

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIAS E TECNOLOGIA DA  
PARAÍBA - CAMPUS JOÃO PESSOA  
COORDENAÇÃO DO CURSO SUPERIOR DE BACHARELADO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

SALLATIEL FERNANDES FREIRE CARDOSO

ENLACE ÓPTICO RECONFIGURÁVEL BASEADO EM FPGA  
VIA MATRIZ DE LASERS EM ESPAÇO LIVRE

JOÃO PESSOA - PB

2025

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Biblioteca Nilo Peçanha do IFPB, *Campus* João Pessoa

C268e Cardoso, Sallatiel Fernandes Freire.

Enlace óptico reconfigurável baseado em FPGA via matriz de lasers em espaço livre / Sallatiel Fernandes Freire Cardoso. - 2025.

89 f. : il.

TCC (Graduação – Bacharelado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal de Educação da Paraíba / Coordenação do Curso Superior de Bacharelado em Engenharia Elétrica, 2025.

Orientação: Prof<sup>o</sup>. Dr. Luís Romeu Nunes.

1. Comunicação óptica sem fio. 2. Laser. 3. Fotodiodos. 4. FPGA. 5. Espectro eletromagnético. I. Título

CDU 621.391(043)

INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIAS  
E TECNOLOGIA DA PARAÍBA - CAMPUS JOÃO PESSOA  
COORDENAÇÃO DO CURSO SUPERIOR DE  
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ENLACE ÓPTICO RECONFIGURÁVEL BASEADO EM FPGA  
VIA MATRIZ DE LASERS EM ESPAÇO LIVRE

Trabalho de conclusão de curso apresentado à  
Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica  
do campus João Pessoa, do Instituto Federal da  
Paraíba, para a obtenção de diploma de  
Engenheiro Eletricista.

**Orientadora:** Dr. Luís Romeu Nunes

**Aluno:** Sallatiel Fernandes Freire Cardoso

**Matrícula:** 20172610038

JOÃO PESSOA - PB

2025

SALLATIEL FERNANDES FREIRE CARDOSO

ENLACE ÓPTICO RECONFIGURÁVEL BASEADO EM FPGA  
VIA MATRIZ DE LASERS EM ESPAÇO LIVRE

**Aprovado Pela Banca Examinadora em 15 de Agosto de 2025.**

BANCA EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente  
 LUIS ROMEU NUNES  
Data: 20/08/2025 18:41:35-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Dr. Luís Romeu Nunes

Orientador  
Instituto Federal da Paraíba

Documento assinado digitalmente  
 LINCOLN MACHADO DE ARAUJO  
Data: 21/08/2025 11:51:19-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Dr. Lincoln Machado de Araújo

Avaliador Interno  
Instituto Federal da Paraíba

Documento assinado digitalmente  
 CRISTOVAO MACIO DE OLIVEIRA LIMA FILHO  
Data: 21/08/2025 14:10:31-0300  
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Me. Cristóvão Mácio de Oliveira Lima Filho

Avaliador Interno  
Instituto Federal da Paraíba

JOÃO PESSOA - PB

2025

## AGRADECIMENTOS

Aos meus pais por me conduzirem até aqui, aos meus colegas de curso por dividir o peso dessa jornada, aos professores pela dedicação em transmitir o conhecimento da melhor forma possível e ao Grupo de Pesquisas em Comunicações Ópticas - GPCO coordenado pelos professores Dra. Rossana Moreno Santa Cruz, Dr. Lincoln Machado de Araujo, Dr. Luís Romeu Nunes e composto por vários discentes, em particular aos colegas do projeto de pesquisa Geraldo Rodrigues Xavier Junior e Victor Herbert Ferreira de Sousa. E por fim, agradeço a aqueles que me incentivaram e apoiaram a concluir esse ciclo, meu orientador Dr. Luís Romeu Nunes e ao coordenador do curso Dr. Gilvan Vieira de Andrade Junior.

## RESUMO

O presente trabalho propõe o desenvolvimento de um sistema óptico de comunicação sem fio (*Optical Wireless Communication - OWC*), onde um fluxo de bits no domínio elétrico é dividido em  $n$  fluxos no domínio óptico com taxa de transmissão de  $1/n$  da taxa original, a serem transmitidos através de uma matriz de lasers em espaço livre. O fluxo de dados fracionado demanda componentes eletrônicos e eletro ópticos com tempo de resposta inversamente proporcional à fração realizada e, exigindo assim, menor largura de banda para operação. Esses componentes são mais baratos, mais fáceis de serem encontrados no mercado, mais fáceis de serem manipulados e podem ser usados em circuitos menos complexos. A divisão do fluxo no transmissor e a recomposição do fluxo no receptor é realizada através de dois FPGA (*Field Programmable Gate Array* ou matriz de portas programáveis em campo). Estudos preliminares mostraram que as placas de desenvolvimento com FPGAs utilizados neste trabalho permitem a divisão do fluxo original em até 36 fluxos de dados, na ordem de 200 Mbps cada. No entanto, por limitação de componentes e instrumentos de laboratório, no setup experimental, a divisão foi dimensionada em nove fluxos de 50 Mbps, formando um fluxo de 450 Mbps. Devido às características ópticas dos lasers e fotodiodos utilizados, o link estimou ser testado a uma distância de 50 m entre o transmissor e o receptor.

**Palavras-chave:** *Optical Wireless Communication*, Laser, Fotodiodo, FPGA

## ABSTRACT

This work proposes the development of an optical wireless communication (OWC) system, in which a bit stream in the electrical domain is split into  $n$  streams in the optical domain with transmission rates of  $1/n$  of the original rate, to be transmitted through a free-space laser array. The split data stream requires electronic and electro-optical components with response times inversely proportional to the split, thus requiring lower bandwidth for operation. These components are cheaper, easier to find on the market, simpler to manipulate, and can be used in less complex circuits. The splitting of the stream at the transmitter and the recombination of the stream at the receiver are performed by two FPGAs (Field Programmable Gate Arrays). Preliminary studies have shown that the FPGA development boards used in this work allow the splitting of the original stream into up to 36 data streams, each with a speed of 200 Mbps. However, due to limitations in laboratory components and instruments, in the experimental setup, the division was scaled into new 50 Mbps streams, forming a 450 Mbps stream. Due to the optical characteristics of the lasers and photodiodes used, the estimated link was tested at a distance of 50 m between the transmitter and receiver.

**Keywords:** Wireless Optical Communication, Laser, Photodiode, FPGA

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Photophone (Fotofone) inventado por Alexander Graham Bell e Sumner Tainter em 19 de fevereiro de 1880 .....	15
Figura 2 - Sistemas OWC de ultra curta distância (Ultra Short Range OWC) .....	16
Figura 3 - Sistemas OWC de curta distância (Short Range OWC) .....	17
Figura 4 - Sistemas OWC de média distância (Medium Range OWC) .....	18
Figura 5 - Sistemas OWC de longa distância (Long Range OWC) .....	18
Figura 6 - Sistemas OWC de ultra longa distância (Ultra Long Range OWC) .....	19
Figura 7 - Classificação de sistemas OWC conforme o ambiente de aplicação .....	20
Figura 8 - Classificação dos sistemas OWC <i>indoor</i> . (a) link direto. (b) link não-direto. (c) link difuso .....	20
Figura 9 - Classificação dos sistemas OWC <i>indoor</i> de link quase-difuso. (a) Receptor com múltiplos arranjos de lentes. (b) Receptor com lente única .....	21
Figura 10 - Diagrama em bloco de um sistema FSOC .....	22
Figura 11 - <b>Aumento no produto taxa de bits–distância BL durante o período 1850 – 2000..</b> 24	
Figura 12 - Espectro eletromagnético .....	26
Figura 13 - Características operacionais do laser .....	32
Figura 14 - Da esquerda para a direita: Diagrama funcional da modulação em corrente; Curva I-P e regiões de funcionamento do driver do LASER; Sinais de tensão e corrente do acoplamento CC ( $I_{BIAS}$ ou $I_{BIAS} + I_{MOD}$ ) e acoplamento CA ( $I_{BIAS} + I_{MOD}$ ou $I_{BIAS} - I_{MOD}$ ) .....	33
Figura 15 - Resposta óptica de um laser a um pulso retangular de corrente .....	34
Figura 16 - Níveis de energia no fotodiodo e processo de indução da fotocorrente através da luz incidente .....	35
Figura 17 - Configuração básica de um amplificador de transimpedância .....	36
Figura 18 - Estrutura de elemento lógico simples .....	37
Figura 19 - Logomarca da Analog Devices à esquerda e do LTSpice à direita .....	38
Figura 20 - Interface do LTSpice com um exemplo de esquemático e gráficos de simulação .....	39
Figura 21 - Interface do LTSpice com um exemplo de esquemático e gráficos de simulação .....	40

Figura 22 - Placa de desenvolvimento FPGA DE10-Standard .....	41
Figura 23 - Placa de desenvolvimento FPGA DE1 .....	42
Figura 24 - Esquemático da placa DE10-Standard .....	45
Figura 25 - Simulação dos componentes do circuito de entrada da interface GPIO da placa de desenvolvimento .....	46
Figura 26 - (a) Menor e maior distância entre os pinos do FPGA e do conector na placa. (b) Esquemático .....	46
Figura 27 - Teste indireto em baixa frequência de estabilidade do sinal digital de alta frequência na interface entre FPGA e conector da placa de desenvolvimento .....	47
Figura 28 - Diagrama do teste de metodologia de detecção de BER .....	48
Figura 29 - Gráficos de BER dos canais 0, 1 e 2 .....	49
Figura 30 - Gráfico global de BER .....	49
Figura 31 - Diagrama de blocos do transmissor .....	50
Figura 32 - Entrada e saída do serializador .....	50
Figura 33 - Formas de onda no transmissor .....	51
Figura 34 - Diagrama de blocos do receptor .....	51
Figura 35 - Formas de onda no receptor .....	52
Figura 36 - Diagrama para Simulação no Modelsim, com frequência de transmissão menor que a de recepção .....	52
Figura 37 - Simulação no Modelsim com frequência de transmissão menor que a de recepção .....	53
Figura 38 - Simulação no Modelsim com frequência de transmissão maior que a de recepção .....	53
Figura 39 - Simulação no Modelsim com erro de bit .....	54
Figura 40 - Sinal digital. Na cor laranja e roxo as transições (10 ns cada) e em vermelho e azul as estabilizações (10 ns cada) .....	55
Figura 41 - Lasers ADL65052TL adquiridos para o sistema .....	56
Figura 42 - Curva de corrente versus potência do laser ADL65052TL. Valores para a curva de operação à 25°C (em verde), 40°C (em laranja) e 50°C (em azul) .....	57
Figura 43 - Acima, curvas de corrente versus potência do laser para temperatura de 20°, 40° e 50°C. Abaixo, curvas de corrente versus tensão no laser para temperatura de 20°, 40° e 50°C. Gráficos da esquerda correspondem ao apresentado no <i>datasheet</i> , gráficos da direita são resultados de simulação do modelo desenvolvido no LTspice .....	58
Figura 44 - Circuito de teste para o diodo laser ADL65052TL em laboratório .....	59

Figura 45 - Sinal em rampa 0 a 5V @ 1kHz aplicado ao diodo laser ADL65052TL .....	60
Figura 46 - Tensão resistor shut R1 em série com o diodo laser ADL65052TL .....	60
Figura 47 - Tensão nos terminais do diodo laser ADL65052TL .....	61
Figura 48 - Tensão no resistor shunt do fotodiodo de monitoramento interno do diodo laser ADL65052TL .....	61
Figura 49 - Curva (a) I-P e (b) I-V do diodo laser ADL65052TL obtido em laboratório ....	62
Figura 50 - Modelagem no LTspice do fotodiodo SFH213, escolhido para compor os receptores ópticos. Na parte superior, um circuito de teste e na parte inferior, a reposta elétrica a um sinal óptico de 650 nm com densidade de potência de 0,1591 W/m <sup>2</sup> (0,0822 W/m <sup>2</sup> se considerada a sensibilidade de 73% do fotodiodo para o comprimento de onda utilizado) e frequência de 25 MHz .....	63
Figura 51 - Circuito utilizado para medir a capacitância de junção em um diodo na condição de polarização reversa .....	63
Figura 52 - Testes em laboratório para levantamento da capacitância do fotodiodo SFH213 .....	64
Figura 53 - Circuito de teste para obtenção da capacitância de junção do fotodiodo em função da tensão de polarização reversa .....	65
Figura 54 - (a) Curva de capacitância de junção em função da polarização reversa (a) informado no <i>datasheet</i> do fotodiodo SFH213 e (b) medido em laboratório para verificação do componente SHF213 adquirido .....	65
Figura 55 - (a) Transmitância do filtro 650nm@50nm. (b) Curva de sensibilidade relativa do fotodiodo SFH213. (c) Sensibilidade relativa do sistema, obtido pelo produto entre a transmitância do filtro e a sensibilidade do fotodiodo .....	66
Figura 56 - Topologia diferencial para o circuito de interface com o laser, incluído o controle automático de potência (APC) .....	67
Figura 57 - (a) Sinal de 25MHz. Acima, as tensões nas bases dos transistores (entre 1,3 V e 2 V) com amplitude de 0,7 V e offset de 1,65 V, abaixo, as correntes demandadas (entre -7 mA e +7 mA) na entrada do driver. (b) Corrente no LASER ADL65052TL (entre 15 mA e 21 mA) .....	68
Figura 58 - Placa desenhada e construída manualmente com auxílio de uma micro retífica .....	69
Figura 59 - Protótipo do circuito de interface do laser, construído para verificação dos resultados obtidos através de simulação no LTspice .....	69

Figura 60 - Corrente do laser medida através da tensão em um resistor de $10 \Omega$ em série com o laser .....	70
Figura 61 - <b>(a)</b> Layout do protótipo do circuito Tx (à esquerda) e Rx (à direita); <b>(b)</b> Vista em 3D da parte inferior; <b>(c)</b> Vista em 3D da parte superior .....	71
Figura 62 - Placas de circuito impresso com máscara de filme fotossensível a luz UV ( <i>dryfilm</i> ) .....	72
Figura 63 - Placa de circuito impresso após o processo de corrosão do cobre exposto (não protegido pela máscara) com uso de percloroato de ferro .....	72
Figura 64 - Montagem final dos circuitos Rx (à esquerda) e Tx (à direita): <b>(a)</b> Parte inferior da placa. <b>(b)</b> Parte superior da placa .....	73
Figura 65 - Sinal medido no circuito receptor .....	74
Figura 66 - Modelagem 3D da matriz de transmissores e receptores do sistema de comunicação óptica .....	74
Figura 67 - Modelagem 3D do conjunto óptico. Acima, a estrutura montada. Abaixo, a distribuição .....	75
Figura 68 - Simulação do conjunto óptico do receptor a partir de um corte axial. (a) conjunto sem os anéis absorvedores. (b) conjunto com os anéis absorvedores anteriores e posteriores à lente. (c) e (d) incidência de feixes colimados e alinhados ao eixo lente-fotodiodo. (e), (f), (g) e (h) diferentes ângulos de incidência no conjunto sem e com os anéis absorvedores. ....	76

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Espectro eletromagnético do infravermelho, visível e ultravioleta .....	27
Tabela 2 - Valores de referência para perdas por espalhamento em função do comprimento de onda .....	29
Tabela 3 - Valores de referência para perdas por absorção em função do comprimento de onda .....	29
Tabela 4 - Lista dos principais componentes selecionados .....	55

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

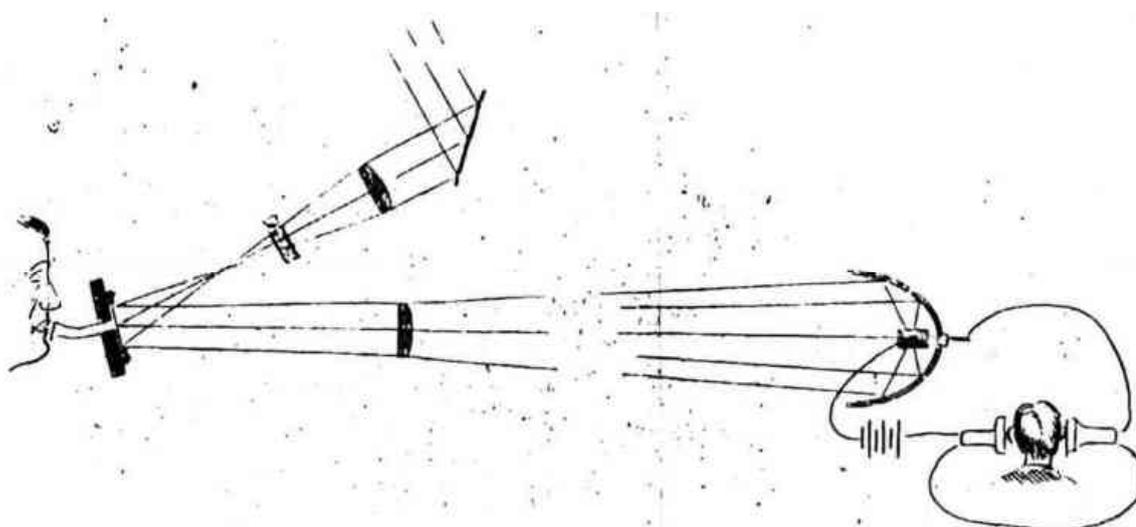
- APD – *Avalanche Photodiode* (Fotodiodo de Avalanche)
- BER – *Bit Error Ratio* (Taxa de Erro de Bit)
- CDR – *Clock Data Recovery* (Recuperação de *clock*)
- FSO – *Free-Space Optics* (Óptica em Espaço Livre)
- FSOC – *Free Space Optical Communication* (Comunicação Óptica em Espaço Livre)
- GPIO – General Purpose Input/Output (Entrada/saída de uso geral)
- LED – *Light Emitting Diode* (Diodo Emissor de Luz)
- LASER – *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* (Amplificação da Luz por Emissão Estimulada de Radiação)
- OOK – *On-Off Keying* (codificação on-off)
- OWC – *Optical Wireless Communication* (Comunicação Óptica sem Fio)
- PLL – Phase-Locked Loop (Malha de captura de fase)
- RTL – *Register Transfer Level* (Nível de Transferência de Registrador)
- RX – *Receiver* (Receptor)
- SPICE – *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis* (Programa de Simulação com Ênfase em Circuitos Integrados)
- TIA – *Transimpedance Amplifier* (Amplificador de Transimpedância)
- TX – *Transmitter* (Transmissor)
- VLC – *Visible Light Communication* (Comunicação por Luz Visível)
- SNR – *Signal-to-Noise Ratio* (Relação Sinal-Ruído)

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO</b>	<b>15</b>
<b>2. OBJETIVOS</b>	<b>23</b>
<b>3. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA</b>	<b>24</b>
3.1 Espectro Eletromagnético e a Natureza Quântica da Radiação	25
3.2 Características de propagação da luz no espaço livre	28
3.3 Lasers	30
3.3.1 Tipos de Lasers	31
3.3.2 Modulação de Lasers	31
3.4 Fotodiodos	34
3.4.1 Tipos de Fotodiodos	35
3.4.2 Condicionamento de Fotodiodos	35
3.5 FPGA	36
3.6 Modelagem e Simulação de componentes e Circuitos no LTspice	37
<b>4. MATERIAIS E MÉTODOS</b>	<b>40</b>
<b>5. RESULTADOS E DISCUSSÕES</b>	<b>45</b>
5.1 Testes de transmissão e recepção	45
5.2 Descrições de hardware do FPGA	50
5.3 Lista dos Principais Componentes Selecionados	54
5.4 Modelagens e Simulações Elétricas no LTspice	56
5.5 Modelagem 3D do protótipo no Sketchup e montagem final	74
<b>6. CONCLUSÃO</b>	<b>77</b>
<b>7. ARTIGOS PUBLICADOS REFERENTES A ESTE TRABALHO</b>	<b>78</b>
<b>8. REFERÊNCIAS</b>	<b>79</b>
<b>ANEXO A - Modelagens Spice</b>	<b>84</b>

## 1. INTRODUÇÃO

Historicamente, a comunicação óptica não guiada (espaço livre) foi demonstrada por Alexander Graham Bell no século XIX, antes mesmo do telefone entrar em evidência. Ele converteu sinais de voz em vibrações mecânicas que modularam um feixe de luz solar, e o transmitiu entre transceptores através do ar livre a uma distância de 213 metros. Esse experimento foi batizado de *photophone* (Figura 1), sendo considerado uma transmissão óptica e não telefônica, porque não precisava de fios para transmissão, diferenciando assim da tecnologia existente na época (BELL, 1880).



**Figura 1** - Photophone (Fotofone) inventado por Alexander Graham Bell e Sumner Tainter em 19 de fevereiro de 1880.

**Fonte:** BELL, 1880

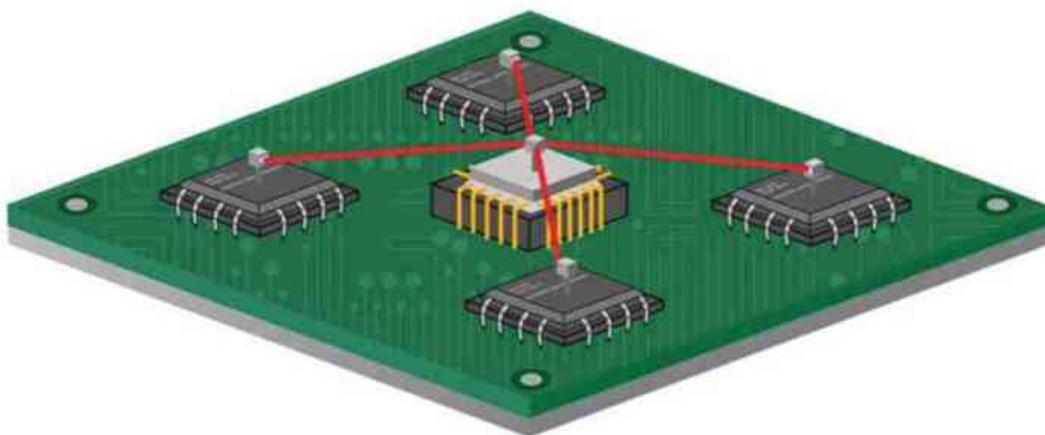
Embora a invenção de Bell nunca tenha se tornado comercialmente viável, foi ela que deu fundamento às comunicações ópticas. Contudo, grande parte da tecnologia de transmissão óptica em espaço livre vem sendo desenvolvida há 40 anos, em grande parte pelos militares, devido a sua reduzida demanda no meio comercial.

Os sistemas ópticos de comunicação são genericamente denominados *Optical Wireless Communication* (OWC), ou comunicação óptica sem fio, e abrangem o espectro eletromagnético do infravermelho, visível e ultravioleta com suas respectivas subfaixas.

Ainda dentro do conceito de OWC, é possível determinar os sistemas quanto a distância de transmissão, que em função disso, é possível classificar os dispositivos e aplicações.

### **Sistemas OWC de ultra curta distância (*Ultra Short Range OWC*)**

Estes sistemas são empregados em comunicação entre unidades de processamento em uma mesmo substrato de aplicação, ou seja, placa de circuito impresso (Figura 2). em substituição aos condutores de cobre que sofrem com o acoplamento de interferências externas (*Electromagnetic Interference* - EMI), os elementos parasitas (capacitância e indutância indesejáveis) devido a geometria do percurso e também com aplicações sujeitas a propagação de surtos de alta tensão devido a ineficiência de isolamento. Normalmente são distâncias da ordem de milímetros.

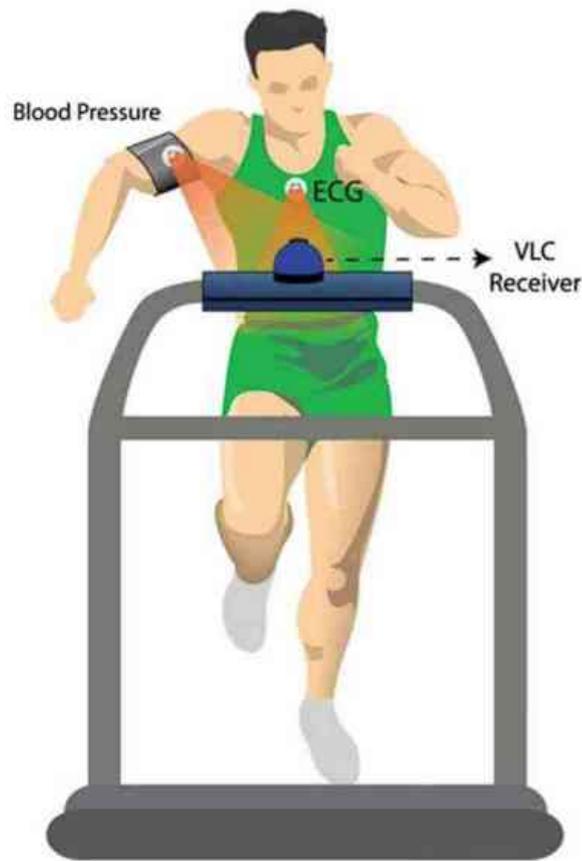


**Figura 2** - Sistemas OWC de ultra curta distância (Ultra Short Range OWC).

**Fonte:** UYSAL (2016).

### **Sistemas OWC de curta distância (*Short Range OWC*)**

Sistemas de curta distância são empregados na comunicação entre dispositivos e equipamentos, normalmente a alguns milímetros ou centímetros de distância. Muito utilizado em medidores de energia para comunicação com equipamentos de configuração, entre equipamentos de áudio para o compartilhamento de configurações e sincronização de parâmetros, no controle remoto de eletrodomésticos, na configuração de sensores de automação e segurança eletrônica, conexão entre dispositivos e periféricos de informática, equipamentos de biomonitoramento (Figura 3) e outras aplicações que ainda estão sendo exploradas devido ao congestionamento, complexidade e custos de comunicações na faixa de RF (Radiofrequência).

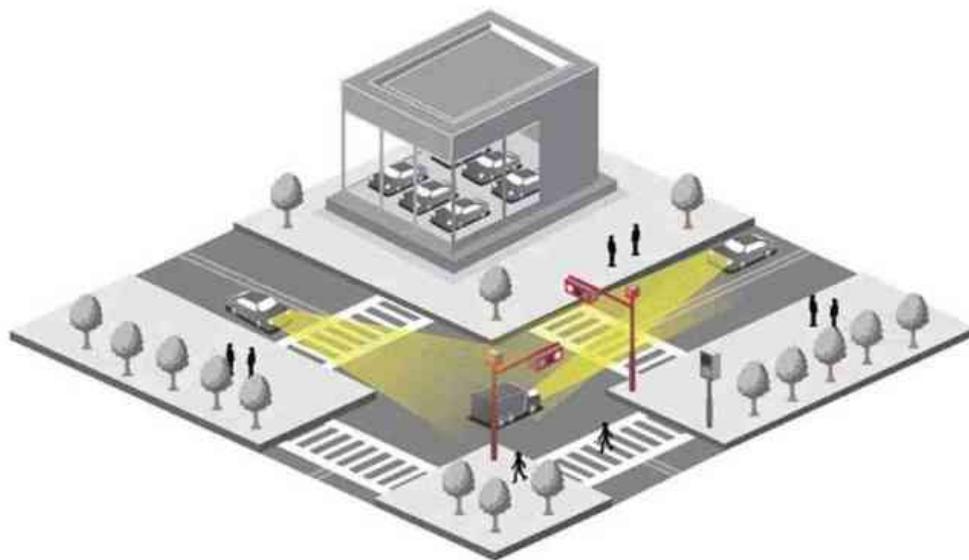


**Figura 3** - Sistemas OWC de curta distância (Short Range OWC) .

**Fonte:** UYSAL (2016).

### **Sistemas OWC de média distância (*Medium Range OWC*)**

Aproveitando a emissão de luz por dispositivos nativamente destinados à iluminação (Figura 4), como lâmpadas e luminárias de uso residencial, comercial ou industrial, faróis de veículos terrestres, aéreos e marítimos. Estes sistemas utilizam de forma secundária a fonte de luz, modulando suas grandezas de tal forma a ser imperceptível ao ser humano, estabelecendo assim uma comunicação ubíqua através de equipamentos utilizados para a iluminação de ambientes a média distância, com valores da ordem de alguns metros.

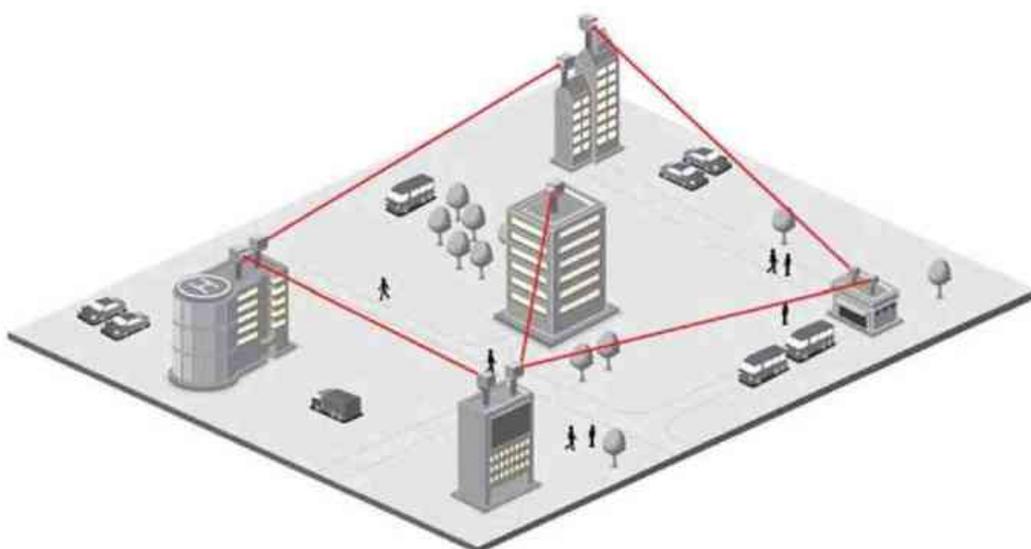


**Figura 4** - Sistemas OWC de média distância (Medium Range OWC).

**Fonte:** UYSAL (2016).

### **Sistemas OWC de longa distância (*Long Range OWC*)**

Seja pela simplificação da infraestrutura requerida, rápida implantação, emprego de bandas não licenciadas para telecomunicações, imunidade a interferências de RF, menores riscos de interceptação ou como um complemento em capacidade (largura de banda) e/ou redundância (interoperabilidade) de uma outra infraestrutura existente, os sistemas OWC de longa distância (algumas dezenas ou centenas de metros) encontram cada vez mais aplicações comerciais (Figura 5).

