

GABRIEL SOUZA VICTORINO LOPES

SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA PARA
APLICAÇÕES SUBAQUÁTICAS

São Paulo
2023

GABRIEL SOUZA VICTORINO LOPES

SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ÓPTICA PARA
APLICAÇÕES SUBAQUÁTICAS

VERSÃO CORRIGIDA

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para obtenção do Título de Mestre em Ciências.

Área de Concentração:

Engenharia Elétrica - Sistemas de Potência

Orientador:

Prof. Dr. Eduardo Lorenzetti Pellini

São Paulo
2023

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, 17 de Abril de 2023

Assinatura do autor: Gabriel S. Lopes

Assinatura do orientador: Eduardo Lorenzini N.

Catálogo-na-publicação

Lopes, Gabriel Souza Victorino
Sistema de Comunicação Óptica para Aplicações Subaquáticas / G. S. V. Lopes -- versão corr. -- São Paulo, 2023.
95 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Modem óptico subaquático 2.SiPM 3.Comunicação subaquática 4.Robôs subaquáticos I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

Nome: LOPES, Gabriel Souza Victorino

Título: Sistema de comunicação óptica para aplicações subaquáticas

Dissertação apresentada à Escola Politécnica da Universidade de São Paulo para a obtenção do Título de Mestre em Ciências

Área de Concentração: Engenharia Elétrica - Sistemas de Potência

Aprovado em: 03/03/2023

Banca Examinadora

Prof. Dr.	<u>Eduardo Lorenzetti Pellini</u>
Instituição:	<u>Escola Politécnica da Universidade de São Paulo</u>
Julgamento:	<u>Aprovado</u>

Prof. Dr.	<u>Rafael Ferrari</u>
Instituição:	<u>Universidade Estadual de Campinas</u>
Julgamento:	<u>Aprovado</u>

Prof. Dr.	<u>Eduardo Luiz Ortiz Batista</u>
Instituição:	<u>Universidade Federal de Santa Catarina</u>
Julgamento:	<u>Aprovado</u>

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos colegas e amigos Humberto Trindade da Silva, Aléxis Kenji Uenojo, Fábio Campopiano e Márcio Roberto de Melo pelo apoio aos ensaios e atividades diárias. Ao professor Dr. Ettore Apolônio de Barros pelo incentivo e pela disponibilização da infraestrutura para o desenvolvimento. Ao meu orientador, professor Dr. Eduardo Lorenzetti Pellini, e aos professores Dr. Guido Stolfi e Dr. Luiz Antônio Barbosa Coelho, pela paciência e pela valiosa contribuição técnica.

RESUMO

LOPES, G. S. V. **Sistema de comunicação óptica para aplicações subaquáticas.** 2022. 95f. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2023.

Robôs subaquáticos são amplamente empregados no auxílio às missões de exploração e intervenção em oceanos, mares, rios e lagos. A transmissão de dados não cabeada no meio subaquático é um dos maiores desafios presentes no desenvolvimento de sistemas robóticos, visto que a utilização de *Radio Frequency* (RF) é praticamente inviabilizada diante da alta atenuação imposta pelo ambiente. Modems ópticos subaquáticos são alternativas interessantes para a solução deste problema, visto que permitem estabelecer *links* de comunicação com banda na faixa de MHz a distâncias de até uma centena de metros.

Na última década, modems ópticos subaquáticos foram desenvolvidos por institutos, universidades e empresas privadas ao redor do mundo. As diferentes tecnologias utilizadas nas unidades transmissoras e receptoras, com foco no componente fotorreceptor *Silicon Photomultiplier* (SiPM), são apresentadas neste trabalho.

Aborda-se o desenvolvimento de protótipos de modems unidirecionais, com a elaboração de esquemas, simulações, *hardwares*, *softwares*, técnicas de modulação, protocolos e ensaios. Discorre-se sobre a banda máxima alcançada, de 2,4 MHz, e sobre o comportamento do sistema diante diferentes intensidades de interferências luminosas externas.

