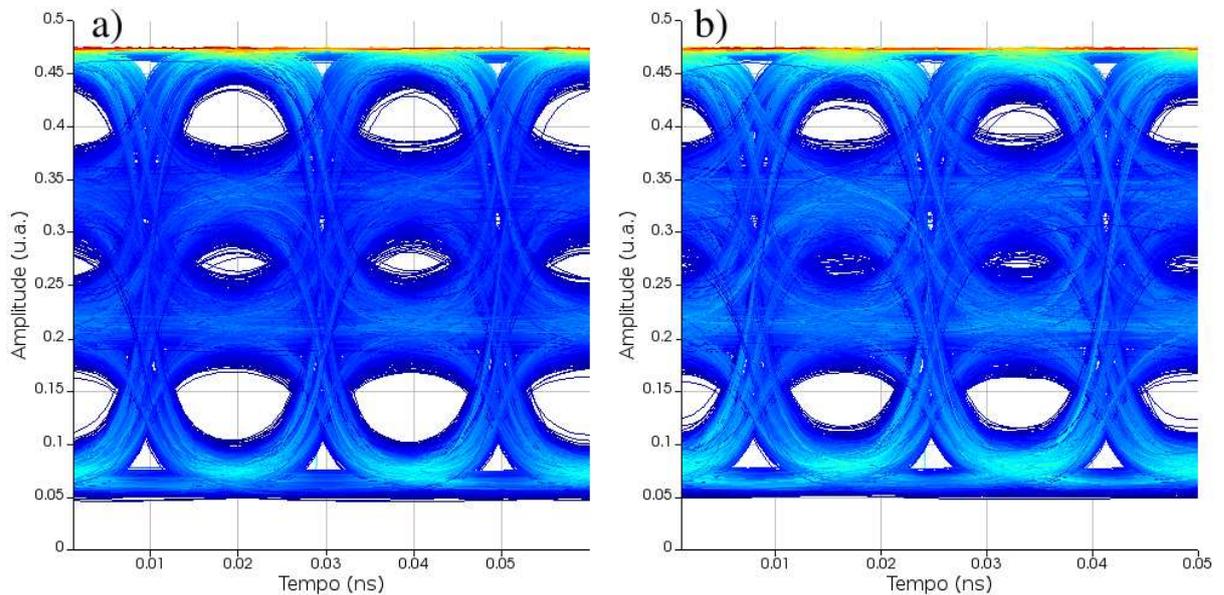
Figura 26 – Montagem do MZM na configuração *push*.

Fonte: Autoria própria.

Na configuração utilizada, e considerando dispositivos ideais para aqueles que não foram simulados, foi obtida uma perda de inserção de 3,25 dB com uma tensão de 0 V e uma perda de inserção de 2,91 dB com uma tensão de -2,5 V. Analisando os diagramas de olho para diversas taxas de transmissão, como pode ser visto nas Figuras 27 e 28, observa-se que, para taxas de até 40 Gbits/s, ainda é possível distinguir os 4 níveis do sinal 4-PAM. No entanto, para taxas mais altas, especialmente 60 Gbits/s, a limitação de banda do modulador se torna mais evidente.

Figura 27 – Diagrama de olho do MZM *push* para a) 30 Gbits/s b) 40 Gbits/s.

Fonte: Autoria própria.

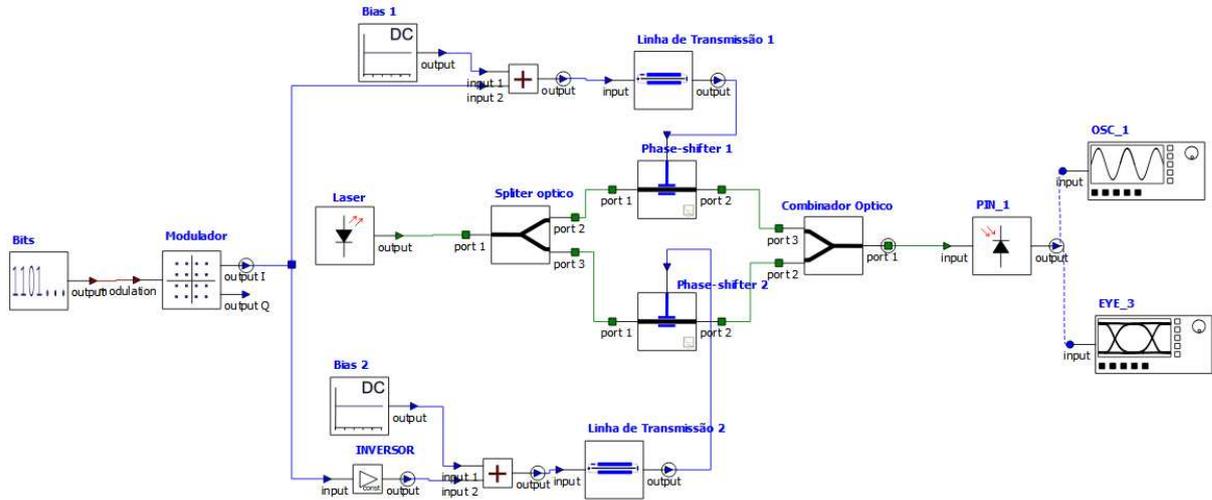
Figura 28 – Diagrama de olho do MZM *push* para a) 50 Gbits/s b) 60 Gbits/s.