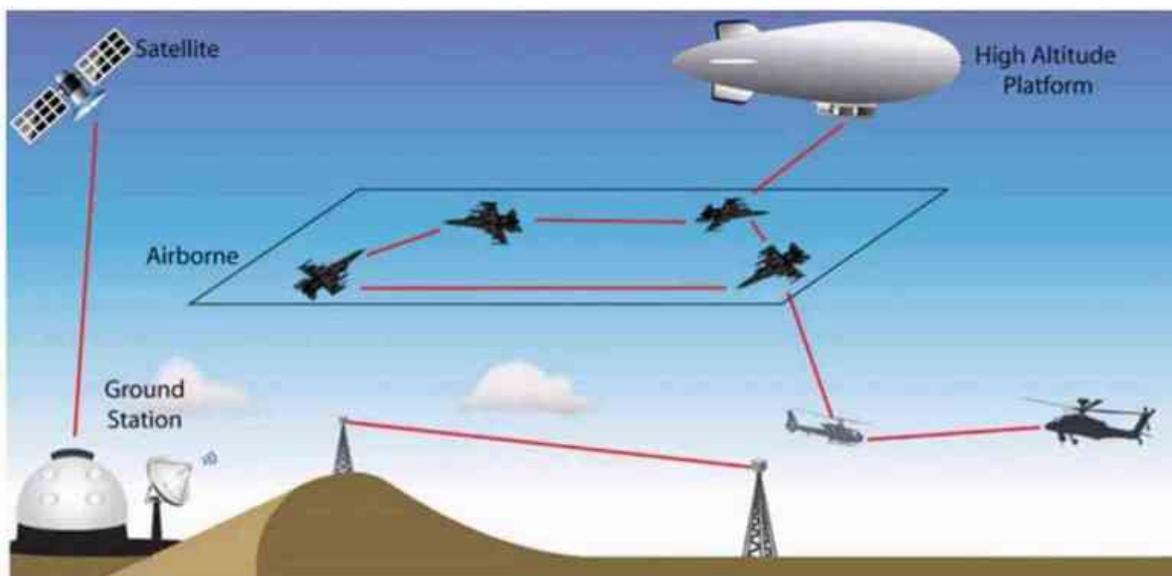


**Figura 5** - Sistemas OWC de longa distância (Long Range OWC).

**Fonte:** UYSAL (2016).

### Sistemas OWC de ultra longa distância (*Ultra Long Range OWC*)

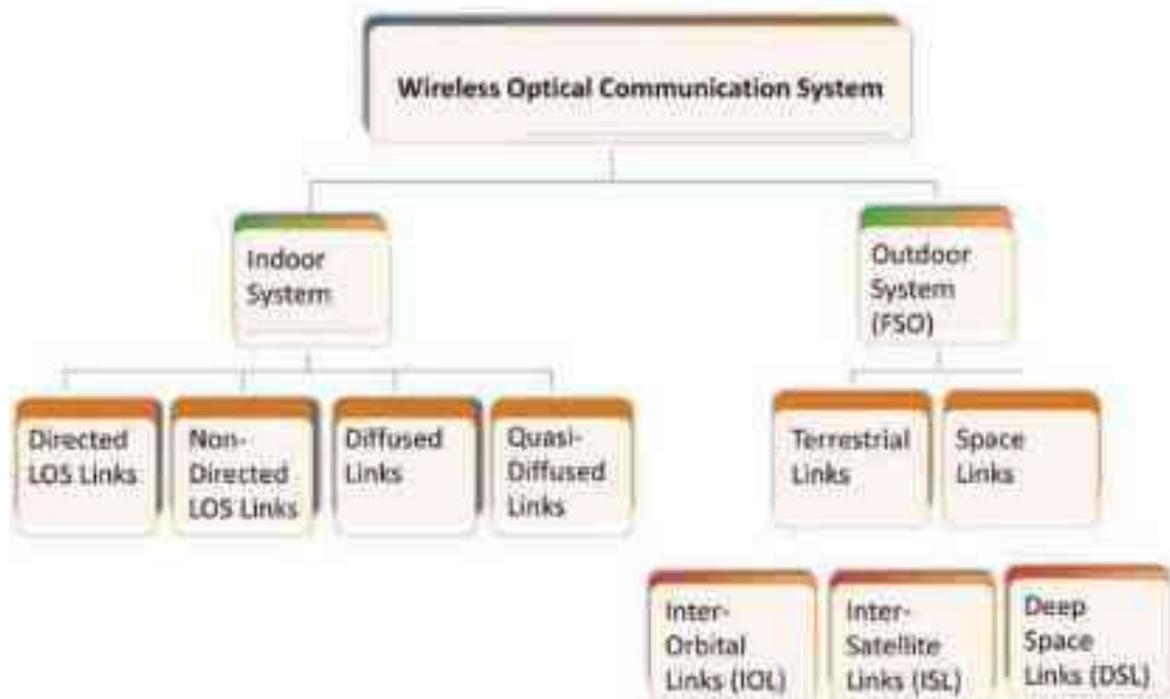
Nessa última classificação, os pontos de comunicações se encontram em distâncias da ordem de quilômetros, podendo ser entre equipamentos terrestres (torres de telecomunicações) ou orbitais entre estações em terra e satélites ou entre satélites (Figura 6). Nesse cenário, os maiores desafios são em função das características do canal, a densidade de potência no receptor, o alinhamento dos dispositivos eletro-ópticos e a composição atmosférica.



**Figura 6** - Sistemas OWC de ultra longa distância (*Ultra Long Range OWC*).

**Fonte:** UYSAL (2016).

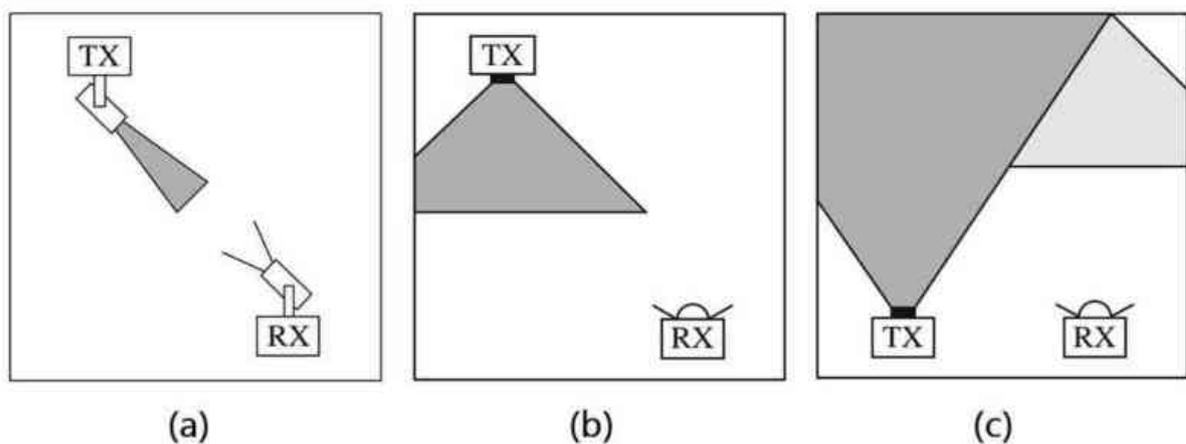
Além destas, existem classificações que consideram o ambiente de aplicação do sistema (Figura 7), dividindo em aplicação em ambientes fechados (*indoor*) ou em ambientes abertos (*outdoor*).



**Figura 7** - Classificação de sistemas OWC conforme o ambiente de aplicação.

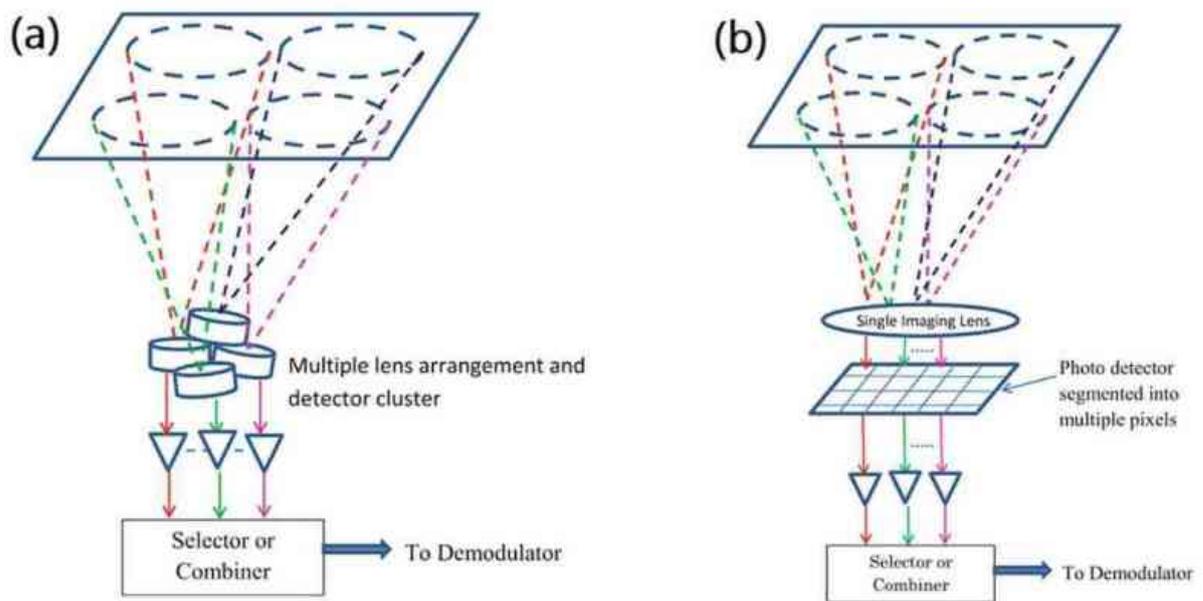
**Fonte:** KAUSHAL (2017).

Na Figura 7, Kaushal (2017) faz essa divisão dos sistemas OWC em função do ambiente de aplicação, subdividindo ainda em função das condições de implantação (trajeto de propagação da luz no meio), para ambientes *indoor* considera-se link direto (Figura 8a), link não-direto (Figura 8b), link difuso (Figura 8c) ou link quase-difuso (Figura 9).



**Figura 8** - Classificação dos sistemas OWC *indoor*. (a) link direto. (b) link não-direto. (c) link difuso.

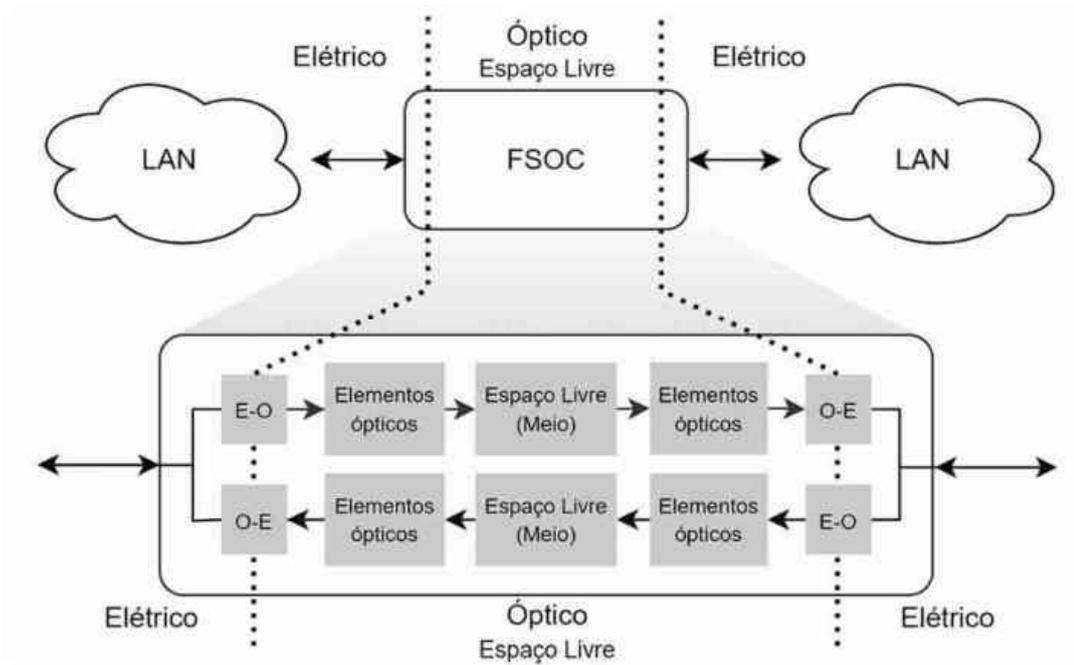
**Fonte:** KAUSHAL (2017).



**Figura 9** - Classificação dos sistemas OWC *indoor* de link quase-difuso. (a) Receptor com múltiplos arranjos de lentes. (b) Receptor com lente única.

**Fonte:** KAUSHAL (2017).

Por fim, outra forma de classificar os sistemas OWC é quanto a faixa utilizada do espectro eletromagnético, como é o caso dos sistemas que empregam fontes de luz visível ao ser humanos (380 a 780nm), denominados *Visible Light Communication* (VLC), ou comunicação por luz visível, normalmente em ambientes *indoor* e em sistemas OWC de média distância através do emprego de LED (*Light Emitting Diode*, ou diodo emissor de luz). Outra denominação, apesar de ampla, mas comumente empregada para sistemas de longa distância e ultra longa distância é *Free Space Optical Communication* (FSOC) pois utilizam o ambiente *outdoor* (Figura 10), considerando os efeitos atmosféricos, e empregam normalmente fontes de luz concentrada como o LASER (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*, ou amplificação da luz por emissão estimulada de radiação)



**Figura 10** - Diagrama em bloco de um sistema FSOC.

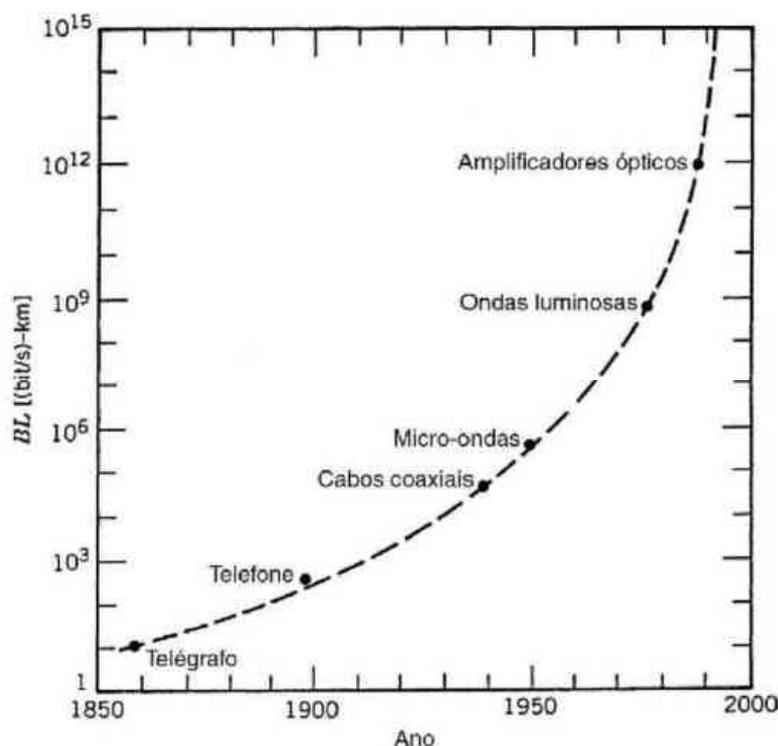
**Fonte:** Autoria Própria (2025).

## 2. OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo propor, através de estudos e dimensionamentos, um sistema de comunicação, inicialmente unidirecional, ponto a ponto, por laser no espectro visível não guiado (em espaço livre), de baixo custo, transmitindo dados através de uma matriz de lasers e recebendo dados através uma matriz de fotodiodos, utilizando-se da habilidade dinâmica de reconfiguração de uma placa FPGA (*Field Programmable Gate Array*) para implementar protocolos de comunicação adaptativos, com o intuito de proporcionar conectividade de acesso à internet, de fácil instalação, principalmente como rota alternativa em redes locais, ou para auxiliar sistemas de comunicação precários que demandam tempo e infraestrutura para serem recompostos, bem como para interconectividade de equipamentos e sistemas no cenário da internet das coisas.

### 3. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O canal de comunicação, antes da invenção do telégrafo em 1844, era predominantemente o espaço livre (a atmosfera terrestre) seja através da luz sol refletida por uma carta em um papel, um hieróglifo na rocha, um sinal de fumaça liberado ao céu, ou uma simples conversa. Em função do avanço tecnológico (Figura 11), o canal de comunicação guiado (ex. condutor elétrico) permitiu a implementação de comunicações a longas distâncias (telégrafo e telefone).



**Figura 11** – Aumento no produto taxa de bits–distância BL durante o período 1850 – 2000.

**Fonte:** AGRAWAL (2014)

Mas, as comunicações através de um meio guiado impossibilitaram a mobilidade que as antigas formas de comunicação à curta distância permitiam. Esse desejo, aliado aos estudos teóricos de James Clerk Maxwell publicados em 1865 no artigo “Uma teoria dinâmica do campo eletromagnético”, permitiu o desenvolvimento das comunicações por rádio através de vários inventores ao redor do mundo aproximadamente na mesma época, mas foi ao italiano Guglielmo Marconi e ao alemão Ferdinand Braun entregue o Prêmio Nobel de 1909 pela

comercialização do primeiro equipamento de telegrafia sem fio do mundo, no final da década de 1890 (U-S-History, 2025).

Todo sistema elementar de comunicação, segundo Medeiros (2016), é composto por fonte de informação, transmissor, canal de comunicação, receptor e destinatário. O avanço em diversas áreas do conhecimento humano vem criando novos tipos e formatos de conteúdos, aumentando o volume de informações geradas pela fonte de informação e consumida pelos destinatários. Neste sentido, melhorias contínuas são necessárias em cada um destes componentes do sistema, a fim de atender as demandas de capacidade, velocidade, atraso, mobilidade, confiabilidade e estabilidade.

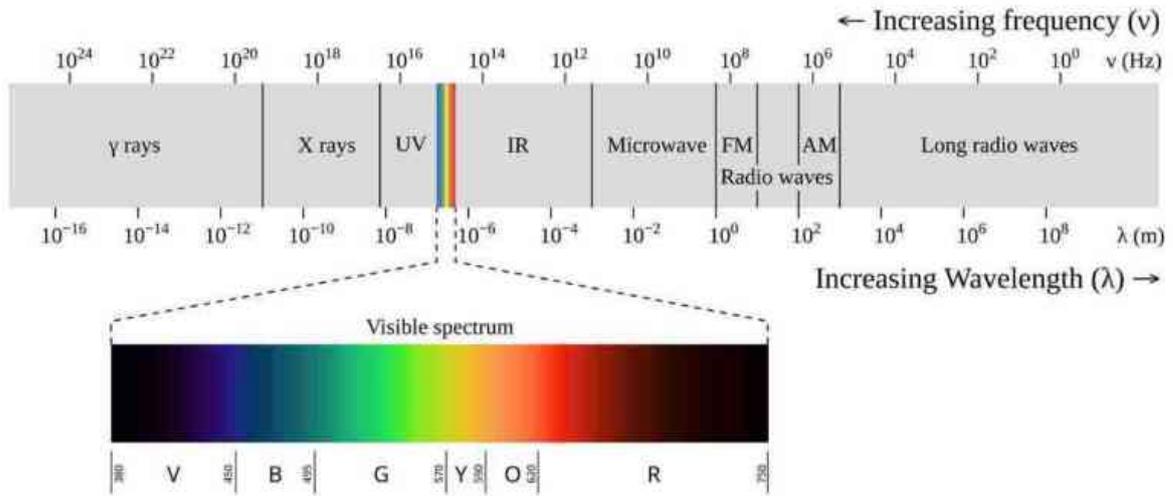
Em comunicações ópticas, a fonte de informações e o destinatário aqui considerados são dispositivos baseados em comutadores de silício com operação no domínio elétrico (corrente e/ou tensão) manipulando informação no formato digital (símbolos gerados digitalmente ou através de um processo de conversão A/D). Já o transmissor e receptor são transdutores eletro-ópticos que convertem a energia que representa a informação do domínio do elétron (fluxo ou potencial) para o domínio do fóton (*quantum* de radiação eletromagnética), no caso do LASER ou LED, ou o contrário (de fóton para elétron) no caso do fotodiodo. Por fim, o canal pode ser guiado quando empregado um material que confine os fótons em todo seu percurso, por exemplo a fibra óptica, ou não guiado quando utilizado o espaço livre, normalmente tratados por meio de lentes (princípio da refração) e refletores (princípio da reflexão) para ajustar a direção dos fótons com a finalidade de concentrar sua energia diante da ausência de um material contínuo que o concentre, como no caso das fibras ópticas.

### 3.1 Espectro Eletromagnético e a Natureza Quântica da Radiação

O espectro eletromagnético é a representação da totalidade das frequências de oscilação conjunta dos campos elétrico e magnético, resultantes do movimento periódico de cargas elétricas. Essa oscilação gera campos variáveis no tempo e no espaço, formando o que chamamos de onda eletromagnética, que pode se propagar por meios materiais ou pelo vácuo. A visualização dessas oscilações no domínio da frequência permite classificá-las em bandas específicas, como ondas de rádio, microondas, infravermelho, luz visível, ultravioleta, raios X e raios gama (Figura 12), de acordo com seu comportamento físico e suas interações com a matéria. Essa representação pode ser dada através de frequências ou comprimentos de onda (distância percorrida pela onda para a velocidade de propagação do meio material) e possuem a seguinte relação:

$$c = \lambda f$$

onde  $c$  é a velocidade de propagação da onda eletromagnética no meio (normalmente a velocidade da luz no vácuo ( $c \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ ),  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $f$  a frequência de oscilação da onda.



**Figura 12** - Espectro eletromagnético.

**Fonte:** Wikipedia (2025)

A geração dessas ondas se inicia com a indução ordenada do movimento de cargas elétricas, geralmente em uma antena, LASER ou outra fonte oscilante. À medida que se propagam, essas ondas interagem com os átomos do meio, perturbando suas características elétricas (distribuição de cargas) e magnéticas (momento magnético dos elétrons). Essa perturbação transporta energia que, ao encontrar materiais cujas estruturas atômicas ressoem com a frequência da onda incidente, é absorvida seletivamente, dando origem a efeitos como aquecimento, fluorescência ou geração de corrente elétrica.

Essa transmissão de energia pode ser controlada por modulação, técnica pela qual parâmetros da onda (amplitude, frequência ou fase) são alterados de forma sistemática para transportar informação. A modulação permite que sistemas de comunicação convertam sinais elétricos (como voz ou dados digitais) em variações de um campo eletromagnético, os quais podem ser decodificados na recepção por materiais ou dispositivos com resposta seletiva, por exemplo, um fotodiodo sensível à luz visível ou um receptor RF sintonizado.

No domínio quântico, essa energia transportada não é contínua, mas ocorre em pacotes discretos chamados fótons. O fóton é a unidade fundamental (ou quantum) de radiação eletromagnética, e sua energia é diretamente proporcional à frequência da onda associada, segundo a equação de Planck:

$$E = h \cdot f$$

onde  $E$  é a energia do fóton,  $h$  é a constante de Planck ( $6,626 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$ ) e  $f$  é a frequência da radiação.

Os fótons são gerados quando uma carga acelerada emite energia, por exemplo, quando um elétron em um átomo salta de um nível de energia mais alto para um mais baixo, liberando a diferença de energia potencial em forma de radiação. Esse processo é comum em emissores como LASER, LEDs ou mesmo em reações nucleares, no caso de fótons de alta energia (raios gama).

Durante a propagação, os fótons não têm massa de repouso, viajam à velocidade da luz no vácuo, e possuem momento linear, podendo transferir impulso ao serem absorvidos. Essa absorção ocorre quando um sistema receptor, como um átomo ou semicondutor, apresenta um nível de energia disponível que coincida com a energia do fóton incidente. Esse processo, denominado ressonância, é essencial para a recepção eficiente de radiação eletromagnética, como ocorre em células fotovoltaicas, sensores ópticos ou até na retina humana.

As principais faixas de interesse em sistemas OWC no espectro eletromagnético são o infravermelho (100.000 a 780 nm ou 3 a 60 THz), o visível (780 a 380 nm ou 380 a 790 THz) e o ultravioleta (380 a 100 nm ou 790 a 2300 THz). Os limiares dessas faixas e das respectivas subfaixas, apresentados na Tabela 1, variam levemente entre os autores, principalmente devido às suas aplicações nas diversas áreas do conhecimento humano.

**Tabela 1** - Espectro eletromagnético do infravermelho, visível e ultravioleta.

Faixa	Subfaixa	Comprimento de onda (nm)	Aplicação
Infravermelho 100.000-780 nm 3-380 THz	Infravermelho distante (FIR)	100.000-5.000 nm 3-60 THz	Utilizado em espectroscopia e sistemas térmicos, sem aplicação direta em telecomunicações ópticas convencionais
	Infravermelho Médio (MIR)	5.000-2.500 nm 60-120 THz	Menos comum em comunicações, mas promissor para aplicações específicas como sistemas de detecção e sensores ópticos
	Infravermelho Próximo (NIR)	2.500-780 nm 120-380 THz	Usado em FSOC e sistemas de fibra óptica devido à baixa atenuação em sílica (com mínimos de perda em 850 nm, 1310 nm e 1550 nm)
Visível 780-380 nm 380-790 THz	Vermelho	780-625 nm 380-480 THz	Essa faixa é utilizada em sistemas VLC (Visible Light Communication). É uma faixa definida como visível pois é capaz de ser identificada pelo olho humano.
	Laranja	625-590 nm 480-510 THz	

	Amarelo	590-565 nm 510-530 THz	
	Verde	565-510 nm 530-590 THz	
	Ciano	510-485 nm 590-620 THz	
	Azul	485-440 nm 620-680 THz	
	Violeta	440-380 nm 680-790 THz	
Ultravioleta 380-320 nm 790-2300 THz	UVA	380-315 nm 790-950 THz	Faixa com aplicações ainda em estudo, principalmente com o desenvolvimento de dispositivos emissores e receptores nesta faixa, com interesse maior no UVC dado a baixo ruído de fundo ao nível de solo advinda do sol em função da alta absorção atmosférica nessa faixa.
	UVB	315-280 nm 950-1070 THz	
	UVC	280-100 nm 1070-2300 THz	

**Fonte:** Autoria Própria (2025).

A banda do infravermelho próximo continuam sendo as mais utilizadas em comunicações ópticas devido ao seu excelente balanço entre desempenho, segurança e maturidade tecnológica. Entretanto, o avanço em dispositivos emissores e detectores em outras regiões do espectro, juntamente com a implementação experimental destes em soluções de telecomunicação nos mais diversos cenários, vem expandindo as possibilidades de uso do espectro eletromagnético na transmissão de informação, sobretudo nas faixas visível e ultravioleta.

### 3.2 Características de propagação da luz no espaço livre

A propagação da luz no espaço livre é um fenômeno que, diferentemente dos meios guiados, encontra ampla heterogeneidade e variação temporal na composição do canal. Ao atravessar a atmosfera terrestre, o feixe de luz interage com as diferentes camadas que a compõem, resultando em múltiplos efeitos físicos que degradam o sinal, tanto em intensidade quanto em coerência. Essas interações se dão de maneira variável ao longo da altura e da composição da atmosfera, exigindo um entendimento preciso de suas propriedades físico-químicas para modelagem e mitigação dos impactos no canal óptico.

Segundo a classificação química da atmosfera, distinguem-se duas regiões principais: a homossfera, que se estende da superfície até cerca de 90 km de altitude, e a heterossfera, situada

acima desse limite. A homosfera apresenta uma composição relativamente constante de gases, sendo especialmente rica em vapor d'água, poluentes, aerossóis e outras partículas suspensas, cuja concentração atinge seu pico nos primeiros 20 km, precisamente na troposfera, região mais crítica para os enlaces ópticos terrestres. Já a heterosfera, especialmente a ionosfera (entre 90 km e 600 km), contém elevada concentração de partículas ionizadas, formando um cinturão de radiação ao redor da Terra que interage intensamente com sinais eletromagnéticos. Nessa faixa, a propagação sofre degradação por dois mecanismos principais: a absorção, em que a energia do feixe é retida pelas partículas ionizadas, reduzindo sua potência ao longo do percurso; e o espalhamento, que consiste na dispersão angular do feixe em múltiplas direções, diminuindo sua densidade de potência efetiva no ponto de recepção. Esses efeitos se intensificam quando o comprimento de onda do sinal se aproxima da ordem de grandeza das partículas presentes nessas camadas.

**Tabela 2** - Valores de referência para perdas por espalhamento em função do comprimento de onda.

S.No	Wavelength (nm)	Molecular absorption (dB/km)
1.	550	0.13
2.	690	0.01
3.	850	0.41
4.	1550	0.01

**Fonte:** KAUSHAL (2017).

**Tabela 3** - Valores de referência para perdas por absorção em função do comprimento de onda.

Type	Radius ( $\mu m$ )	Scattering process
Air molecules	0.0001	Rayleigh
Haze particle	0.01–1	Rayleigh-Mie
Fog droplet	1–20	Mie-Geometrical
Rain	100–10,000	Geometrical
Snow	1000–5000	Geometrical
Hail	5000–50,000	Geometrical

**Fonte:** KAUSHAL (2017).

Dentro da homosfera, os efeitos mais proeminentes sobre o sinal óptico estão associados às chamadas perdas atmosféricas, que se dão pela presença de partículas sólidas ou líquidas em suspensão, como poeira, fumaça, aerossóis, gotas de chuva, neblina ou cristais de gelo. Tais elementos atuam como obstáculos difusores e absorvedores, comprometendo a integridade do feixe. A intensidade dessas perdas pode ser descrita por um coeficiente de atenuação, o qual combina os efeitos de absorção e dispersão e depende fortemente da composição atmosférica, da geometria do enlace e, principalmente, do comprimento de onda utilizado (Tabela 2). No que diz respeito à dispersão, é possível distingui-la conforme a relação entre o comprimento de onda da luz e o tamanho das partículas envolvidas (Tabela 3). A dispersão de Rayleigh, por exemplo, ocorre quando o comprimento de onda é muito maior que o diâmetro das partículas, sendo típica em atmosfera limpa e seca. Já a dispersão de Mie se manifesta quando o comprimento de onda é comparável ao tamanho das partículas, como em neblinas densas. Para partículas maiores que o comprimento de onda, a difração geométrica torna-se dominante, explicando a difusão direcional da luz.