Verifica-se o funcionamento geral do sistema, no ar, através da transmissão de um *stream* de imagens, representando a transferência de vídeos em tempo real. Falhas observadas durante a recepção são destacadas. Vasos de pressão são projetados, fabricados e montados junto às eletrônicas para a execução de ensaios submersos em uma câmara hiperbárica, possibilitando o cálculo do *Bit Error Ratio* (BER) para diferentes distâncias de transmissão. Por fim, conclusões são apresentadas e trabalhos futuros em diferentes áreas de estudo são sugeridos para o aprimoramento dos protótipos.

Palavras-Chave – Modem óptico subaquático, SiPM, Comunicação subaquática, Robôs subaquáticos.

ABSTRACT

LOPES, G. S. V. **Optical communication system for underwater applications.** 2022. 95f. Dissertação (Mestrado) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2023.

Underwater robots are widely employed in exploration and intervention missions in oceans, seas, rivers and lakes. Wireless data transmission in underwater environment is one of the biggest challenges presented in the development of robotic systems, since the use of Radio Frequency (RF) is practically unfeasible due to the high attenuation imposed by the environment. Underwater optical modems are great alternatives for solving this issue, as they allow the establishment of communication links with a MHz frequency band at distances of up to a hundred meters.

In the last decade, underwater optical modems were developed by universities, institutes and private companies around the world. Different technologies used for the transmitting and receiving units, with focus on the Silicon Photomultiplier (SiPM), are presented in this work.

This work discusses the development of unidirectional modems, with the elaboration of schemes, hardwares, softwares, simulations, modulation techniques, protocols and experiments. The maximum band of 2.4 MHz reached and the system behaviour in the presence of different intensities of external light interferences are introduced.

The general system operation is verified, in the air, by transmitting a stream of images, which roughly represents a real time video transfer. Faults observed during reception are highlighted. Pressure vessels are designed, manufactured and assembled with the electronics for the execution of submerged tests in a hyperbaric chamber, allowing for the calculation of the Bit Error Ratio (BER) for different transmission distances. Finally, conclusions are presented and future works in different areas of study are suggested in order to improve the developed prototypes.

Keywords – Underwater optical modem, SiPM, Underwater communication, Underwater robots.

LISTA DE FIGURAS

1	Faixa de operação típica das comunicações RF, acústica e óptica em ambiente subaquático. Fonte: Adaptado de [CAMPAGNARO; SIGNORI; ZORZI, 2020].	2
2	Ilustração da coleta à distância de dados de sensores subaquáticos utilizando veículos submersíveis. Fonte: [BLUECOMM_WHAT’S_WHAT?, 2017].	3
3	Coefficiente de absorção de uma onda eletromagnética, em função da frequência, em diferentes meios. Fonte: Autor.	5
4	Representação do efeito de multipropagação da onda acústica durante a transmissão de dados entre dois AUVs. Fonte: [GUSSEN et al., 2016].	7
5	Aplicação do modelo de Debye - Drude para obtenção do índice de refração. Fonte: Autor.	11
6	Coefficiente de absorção de ondas eletromagnéticas na água salgada em função do comprimento de onda. Fonte: [SPAGNOLO; COZZELLA; LECCESE, 2020].	11
7	Ilustração dos vários fenômenos de espalhamento. Fonte: [HAMZA, 2017].	13
8	Disco de Secchi. Fonte: [TEACHING_SECCHI_DISK, 2021].	14
9	Turbidímetro digital comercial. Fonte: [KR2000_TURBIDÍMETRO_DIGITAL, 2022].	15
10	Coefficiente de espalhamento para diferentes valores de comprimentos de onda e de classificações Jerlov, à esquerda, junto a sua coloração aparente em relação à profundidade, à direita. Fonte: [ÁLVAREZ-TUÑÓN; JARDÓN; BALAGUER, 2019].	16
11	Representação de um encapsulamento de LED de alta potência. Fonte: [LED_DESIGN, 2017].	18
12	Representação estrutural de um diodo laser. Fonte: Adaptado de [LASER_DIODES, 2022].	19