Fonte: Autoria própria.

Na configuração *push-pull*, como mostrado na Figura 29, ambos os braços recebem o mesmo sinal de *bias*, e também o mesmo sinal de modulação, porém com polaridades invertidas. Devido a isso, a amplitude do sinal de RF precisa ser metade da amplitude

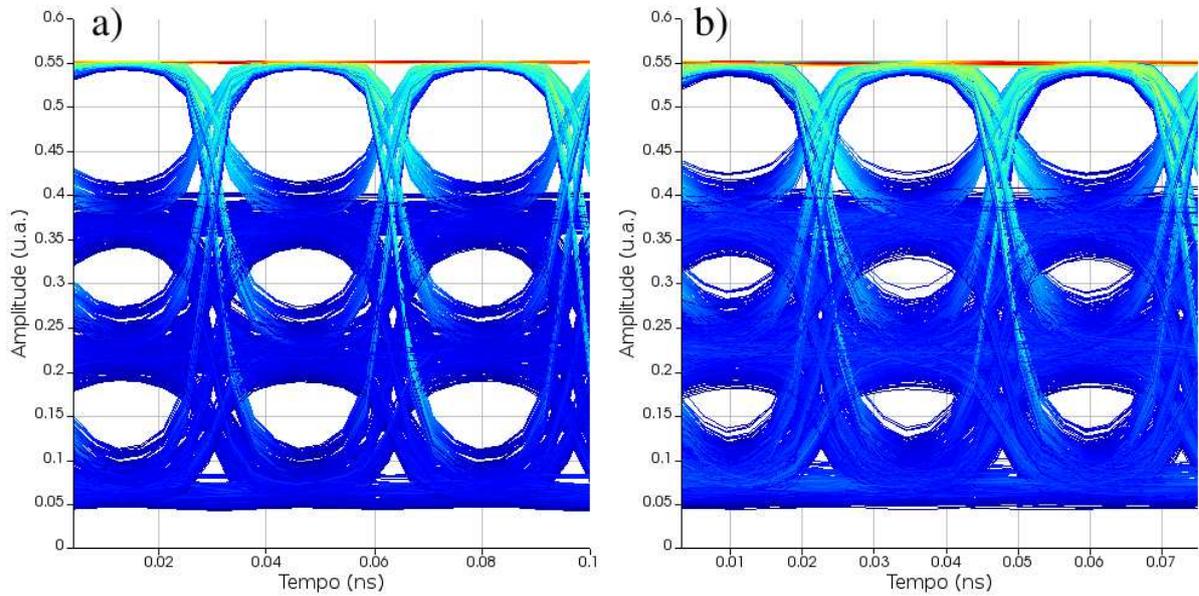
do sinal na configuração *push*. Caso a amplitude máxima do sinal seja mantida em 5 V, o comprimento do *phase-shifter* pode ser reduzido.

Figura 29 – Montagem do MZM na configuração *push-pull*.