Outro fator de grande relevância para o desempenho da comunicação óptica em espaço livre é a turbulência atmosférica, diretamente relacionada à natureza fluida da atmosfera. Por tratar-se de um meio dinâmico, sujeito a variações térmicas e de pressão, a atmosfera apresenta instabilidades que se propagam em diferentes escalas de tamanho e intensidade. Dependendo da escala espacial da turbulência em comparação ao diâmetro do feixe de luz, diferentes regimes de propagação podem ser observados. Quando as células turbulentas têm dimensões maiores que o feixe, ocorrem desvios lentos e sistemáticos em sua trajetória, fenômeno conhecido como desvio de feixe. Já quando o tamanho da turbulência é da mesma ordem do feixe, as flutuações atuam como uma lente dinâmica, concentrando ou desviando o feixe intermitentemente e resultando em variações rápidas de irradiância, chamadas cintilações. Finalmente, se a turbulência for de escala menor que o feixe, observa-se o espalhamento do feixe, com perda de colimação e expansão do perfil transversal. Esses efeitos não apenas afetam a potência recebida, mas também comprometem a coerência temporal e espacial do sinal.

### 3.3 Lasers

O laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation ou Amplificação de Luz por Emissão Estimulada de Radiação) é um dispositivo que, através da excitação dos elétrons de um determinado material, permite a emissão contínua e estável de fótons com coerência espacial e temporal, ou seja, um feixe estreito e colimado, com mesma fase e comprimento de onda, com uma largura espectral de 10 a 5 nm (ARNON et al, 2012).

Diferentemente, o LED (Light Emitting Diode ou Diodo Emissor de Luz), inicialmente desenvolvido em 1961 por Robert Biard e Gary Pittman com emissão no infravermelho e em 1962 por Nick Holonyak com emissão no espectro visível na cor vermelha, baseia-se na polarização direta de uma junção semicondutora P-N de forma que ocorram recombinações entre lacunas e elétrons, liberando energia na forma de calor e de fótons de luz, efeito denominado de eletroluminescência, sendo que a luz emitida não é monocromática, com largura espectral de 25 a 100 nm (ARNON et al, 2012), e seu comprimento de onda depende do material semicondutor e das impurezas de dopagem.

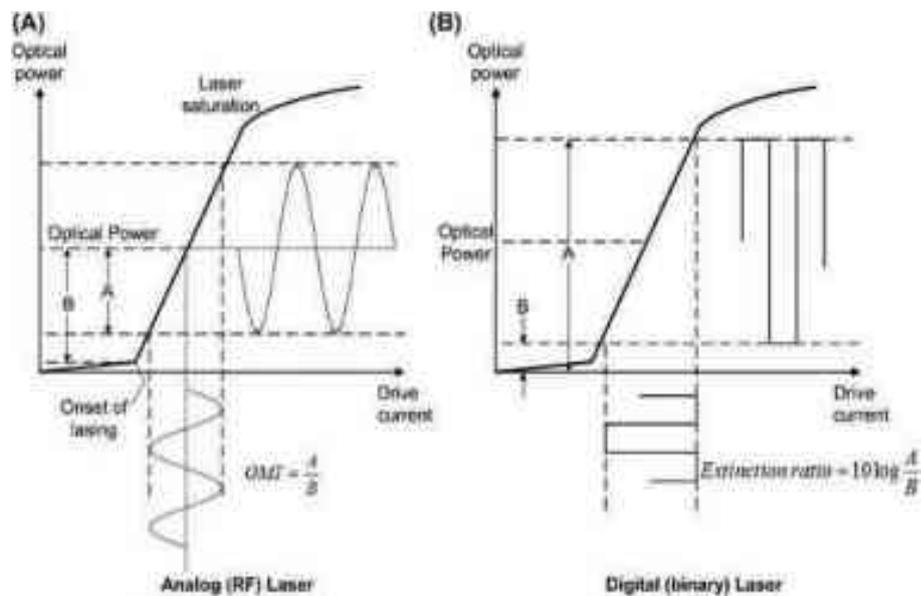
O espectro eletromagnético visível compreende o intervalo de 380 THz a 790 THz, aproximadamente, com comprimentos de onda variando entre 380 nm e 780 nm, compreendendo uma largura de banda de 400 THz (ARNON, 2015). Os lasers empregados em sistemas operando em altas taxas de transmissão, por fibras ópticas, operam na faixa dos 1550 nm, ou seja, fora do espectro visível.

### 3.3.1 Tipos de Lasers

Os lasers podem ser classificados, devido ao seu material ativo, podendo ser sólido, líquido ou gasoso. Eles abrangem diversos comprimentos de onda, desde 193 nm (ultravioleta) através do fluoreto de argônio (ArF) até 10.600 nm (infravermelho distante) através do dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>). No entanto, neste trabalho, serão utilizados os lasers de estado sólido no espectro visível, em específico, o diodo laser (ou laser semicondutor) que, na maioria das aplicações, utiliza o arsenieto de gálio, fosfeto de índio, seleneto de zinco e o nitreto de gálio. Os diodos lasers a base de seleneto de zinco estão na faixa entre o azul e o verde (460 nm a 520 nm), os diodos lasers a base de arsenieto de gálio estão na faixa entre o vermelho e o infravermelho próximo (635 nm a 870 nm) e os diodos lasers a base de fosfeto de índio operam na faixa do infravermelho próximo (1550 nm), sendo este último amplamente empregado na transmissão em fibras ópticas.

### 3.3.2 Modulação de Lasers

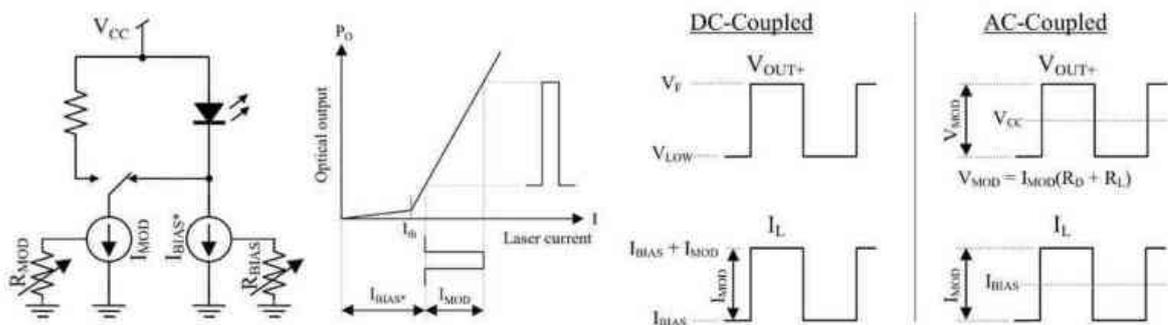
Uma das vantagens do diodo laser está em permitir a modulação OOK (On Off Keying) (PAOLI, 1970), ou seja, através dos estados ligado e desligado. Mas devido a problemas como o atraso ao ligar e oscilações de relaxação, melhores resultados são obtidos com a adição de um nível DC à corrente elétrica (FARMER, 2017), o que implica em uma modulação por chaveamento em amplitude (Amplitude Shift Keying, ASK) entre dois valores de corrente, como mostrado na Figura 13.



**Figura 13** - Características operacionais do laser.

**Fonte:** FARMER (2017).

A modulação do laser entre dois níveis de corrente implica em um circuito de controle composto por duas fontes de corrente, uma responsável pela polarização do laser na região linear e outra, que é adicionada ou não, com o objetivo de modular a sua luz (Figura 14). Para isso é utilizado um chaveamento paralelo.



**Figura 14** - Da esquerda para a direita: Diagrama funcional da modulação em corrente; Curva I-P e regiões de funcionamento do driver do LASER; Sinais de tensão e corrente do acoplamento CC ( $I_{BIAS}$  ou  $I_{BIAS} + I_{MOD}$ ) e acoplamento CA ( $I_{BIAS} + I_{MOD}$  ou  $I_{BIAS} - I_{MOD}$ ).

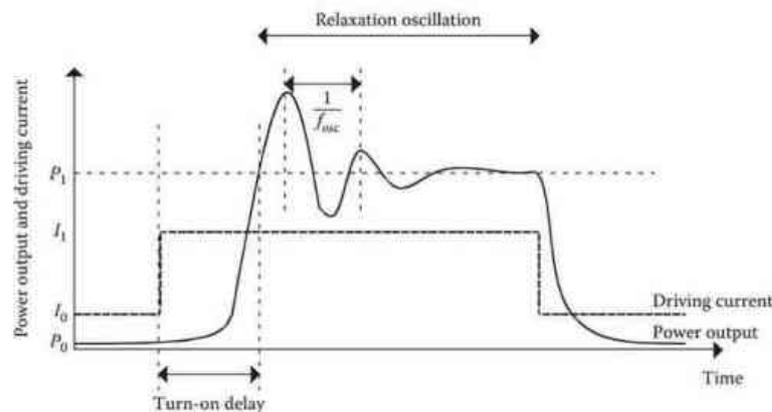
**Fonte:** Adaptado de MAXIM (2000).

A configuração do transistor em emissor comum apresenta problemas, para frequências mais elevadas, em sua resposta dinâmica. Devido a saturação da junção p-n, a capacitância no terminal de controle e as altas amplitudes de tensão distorcem o sinal de controle. Além dos problemas de qualidade da resposta do transistor nessa condição, devido essas características

de capacitância e tensão (Equação 1), o dispositivo digital de controle é submetido a demandas elevadas de correntes em seus pinos de interface digital para taxas de transmissão mais elevadas.

$$i(t) = C — \quad (1)$$

Nos conversores elétrico-óptico, com o objetivo de se obter altas velocidades através da modulação direta, lasers semicondutores foram inicialmente projetados sob diferentes concepções, por exemplo: Fabry-Perot laser (FP), distributed feedback laser (DFB) e o tipo constricted mesa laser. Estes são capazes de operar, na janela de 1550 nm, aproximadamente nas taxas de 565 Mbps, 2 Gbps, e 20 Gbps, respectivamente (BINH, 2018). Posteriormente, outras estruturas mais elaboradas foram desenvolvidas, como o quantum well lasers (SQW), multi-quantum well lasers (MQW), Quantum dot lasers, e buried heterostructure lasers (BH). Atualmente existem sistemas operando com lasers em modulação direta a taxas de até 100 Gbps na janela de 1550 nm (LI, 2019). Nesses casos são empregados lasers de custo muito elevado, sendo sua concepção orientada para sistemas ópticos confinados, ou seja, sistemas guiados.



**Figura 15** - Resposta óptica de um laser a um pulso retangular de corrente.

**Fonte:** Binh (2018).

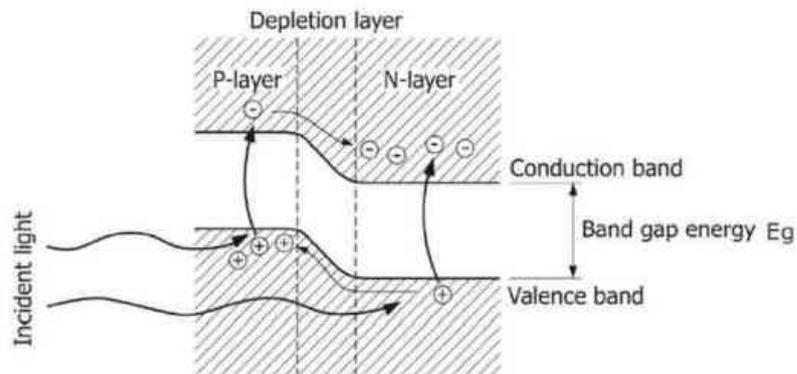
Duas características de relevante influência no desempenho do laser em modulações do tipo on-off são a resposta dinâmica, caracterizada pelo tempo de atraso entre o evento elétrico e a respectiva resposta óptica, e uma oscilação de relaxação. Essas características são ilustradas na Figura 15 e são amplamente discutidas por Binh (2018). Uma forma de contornar tais efeitos, utilizando-se um mesmo componente, é através de técnicas de modelagem do sinal elétrico (pulse shaping), conforme Figura 15, com a finalidade de se obter uma melhor resposta óptica

compatível com a modulação proposta e dessa forma alcançar maiores taxas de transmissão (ILLING, 2004; BINH 2018).

### 3.4 Fotodiodos

O fotodiodo é um dispositivo semiconductor que converte sinais ópticos em sinais de corrente elétrica, normalmente da ordem de  $\mu\text{A}$ . Ao absorver o fóton com energia suficiente, o elétron se move da banda de valência para a banda de condução, resultando na criação de um par de elétron-lacuna (WANG et al, 2017). Em outras palavras, sabendo que a banda proibida (band gap) é a diferença de energia (em  $eV$ ) entre a banda de valência ( $E_v$ ) e a banda de condução ( $E_C$ ) pode-se determinar a energia mínima necessária ( $E_g$ ) para produzir corrente elétrica no fotodiodo (Figura 16), sendo a energia do fóton dada pelo produto entre a constante de Planck ( $h$ ) e frequência da luz incidente ( $f$ ), dado pela Equação (2).

$$hf \geq E_g \quad (2)$$



**Figura 16** - Níveis de energia no fotodiodo e processo de indução da fotocorrente através da luz incidente.

**Fonte:** HAMAMATSU (2020).

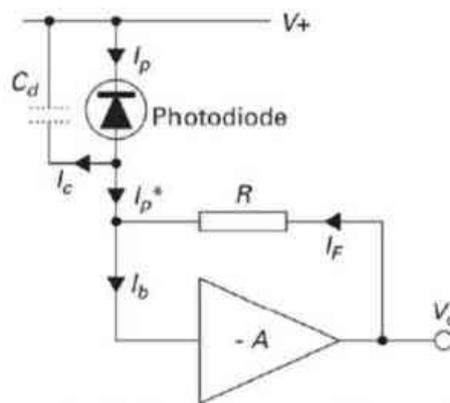
Com o fotodiodo polarizado reversamente, a intensidade do campo elétrico na zona de depleção e o comprimento físico desta região são aumentados, isso ocasiona uma maior velocidade no deslocamento dos portadores e redução da capacitância de junção ( $C_d$ ), respectivamente. Assim, polarizado reversamente, o fotodiodo apresenta melhores resultados no tempo de resposta (WANG et al, 2017).

### 3.4.1 Tipos de Fotodiodos

Os tipos de fotodiodo mais utilizados são o PN, o PIN e o APD. O fotodiodo PN é formado por uma fina camada P altamente dopada e uma camada N, que com a incidência de fótons na zona de depleção, a energia da banda proibida (band gap) é aumentada e assim é gerada a fotocorrente. No fotodiodo PIN, é adicionada uma camada intermediária de material intrínseco que aumenta o comprimento da zona de depleção, reduzindo a capacitância de junção e a corrente de difusão dos portadores nas regiões P e N, resultando na redução do tempo de resposta, mantendo uma mesma sensibilidade que o fotodiodo PN. Já os fotodiodos APD (fotodiodo de avalanche) apresentam uma maior sensibilidade (e por consequência melhor SNR) devido ao ganho de corrente obtido através da colisão de fotoportadores com átomos na zona de depleção, produzindo assim novos portadores (efeito avalanche), tal fenômeno é devido ao elevado campo elétrico nesta região que aceleram os fotoportadores.

### 3.4.2 Condicionamento de Fotodiodos

Como os sistemas digitais se baseiam na identificação de níveis de tensão, para converter o sinal de corrente do fotodiodo para tensão é utilizado um amplificador de transimpedância (TIA), exemplificado na Figura 17, que é simplificada por um amplificador operacional e um resistor na linha de realimentação para a entrada não-inversora. Melhorias nesse circuito de interface podem ser realizadas, com o objetivo de adequar a largura de banda e garantir estabilidade.



**Figura 17** - Configuração básica de um amplificador de transimpedância.

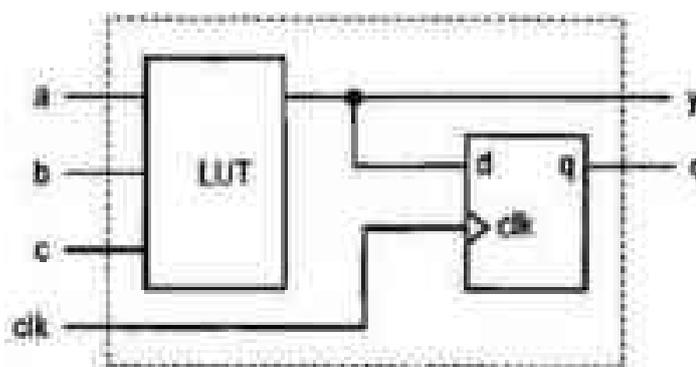
**Fonte:** ARNON et al (2012).

### 3.5 FPGA

É acrônimo de Field Programmable Gate Array, em português Arranjo de Portas Programáveis em Campo. É uma arquitetura de dispositivos, introduzida na década de 1980

que veio a substituir tecnologias baseadas em fusíveis integrados (memória ROM) e outros de baixa capacidade (AMANO, 2018). A expressão programável em campo se refere a capacidade de mimetizar diferentes circuitos lógicos, podendo ser alterado a qualquer momento, característica que difere de circuitos integrados digitais tradicionais (CHU, 2012).

O bloco elementar do FPGA (Figura 18) é a célula lógica, ou elemento lógico, nomenclatura essa que depende do fabricante. Um bloco dessa natureza possui, em essência, uma Look Up Table, que é uma estrutura de multiplexação para obter determinada saída a partir da memória; e um Flip-Flop, responsável pela execução de tarefas síncronas. Com efeito, esses blocos são capazes de gerar qualquer função que seriam possíveis com portas lógicas e flip-flops discretos (CHU, 2012).



**Figura 18** - Estrutura de elemento lógico simples.

**Fonte:** CHU (2012).

Os principais componentes de um FPGA são (AMANO, 2018):

- Elementos lógicos
- Elementos de entrada e saída, responsáveis por interfacear os circuitos internos e os externos, normalmente de níveis de tensão e impedância de saída incompatíveis
- Elementos de conexão (blocos de chaveamento e conexão e canal de interconexão) ligam os elementos lógicos para criar atribuições complexas. Segundo (INTEL, 2021), a maioria do custo de fabricação, conseqüentemente espaço em chip, de um FPGA se dá pelo roteamento.

Nas arquiteturas atuais, diversos elementos de uso específicos e de alta performance são adicionados: transceivers para comunicação com barramentos de altíssima velocidade, memória dedicada, PLLs (phase locked loops) para geração de clock arbitrário em frequência e fase, Conversores A/D, etc.

Após a aquisição de grandes empresas fabricantes de FPGA (Altera e Xilinx) por parte de importantes fabricantes de processadores (Intel e AMD), novos produtos voltados para aceleração de processamento em servidores vem surgindo no mercado. Esses novos produtos incorporam em um único chip um processador com set de instruções compatível com grande quantidade de programas comerciais e compiladores (X86, X64 ou ARM64), junto com um FPGA capaz de trazer flexibilidade e paralelismo.

### 3.6 Modelagem e Simulação de componentes e Circuitos no LTspice

O LTspice é um software de simulação de circuitos eletrônicos desenvolvido pela Linear Technology e atualmente mantido pela Analog Devices (Figura 19). Ele é amplamente utilizado tanto no meio acadêmico quanto na indústria para a análise de desempenho de sistemas analógicos e digitais. Desenvolvido pela Linear Technology (atualmente parte da Analog Devices), o LTspice é baseado no simulador SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), incorporando melhorias significativas em velocidade, estabilidade e interface gráfica. Sua principal funcionalidade consiste em permitir a simulação precisa do comportamento elétrico de circuitos a partir de modelos matemáticos de componentes reais, utilizando equações diferenciais para descrever as leis físicas que regem o funcionamento de dispositivos eletrônicos.



**Figura 19** - Logomarca da Analog Devices à esquerda e do LTSpice à direita.

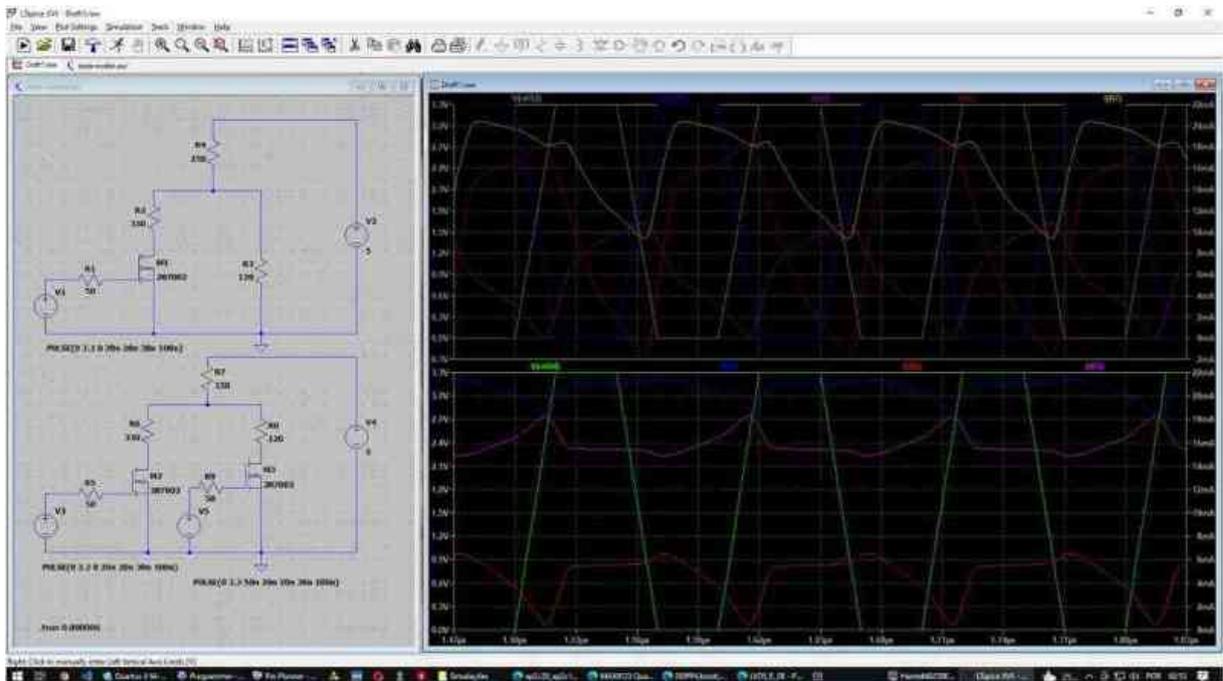
**Fonte:** [www.analog.com](http://www.analog.com) (2025)

A modelagem de componentes no LTspice se dá por meio de bibliotecas integradas que contêm descrições comportamentais e estruturais de elementos passivos (como resistores, capacitores e indutores) e ativos (como diodos, transistores bipolares e MOSFETs). Além disso, o LTspice permite a inclusão de modelos personalizados por meio de arquivos .lib ou .sub, o que possibilita ao projetista utilizar componentes específicos de fabricantes ou simular dispositivos com parâmetros ajustados experimentalmente. Esses modelos podem incluir efeitos secundários como capacitâncias parasitas, resposta térmica, ruído e variações de

processo, fornecendo uma visão mais realista do comportamento do circuito em condições reais de operação.

As simulações no LTspice são realizadas por meio de análises específicas, como a análise de regime permanente em corrente contínua (DC Sweep), a análise transiente (Time Domain), a análise em frequência (AC Sweep) e a análise de ruído ou sensibilidade. A escolha do tipo de análise depende dos objetivos do sistema, permitindo, por exemplo, verificar a resposta de um filtro a diferentes frequências, avaliar a estabilidade de um sistema de controle, ou observar a comutação de dispositivos semicondutores em circuitos de potência.

Uma característica relevante do LTspice é sua capacidade de gerar curvas de resposta gráfica (Figura 20), permitindo que o projetista avalie o comportamento das variáveis elétricas em cada nó do circuito, bem como a corrente através de cada componente. Esse recurso é particularmente útil para a depuração de circuitos, validação de topologias e comparação entre diferentes configurações do sistema antes da implementação física.



**Figura 20** - Interface do LTSpice com um exemplo de esquemático e gráficos de simulação.

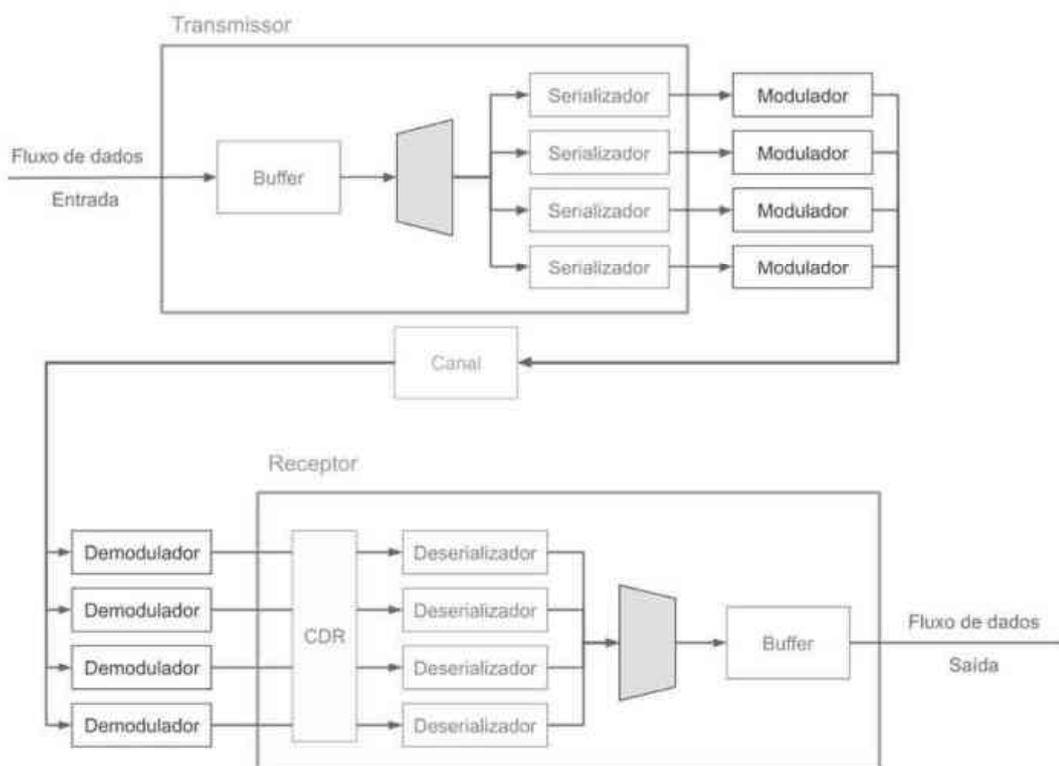
**Fonte:** Autoria Própria (2025).

Em projetos que envolvem circuitos integrados específicos, o LTspice se destaca por oferecer suporte direto a componentes da Analog Devices, cuja modelagem de dispositivos é altamente refinada e compatível com o ambiente de simulação. Além disso, o simulador permite

a construção de modelos hierárquicos, utilizando subcircuitos e blocos reutilizáveis, favorecendo a organização e modularização de projetos complexos.

## 4. MATERIAIS E MÉTODOS

Acerca da organização estrutural do sistema proposto, para cada transceiver, isto é, para cada par transmissor-receptor, para ilustrar, é apresentado o diagrama em blocos da Figura 21.