13	Representação estrutural de um fotodiodo PIN. Fonte: [HRANILOVIC, 2006].	20
14	Ciclo de detecção de fótons do SPAD. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	22
15	Composição de um SiPM fabricado pela empresa ON Semiconductor. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	22
16	Características das diferentes saídas do SiPM MicroFJ-60035-TSV. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	23
17	Gráfico do ganho por sobretensão aplicada. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	24
18	Gráficos de PDE por sobretensão e de PDE por comprimento de onda. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	25
19	Gráfico do DCR por sobretensão. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	26
20	Gráfico da responsividade por comprimento de onda de luz incidente. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	26
21	Gráfico de <i>crosstalk</i> por sobretensão. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	27
22	Representação dos efeitos negativos referentes às fontes de ruído. Fonte: [GUNDAKER; HEERING, 2020].	28
23	Gráfico de corrente de saída por potência óptica incidente. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	29
24	Gráfico de DCR por temperatura e tensão de polarização reversa. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].	30
25	PMT R580 da empresa Hamamatsu. Fonte: [PHOTOMULTIPLIER_TUBE_R580, 2022].	30
26	Componentes do PMT e ilustração da multiplicação de elétrons. Fonte: [MEHREZ, 2015].	31
27	Modem bidirecional AquaOptical II. Fonte: [DONIEC; RUS, 2010].	32
28	Modems transmissor e receptor da IFREMER. Fonte: [LEON et al., 2017].	34
29	Modem BlueComm 100. Fonte: [BLUECOMM_100, 2016].	35
30	Modem BlueComm 200. Fonte: [BLUECOMM_200, 2016].	35
31	Modem BlueComm 200 UV. Fonte: [BLUECOMM_200, 2016].	36

32	Modem bidirecional LUMA X. Fonte: [LUMA_X_DATASHEET, 2022].	37
33	Diagrama de blocos do primeiro protótipo de modem óptico. Fonte: Autor.	39
34	Diagrama de blocos do primeiro circuito transmissor. Fonte: Autor.	40
35	Banda espectral do LED CREE XPGDRY-L1. Fonte: Adaptado de [CREE_XPG3_LED_DATASHEET, 2016].	40
36	Diagrama de blocos do circuito receptor do protótipo A. Fonte: Autor.	41
37	Responsividade espectral em função do comprimento de onda do fotodiodo BPW 34 S-Z. Fonte: Adaptado de [BPW_34_S_DATASHEET, 2015].	42
38	Teste de transmissão de vídeo em tempo real utilizando o transmissor e receptor marinizados. Fonte: Autor.	44
39	Diagrama de blocos eletrônico do protótipo B de modem óptico. Fonte: Autor.	45
40	Banda espectral do LED Lumileds L135-U45. Fonte: Adaptado de [LUXEON_3535L_DATASHEET, 2017].	46
41	Diagrama de blocos eletrônico do circuito transmissor do protótipo B. Fonte: Autor.	47
42	Circuito transmissor simplificado. Fonte: Autor.	48
43	Formas de onda das tensões observadas nas entradas inversora (amarelo) e não inversora (vermelho) do operacional por tempo. Fonte: Autor.	49
44	Melhores topologias para polarização do sensor SiPM MicroFC da ON Semiconductor. Fonte: [BIASING_SIPM_SENSORS, 2019].	50
45	Diagrama de blocos do circuito receptor do protótipo B. Fonte: Autor.	51
46	Circuito simplificado para controle de corrente. Fonte: Autor.	52
47	Circuito simplificado de amplificação e condicionamento. Fonte: Autor.	53
48	Forma de onda da tensão de entrada do amplificador (vermelho) por unidade de tempo. Fonte: Autor.	54
49	Formas de onda das tensões de saída (amarelo) e entrada (vermelho) do amplificador por unidade de tempo. Fonte: Autor.	54

50	Formas de onda das tensões de saída do comparador (vermelho) e de saída do amplificador (amarelo) por unidade de tempo. Fonte: Autor.	55
51	Imagem 3D da PCB finalizada. Fonte: Autor.	55
52	Vista superior da PCB finalizada. Fonte: Autor.	56
53	Teste de performance do circuito transmissor, com a exibição das formas de onda de saída do gerador de sinais (amarelo) e da corrente consumida pelos LEDs (verde). Fonte: Autor.	57
54	Teste de resposta ao degrau luminoso <i>off</i> \rightarrow <i>on</i> do circuito AGC, com a exibição das formas de onda da corrente consumida pelo SiPM (amarelo) e da tensão aplicada para sua polarização inversa (verde). Fonte: Autor. . .	57
55	Teste de resposta ao degrau luminoso <i>on</i> \rightarrow <i>off</i> do circuito AGC, com a exibição das formas de onda da corrente consumida pelo SiPM (amarelo) e da tensão aplicada para sua polarização inversa (verde). Fonte: Autor. . .	58
56	Teste de resposta do SiPM na presença de baixa luminosidade incidente, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.	59
57	Teste de resposta do SiPM na presença de alta luminosidade incidente de fonte de luz branca, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.	59
58	Teste de resposta do SiPM ao transmissor, com geração de pulsos a 10 MHz, <i>duty cycle</i> de 75 % e baixa iluminação incidente de fontes externas, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.	60
59	Teste de resposta do SiPM ao transmissor com geração de pulsos a 10 MHz, <i>duty cycle</i> de 25 % e baixa iluminação de fontes externas, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.	61