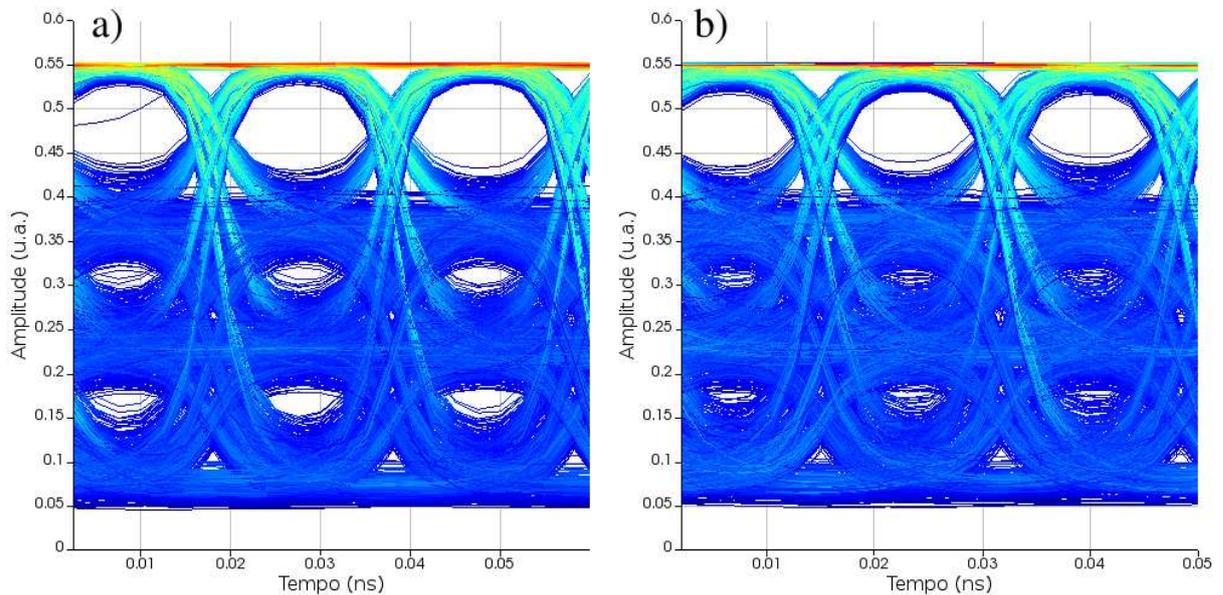


Fonte: Autoria própria.

Para as simulações, decidiu-se manter o comprimento do *phase-shifter* idêntico ao da configuração *push*. Os resultados obtidos para os diagramas de olho podem ser observados nas Figuras 30 e 31, onde é possível notar que, para taxas de transmissão mais altas, o diagrama de olho começa a apresentar uma assimetria entre os símbolos, reduzindo ainda mais o desempenho em comparação com a configuração *push*.

Figura 30 – Diagrama de olho do MZM *push-pull* para a) 30 Gbits/s b) 40 Gbits/s.

Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – Diagrama de olho do MZM *push-pull* para a) 50 Gbits/s b) 60 Gbits/s.

Fonte: Autoria própria.

Com esses resultados, fica evidente que os estudos acerca dos dispositivos devem ser continuados, principalmente nas etapas de simulação da linha de transmissão, bem como na simulação do dispositivo completo do MZM.

4 CONCLUSÕES

Durante o período de estágio, o aluno pôde se aprofundar nos princípios fundamentais relacionados à fotônica de silício, com ênfase no desenvolvimento de *phase-shifters* e moduladores Mach-Zehnder para aplicações em transceptores ópticos. O foco principal foi a análise e a elaboração de um *phase-shifter* em silício dopado, destinado à construção de um modulador capaz de operar com taxas de transmissão de até 56 Gbits/s utilizando modulação 4-PAM.

A oportunidade proporcionada pelo estágio permitiu a aplicação prática de conhecimentos teóricos adquiridos durante a formação acadêmica. A arquitetura do *phase-shifter* foi estruturada com base em uma revisão bibliográfica das tecnologias de estado da arte, seguida de simulações detalhadas utilizando diversos *softwares* do pacote *Ansys Lumerical* para avaliar o comportamento do dispositivo sob diferentes condições.

A maior dificuldade encontrada durante o estágio ocorreu durante o estudo de linhas de transmissão, onde não foi possível encontrar um *software* que especializado para simulações em RF que permitisse utilizar facilmente os dados obtidos anteriormente, restringindo as opções ao uso do *Lumerical MODE*, que por não ser projetado para esse tipo de simulação possuiu opções bastante limitadas.

REFERÊNCIAS

- CHROSTOWSKI, L.; HOCHBERG, M. *Silicon Photonics Design: From Devices to Systems*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2015. 18
- KISH, F. et al. System-on-chip photonic integrated circuits. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, PP, p. 1–1, 06 2017. 4
- LUMERICAL, A. *Traveling Wave Mach-Zehnder Modulator*. 2022. Disponível em: <<https://optics.ansys.com/hc/en-us/articles/360042328774-Traveling-Wave-Mach-Zehnder-Modulator>>. 8, 21
- MOSHAEV, V.; LEIBIN, Y.; MALKA, D. Optimizations of si pin diode phase-shifter for controlling mzm quadrature bias point using soi rib waveguide technology. *Optics Laser Technology*, v. 138, p. 106844, 2021. ISSN 0030-3992. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030399220314778>>. 9
- MOTTA, D. de A. *Projeto e caracterização de modulador Mach-Zehnder em fotônica de silício*. Tese (Doutorado) — Universidade Estadual de Campinas, 2018. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.47749/T/UNICAMP.2018.1050534>>. 9
- NEDELJKOVIC, M.; SOREF, R.; MASHANOVICH, G. Free-carrier electro-absorption and electro-refraction modulation in group iv materials at mid-infrared wavelengths. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, v. 8266, p. 19–, 02 2012. 7
- PATEL, D. et al. Design, analysis, and transmission system performance of a 41 ghz silicon photonic modulator. *Opt. Express*, Optica Publishing Group, v. 23, n. 11, p. 14263–14287, Jun 2015. Disponível em: <<https://opg.optica.org/oe/abstract.cfm?URI=oe-23-11-14263>>.
- RAHIM, A. et al. Taking silicon photonics modulators to a higher performance level: state-of-the-art and a review of new technologies. *Advanced Photonics*, v. 3, n. 11, p. 024003, 2 2021. Disponível em: <<https://www.researching.cn/articles/OJ19167616c38e6ec0>>. 9, 24