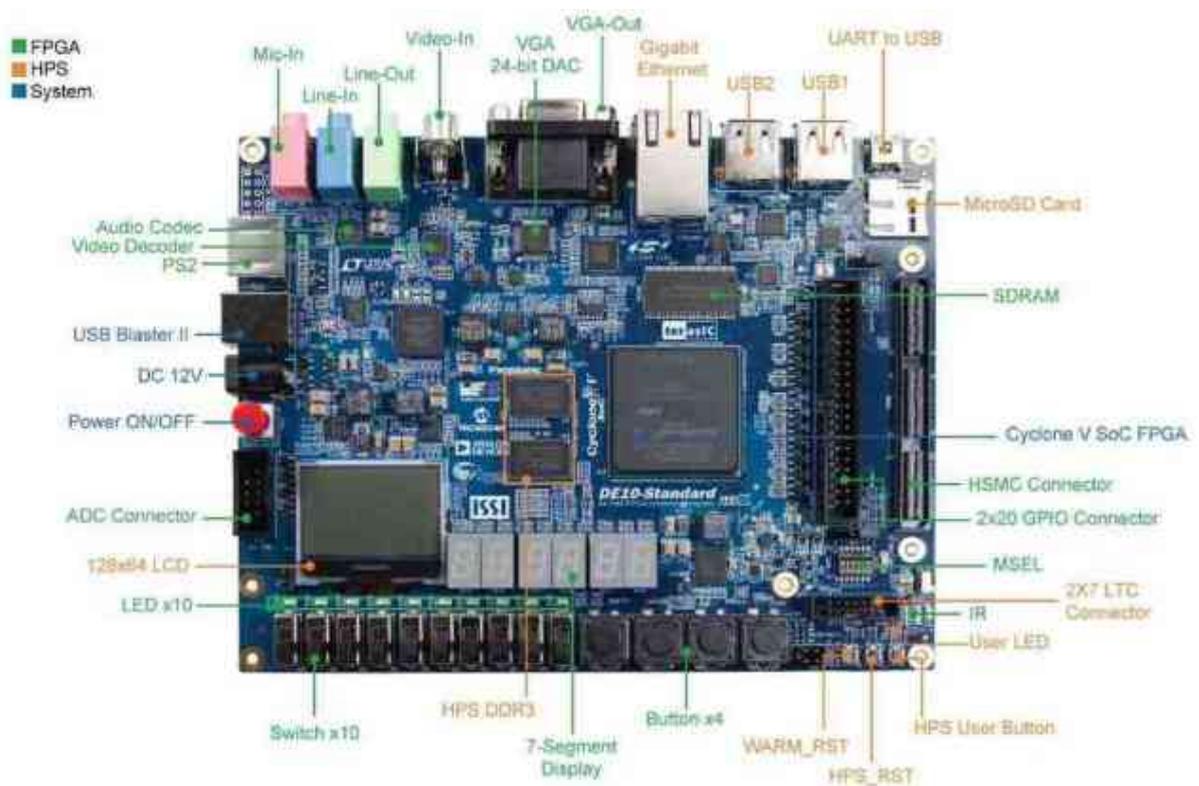


**Figura 21** - Transceiver - Diagrama esquemático simplificado para 4 lasers.

**Fonte:** Autoria Própria (2025).

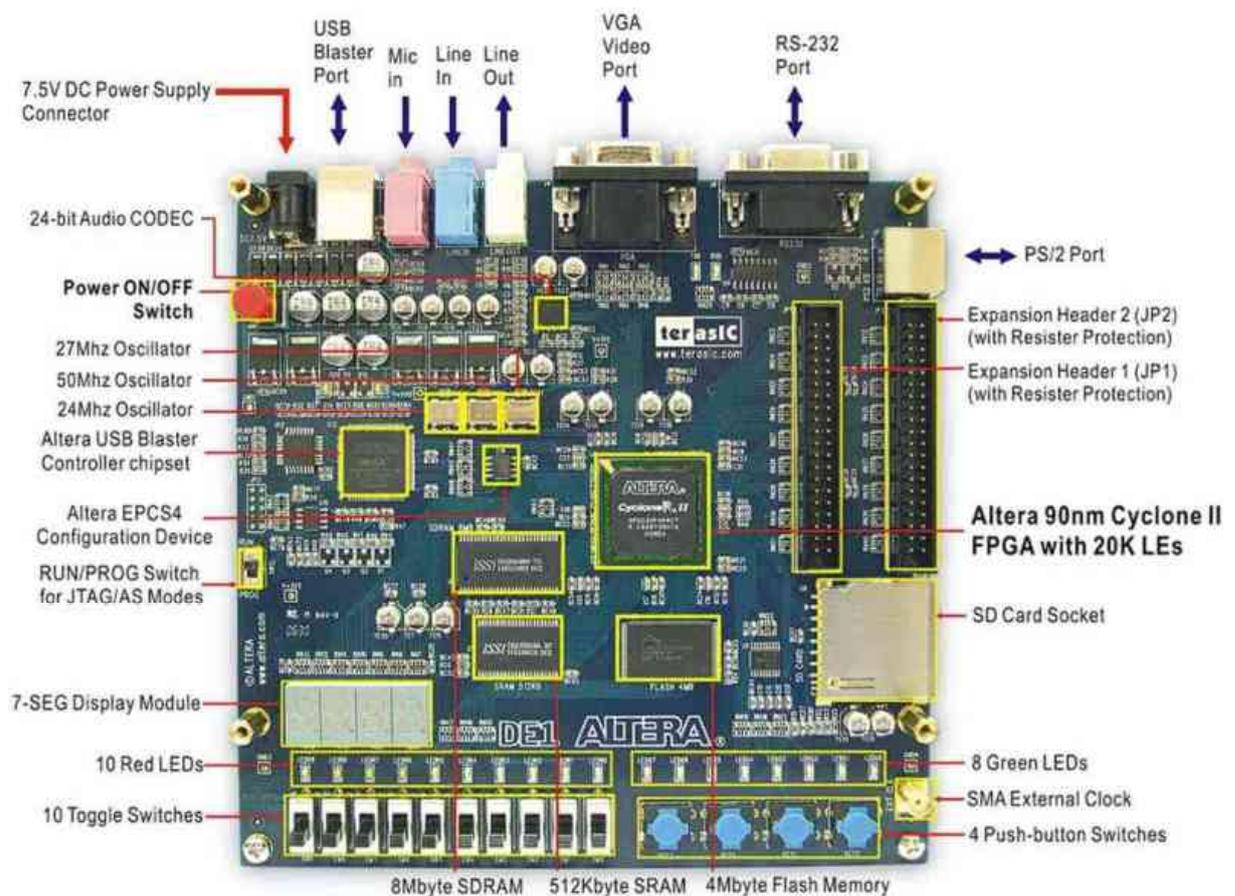
Neste sistema, o bloco transmissor recebe um fluxo de dados e armazena em uma fila (buffer) até o processamento. Em seguida, um demultiplexador distribui os pacotes para cada um dos 3 canais. Por fim, o serializador transforma os pacotes de bytes em bits que podem ser transmitidos serialmente pelos lasers no enlace óptico. O fluxo de dados do sinal pode ser oriundo de várias fontes, como texto, streaming de imagens, áudio e vídeo, sensores diversos, ou mesmo por periféricos internos do FPGA como memórias e geradores de bits randômicos, desde que a entrada e saída concordem em protocolo sobre o conteúdo. A recepção funciona de maneira análoga, em reverso, ou seja, os 3 fluxos recebidos são processados, formando novamente o fluxo original. Para um correto funcionamento do circuito receptor, faz-se necessário o uso de um circuito para recomposição do sinal de relógio (*Clock and Data Recovery* - CDR), responsável por sincronizar os bits recebidos, evitando-se que haja erros de cunho temporal na remontagem do fluxo original, Sousa (2022).

Para a implementação deste sistema, foram utilizadas duas placas de desenvolvimento FPGA, uma contendo o sistema transmissor e outra contendo o sistema receptor, sendo assim capazes de comunicação unidirecional, conforme proposta do sistema. Foram utilizadas uma placa de desenvolvimento DE10-Standard (Figura 22), baseado no FPGA Cyclone V SoC 5CSXFC6D6F31C6N (TERASIC, 2017), e outra DE1 (Figura 23) Cyclone II 2C20. Segundo o Cyclone V Device *Datasheet* (Intel, 2019, p. 41), para a versão do FPGA utilizado no DE10-Standard, a frequência máxima de saída do PLL é de 550 MHz para uso interno e de 667 MHz para uso externo, sendo esse último limitado pela máxima frequência suportada pelo pino escolhido.



**Figura 22** - Placa de desenvolvimento FPGA DE10-Standard.

**Fonte:** Rocketboards (2019).



**Figura 23** - Placa de desenvolvimento FPGA DE1.

**Fonte:** TERCASIC (2012).

Três fatores impactam os resultados finais deste estudo, principalmente em termos de taxa de transmissão de dados. Primeiramente a frequência máxima de operação da plataforma de prototipagem, que processará os sinais multimídias a serem transmitidos e gerará o fluxo de dados, no caso o FPGA integrado placa de desenvolvimento DE10-Standard. O segundo fator limitante é a frequência máxima de operação do sistema óptico, composto por lasers, fotodiodos e seus respectivos circuitos de condicionamento elétrico (drivers e amplificadores). O terceiro fator limitante são os instrumentos de medição disponíveis em laboratório, mais especificamente a capacidade em banda dos osciloscópios. No entanto, este último fator não impede o correto funcionamento do sistema, apenas prejudica a visualização direta de alguns sinais, sendo resolvido através de uma análise indireta dos resultados obtidos em conjunto com uma análise direta em frequência reduzida de operação, compatível com os instrumentos de medição.

Há duas opções para o uso de componentes ópticos utilizando-se placas de desenvolvimento com FPGA, a primeira consiste em adquirir módulos prontos de laser e

fotodiodo, normalmente disponibilizados para instrumentação de laboratórios de óptica, a um preço relativamente elevado, ou desenvolver estes módulos a partir de um levantamento de requisitos, simulação analógica, pesquisa de opções de componentes no mercado e testes em laboratório. Objetivando a redução de custos, este sistema faz uso da segunda alternativa para desenvolver tais interfaces ópticas.

Inicialmente foram utilizados imediatamente disponíveis, como o fotodiodo S5971, amplificador de transimpedância OPA381, MOSFET IXDD41, entre outros. Para o laser, foram levados em questão requisitos ópticos e elétricos, e realizados testes em laboratório para verificação da possibilidade de aproveitamento dos lasers já disponíveis (de apontadores lasers de apresentação). Para o modulador do laser, foram testadas diversas opções na implementação da fonte de corrente e elementos de comutação, pois o objetivo é permitir ajustes no formato de onda da corrente elétrica, de forma a permitir a sua modelagem (*pulse shaping*) e assim realizar ajustes para obter-se uma melhor resposta óptica do laser. Para o fotodiodo, o modelo utilizado apresenta resposta em frequência de 100 MHz. Para o condicionamento elétrico do fotodiodo, foram avaliadas as opções de amplificadores operacionais ou amplificadores de transimpedância integrado com largura de banda compatíveis com as frequências especificadas para o sistema, adaptando-se pelo modelo GS8094-SR, que possui largura de banda para ganho unitário de 350 MHz.

Os resultados podem ser avaliados de forma direta, quando os instrumentos de medição permitem observar todos os sinais do sistema, ou indireta, quando apenas o resultado final pode ser visualizado (taxa de erro de bits) em função do ajuste da frequência de operação. Para uma análise direta, o laboratório de telecomunicações conta com osciloscópios Keysight DSO-X 2012A com largura de banda de 100 MHz e 2 GSa/s (KEYSIGHT, 2021a), geradores de funções Keysight N5172B para sinais até 6 GHz (KEYSIGHT, 2021b) e Agilent 33220A para sinais até 20 MHz (KEYSIGHT, 2021c), entre outros instrumentos, que a princípio, permitem avaliar sinais até 100 MHz, o que foi considerado no desenvolvimento do sistema.

A distância de transmissão inicialmente proposta no dimensionamento dos componentes foi de 50 metros, acrescida conforme sucesso em etapas anteriores. A determinação dessa distância está diretamente ligada à potência do laser, à sensibilidade do receptor, à taxa de transmissão e também ao ângulo de divergência do laser. Em sistemas de longas distâncias, inter-satélites ou satélite-estação terrestre, este ângulo pode ser da ordem de micro-radianos (KAUSHAL 2017). No entanto, os lasers de estado sólido comumente encontrados no mercado nacional apresentam ângulo de divergência da ordem de um miliradiano. Considerando o ângulo de divergência do feixe óptico, foi realizado estudo prático sobre a necessidade de

implementação de lentes externas para melhoria da qualidade dos sinais recebidos: Lentes colimadoras na transmissão e lentes focais na recepção.

Acerca da quantidade de lasers, do ponto de vista da FPGA, esse parâmetro pode chegar até trinta e seis, devido ao número de portas de saída, uma vez que essa classe de dispositivos é apta para processar dados paralelamente sem perda de performance (INTEL, 2019). Todavia, o dimensionamento do sistema estudado se baseou em nove lasers para o estabelecimento de nove feixes de comunicação unidirecional. Com o aumento da distância, a divergência angular dos lasers demanda separações maiores entre os mesmos na transmissão e entre os fotodiodos na recepção. Alguns parâmetros foram estudados para determinar configurações ótimas de geometria, quantidade, e comprimento de onda dos lasers. Testes nos lasers disponíveis mostraram capacidade de modulação de 20 MHz, valor esse limitado à capacidade da frequência de chaveamento do gerador de sinais utilizado no teste. O valor máximo em frequência de chaveamento do laser está condicionado também a fatores como qualidade do sinal de acionamento e arrefecimento dos lasers.

Previamente à montagem de todos os componentes, foram realizados testes e simulações para correta modelagem dos fenômenos envolvidos. Para a simulação de circuitos, foram utilizadas ferramentas de SPICE como Proteus e LTSpice. Para simulações de linguagens de descrição de hardware, foram utilizados o Modelsim, GTKWave. Também foram utilizadas ferramentas de compilação e interpretação de códigos disponíveis no Quartus Prime Suite a fim de carregar designs para o FPGA.

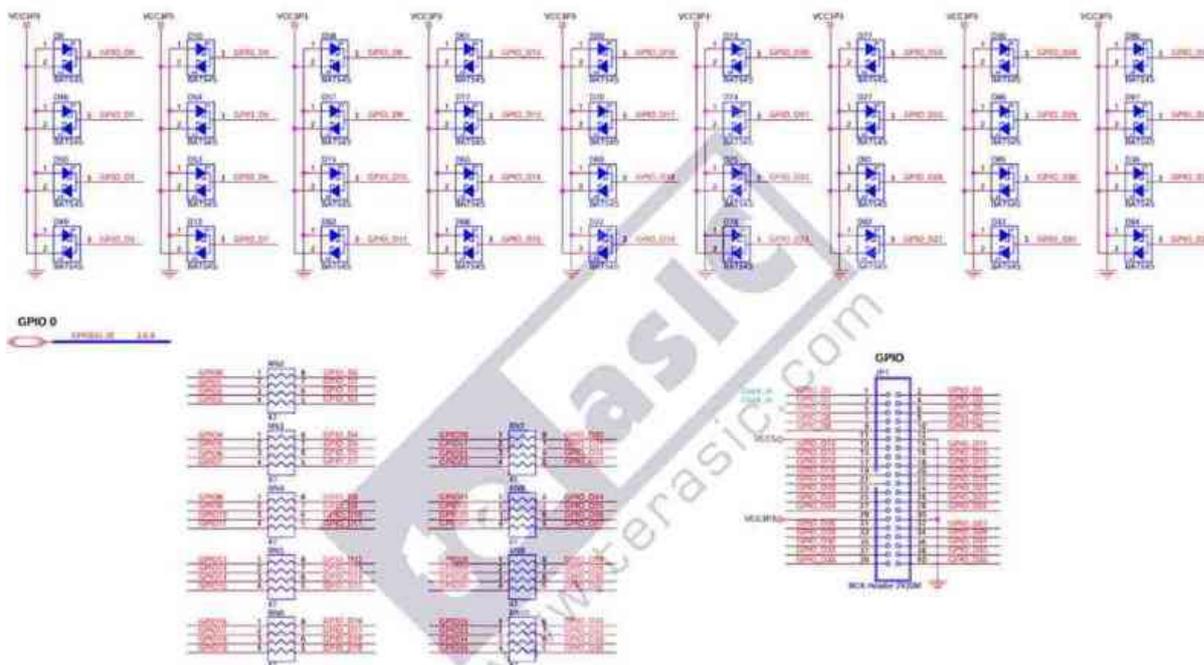
Depois de montado o protótipo, as três métricas de performance e qualidade do sinal consideradas são a distância, a taxa de transmissão e a taxa de erro de bit (BER), respectivamente. A taxa de transmissão foi discutida anteriormente. Para verificações e testes de BER, existem equipamentos profissionais para tal, que em geral são extremamente robustos e com larguras de banda da ordem de dezenas de Gb/s (KEYSIGHT, 2020), conseqüentemente são também dispendiosos. No entanto, existem técnicas como a proposta por Mita (2002) e implementada por Ibrahim (2020) que geram sequências pseudo-randômicas, e que podem ser validadas na recepção do sinal e assim calculado o BER.

## 5. RESULTADOS E DISCUSSÕES

### 5.1 Testes de transmissão e recepção

Os primeiros resultados do sistema proposto dizem respeito à capacidade de transmissão inerente às placas de desenvolvimento, assim sendo, foi publicado no artigo “Estudo sobre a capacidade máxima de transmissão de uma placa de desenvolvimento fpga de10 – standard para operar um enlace óptico reconfigurável composto por múltiplos feixes de lasers em paralelo transmitindo em espaço livre” - Cardoso (2021), no 4º Simpósio de Pesquisa, Inovação e Pós Graduação do IFPB. Esse estudo preliminar visava a determinação da taxa de transmissão máxima permitida com a placa DE10, plataforma escolhida para construção do dispositivo.

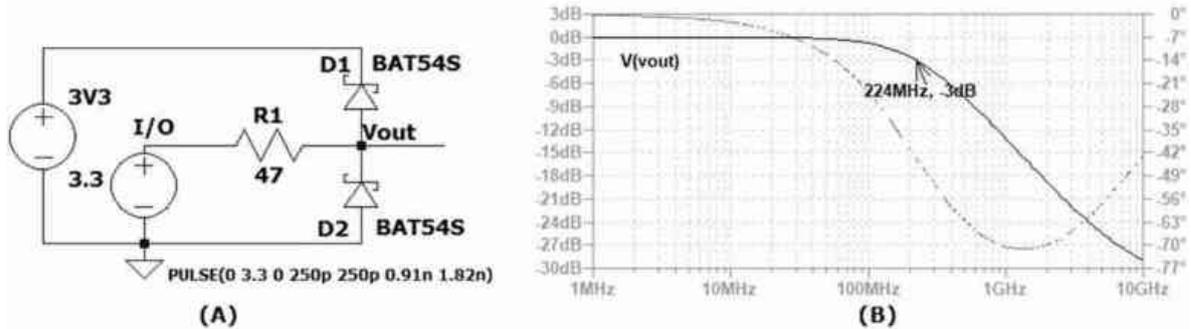
Segundo a folha de dados do FPGA presente na placa (5CSXFC6D6F31C6N), a frequência máxima do PLL para uso externo é de  $667\text{MHz}$  com tempo de subida ou descida de no máximo  $300\text{ps}$ . Além disso, ambas as placas de desenvolvimento, em sua interface de GPIO possuem elementos de proteção como diodos schottky BAT54S entre linha de  $3.3\text{V}$  e o GND e um resistor em série de  $47\Omega$ , conforme esquemático na Figura 24.



**Figura 24** - Esquemático da placa DE10-Standard.

**Fonte:** TERASIC (2017).

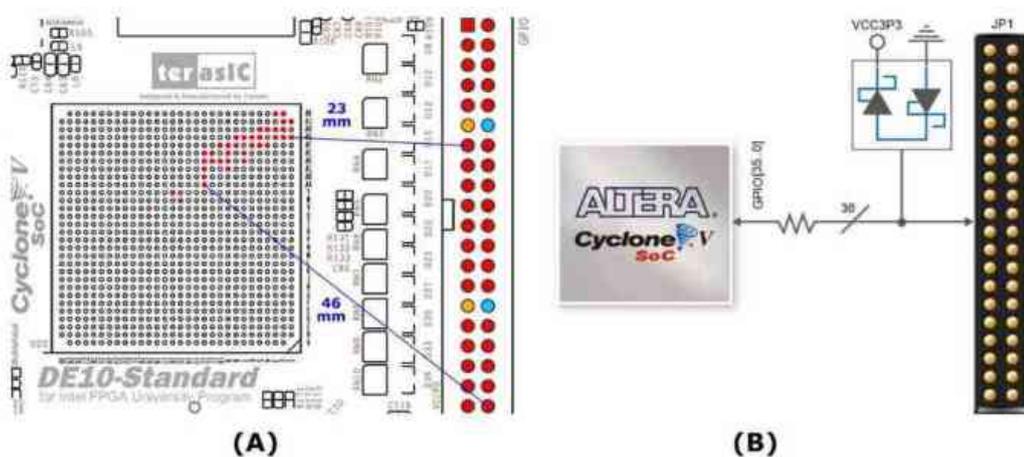
Com a informação da capacitância de junção dos diodos (em paralelo para análise AC), juntamente com o resistor, através de simulação desse sistema RC no domínio da frequência foi possível observar a largura de banda desse sistema passa baixa, conforme Figura 25.



**Figura 25** - Simulação dos componentes do circuito de entrada da interface GPIO da placa de desenvolvimento.

Fonte: CARDOSO (2021).

Ainda neste artigo, foi avaliado a influência no comprimento das trilhas da placa de circuito impresso entre o FPGA e a interface GPIO. Dado o comprimento médio das trilhas (Figura 26) serem inferiores a um sexto ao menor comprimento de onda relevante calculado em função da velocidade de propagação do sinal corrigida pela constante dielétrica do meio material da placa de circuito impresso, é possível desconsiderar os efeitos de uma linha de transmissão para esse trecho em que o sinal se propagar entre o FPGA e a interface GPIO da placa de desenvolvimento.

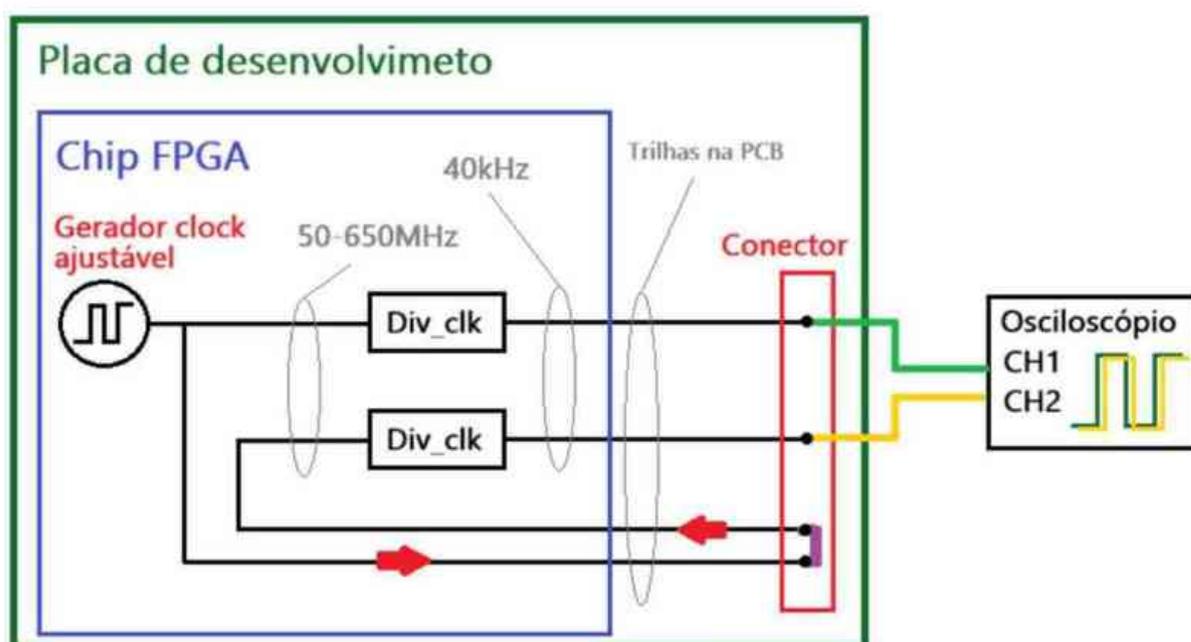


**Figura 26** - (a) Menor e maior distância entre os pinos do FPGA e do conector na placa. (b)

Esquemático.

Fonte: CARDOSO (2021).

Para se determinar a maior frequência digital de operação através de testes reais, devido a falta de instrumentos que permitisse analisar sinais com banda acima de 100 MHz, foram conduzidos testes indiretos (Figura 27) ao se duplicar o sinal gerado no FPGA (de 50MHz a 650MHz), um ligado diretamente a um divisor de clock interno e o outro realizando o trajeto externo até o conector de GPIO da placa de desenvolvimento e retornando para o FPGA a fim de também ser reduzido por divisor de clock, que, após externalizar ambos reduzidos em frequência no conector da placa de desenvolvimento, foi possível uma visualização simultânea por um osciloscópio de dois canais.



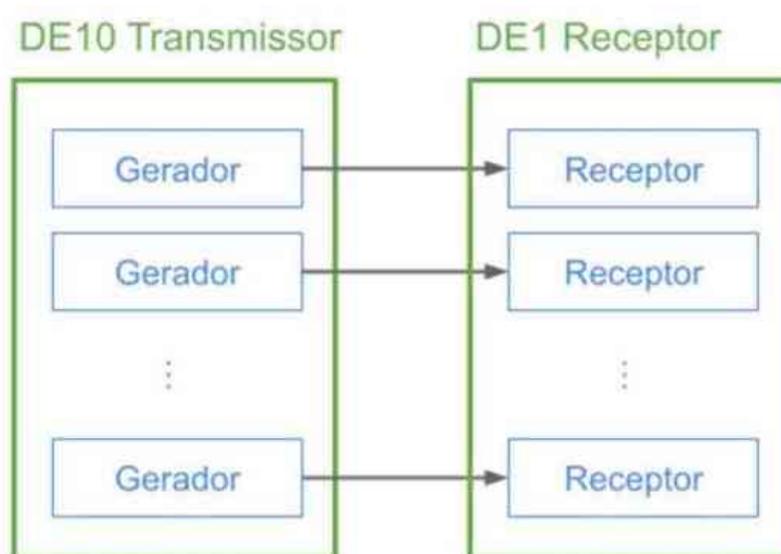
**Figura 27** - Teste indireto em baixa frequência de estabilidade do sinal digital de alta frequência na interface entre FPGA e conector da placa de desenvolvimento

**Fonte:** Autoria própria (2025).

Subindo a frequência original de 50 a 650 MHz foi possível observar uma instabilidade de sincronismo do sinal externalizado em alta frequência entre 250-350 MHz e acima de 600 MHz. Considerando a largura de banda do circuito RC formado pelos diodos de proteção e o resistor série de 224 MHz, e da instabilidade no teste real indireto entre 250 e 350 MHz, foi possível especificar uma frequência digital máxima de 200 MHz para uma operação satisfatório do sistema existente na placa de desenvolvimento.

Ainda no tocante às capacidades das placas em conjunto, foi então realizado um teste que conecta eletricamente duas placas, DE10 Standard e DE1, estabelecendo uma metodologia

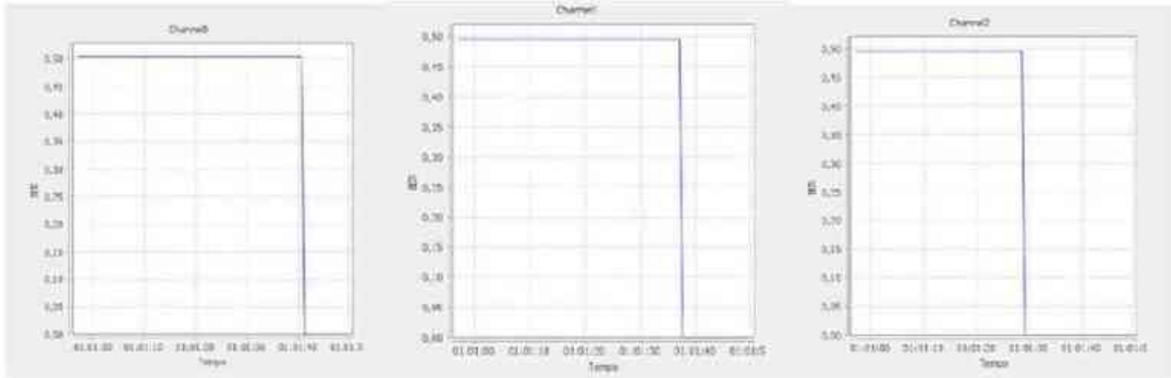
pela qual se pode visualizar a Taxa de Erro de Bit (BER). O teste consistiu na ligação física das duas placas, por diferentes canais, através de fios condutores, a fim de verificar a integridade do sinal com base na quantidade ou percentagem de bits transmitidos que são recebidos incorretamente (Figura 28). Cada um dos nove canais propostos pode ser tomado independentemente para o ensaio. Na transmissão, internamente ao DE10, são utilizados como fonte de dados gerados de bits pseudoaleatórios, de modo que a sequência de bits é conhecida. Na recepção, com o DE1, essa sequência é remontada e uma vez que é conhecida é comparada com a referência para determinar a taxa de erro de bits.



**Figura 28** - Diagrama do teste de metodologia de detecção de BER.

**Fonte:** Autoria Própria (2025).

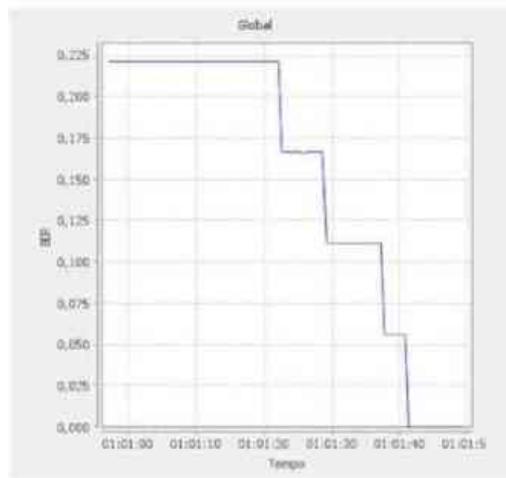
Para cada canal, pode-se determinar o valor do BER individual e visualizar tal informação ao longo do tempo, conforme mostrado na Figura 29. Essa taxa de erro equivale a 0.5 por canal quando o canal está desconectado e 0 quando conectado. Considerando-se que em um sinal pseudoaleatório metade dos bits é de valor lógico 1 e a outra metade é de valor lógico zero, é possível ver que o sinal flutuante consegue prever o valor de referência aleatório em metade do tempo, por isso consegue errar apenas 0.5 das vezes. Quando o sinal é igual à referência, naturalmente o erro é nulo.



**Figura 29** - Gráficos de BER dos canais 0, 1 e 2.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

A Figura 30 mostra o teste prático do BER global, sem os canais ópticos, ou seja, o transmissor ligado diretamente ao receptor através de fios, na bancada. Inicialmente, com todos os canais sem dados, cada canal apresenta 0.5 de BER, resultando um BER global de 0.225. Com a conexão gradativa dos canais, o BER decresce, chegando a 0 com a conexão de todos os canais.

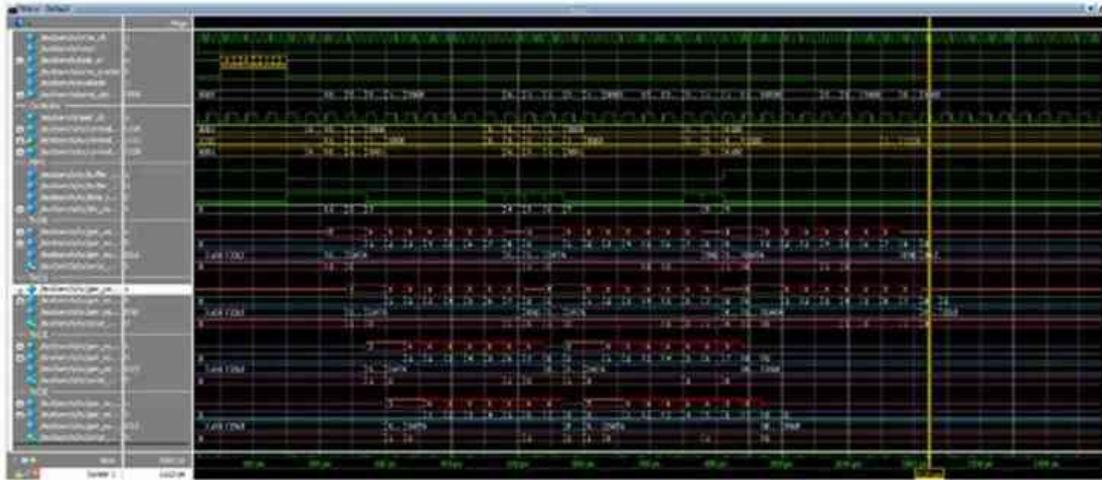


**Figura 30** - Gráfico global de BER.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

Assim, quanto mais bits incorretos por canal, maior o impacto sobre a qualidade global do sinal. A taxa de erros de bits torna-se, então, um indicador eficaz do desempenho global do enlace, pois abrange o receptor e o transmissor, bem como o canal de transmissão entre eles. Este teste será usado como referência para a determinação do BER com o enlace óptico em testes futuros.