60	Teste de resposta do SiPM ao transmissor com geração de pulsos a 10 MHz, <i>duty cycle</i> de 25 % e alta iluminação de fontes externas, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.	62
61	Teste de resposta do SiPM ao transmissor com geração de pulsos a 1 MHz, <i>duty cycle</i> de 25 % e baixa iluminação de fontes externas, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.	62
62	Medição da largura de pulso da saída <i>fast</i> (verde), em resposta ao transmissor com geração de pulsos a 5 MHz (roxo), <i>duty cycle</i> de 50 % e baixa iluminação de fontes externas. Fonte: Autor.	63
63	Medição da largura de pulso da saída <i>fast</i> (verde), em resposta ao transmissor com geração de pulsos a 500 kHz (roxo), <i>duty cycle</i> de 50 % e baixa iluminação de fontes externas. Fonte: Autor.	64
64	Aplicação da codificação Manchester em um dado arbitrário. Fonte: Autor.	65
65	Aplicação da codificação desenvolvida em um dado arbitrário. Fonte: Autor.	66
66	Composição do pacote de transmissão utilizado. Fonte: Autor.	68
67	<i>Kit</i> de desenvolvimento Arty Z7. Fonte: Adaptado de [ARTY_Z7, 2021] . .	68
68	<i>Kit</i> de desenvolvimento Arty Z7 integrado à PCB desenvolvida. Fonte: Autor.	69
69	Diagrama de blocos simplificado de funcionamento do modem transmissor. Fonte: Autor.	70
70	Simulação de processamento e envio de 1 pacote de dados pelo bloco modulador. Fonte: Autor.	71
71	Simulação de processamento e envio de 15 pacotes de dados pelo bloco modulador. Fonte: Autor.	71
72	Teste de transmissão de 1 pacote, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs transmissores (roxo). Fonte: Autor.	72
73	Teste de transmissão de 15 pacotes, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs transmissores (roxo). Fonte: Autor.	72

74	Diagrama de blocos simplificado de funcionamento do modem receptor. Fonte: Autor.	73
75	Máquina de estado responsável pela decodificação dos sinais recebidos da PCB. Fonte: Autor.	74
76	Simulação de processamento e recepção de 1 pacote de dados pelo bloco demodulador. Fonte: Autor.	75
77	Simulação de processamento e recepção de 2 pacotes de dados pelo bloco demodulador. Fonte: Autor.	76
78	Simulação de processamento e recepção de 60 bytes de dados pelo bloco demodulador, com destaque do disparo do sinal de interrupção (elipse vermelha). Fonte: Autor.	76
79	Simulação de processamento e recepção de 1 pacote de dados pelo bloco demodulador, com demonstração de funcionamento do mecanismo de <i>timeout</i> . A elipse azul destaca a recepção correta de um pacote de dados enquanto a elipse vermelha destaca o disparo do sinal de interrupção. Fonte: Autor.	77
80	Teste de recepção de 4 bytes, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs transmissores (roxo), do sinal proveniente do SiPM pós amplificação e digitalização (azul) e do processamento da máquina de estados (verde). Fonte: Autor.	77
81	Teste de recepção de 60 bytes, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs transmissores (roxo), do sinal proveniente do SiPM pós amplificação e digitalização (azul), do processamento da máquina de estados (verde) e do sinal de interrupção (amarelo). Fonte: Autor.	78
82	Diagrama de blocos simplificado dos componentes utilizados nos testes de <i>streaming</i> . Fonte: Autor.	79
83	Teste de <i>streaming</i> , com distância de transmissão de 2 metros, em ambiente com baixa iluminação artificial. Fonte: Autor.	80
84	Exibição de imagem recebida sem erros de transmissão. Fonte: Autor.	80
85	Exibição de imagem recebida com erros de transmissão. Fonte: Autor.	81
86	Vasos estanques de alumínio com diâmetro máximo de 203 mm e altura máxima de 70 mm. Fonte: Autor.	82