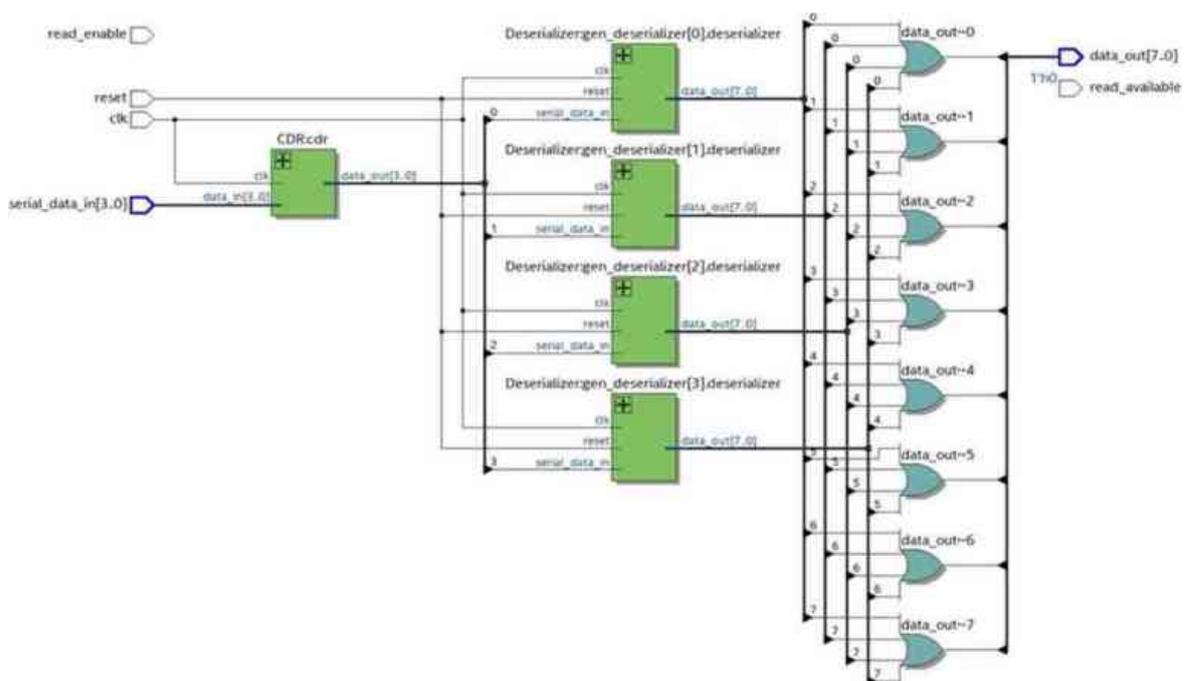




**Figura 33** - Formas de onda no transmissor.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

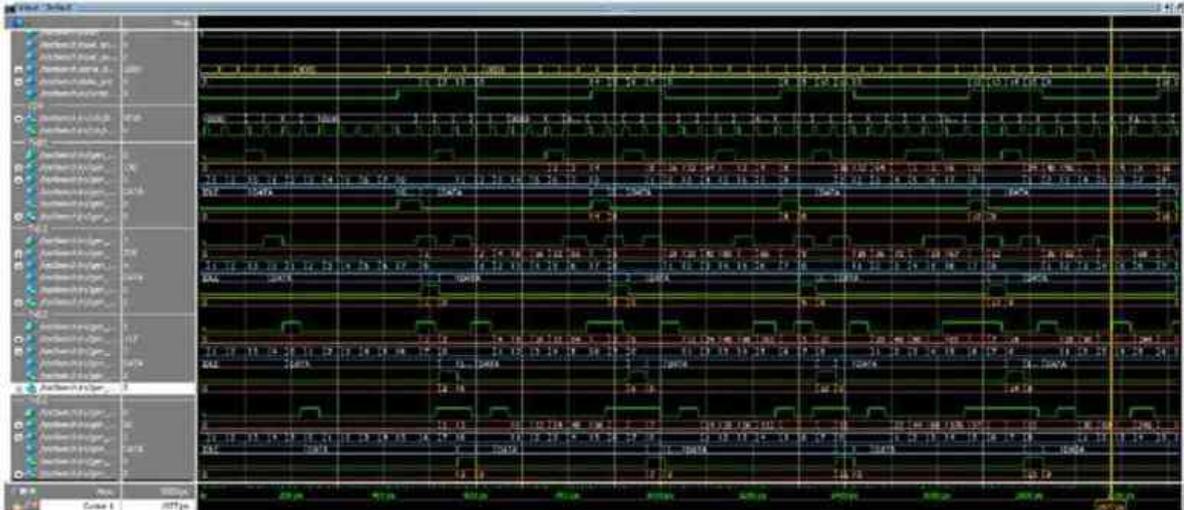
Ainda com o auxílio do Quartus, a configuração de hardware gerada pôde ser visualizada no diagrama de blocos para a recepção do sinal gerado no diagrama apresentado na Figura 31. O único bloco necessário além do CDR, que identifica e sincroniza a temporização de recepção, é o desserializador, que tem a função recíproca da serializador, isto é, recebe dados seriais e entrega no barramento na sua saída, sua forma de onda é similar a da Figura 34, porém invertendo entradas e saídas.



**Figura 34** - Diagrama de blocos do receptor.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

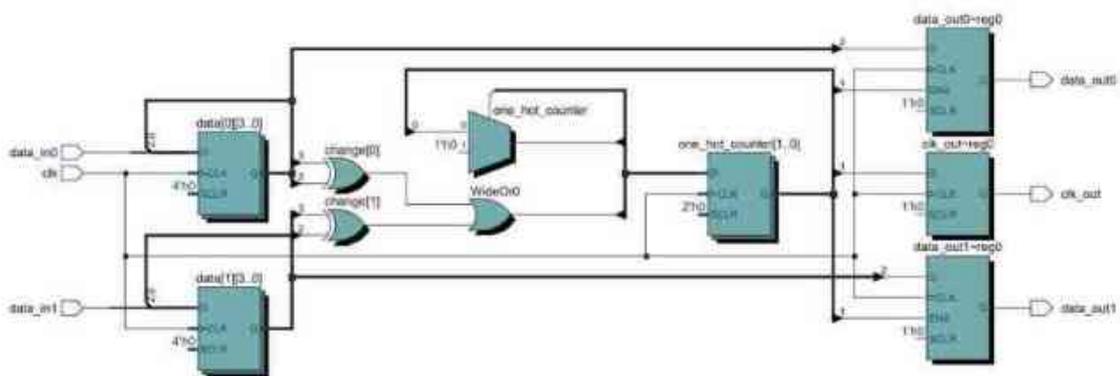
De forma similar ao apresentado na Figura 33 para o transmissor, as formas de onda simuladas preliminarmente, podem ser vistas na Figura 35.



**Figura 35** - Formas de onda no receptor.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

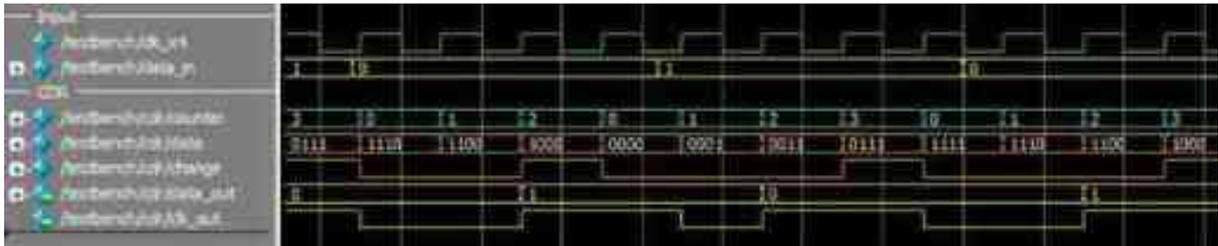
O primeiro resultado é o desenvolvimento da arquitetura proposta. Com o auxílio do Quartus, foi possível ver o diagrama RTL do design gerado na Figura 36. Segundo a mesma ferramenta, tal design alcança 630.52 MHz em um EP4CE6E22C8 e 734.75 MHz em um EP4CGX150DF3I7AD, FPGAs de entrada e avançado da linha Cyclone IV, tomados apenas como referência de performance.



**Figura 36** - Diagrama para Simulação no Modelsim, com frequência de transmissão menor que a de recepção.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

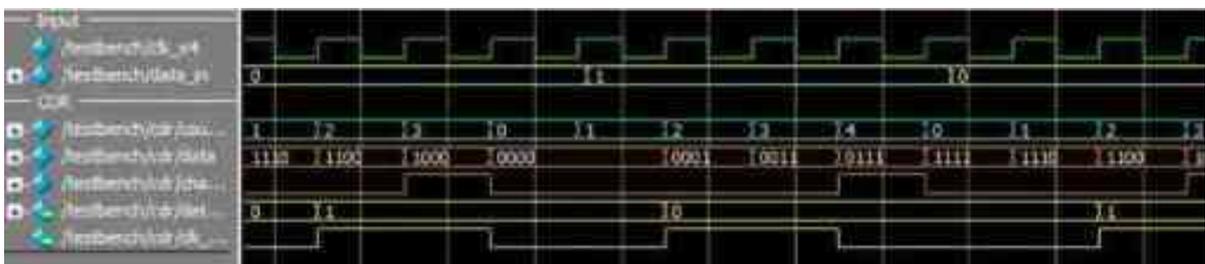
Para testar suas funcionalidades, foi projetado um testbench para gerar um dado de frequência e conteúdo genéricos. A menos que dito o contrário, foi utilizado uma sequência alternada de zeros e uns como entrada de dados. Foi necessário testar dois casos de funcionamento garantido. O primeiro deles é quando a frequência de transmissão é menor que a frequência de referência da recepção. Tal caso está disposto na Figura 37.



**Figura 37** - Simulação no Modelsim com frequência de transmissão menor que a de recepção.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

A entrada do sistema é `data_in` e o clock `clk_x4`, e a saída `data_out` e `clk_out`. Os sinais counter, data e change representam respectivamente o contador de ciclos de cada bit, o dado armazenado nos registradores de deslocamento, e se houve alteração entre o anterior e novo valor de data. Observe que o sistema desenvolvido utiliza um clock 4 vezes maior que o clock de referência da recepção e disponibiliza um bit na saída por 3 ou 4 ciclos de `clk_x4`, de modo a corrigir a diferença de fase entre fase e frequência percebida entre a entrada e a referência. O caso inverso, quando a frequência de envio é maior que a de recepção, está disposto na Figura 38. Analogamente, nessa situação, um bit é disponibilizado por 4 ou 5 ciclos de `clk_x4` de modo a corrigir a frequência e fase.

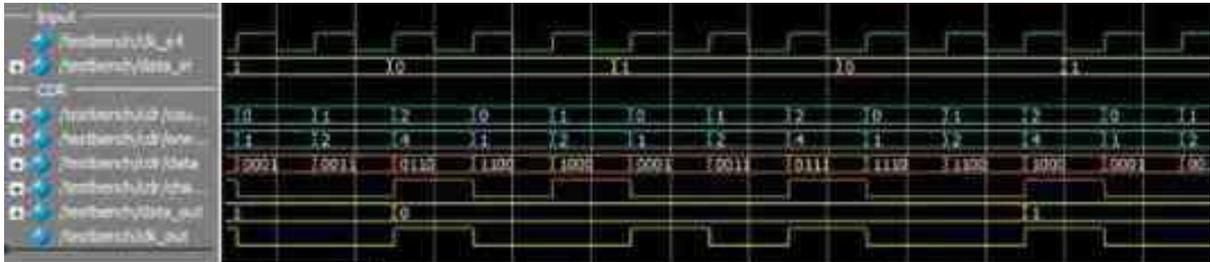


**Figura 38** - Simulação no Modelsim com frequência de transmissão maior que a de recepção.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

Nota-se que um bit pode ser disponibilizado na saída por 3, 4 ou 5 ciclos de `clk`, ou seja, sua frequência pode variar de  $x4 \frac{3}{4} clk\_x4 = 75\% clk\_ref$  a  $5/4 clk\_x4 = 125\% clk\_ref$ .

Caso contrário, falhas podem aparecer na saída e um erro de bit acontece. No exemplo mostrado na Figura 39 a frequência do bit é de 70% da frequência de referência do CDR, o bit 0 é repetido uma vez que um dado não foi devidamente amostrado.



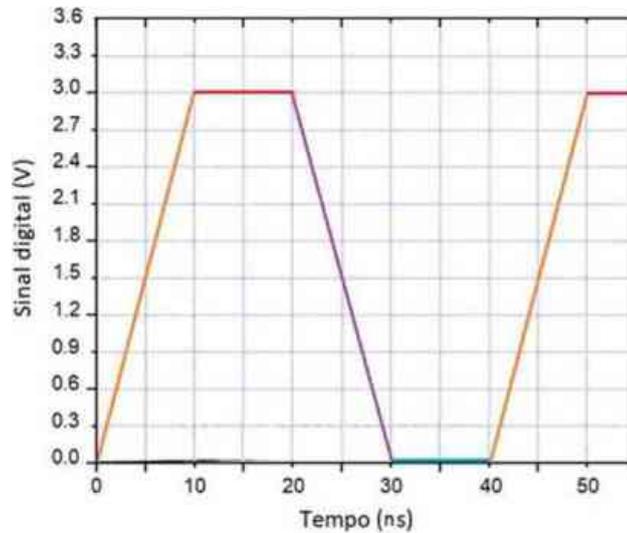
**Figura 39** - Simulação no Modelsim com erro de bit.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

A arquitetura proposta utiliza as transições que ocorrem em todos os canais. Desta forma, o número de bits inseridos à informação na técnica de bit stuffing é decrescente em relação à quantidade de canais, podendo ser redundante para um 5 número suficientemente grande de canais, isto é, se houverem mais canais que o tamanho do pacote serializado.

### 5.3 Lista dos Principais Componentes Selecionados

A partir da especificação geral do sistema (transmitir a uma taxa de 450 Mbps em nove canais), foi determinado uma taxa mínima de 50 Mbps por canal (450 Mbps para um sistema com nove canais), implicando um sinal com frequência digital máxima de 25 MHz ou período de 40 ns. Considerando a situação mais extrema, caracterizada por uma sequência alternada de bits, o período do sinal digital é composto por duas transições (uma de nível baixo para alto e outra de nível alto para baixo) e duas estabilizações (nível alto e nível baixo), conforme Figura 40. Foi então especificado que o tempo de transição deve ser igual ou inferior a 10 ns e o tempo de estabilização igual ou superior a 10 ns, a fim de totalizar um período de 40 ns.



**Figura 40** - Sinal digital. Na cor laranja e roxo as transições (10 ns cada) e em vermelho e azul as estabilizações (10 ns cada).

**Fonte:** Aatoria própria (2025).

A partir de simulações no LTspice, foram selecionados componentes compatíveis com os requisitos determinados para construção do sistema, definidos por consulta a vários *datasheets*. Os componentes foram escolhidos levando em consideração as especificações técnicas, a disponibilidade comercial e o custo. Módulos usados em aplicações industriais, mais elaborados, com lentes mais sofisticadas e resistentes a longos períodos de uso contínuo, apresentam custo no mercado americano entre US\$ 300,00 a US\$ 1100,00, a exemplo dos comercializados pela THORLABS ou pela EGISMOS.

Para o sistema proposto, foram usados em testes preliminares componentes como amplificadores operacionais, comparadores de sinais, e diodo lasers (Tabela 4). É necessário salientar que a maioria destes componentes não foram encontrados em mercado nacional ou apresentavam um custo inferior no mercado externo, havendo a necessidade de importação.

**Tabela 4** - Lista dos principais componentes selecionados.

Componente	Modelo	Características
TBJ	<a href="#">MMBT5179 - Fairchild</a>	Ft = 900 MHz
	<a href="#">S9018 - FUXINSEMI</a>	Ft = 800 MHz
Laser	<a href="#">ADL65052TL</a>	5 mW, 655 nm, PD monitor, Imin 15 - 18mA

	Laser point	5 mW, 650 nm, obter demais dados através de testes.
Fotodiodo	<a href="#">SFH213</a>	Tr 5 ns e Cj 3pF @ Vr 20V
Amplificador operacional	<a href="#">GS8094-SR - Gainsil</a>	GBW 180 MHz, Ibias 1 pA, SR 119 V/us
	<a href="#">RS8754XP - RUNIC1</a>	GBW 250 MHz, Ibias 1 pA, SR 180 V/us
Comparador	<a href="#">GS8743 - Gainsil</a>	Tp 6 ns, Tr = 3.6 ns
	<a href="#">DS90LV032A - Texas Instruments</a>	Tp 3.3 ns, Tr = 0.35 ns

**Fonte:** Autoria própria (2025).

#### 5.4 Modelagens e Simulações Elétricas no LTspice

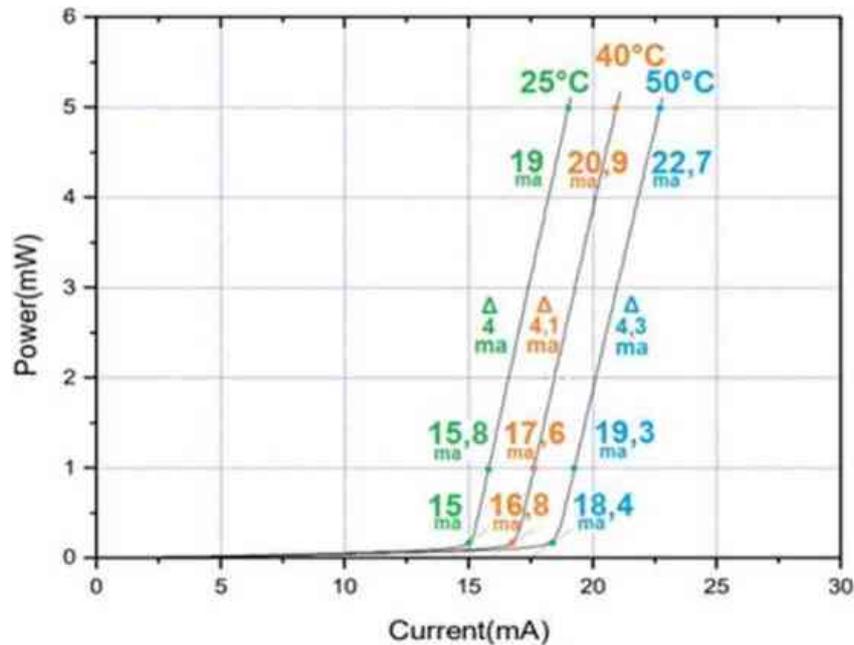
Foi realizada a modelagem dos principais componentes do sistema, o laser e o fotodiodo, no LTspice para escolha da topologia, do circuito de interface, mais adequada para os requisitos do sistema proposto.

O laser escolhido foi o modelo ADL65052TL (ARIMA LASERS, 2021), mostrado na Figura 41. No gráfico mostrado na Figura 42, extraído do *datasheet* do fabricante, é destacado alguns pontos de operação importantes do laser para determinadas correntes, potência e temperatura.



**Figura 41** - Lasers ADL65052TL adquiridos para o sistema.

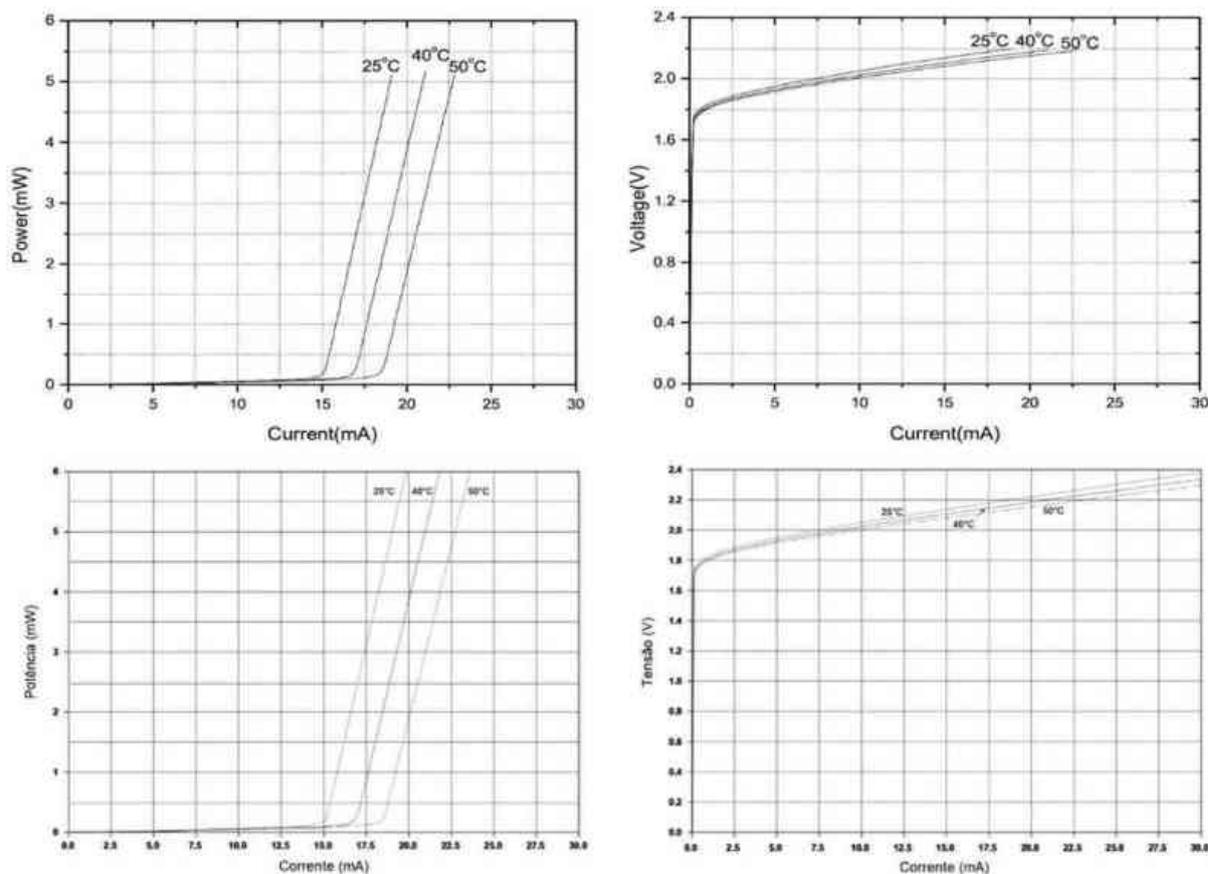
**Fonte:** Autoria Própria (2025).



**Figura 42** - Curva de corrente versus potência do laser ADL65052TL. Valores para a curva de operação à 25°C (em verde), 40°C (em laranja) e 50°C (em azul).

**Fonte:** Adaptado de ARIMA (2021).

Nos gráficos abaixo, na Figura 43, à esquerda são apresentadas as curvas de corrente versus potência (I-P) e de corrente versus tensão (I-V) retiradas do *datasheet* do Laser ADL65052TL para as temperaturas de 25°C, 40°C e 50°C, respectivamente, e à direita as mesmas curvas obtidas através de simulação do modelo desenvolvido no LTspice para compor as simulações do circuito de modulação do diodo laser e garantir o comportamento mais próximo do sistema final. É possível observar que as curvas obtidas pelo modelo desenvolvido no LTspice correspondem ao apresentado no *datasheet* do componente, tornando assim a simulação coerente com a realidade dos componentes escolhidos.



**Figura 43** - Gráficos da esquerda correspondem às curvas de corrente versus potência do laser para temperatura de 20°, 40° e 50°C. Gráficos da direita são as curvas de corrente versus tensão no laser para temperatura de 20°, 40° e 50°C. Ambos os gráficos superiores são apresentados no *datasheet*, e ambos os gráficos inferiores são resultados de simulação do modelo desenvolvido no LTspice.

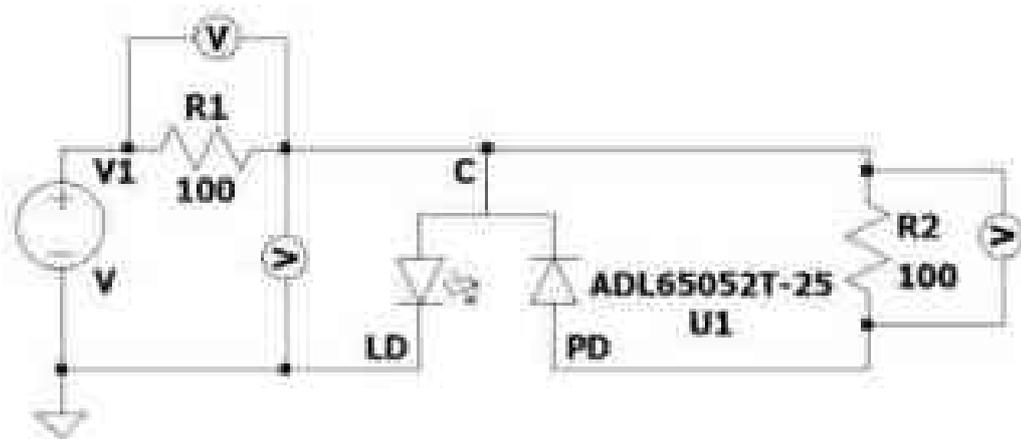
**Fonte:** Adaptado de ARIMA (2021).

Após a modelagem do componente no LTspice para permitir simulações precisas do componente no circuito de modulação, foram realizados testes em laboratório (Figura 52) para verificação da conformidade dos laser ADL65052TL adquiridos com as informações da folha de dados (*datasheet*).

Para isso, foi montado o circuito de teste da Figura 44. Em V1 foi utilizado o gerador de sinais com uma rampa de 0 a 5V em 1 kHz (Figura 45), a corrente de alimentação foi medida com osciloscópio no resistor shunt R1 (Figura 46) e a tensão nos terminais do diodo laser em seguida (Figura 47). Desta forma foi possível obter as curvas de tensão e corrente aplicadas no diodo laser após manipulação dos dados no excel para elaboração da curva I-V, na Figura 49(b). Para medição da potência óptica, foi utilizado o resistor shunt R2 em série com o fotodiodo interno do diodo laser, destinado ao monitoramento da potência óptica (Figura 48), em seguida

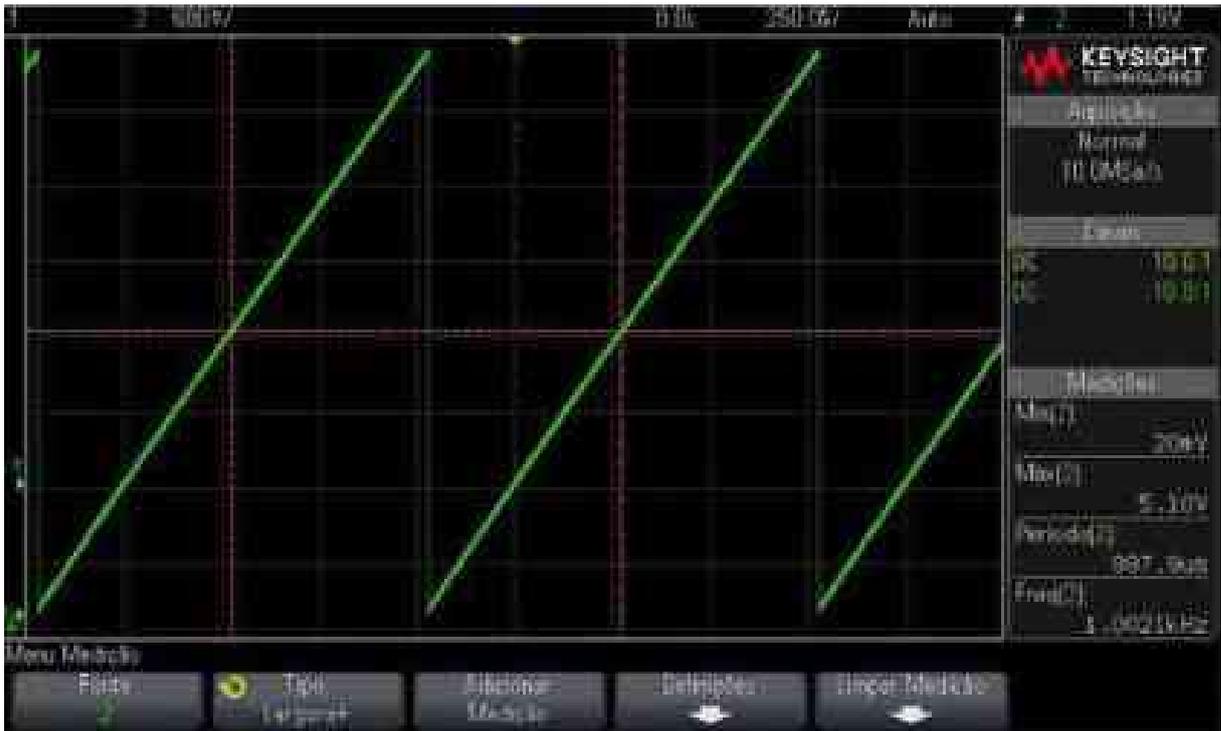
foi traçada a curva da potência óptica em função da corrente no diodo laser, como pode ser visto na Figura 49(a). É possível observar uma baixa relação sinal-ruído na curva de corrente do fotodiodo interno de monitoramento do laser ADL65052TL devido a baixa corrente gerada por este componente interno do diodo laser e a metodologia de conversão utilizada em laboratório através de um baixo valor para o resistor shunt R2, esse ruído afetou o gráfico da curva I-P, obtida no excel, mas ao observar a linha de tendência, vemos que o comportamento médio é idêntico ao do *datasheet* (Figura 43).

É possível comparar as curvas I-P e I-V do diodo laser ADL65052TL informados no *datasheet* e alcançados na simulação após a modelagem do componente (Figura 43) e as mesmas curvas levantadas em laboratório (Figura 49). Considerando o baixo rigor da montagem (protoboard, fio longos) e os equipamentos empregados, foram obtidas curvas idênticas às informadas na folha de dados do componente.