87	Câmara hiperbárica da Escola Politécnica da USP. Fonte: Autor.	83
88	Vaso com modem transmissor (à direita) e com modem receptor (à esquerda). Fonte: Autor.	84
89	Posicionamento dos modems no interior da câmara hiperbárica. Fonte: Autor.	84
90	Processo de preenchimento da câmara hiperbárica. Fonte: Autor.	85
91	Diagrama de blocos representativo do ensaio realizado em câmara hiperbárica. Fonte: Autor.	86

LISTA DE TABELAS

1	Performance de modems acústicos presentes no mercado.	8
2	Resultado comparativo realizado em campo entre o modem óptico da IFRE- MER e o da Sonardyne.	37
3	Média e desvio padrão do BER para diferentes distâncias entre modems transmissor e receptor.	86

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AGC	<i>Automatic Gain Control</i>
AP SoC	<i>All Programmable System-on-Chip</i>
APDs	<i>Avalanche Photodiodes</i>
AUVs	<i>Autonomous Underwater Vehicles</i>
BER	<i>Bit Error Ratio</i>
BPSK	<i>Binary Phase Shift Keying</i>
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
DCR	<i>Dark Count Rate</i>
DIP	<i>Dual Inline Package</i>
DPIM	<i>Discrete Pulse Interval Modulation</i>
ELF	<i>Extremely Low Frequencies</i>
FET	<i>Field Effect Transistor</i>
FIFO	<i>First In First out</i>
FOB	<i>Free On Board</i>
FOV	<i>Field Of View</i>
FPGAs	<i>Field Programmable Gate Arrays</i>
FPS	<i>Frames Per Second</i>
GND	<i>Ground</i>
GS	<i>Guard Slot</i>
IFREMER	<i>Institut Français de Recherche Pour l'Exploitation de la Mer</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
JPEG	<i>Joint Photographics Experts Group</i>
LEDs	<i>Light Emitting Diodes</i>
LVNT	Laboratório de Veículos Não Tripulados
LwIP	<i>Lightweight IP</i>
mca	metros de coluna d' água
MIT	<i>Massachussets Institute of Technology</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>

NTU	<i>Nephelometric Turbidity Unit</i>
OOK	<i>On Off Keying</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PDE	<i>Photon Detection Efficiency</i>
PMTs	<i>Photomultiplier Tubes</i>
RF	<i>Radio Frequency</i>
ROVs	<i>Remotely Operated Vehicles</i>
SiPM	<i>Silicon Photomultiplier</i>
SLF	<i>Super Low Frequencies</i>
SMD	<i>Surface Mount Technology</i>
SNR	<i>Signal Noise Ratio</i>
SPADs	<i>Single Photon Avalanche Detectors</i>
TCP	<i>Transmission Control Protocol</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
ToF	<i>Time of Flight</i>
TTL	<i>Transistor Transistor Logic</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver Transmitter</i>
UDP	<i>User Datagram Protocol</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
UV	<i>Ultravioleta</i>
VGA	<i>Video Graphics Array</i>
VHDL	<i>Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language</i>
VLF	<i>Very Low Frequencies</i>
WHOI	<i>Woods Hole Oceanographic Institution</i>

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Motivação	2
1.2	Objetivo	3
1.3	Justificativa	3
2	Tecnologias	4
2.1	Tecnologias para propagação de ondas no meio subaquático	4
2.1.1	Rádio Frequência	4
2.1.2	Acústica	6
2.1.3	Óptica	8
2.1.3.1	Absorção	8
2.1.3.2	Espalhamento	12
2.1.3.3	Atenuação	13
2.2	Classificações ópticas da água	14
2.2.1	Profundidade de Secchi	14
2.2.2	NTU	15
2.2.3	Classificação de Jerlov	16
2.3	Fototransmissores	17
2.3.1	LED	17
2.3.2	Diodo Laser	19
2.4	Fotorreceptores	20
2.4.1	Fotodiodo PIN	20
2.4.2	APD	21
2.4.3	SPAD	21