**Figura 44** - Circuito de teste para o diodo laser ADL65052TL em laboratório.

**Fonte:** Autoria Própria (2025).



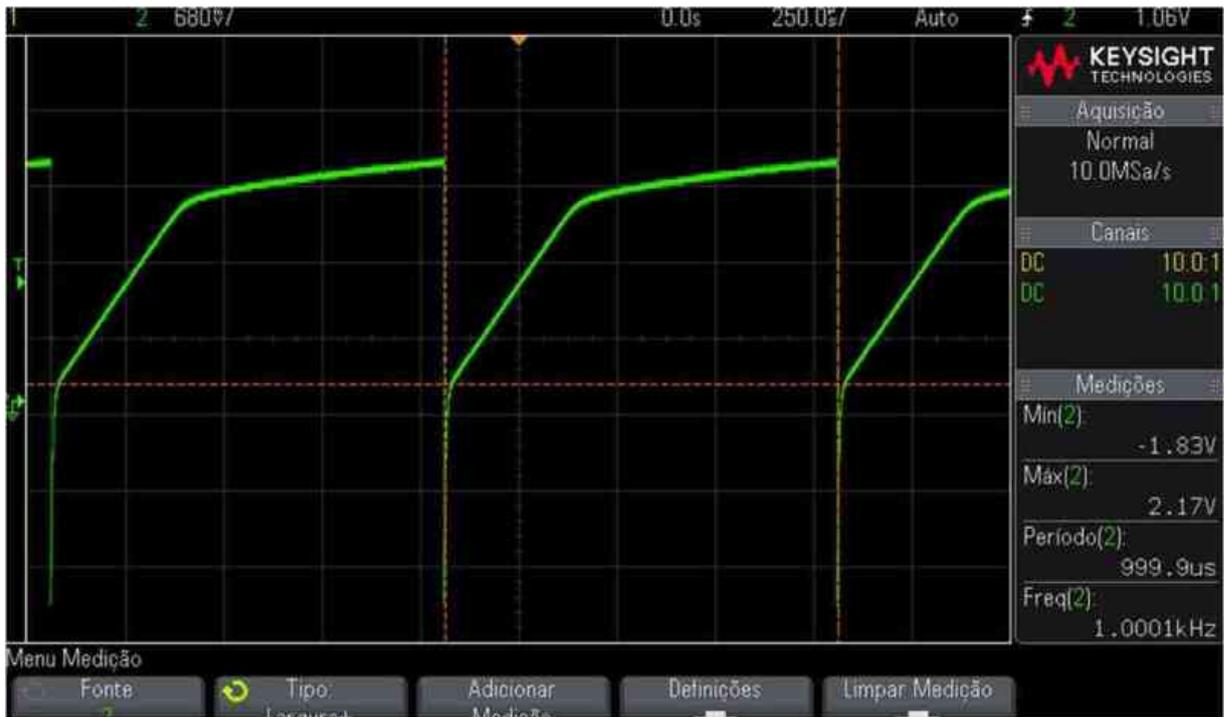
**Figura 45** - Sinal em rampa 0 a 5V @ 1kHz aplicado ao diodo laser ADL65052TL.

**Fonte:** Autoria Própria (2025).



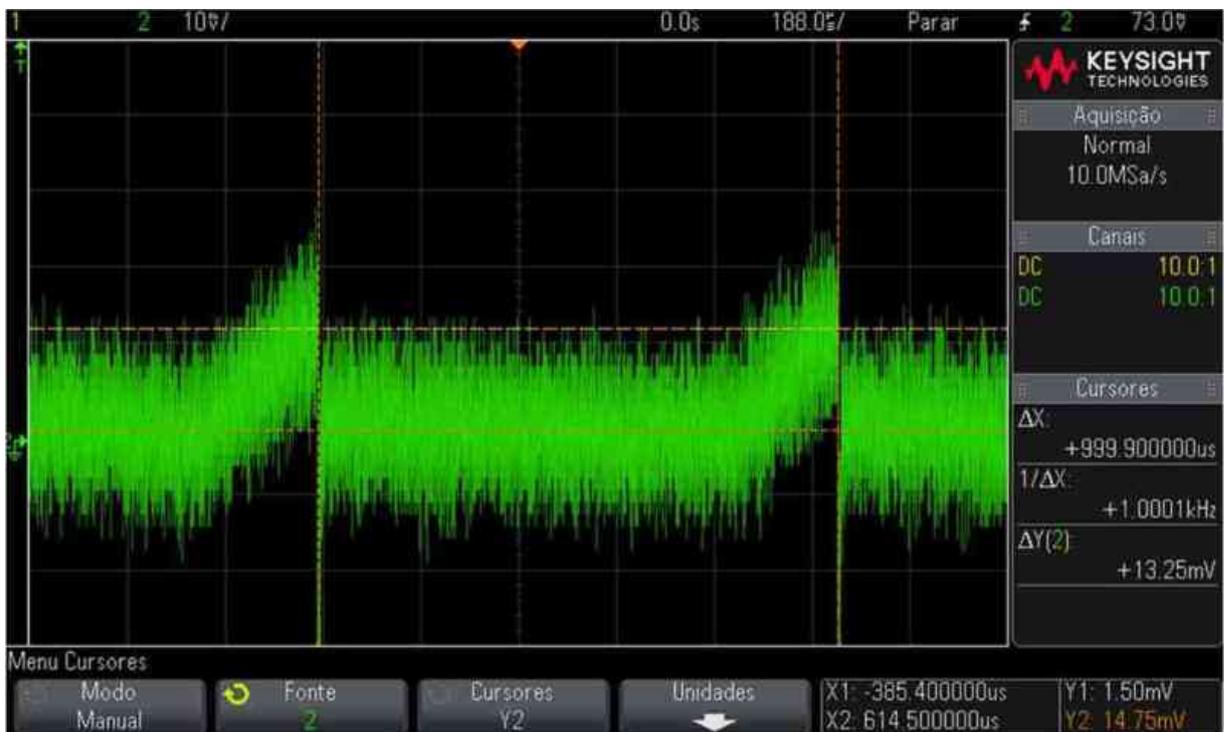
**Figura 46** - Tensão resistor shunt R1 em série com o diodo laser ADL65052TL.

**Fonte:** Autoria Própria (2025).



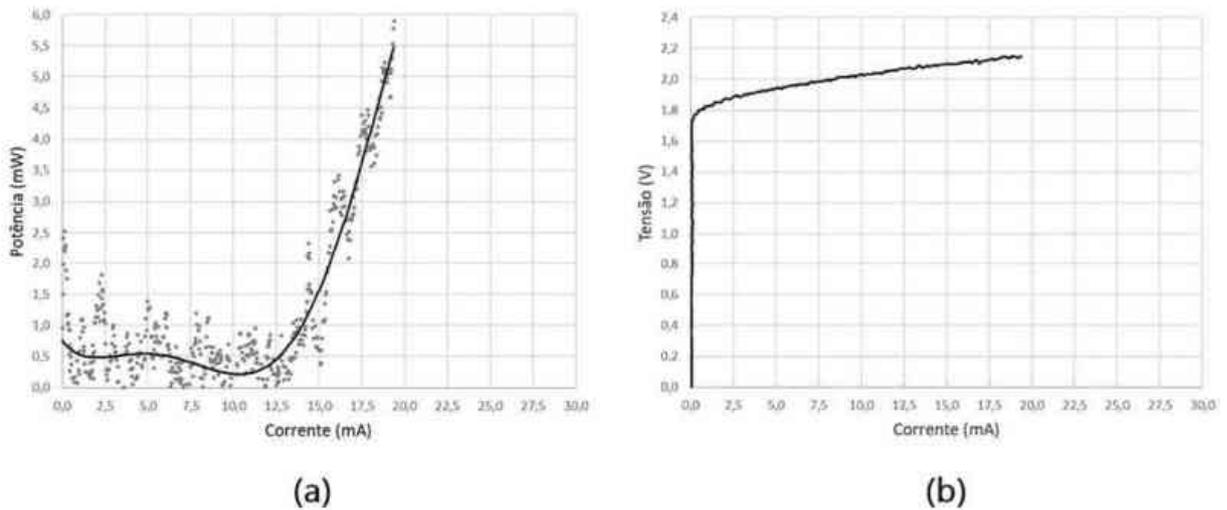
**Figura 47** - Tensão nos terminais do diodo laser ADL65052TL.

Fonte: Autoria Própria (2025).



**Figura 48** - Tensão no resistor shunt do fotodiodo de monitoramento interno do diodo laser ADL65052TL.

Fonte: Autoria Própria (2025).

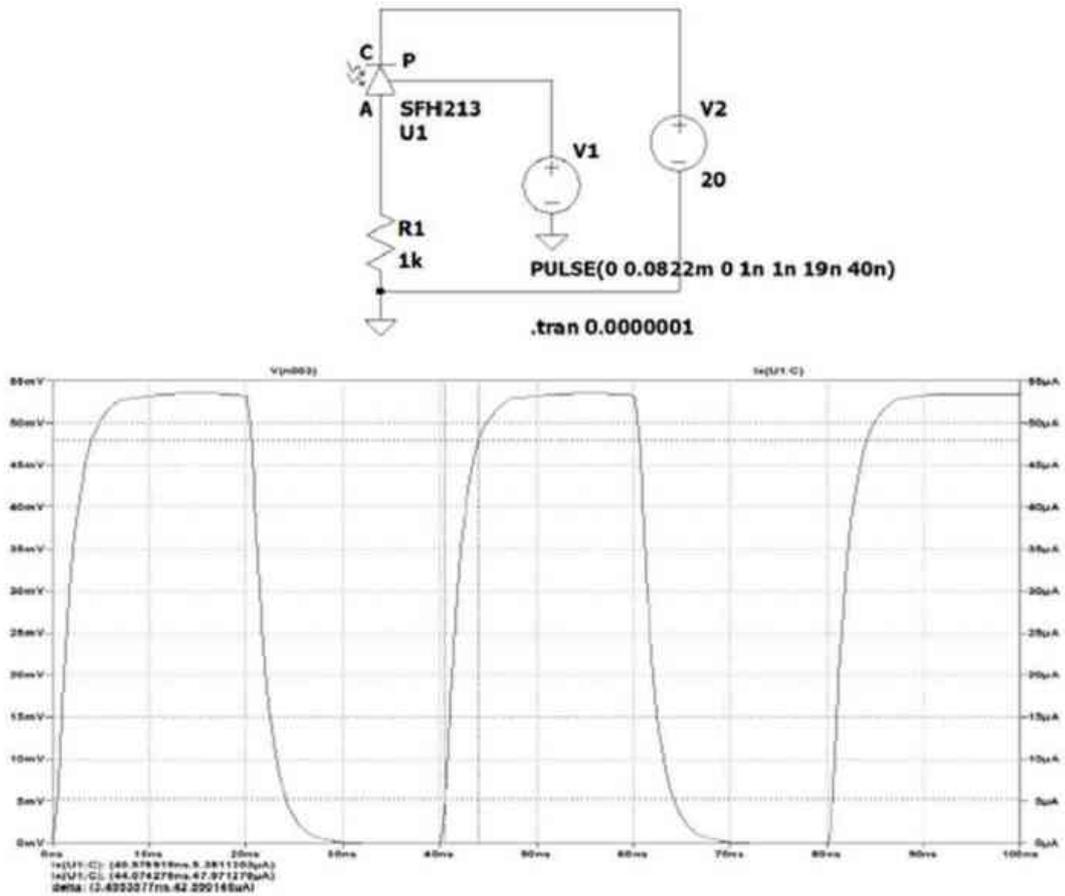


**Figura 49** - Curva (a) I-P e (b) I-V do diodo laser ADL65052TL obtido em laboratório.

**Fonte:** Autoria Própria (2025).

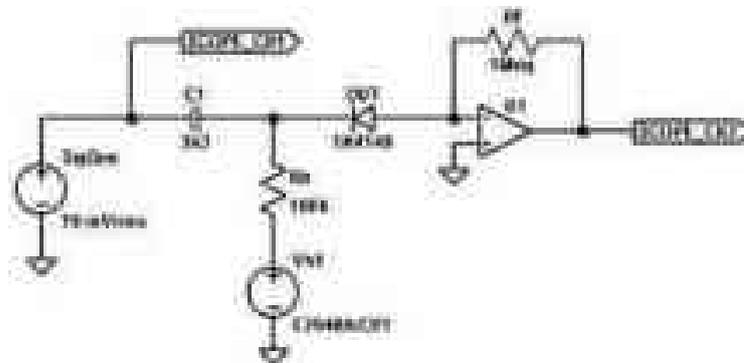
Foi também desenvolvido um modelo inicial do fotodiodo SFH213 para simulação no LTspice (Figura 50), que foi refinado após testes em laboratório para levantamento dos valores dos parâmetros do componente, como a capacitância de junção em relação a tensão de polarização reversa do fotodiodo em análise (Figura 51 e Figura 52), utilizando o método descrito por Stobbe (2017). Para isso foi utilizado um amplificador de transimpedância (TIA) para medir a pequena corrente AC através da junção quando diante de uma polarização reversa e sinal senoidal de amplitude e frequência conhecidas, através da reatância capacitiva da junção nessa condição de teste, conforme a Equação 3, onde a capacitância de junção  $C$  é obtida aplicando um sinal de tensão AC de frequência  $f$  aos terminais do diodo e amplitude  $V_{( )}$  sabendo a corrente  $I_{( )}$  que é melhor observada através de um amplificador de transimpedância com ganho elevado.

$$C = \frac{I_{( )}}{V_{( )}} = \frac{I_{( )}}{V_{( )}} \quad (3)$$



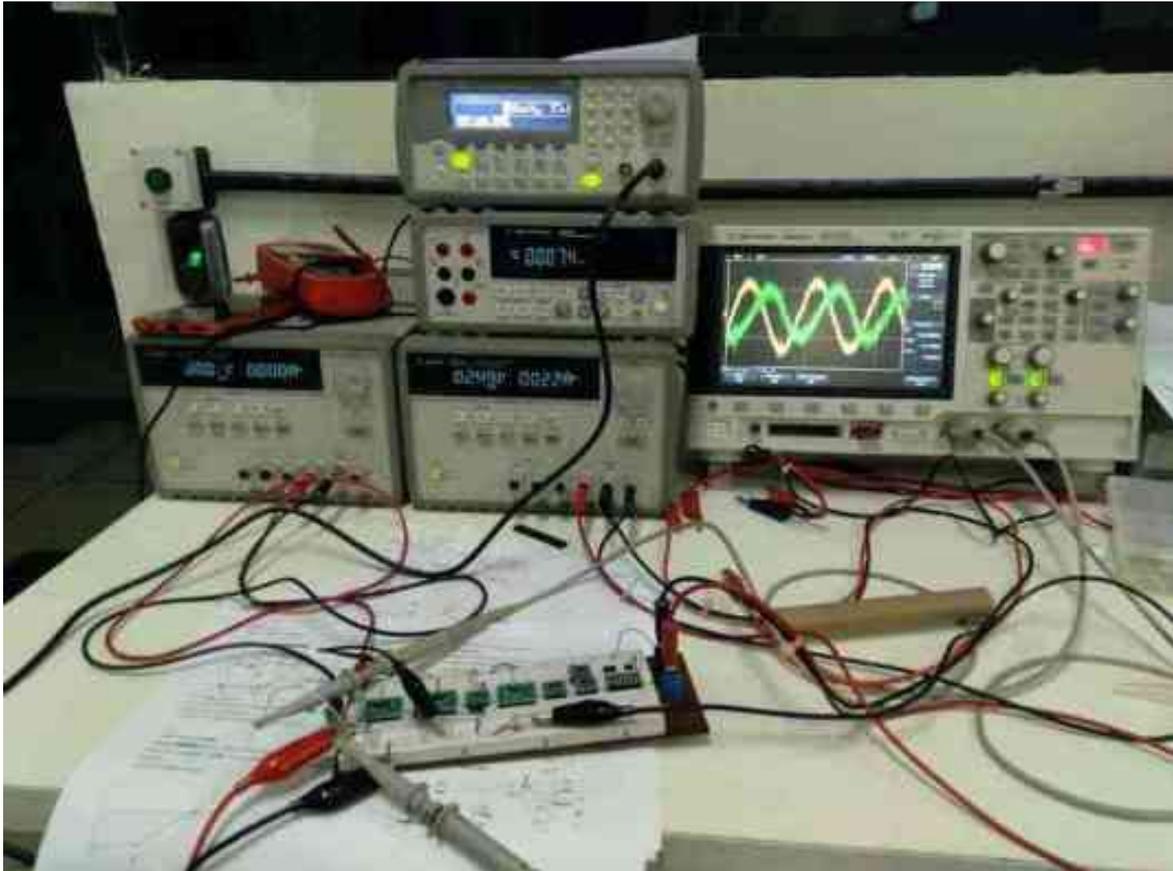
**Figura 50** - Modelagem no LTspice do fotodiodo SFH213, escolhido para compor os receptores ópticos. Na parte superior, um circuito de teste e na parte inferior, a resposta elétrica a um sinal óptico de 650 nm com densidade de potência de  $0,1591 \text{ W/m}^2$  ( $0,0822 \text{ W/m}^2$  se considerada a sensibilidade de 73% do fotodiodo para o comprimento de onda utilizado) e frequência de 25 MHz.

**Fonte:** Autoria própria (2025).



**Figura 51** - Circuito utilizado para medir a capacitância de junção em um diodo na condição de polarização reversa.

**Fonte:** Stobbe (2017).

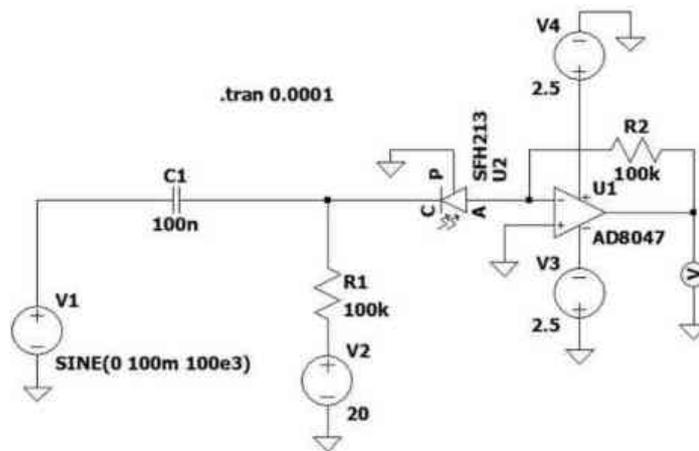


**Figura 52** - Testes em laboratório para levantamento da capacitância do fotodiodo SFH213.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

Baseado na topologia da Figura 51, foi montado em bancada (Figura 52) o circuito da Figura 53, nele o diodo em teste (fotodiodo SFH213) tem em seu catodo uma componente de tensão AC aplicada pela fonte V1 (100 mV de amplitude e frequência de 100 kHz) acoplado por C1 ao nível DC de polarização reversa fornecido pela fonte V2. Fechando o circuito da corrente no fotodiodo se encontra o amplificador TIA no anodo, convertendo a corrente em tensão e amplificando este em 100.000 vezes, ganho dado pelo resistor de realimentação R2. A saída do amplificador TIA é observado em osciloscópio.

Foram realizadas medições para a polarização reversa variando de 0V a 16V e, considerando o ganho do amplificador TIA e a Equação 3, obtemos a curva de capacitância da junção em função da tensão reversa aplicada, como vemos na Figura 54(b), que é idêntica a curva apresentada na folha de dados, Figura 54(a). Cabe ressaltar também que foram realizadas poucas medições para obtenção dessa curva, mas ainda assim esta mostra que o componente adquirido possui a capacitância de junção informada no *datasheet*.

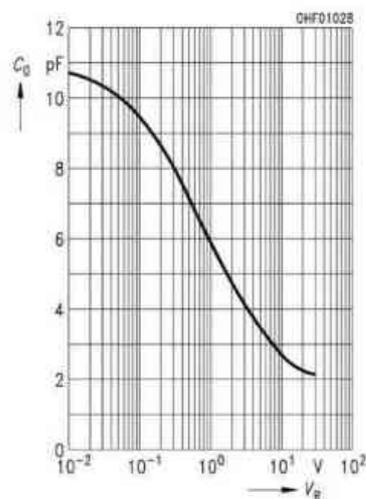


**Figura 53** - Circuito de teste para obtenção da capacitância de junção do fotodiodo em função da tensão de polarização reversa.

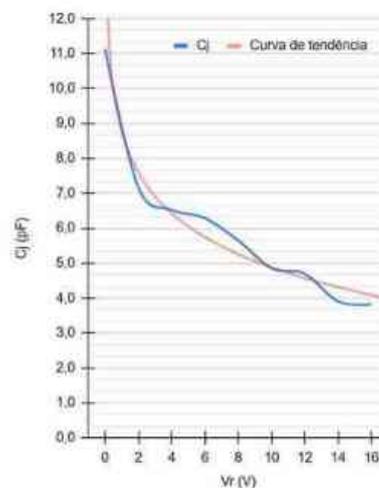
**Fonte:** Autoria própria (2025).

Capacitance <sup>1) page 8</sup>

$$C = f(V_R), f = 1 \text{ MHz}, E = 0$$



(a)



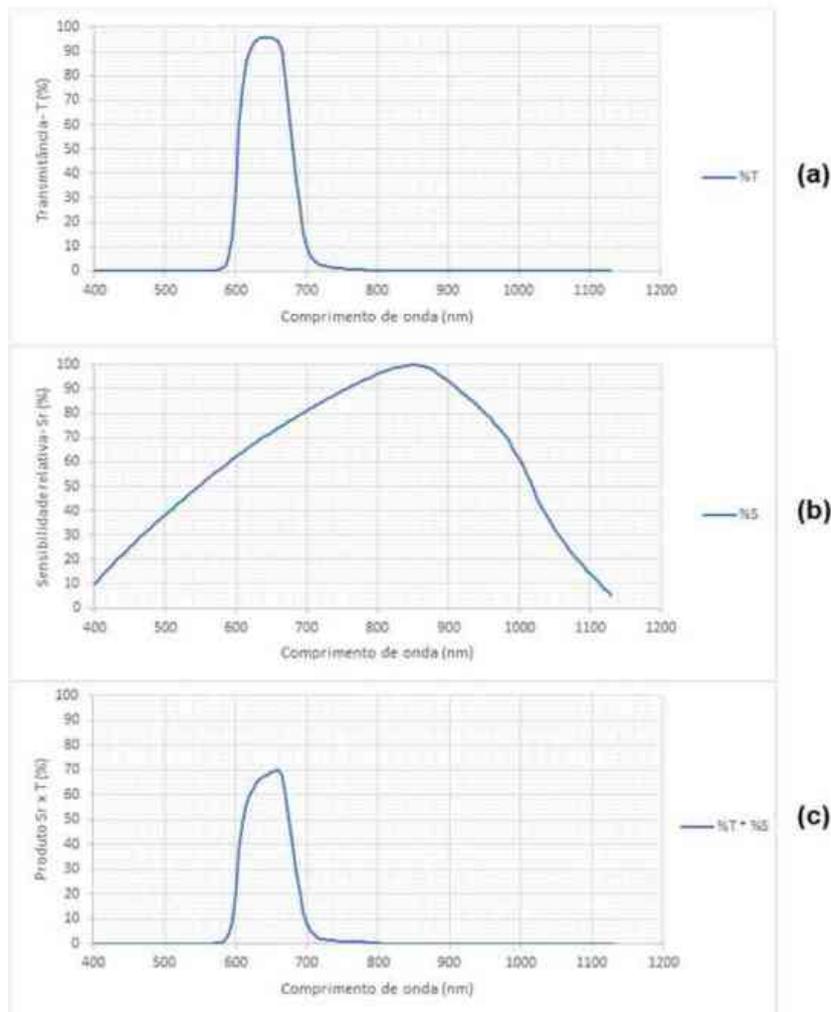
(b)

**Figura 54** - (a) Curva de capacitância de junção em função da polarização reversa (a) informado no *datasheet* do fotodiodo SFH213 e (b) medido em laboratório para verificação do componente SHF213 adquirido.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

A fim de se verificar a resposta espectral do conjunto filtro 650nm com 50 nm de largura de banda e a curva de sensibilidade do fotodiodo SFH213, foi realizado o produto entre a resposta destes dois componentes, cujo resultado é mostrado no gráfico da Figura 55(c). Observa-se que o ponto de maior sensibilidade aconteceu para o comprimento de onda de 660

nm. Tal ponto ótimo é compatível com o comprimento de onda do laser escolhido (650nm) e devido a temperatura de operação este trabalha próximo a 660nm.



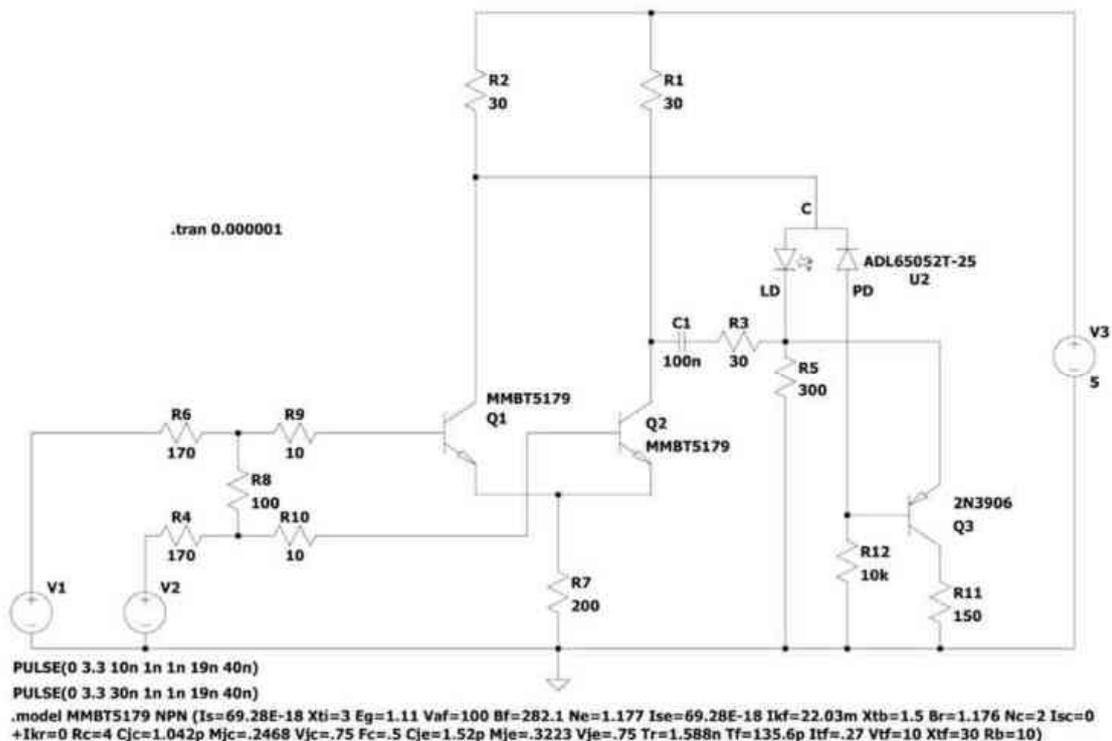
**Figura 55** - (a) Transmitância do filtro 650nm@50nm. (b) Curva de sensibilidade relativa do fotodiodo SFH213. (c) Sensibilidade relativa do sistema, obtido pelo produto entre a transmitância do filtro e a sensibilidade do fotodiodo.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

Para o driver do laser foi escolhida uma topologia baseada em dois transistores em configuração de amplificador diferencial (MAXIM, 2000), conforme diagrama esquemático mostrado na Figura 56, resultado de várias iterações de ajustes em ambiente de simulação (LTSpice). Tal escolha foi motivada devido ao alto tempo de resposta de topologias do tipo emissor-comum em condições de chaveamento. Na configuração escolhida, para uma correta utilização do circuito, é necessário que os sinais a serem gerados pelo FPGA sejam diferenciais, ou seja, possuam parte positiva e parte negativa. O modelo do FPGA presente na placa de desenvolvimento DE1 e na placa de desenvolvimento DE10 permite trabalhar com sinais

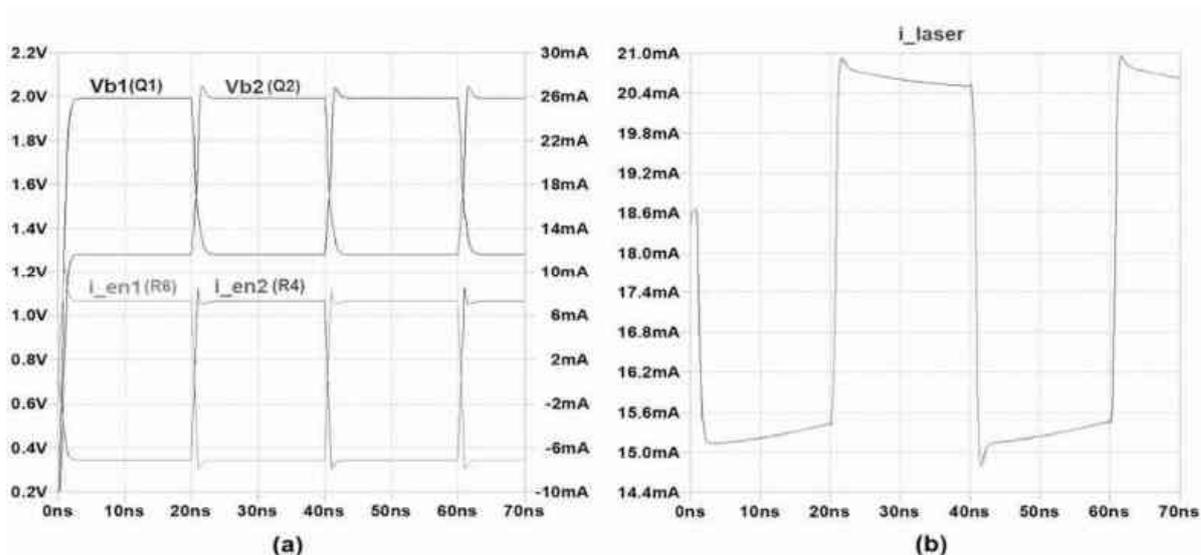
diferenciais LVDS, mas a placa de desenvolvimento não foi construída para oferecer suporte a esse tipo de sinal que necessita de uma alimentação de 2,5V no respectivo banco de pinos. A solução é a utilização de resistores para reduzir a tensão da faixa de 0 a 3.3V para alguns décimos de volts em torno do centro (1,65V).

Na Figura 56, o resistor R5 funciona como uma fonte de corrente, responsável pela polarização do laser (entre 15 mA e 21 mA), modulando o laser na sua região ativa conforme Figura 13 e Figura 14, e o resistor R7 funciona como uma fonte de corrente responsável pela modulação do laser entre os estados do sinal digital (Figura 57). Para correção do efeito de deslocamento da curva I-P devido a temperatura do laser, é utilizado a corrente do fotodiodo que monitora a potência do laser para aumentar a corrente de polarização definida pelo resistor R5. Essa topologia de compensação na fonte de corrente de polarização (e eventualmente na fonte de corrente de modulação) é denominado controle automático de potência, do inglês Automatic Power Control - APC e se mostrou bastante eficaz em ambiente de simulação, quando comparado sem a presença deste recurso, variando a temperatura do laser entre 25°C e 50°C.



**Figura 56** - Topologia diferencial para o circuito de interface com o laser, incluído o controle automático de potência (APC).

**Fonte:** Adaptado de MAXIM (2000).



**Figura 57** - (a) Sinal de 25MHz. Acima, as tensões nas bases dos transistores (entre 1,3 V e 2 V) com amplitude de 0,7 V e offset de 1,65 V, abaixo, as correntes demandadas (entre -7 mA e +7 mA) na entrada do driver. (b) Corrente no LASER ADL65052TL (entre 15 mA e 21 mA).

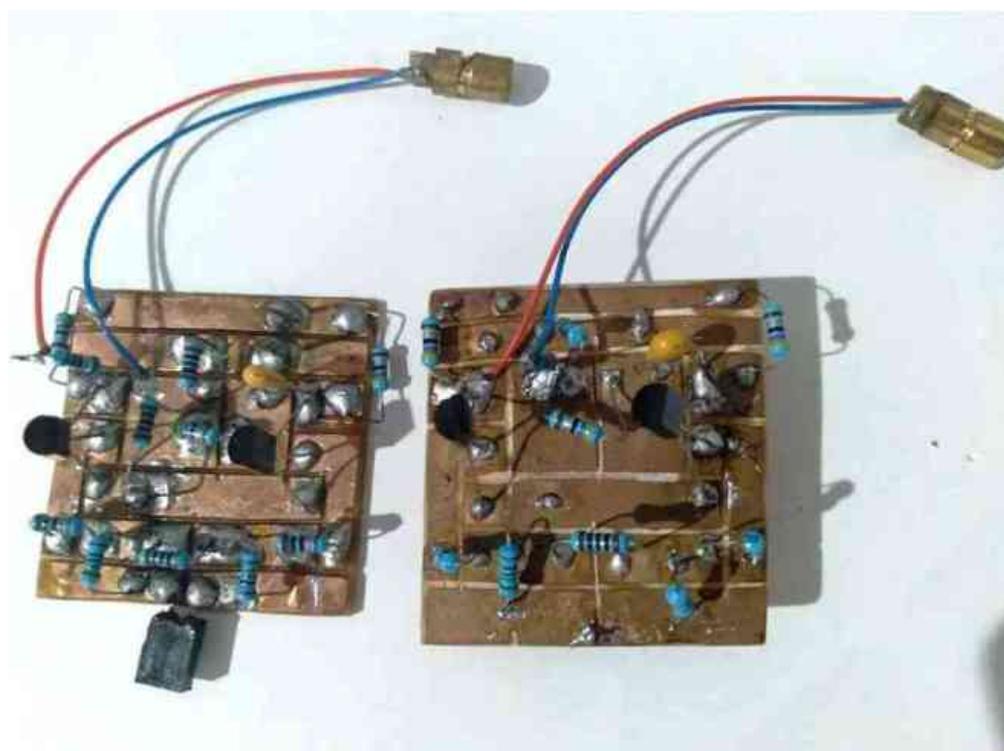
**Fonte:** Autoria Própria (2025).

Um protótipo do circuito de interface foi desenvolvido (Figuras 58 e 59) com a finalidade de verificar os resultados obtidos através da simulação no LTspice. Os primeiros resultados podem ser observados na Figura 60, sendo aplicado um sinal diferencial com frequência digital de 1MHz na entrada. O sinal foi capturado sobre um resistor de  $10\ \Omega$  em série com o laser genérico, representando assim a corrente consumida pelo componente. É possível observar uma oscilação devido a elementos parasitas (indutância e capacitância) que produziram um sinal de 100 MHz (mostrado com os cursores) e 10 MHz (observado pelos 10 ciclos de 100 MHz presentes no período). Na Figura 58 vemos a placa feita com auxílio de um micro-retífica, sem layout projetado em software dedicado (Figura 59), mas que e forneceu resultados melhores que a utilização de protoboard em função da extensão dos condutores, sua geometria e melhor estabilidade na fixação dos componentes do circuito.



**Figura 58** - Placa desenhada e construída manualmente com auxílio de uma micro retífica.

**Fonte:** Autoria própria (2025).



**Figura 59** - Protótipo do circuito de interface do laser, construído para verificação dos resultados obtidos através de simulação no LTspice.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

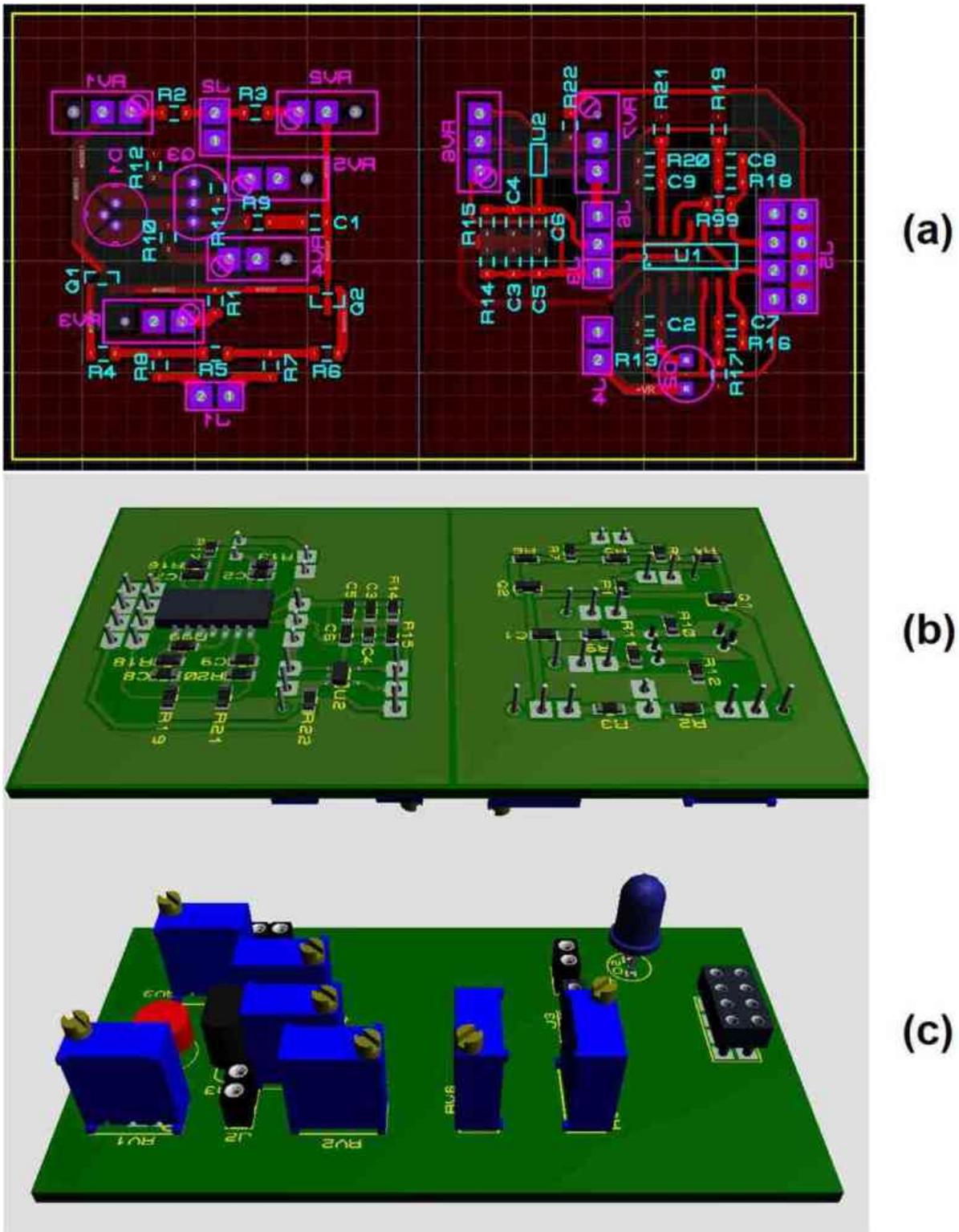


**Figura 60** - Corrente do laser medida através da tensão em um resistor de 10  $\Omega$  em série com o laser.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

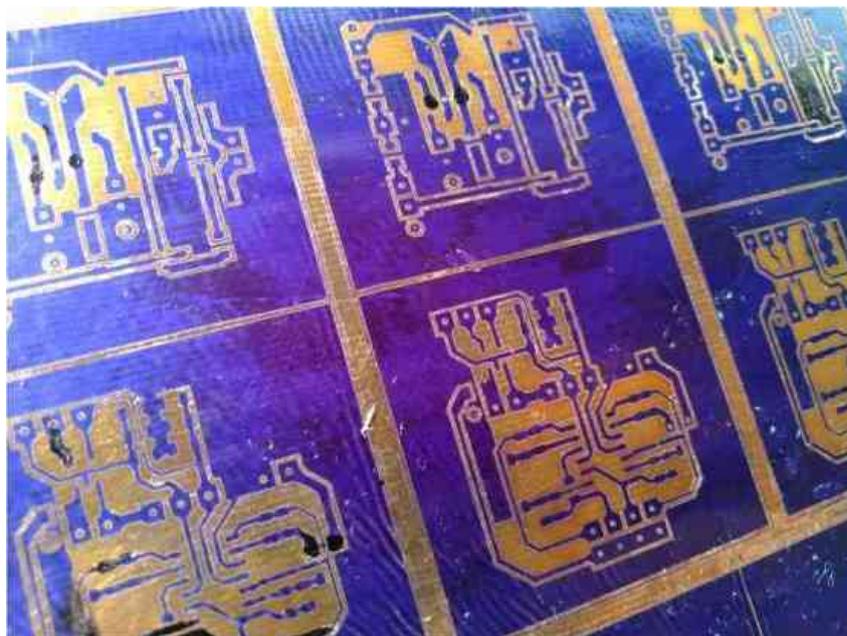
Com o objetivo de se reduzir as componentes parasitas (indutivas e capacitivas), devido ao uso de componentes PTH e layout improvisado da placa de circuito impresso, foi repetida a montagem utilizando desta vez componentes SMD com circuitos integrados indicados nas Tabelas 1 e 2, capazes de trabalhar dentro das especificações do sistema proposto. Além disso, as novas placas de circuito impresso, mostradas nas Figuras 61 a 64, foram confeccionadas através do software PROTEUS com geometria de maneira a minimizar os fatores que prejudicaram os resultados do primeiro protótipo.

Para a fabricação das placas, foi utilizado um filme fotossensível (dryfilm) para produção da máscara (Figura 62) com o objetivo de proteger as regiões condutoras, em que não há o interesse de remoção do cobre. A parte não protegida do cobre é corroída com o uso de percloroeto de ferro (Figura 63).



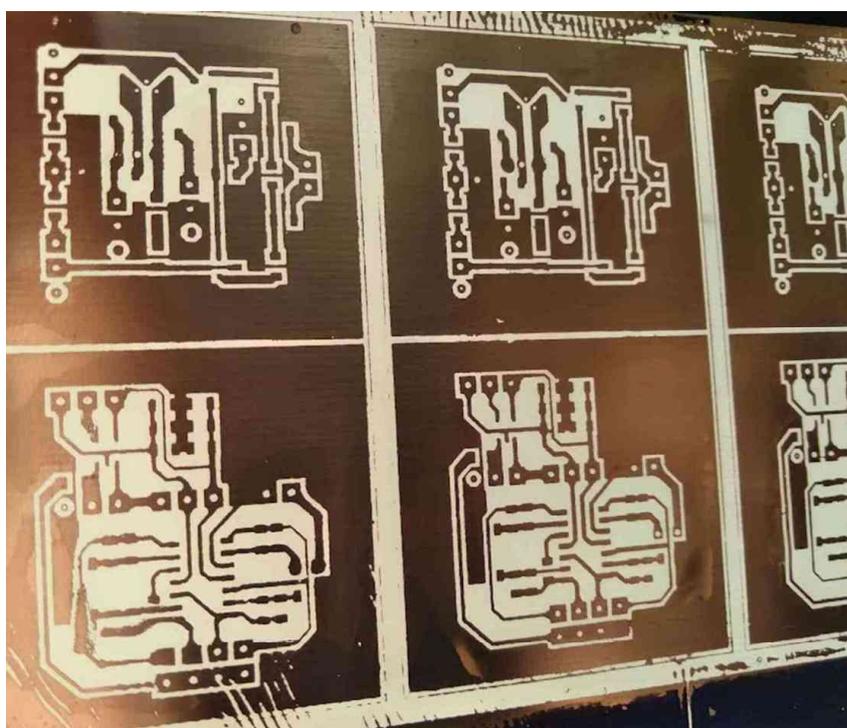
**Figura 61 - (a)** Layout do protótipo do circuito Tx (à esquerda) e Rx (à direita); **(b)** Vista em 3D da parte inferior; **(c)** Vista em 3D da parte superior.

**Fonte:** Autoria própria (2025).



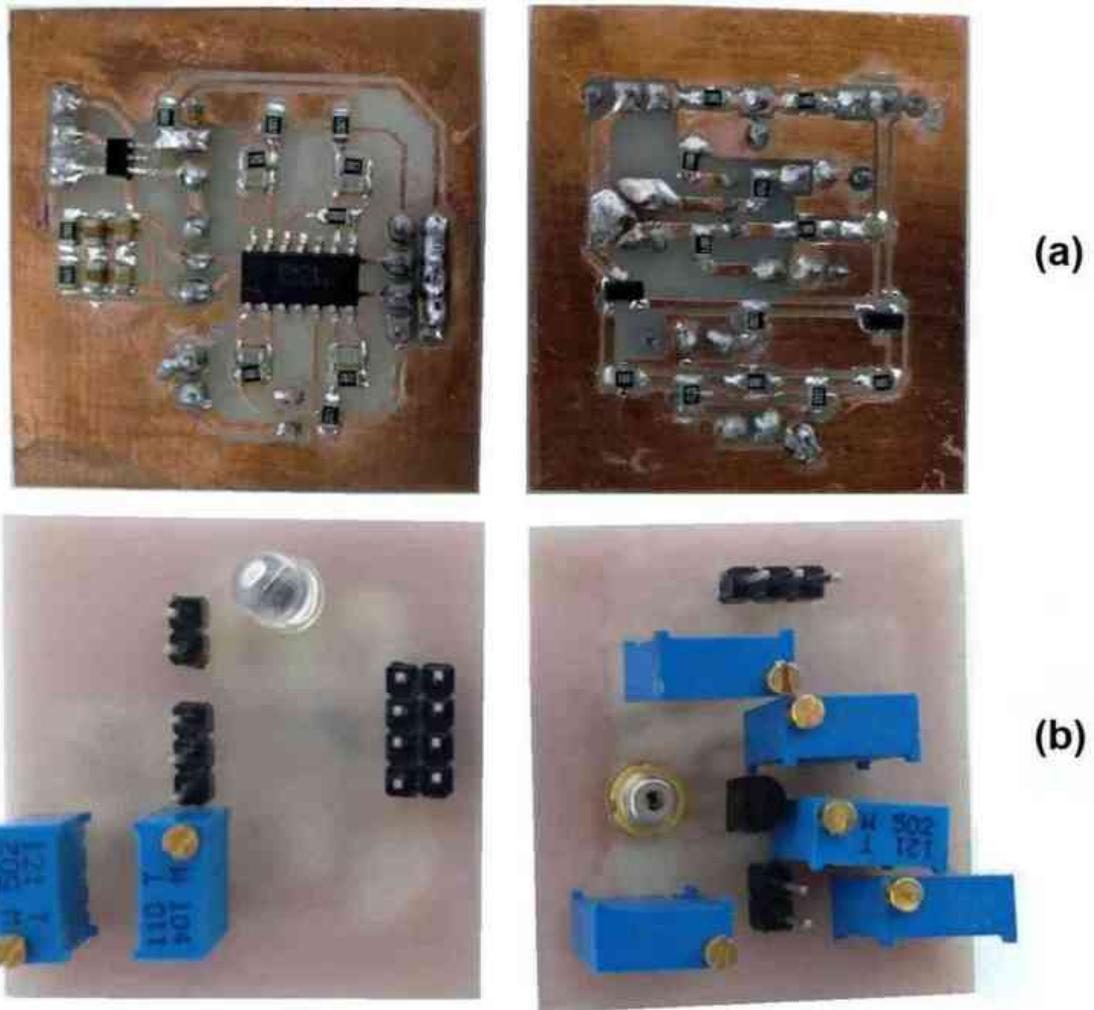
**Figura 62** - Placas de circuito impresso com máscara de filme fotossensível a luz UV (*dryfilm*).

**Fonte:** Autoria própria (2025).



**Figura 63** - Placa de circuito impresso após o processo de corrosão do cobre exposto (não protegido pela máscara) com uso de perclorato de ferro.

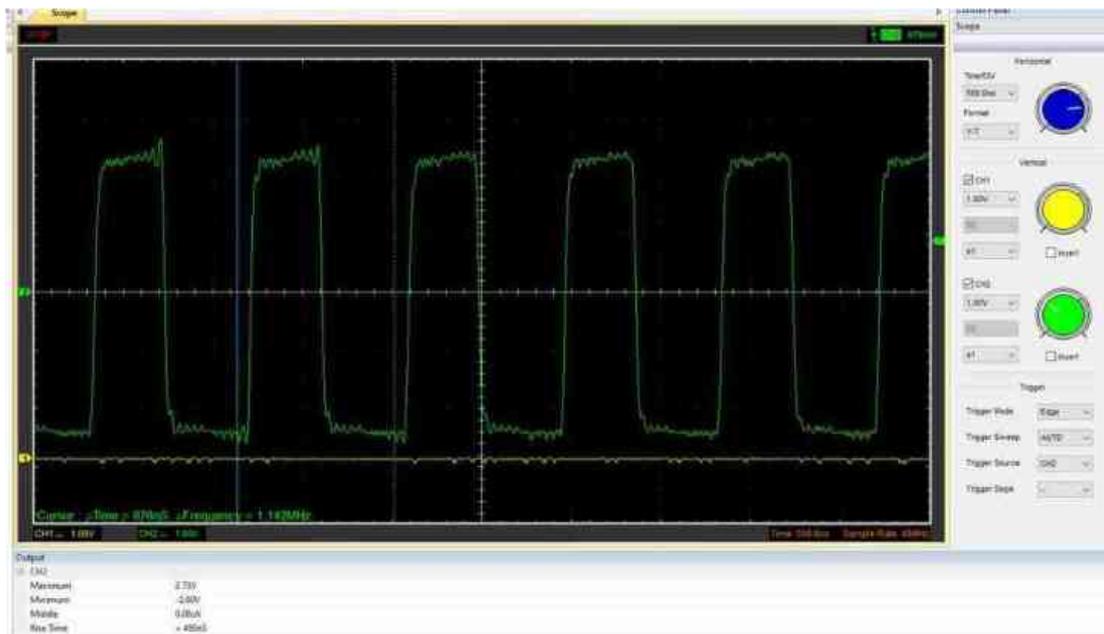
**Fonte:** Autoria própria (2025).



**Figura 64** - Montagem final dos circuitos Rx (à esquerda) e Tx (à direita): **(a)** Parte inferior da placa. **(b)** Parte superior da placa.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

A Figura 65 mostra o sinal medido no circuito receptor. Observa-se que em relação ao sinal mostrado na Figura 60 o resultado está satisfatório, não mostrando distorções, provando que as componentes parasitas (capacitância e indutância), devido ao largo espectro de uma onda retangular, podem entrar em oscilação e assim prejudicar a qualidade do sinal recebido.

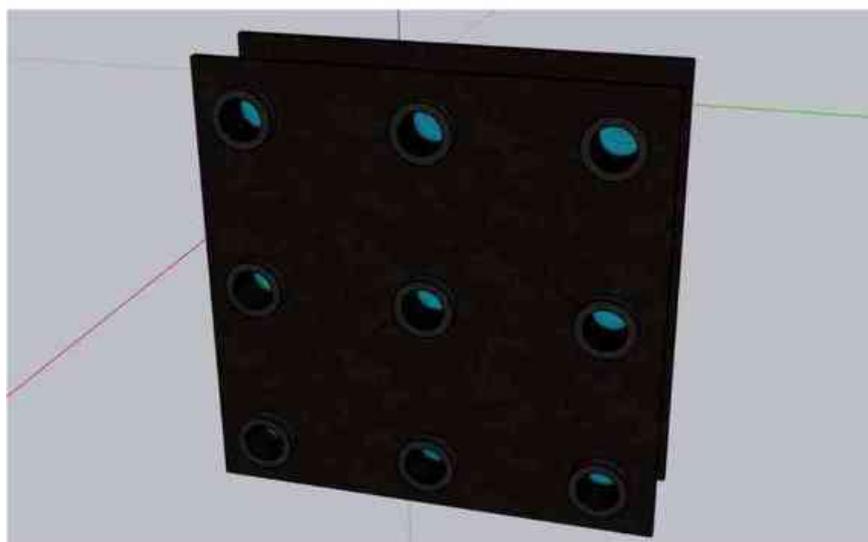


**Figura 65** – Sinal medido no circuito receptor.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

### 5.5 Modelagem 3D do protótipo no Sketchup e montagem final

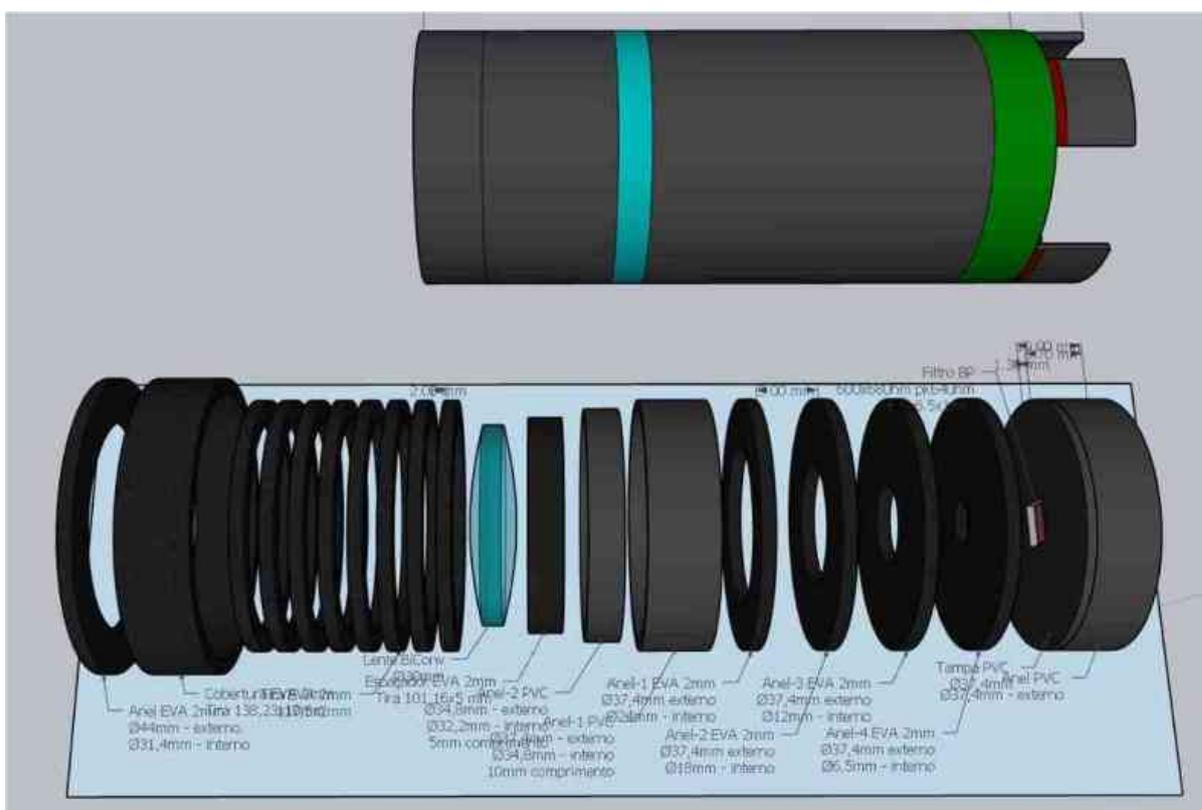
Para acomodação dos componentes ópticos e eletrônicos do sistema proposto, foi construído um suporte em MDF que contém os elementos ópticos (Lentes, filtros, lasers, fotodiodos, e outros) acomodados em peças de cano PVC de 40 mm de diâmetro. Na Figura 66 a montagem final do protótipo através de uma modelagem 3D construída no Sketchup.



**Figura 66** - Modelagem 3D da matriz de transmissores e receptores do sistema de comunicação óptica.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

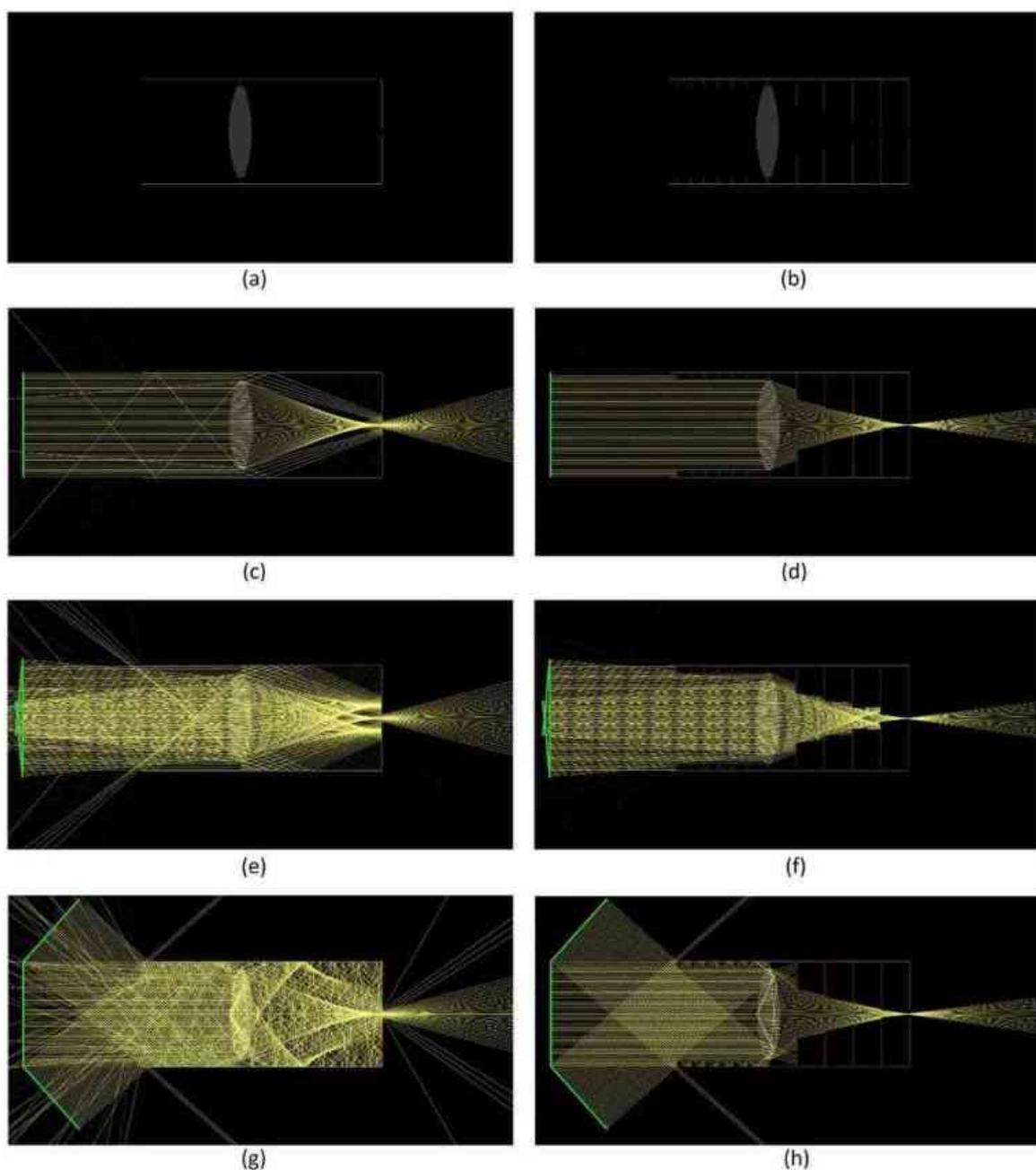
Na Figura 67, é possível observar que o módulo óptico contém uma lente de 30 mm com distância focal de 50 mm (normalmente empregada em óculos de realidade virtual de baixo custo, conhecido como Google Cardboard, montado com papelão). O módulo contém um filtro óptico com 50 nm de largura de banda de passagem, centrado em 650 nm, um fotodiodo e outros elementos (anéis em EVA para bloqueio de luz não alinhada com o eixo do conjunto), com o objetivo de se obter melhores resultados de conversão do sinal de interesse.



**Figura 67** - Modelagem 3D do conjunto óptico. Acima, a estrutura montada. Abaixo, a distribuição.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

Os anéis na câmara de entrada tem por objetivo reduzir a reflexão de feixes de luz oriundas de outra posição que não a do transmissor, para isso foram realizadas simulações no Ray Optics Simulation (<https://phydemo.app/ray-optics/simulator/>) e apresentadas na Figura 68.



**Figura 68** - Simulação do conjunto óptico do receptor a partir de um corte axial. (a) conjunto sem os anéis absorvedores. (b) conjunto com os anéis absorvedores anteriores e posteriores à lente. (c) e (d) incidência de feixes colimados e alinhados ao eixo lente-fotodiodo. (e), (f), (g) e (h) diferentes ângulos de incidência no conjunto sem e com os anéis absorvedores.