2.4.4	SiPM	22
2.4.4.1	Ganho	24
2.4.4.2	PDE	24
2.4.4.3	DCR	25
2.4.4.4	Responsividade	26
2.4.4.5	<i>Crosstalk</i>	27
2.4.4.6	<i>Afterpulsing</i>	28
2.4.4.7	Linearidade	28
2.4.4.8	Temperatura	29
2.4.5	PMT	30
3	Estado da Arte	32
3.1	AquaOptical II	32
3.2	Modem Óptico IFREMER	33
3.3	BlueComm	34
3.4	LUMA X	37
4	Desenvolvimento	38
4.1	Protótipo A	38
4.1.1	Circuito Transmissor	39
4.1.2	Circuito Receptor	41
4.1.3	Resultados	43
4.2	Protótipo B	44
4.2.1	Circuito Transmissor	46
4.2.2	Circuito Receptor	49
4.2.3	Validação do <i>Hardware</i>	56
4.2.4	Modulação	65
4.2.5	Protocolo	67

4.2.6	Implementação em FPGA	68
4.2.6.1	Transmissor	69
4.2.6.2	Receptor	73
4.2.7	Testes com <i>streaming</i> de imagens	78
4.2.8	Testes de comunicação em ambiente submerso	81
5	Conclusões	88
5.1	Sugestões para trabalhos futuros	89
	Referências	91

1 INTRODUÇÃO

Os oceanos representam cerca de dois terços da superfície terrestre e afetam diretamente a existência humana. Entretanto, por serem locais extremamente complexos, foram pouco explorados [YUH; MARANI; BLIDBERG, 2011]. Atualmente, estes ambientes vêm sendo estudados através da utilização de robôs e dispositivos de sensoriamento, permitindo a redução do custo de operação e a diminuição do risco sobre a perda de vidas humanas. Além disso, a robótica proporciona uma expansão da área de cobertura das missões, visto que os limites de profundidade e tempo de submersão dos equipamentos são superiores aos dos mergulhadores ou dos veículos tripulados.[LEHMAN, 2018].

A robótica marinha apresenta diversos desafios que não estão presentes nos campos de robótica terrestre e aérea, impossibilitando, muitas vezes, a transição de soluções entre áreas [ZHANG et al., 2015]. Um dos maiores desafios está na transferência de dados não cabeada, que pode ser realizada através da utilização de RF, de ondas acústicas ou por meio óptico.

Diante da atenuação sofrida pelas ondas de rádio frequência no ambiente subaquático, causada principalmente pela alta condutividade do meio, e da limitação de banda relativa à transmissão de dados através de ondas acústicas, torna-se atrativo o emprego da comunicação óptica em aplicações específicas, onde a troca de maiores quantidades de dados a pequenas e médias distâncias, em torno de dezenas de metros, é necessária [GUSSEN et al., 2016].

A Figura 1 abaixo exhibe a típica faixa de operação dos diferentes tipos de comunicação citados, relacionando a banda de transferência com a distância física máxima entre os elementos receptor e transmissor.

Maiores detalhes sobre as tecnologias utilizadas para a transferência de dados em meio subaquático são apresentados na Seção 2.

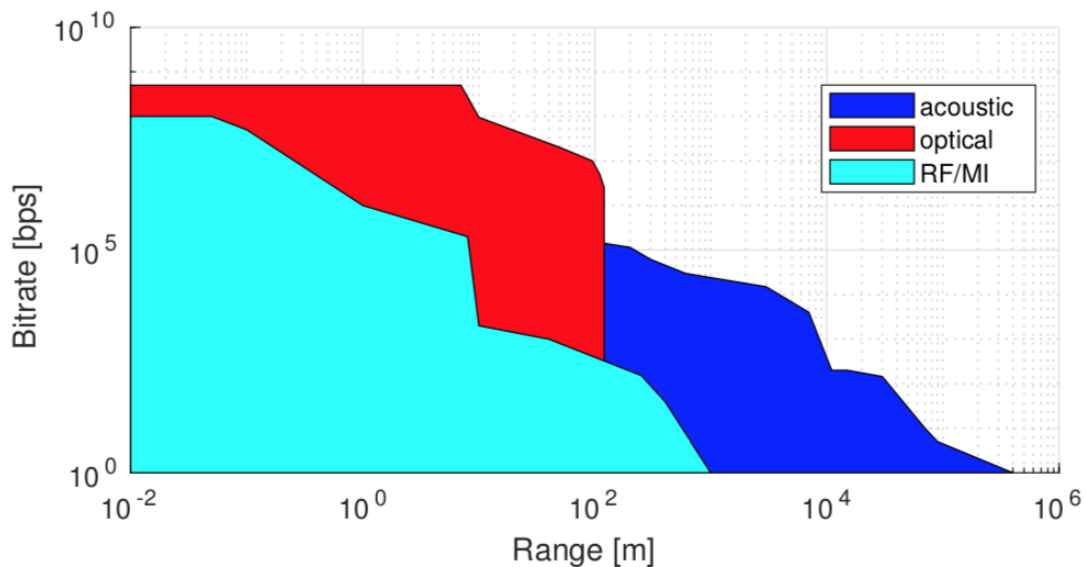


Figura 1: Faixa de operação típica das comunicações RF, acústica e óptica em ambiente subaquático. Fonte: Adaptado de [CAMPAGNARO; SIGNORI; ZORZI, 2020].

1.1 Motivação

Equipamentos que possuem câmeras e sensores fixos a estruturas submarinas armazenam grandes quantidades de informação durante os meses e/ou anos em que estiveram em operação contínua. A utilização destes equipamentos permite o estudo oceanográfico do ambiente em questão, que é muitas vezes obrigatório, como no caso de uma concessão para construção de uma plataforma para exploração de petróleo [MARIANO; ROVERE, 2007].

Os *Autonomous Underwater Vehicles* (AUVs) e os *Remotely Operated Vehicles* (ROVs), utilizados em diversas atividades de inspeção, monitoramento e intervenção subaquáticas, também podem realizar a coleta destes dados armazenados sem a necessidade de retirada dos equipamentos do mar.

Para isso, tanto os equipamentos fundeados quanto os veículos devem possuir comunicadores capazes de transmitir grandes quantidades de informação. Para a realização desta tarefa, a utilização de modems ópticos se torna apropriada, na medida que permite a captura de dados de forma ágil.

A Figura 2 ilustra este tipo de operação, onde um ROV e um AUV transmitem telemetria e dados de localização ao navio através de *links* acústicos, enquanto captam dados de sensores fixos utilizando modems ópticos.

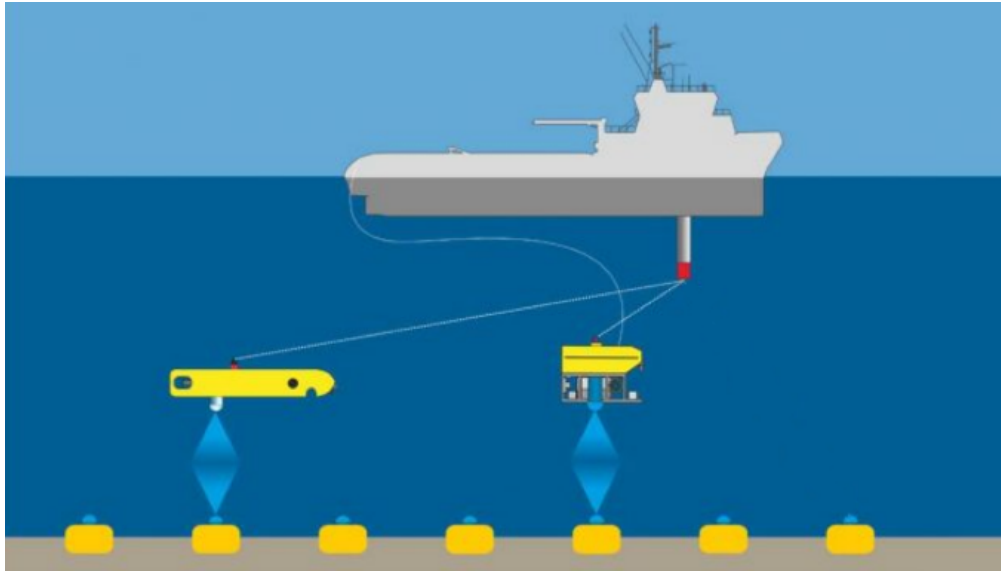


Figura 2: Ilustração da coleta à distância de dados de sensores subaquáticos utilizando veículos submersíveis. Fonte: [BLUECOMM_WHAT'S_WHAT?, 2017].