**Fonte:** Autoria própria (2025).

## 6. CONCLUSÃO

A presente dissertação apresentou o dimensionamento, testes por meio de simulações e montagem de protótipos com medições em laboratório de um sistema FSOC composto por uma matriz de lasers com o objetivo de realizar a transmissão de dados à distância e com alta velocidade, com o intuito de elaborar um link de comunicação tendo como base a tecnologia FSO. Foram utilizadas plataformas de prototipagem FPGA para processamento, transmissão e recepção dos dados. Optou-se por construir a topologia do circuito utilizando um esquema de divisão do bitstream original de comunicação em nove sub-fluxos, a fim de diminuir a velocidade de transmissão em cada subdivisão, reduzindo assim o custo dos componentes, uma vez que os tempos de respostas dos componentes passam a ser proporcional a taxa de transmissão no sub-fluxo. No circuito receptor os nove subfluxos formam novamente o bitstream original.

Alguns pontos merecem destaque. Inicialmente, foi obtido êxito na realização de tarefas preliminarmente propostas, sobretudo o estudo acerca de lasers e seus drivers, fotodiodos, amplificadores, e demais componentes eletrônicos, visando características adequadas às demandas do sistema proposto, seguindo a propriedade do uso de equipamentos de baixo custo.

O desenvolvimento de placa e os resultados simulados foram obtidos a partir dos softwares de simulação Proteus e LTSpice, seguido da construção e prototipagem física dos circuitos. A topologia escolhida, simulada e testada mostrou-se dentro dos requisitos para um sistema de transmissão acima de 50 Mbps (25MHz) por canal, sendo necessário testes adicionais para se verificar os limites dos canais integrados na matriz.

## 7. ARTIGOS PUBLICADOS REFERENTES A ESTE TRABALHO

**CARDOSO**, Sallatiel et al. Estudo sobre a capacidade máxima de transmissão de uma placa de desenvolvimento fpga de 10 – standard para operar um enlace óptico reconfigurável composto por múltiplos feixes de lasers em paralelo transmitindo em espaço livre. 4º SIMPIF, 2021.

**CARDOSO**, Sallatiel et al. Topologia diferencial para modulação de lasers em sistemas de comunicação em espaço livre. CONNEPI, 2022.

**SOUSA**, Victor Herbert Ferreira de et al. Desenvolvimento de uma arquitetura de clock and data recovery em hardware digital para link multicanal simplex. CONNEPI, 2022.

## 8. REFERÊNCIAS

**ADIONO, Trio et al.** *A real-time wireless video streaming based on VLC Technology using FPGA*. In: *3rd International Conference and Exhibition on Visible Light Communications*, 2019, Seoul, South Korea. Anais... Se não houver editor ou editora, basta omitir.

**AGRAWAL, G. P.** *Sistemas de comunicação por fibra óptica*. Tradução de José Rodolfo Souza. 4. ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2014.

**ARIMA LASERS.** *Datasheet ADL65052TL*. Alemanha, 2021. Disponível em: [https://www.lasercomponents.com/de/?embedded=1&file=fileadmin/user\\_upload/home/Datasheets/arima/655nm/adl-65052tl.pdf](https://www.lasercomponents.com/de/?embedded=1&file=fileadmin/user_upload/home/Datasheets/arima/655nm/adl-65052tl.pdf). Acesso em: (adicionar data de acesso).

**ARNON, S.** *Visible Light Communication*. 1. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2015.

**ARNON, S. et al.** *Advanced Optical Wireless Communication Systems*. 1. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2012.

**AMANO, H. (Ed.)** *Principles and Structures of FPGAs*. Springer, 2018.

**BELL, A. G.** “On the Production and Reproduction of Sound by Light”. *American Journal of Sciences*, Third Series, vol. XX, n. 118, p. 305–324, October 1880.

**BINH, L. N.** *Optical Modulation – Advanced Techniques and Applications in Transmission Systems and Networks*. New York: CRC Press, 2018.

**CARDOSO, Sallatiel et al.** Topologia diferencial para modulação de lasers em sistemas de comunicação em espaço livre. In: *CONNEDI*, 2022.

**CARDOSO, Sallatiel et al.** Estudo sobre a capacidade máxima de transmissão... In: *4º SIMPIF*, 2021.

**CHU, Pong P.** *Embedded SoPC design with NIOS II processor and Verilog examples*. John Wiley & Sons, 2012.

**Visible light communication.** *Wikipedia*. Disponível em:

[https://en.wikipedia.org/wiki/Visible\\_light\\_communication](https://en.wikipedia.org/wiki/Visible_light_communication). Acesso em: 26 jul. 2025.

**FARMER, J. et al.** *FTTx Networks Technology Implementation and Operation*. 1. ed. Cambridge: Elsevier, 2017.

**HAMAMATSU.** *Si photodiodes*. 1. ed. Japão, 2020. Disponível em:

[https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/si\\_pd\\_kspd9001e.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/si_pd_kspd9001e.pdf). Acesso em: 25 jul. 2021.

**HAMMING, R. W.** Error detecting and error correcting codes. *The Bell System Technical Journal*, v. 29, n. 2, p. 147-160, 1950.

**IBRAHIM, Muhammad Hamka et al.** Design and development of bit error measurement using FPGA for visible light communication. In: *2020 3rd International Seminar on Research of Information Technology and Intelligent Systems (ISRITI)*. IEEE, 2020. p. 428-432.

**INDEX, C. V. N.** *Global mobile data traffic forecast update, 2017–2022*. White Paper, Feb. 2019. Citado na p. 3.

**INTEL TECHNOLOGY.** *Architecture All Access: Modern FPGA Architecture*, 13 maio 2021. Disponível em: <https://www.youtube.com/watch?v=EVy4KEj9kZg>. Acesso em: 22 jul. 2021.

**ILLING, L.; KENNEL, M. B.** “Shaping current waveforms for direct modulation of semiconductor lasers”. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 40, n. 5, p. 445-452, 2004.

**KAUSHAL, H.; KADDOUM, G.** “Optical Communication in Space: Challenges and Mitigation Techniques”. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, n. 1, p. 57-96, 2017.

**KEYSIGHT.** Testadores de Taxa de erro. Disponível em:

<https://www.keysight.com/br/pt/products/bit-error-ratio-testers.html>. Acesso em: 24 jul. 2021.

**KEYSIGHT.** *InfiniiVision 2000 X-Series Oscilloscopes*. EUA, 2021a. Disponível em:

<https://www.keysight.com/br/pt/assets/7018-02733/data-sheets/5990-6618.pdf>. Acesso em: 25 jul. 2021.

**KEYSIGHT.** *EXG X-Series Signal Generators N5171B Analog & N5172B Vector*. EUA,

2021b. Disponível em: <https://www.keysight.com/br/pt/assets/7018-03381/data-sheets/5991-0039.pdf>. Acesso em: 29 jul. 2021.

**KEYSIGHT.** *33220A 20 MHz Function/Arbitrary Waveform Generator*. EUA, 2021c.

Disponível em: <https://www.keysight.com/br/pt/assets/7018-01144/data-sheets/5988-8544.pdf>. Acesso em: 29 jul. 2021.

**KHAN, L. U.** “Visible light communication: applications, architecture, standardization and research challenges”. *Digital Communications and Networks*, v. 3, n. 2, p. 78-88, 2017.

**Li, M. et al.** “Demonstration of 100 Gbps Per Lambda PAM4 Transmission with 1310 nm and 1330 nm Directly Modulated Lasers”. In: *OFC*, 2019, San Diego, CA, USA. p. 1-3.

**MAXIM High-Frequency/Fiber Communications Group.** *Interfacing Maxim Laser Drivers with Laser Diodes*. Maxim Integrated, 2000. Disponível em:

[https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/hfan2\\_v8a.pdf](https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/hfan2_v8a.pdf). Acesso em: 02 mar. 2022.

**MEDEIROS, Júlio C.** *Princípios de Telecomunicações - Teoria e Prática*. 5. ed. São Paulo: Érica, 2016.

**MIKOŁAJCZYK, J.** “Analysis Of Free-space Optics Development”. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, vol. 24, n. 4, p. 653–674, 2017.

**MITA, R. et al.** “Pseudorandom bit generator based on dynamic linear feedback topology”. *Electronics Letters*, v. 38, n. 19, p. 1097-1098, 2002.

**NAKAMURA, S.; PEARTON, S.; FASOL, G.** *The Blue Laser Diode*. New York: Springer, 2000.

**PAOLI, T. L.; RIPPER, J. E.** “Direct modulation of semiconductor lasers”. *Proceedings of the IEEE*, vol. 58, n. 10, p. 1457-1465, Oct. 1970.

**POLIAK, Juraj; KUBÍČEK, Michal.** FPGA-based media converter for FSO links. In: *IWOW*, 2013. IEEE, 2013. p. 157-161.

**RAJAGOPAL, S.; ROBERTS, R. D.; LIM, S.-K.** “IEEE 802.15.7 Visible Light Communication: modulation schemes and dimming support”. *IEEE Communications Magazine*, v. 50, n. 3, p. 72–82, 2012.

**REED, Irving S.; SOLOMON, Gustave.** Polynomial codes over certain finite fields. *Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics*, v. 8, n. 2, p. 300-304, 1960.

**BAIG, S.; MUHAMMAD ASIF, H.; UMER, T.; MUMTAZ, S.; SHAFIQ, M.; CHOI, J.** “High Data Rate Discrete Wavelet Transform-Based PLC-VLC Design for 5G Communication Systems”. *IEEE Access*, vol. 6, p. 52490-52499, 2018. doi:10.1109/ACCESS.2018.2870138.

**SOUSA, Victor Herbert Ferreira de et al.** Desenvolvimento de uma arquitetura de clock and data recovery em hardware digital para link multicanal simplex. In: *CONNEPI*, 2022.

**STOBBE, Scott.** 1N4148 Diode Reverse Biased Junction Capacitance. 2017. Disponível em: <https://2n3904blog.com/1n4148-diode-reverse-biased-junction-capacitance/>. Acesso em: 17 abr. 2022.

**TERASIC.** *DE10-Standard Development Kit*. Rocketboards, 2019. Disponível em: <https://www.rocketboards.org/foswiki/Documentation/DE10Standard>. Acesso em: 08 ago. 2025.

**TERASIC.** *DE10-Standard Board*. Rocketboards, 2017. Disponível em: [https://www.rocketboards.org/foswiki/pub/Documentation/DE10Standard/DE10-Standard\\_Schematic.pdf](https://www.rocketboards.org/foswiki/pub/Documentation/DE10Standard/DE10-Standard_Schematic.pdf). Acesso em: 08 ago. 2025.

**TERASIC.** *DEI Development and Education Board – User Manual.* Versão 1.2.1, 2012.

**U-S-History.** Samuel F.B. Morse. Disponível em: <https://www.u-s-history.com/pages/h1798.html>. Acesso em: 26 maio 2025.

**UYSAL, Murat; CAPSONI, Carlo; GHASSEMLOOY, Zabih; BOUCOUVALAS, Anthony; UDVARI, Eszter (eds.)** *Optical Wireless Communications: An Emerging Technology.* Cham: Springer International Publishing, 2016.

**WANG, Z. et al.** *Visible Light Communications: Modulation and Signal Processing.* 1. ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2017.

**YE, X. et al.** “Design of an Ethernet-VLC adapter based on FPGA”. *Journal of Computational Methods in Sciences and Engineering*, v. 19, n. 3, p. 779-787, 2019.

**GHASSEMLOOY, Z.; POPOOLA, W.; RAJBHANDARI, S.** *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling With MATLAB.* Boca Raton, FL: CRC Press, 2012.

**JIANG, X.** “Auto Power Control Circuit for Laser Diode Driver”. In: *International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2007, pp. 1394-1397. doi:10.1109/MAPE.2007.4393538.

## ANEXO A - Modelagens Spice

### Modelo Spice Diodo Laser ADL65052TL 25°C

```

* ADL65052TL 25°C

* LD = Laser diode cathode
* C = Common pin
* PD = Photodiode anode

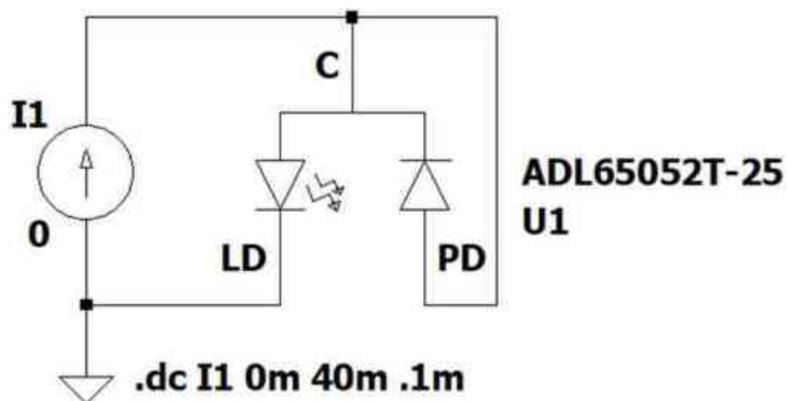
.SUBCKT ADL65052T-25 LD C PD
* Laser diode current vs. power
Eop op 0 TABLE {I(Vid)} (0,0) (5.0464m,0.0109m) (13.9868m,0.0980m)
(15.0199m,0.1634m) (15.1788m,0.2396m) (19.1126m,5.0962m)
(31.0980m,20m)
Rdummy op 0 1k

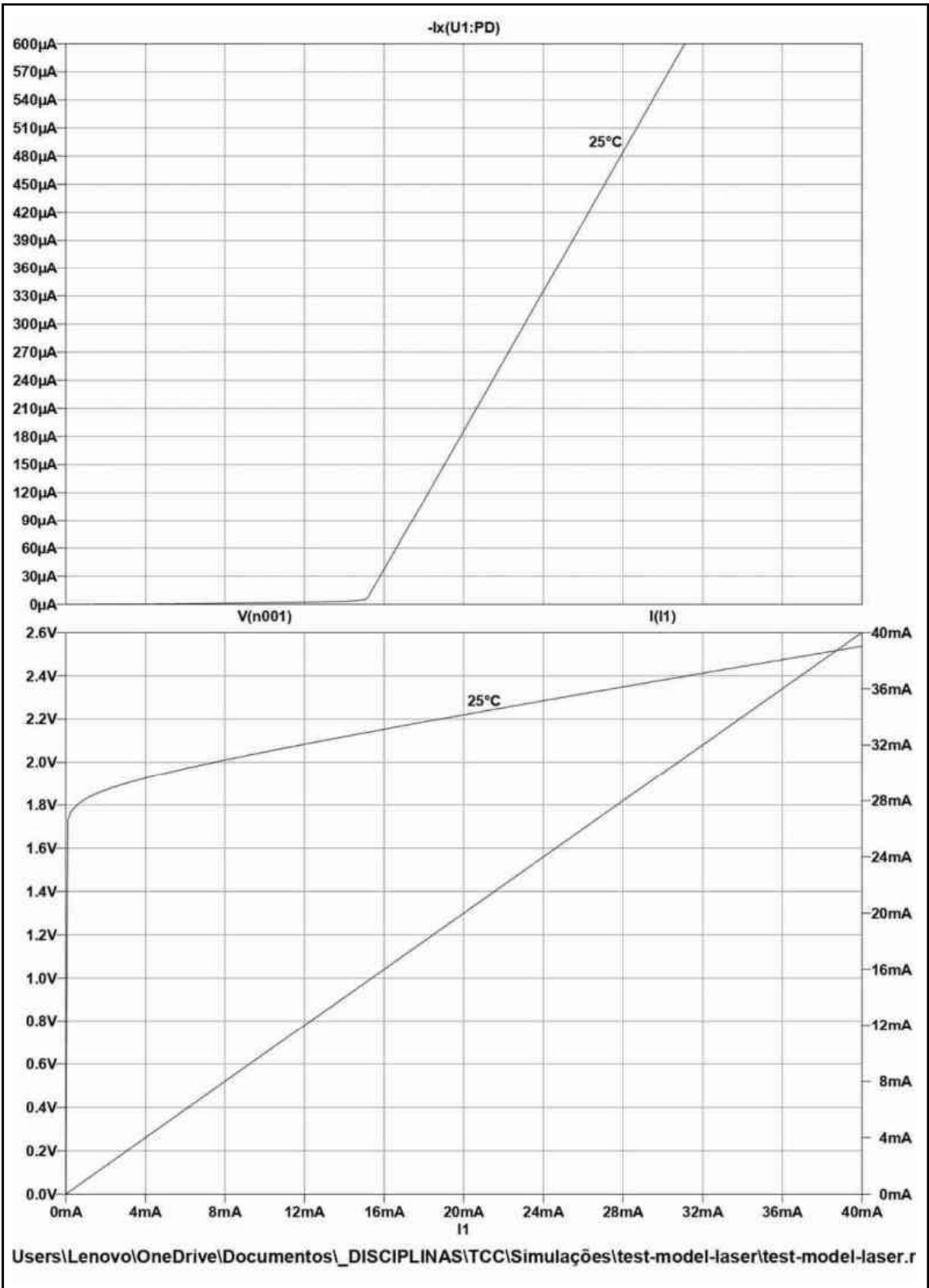
* Monitor diode power vs. current
Gopd C PD TABLE {V(op)} (0,0) (5m,0.15m) (20m,0.6m)

* Laser diode forward current and breakdown
Dld C I dlaser
Vid I LD
.model dlaser D IS=5E-24 N=1.5 RS=14.5 BV=2 IBV=10u

* Detector capacitance and breakdown
Dpd PD C pdetec
.model pdetec D CJO=5p BV=15 IBV=10u
.ends

```





## Modelo Spice Diodo Laser ADL65052TL 40°C

```
* ADL65052TL 40°C

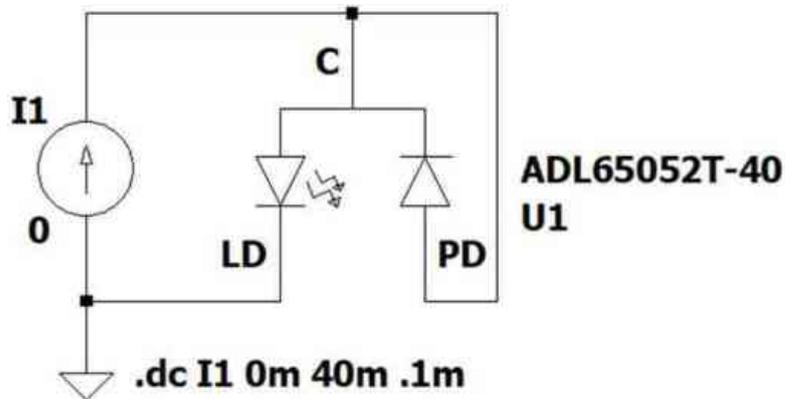
* LD = Laser diode cathode
* C = Common pin
* PD = Photodiode anode

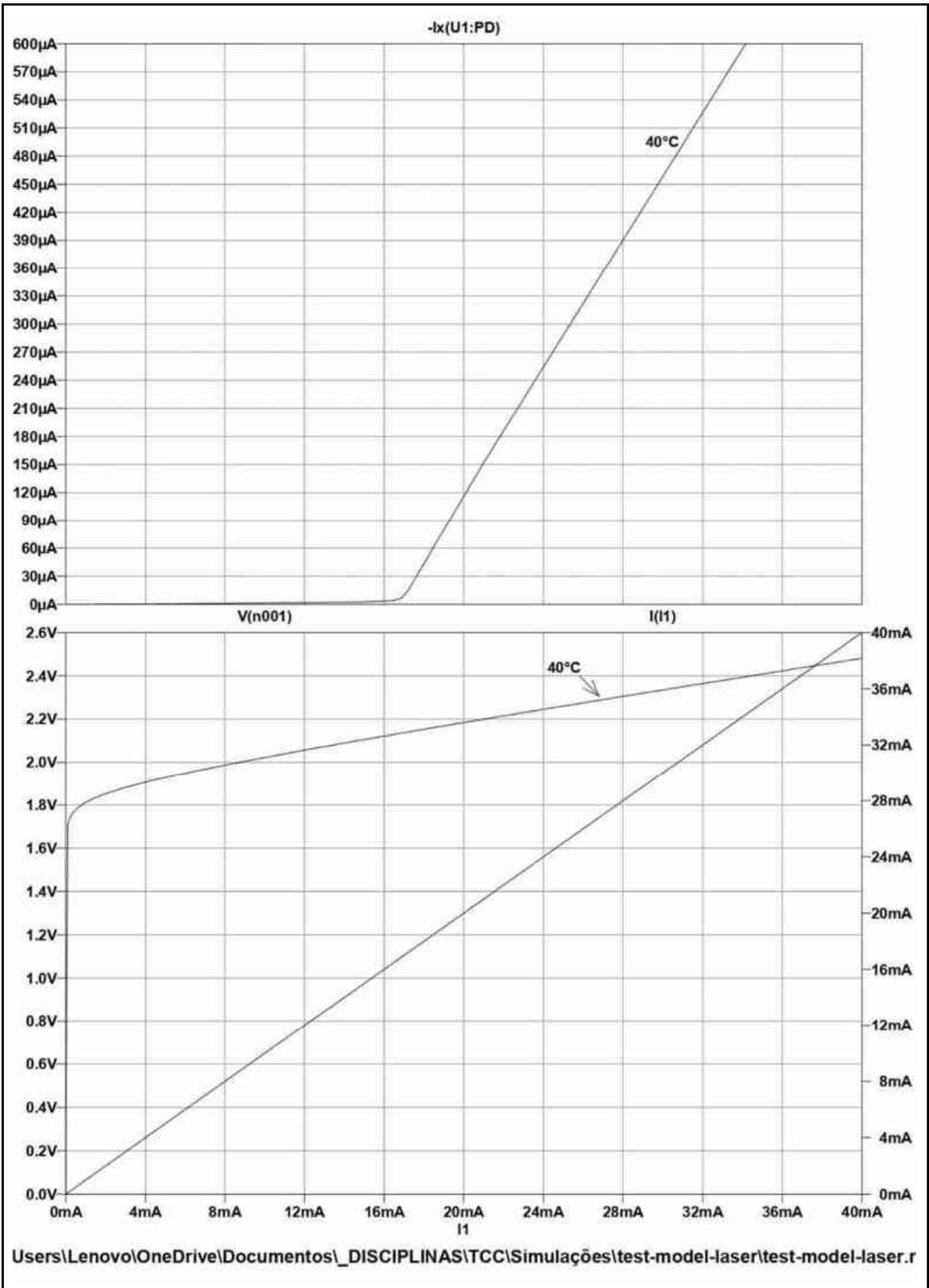
.SUBCKT ADL65052T-40 LD C PD
* Laser diode current vs. power
Eop op 0 TABLE {I(Vid)} (0,0) (5.0066m,0.0109m) (14.9801m,0.0871m)
(16.4503m,0.1307m) (16.8477m,0.2069m) (17.1656m,0.4465m)
(20.9404m,4.9982m) (34.1617m,20m)
Rdummy op 0 1k

* Monitor diode power vs. current
Gopd C PD TABLE {V(op)} (0,0) (5m,0.15m) (20m,0.6m)

* Laser diode forward current and breakdown
Dld C I dlaser
Vid I LD
.model dlaser D IS=7.5E-24 N=1.5 RS=13.5 BV=2 IBV=10u

* Detector capacitance and breakdown
Dpd PD C pdetec
.model pdetec D CJO=5p BV=15 IBV=10u
.ends
```





## Modelo Spice Diodo Laser ADL65052TL 50°C

```

* ADL65052TL 50°C

* LD = Laser diode cathode
* C = Common pin
* PD = Photodiode anode

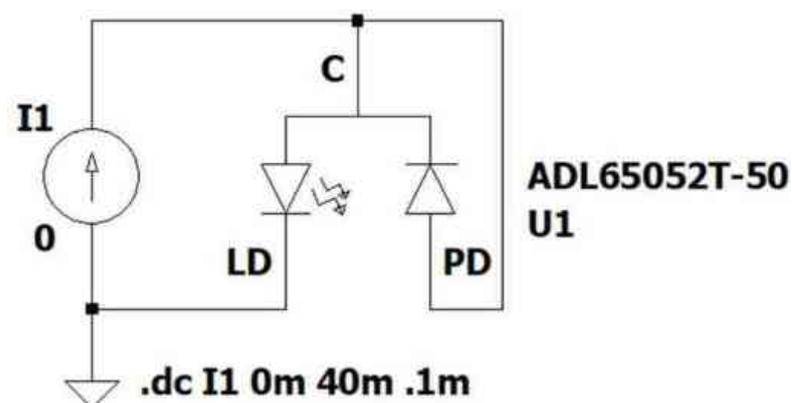
.SUBCKT ADL65052T-50 LD C PD
* Laser diode current vs. power
Eop op 0 TABLE {I(Vid)} (0,0) (5.0066m,0.0109m) (14.9801m,0.0762m)
(18.0795m,0.1416m) (18.3974m,0.1960m) (18.5960m,0.2940m)
(22.6887m,4.9873m) (35.7809m,20m)
Rdummy op 0 1k

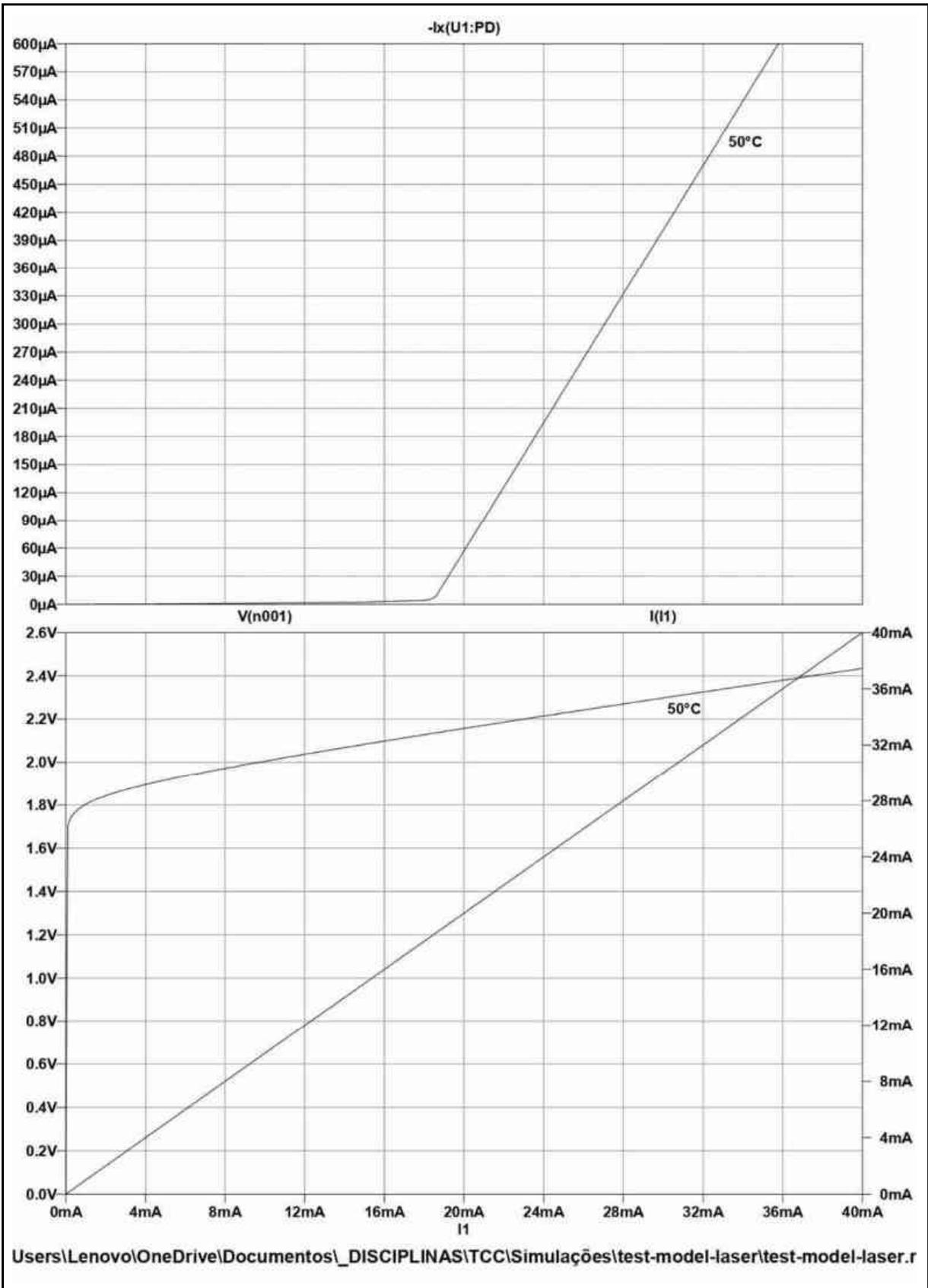
* Monitor diode power vs. current
Gopd C PD TABLE {V(op)} (0,0) (5m,0.15m) (20m,0.6m)

* Laser diode forward current and breakdown
Dld C I dlaser
Vid I LD
.model dlaser D IS=9E-24 N=1.5 RS=12.5 BV=2 IBV=10u

* Detector capacitance and breakdown
Dpd PD C pdetec
.model pdetec D CJO=5p BV=15 IBV=10u
.ends

```





	<b>INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DA PARAÍBA</b>
	Campus João Pessoa - Código INEP: 25096850
	Av. Primeiro de Maio, 720, Jaguaribe, CEP 58015-435, João Pessoa (PB)
	CNPJ: 10.783.898/0002-56 - Telefone: (83) 3612.1200

## Documento Digitalizado Ostensivo (Público)

### Trabalho de Conclusão de Curso

<b>Assunto:</b>	Trabalho de Conclusão de Curso
<b>Assinado por:</b>	Sallatiel Fernandes
<b>Tipo do Documento:</b>	Dissertação
<b>Situação:</b>	Finalizado
<b>Nível de Acesso:</b>	Ostensivo (Público)
<b>Tipo do Conferência:</b>	Cópia Simples

Documento assinado eletronicamente por:

- **Sallatiel Fernandes Freire Cardoso, ALUNO (20172610038) DE BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - JOÃO PESSOA**, em 22/08/2025 08:09:04.

Este documento foi armazenado no SUAP em 22/08/2025. Para comprovar sua integridade, faça a leitura do QRCode ao lado ou acesse <https://suap.ifpb.edu.br/verificar-documento-externo/> e forneça os dados abaixo:

Código Verificador: 1582802

Código de Autenticação: 48b1420b8f