1.2 Objetivo

O objetivo do projeto consiste em desenvolver um sistema de comunicação óptico unidirecional capaz de realizar transferências de dados a taxas entre 1 e 10 Mbps, a uma distância de até dez metros em águas claras e com baixa interferência luminosa externa.

Pretende-se direcionar o estudo aos maiores desafios encontrados. Dentre eles estão:

- Desenvolvimento da eletrônica para recepção e digitalização do sinal óptico;
- Desenvolvimento da eletrônica para transmissão óptica;
- Estudo e implementação de uma técnica de modulação adequada em *Field Programmable Gate Arrays* (FPGAs).

1.3 Justificativa

Pelos motivos já descritos, pelo alto custo deste tipo de produto comercial, lançado no mercado há pouco mais de cinco anos, e pela difícil aquisição desses produtos devido aos possíveis embargos de países detentores dessas tecnologias [EU_CONTROL_LIST, 2016] [USA_CONTROL_LIST, 2017] [UK_CONTROL_LIST, 2021], torna-se interessante pesquisar e desenvolver soluções nacionais, para cenários específicos.

2 TECNOLOGIAS

Diante das diversas tecnologias empregadas no desenvolvimento de modems subaquáticos, destacam-se as tecnologias em uso para propagação de ondas e a variedade de fotorreceptores e de fototransmissores no mercado. Maiores detalhes são abordados nas seções subsequentes.

2.1 Tecnologias para propagação de ondas no meio subaquático

Assim como apresentado brevemente na seção 1.1, três métodos são utilizados predominantemente para a realização da transmissão de dados subaquática não cabeada. A transmissão através de ondas de rádio, acústicas e luminosas. Abaixo estão descritas com maiores detalhes suas características marcantes, vantagens e desvantagens com foco na aplicação em questão.

2.1.1 Rádio Frequência

A transmissão via RF é largamente utilizada em aplicações no espaço livre, permitindo o estabelecimento de *links* de comunicação de alta banda a grandes distâncias. Isto ocorre principalmente pois a atenuação das ondas de rádio no ar é muito inferior à atenuação sofrida no ambiente subaquático.

A amplitude de uma onda eletromagnética transversal propagando-se em um meio com perdas sofre uma atenuação que pode ser observada pela Equação 2.1 abaixo [SIZUN; FORNEL, 2005].

$$A = A_0 \cdot e^{-\alpha \cdot z} \quad (2.1)$$

onde A é a amplitude atual da onda, A_0 é a amplitude inicial, ambos medidos em V/m, z é a distância percorrida pela onda, em metros, e α é o coeficiente de absorção, medido em Np/m .

O coeficiente α pode ser obtido pela Equação 2.2 [BALANIS, 2012], abaixo.

$$\alpha = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \left(\frac{1}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \epsilon} \right)^2} - 1 \right) \right)^{0.5} \quad (2.2)$$

onde ω é a frequência angular da onda, μ é a permeabilidade magnética do meio, ϵ é a permissividade elétrica do meio e σ é a condutividade elétrica do meio.

No ar, considera-se $\epsilon_{ar} \simeq 8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m, $\mu_{ar} \simeq 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m e $\sigma_{ar} \simeq 1 \cdot 10^{-12}$ S/m. Já no ambiente aquoso, para frequências de até 1 GHz e condições de temperatura e salinidade constantes, pode-se considerar $\sigma_{\acute{a}gua\ doce} \simeq 0,001$ S/m, $\sigma_{\acute{a}gua\ salgada} \simeq 4$ S/m, $\mu_{\acute{a}gua} \simeq 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m e $\epsilon_{\acute{a}gua} \simeq 7.16 \cdot 10^{-10}$ F/m [SOMARAJU; TRUMPF, 2006] [SPAGNOLO; COZZELLA; LECCESE, 2020].

Na Figura 3 abaixo é possível observar o coeficiente de absorção de ondas de rádio em um amplo espectro de frequências, propagadas tanto no ar quanto em água doce e salgada.

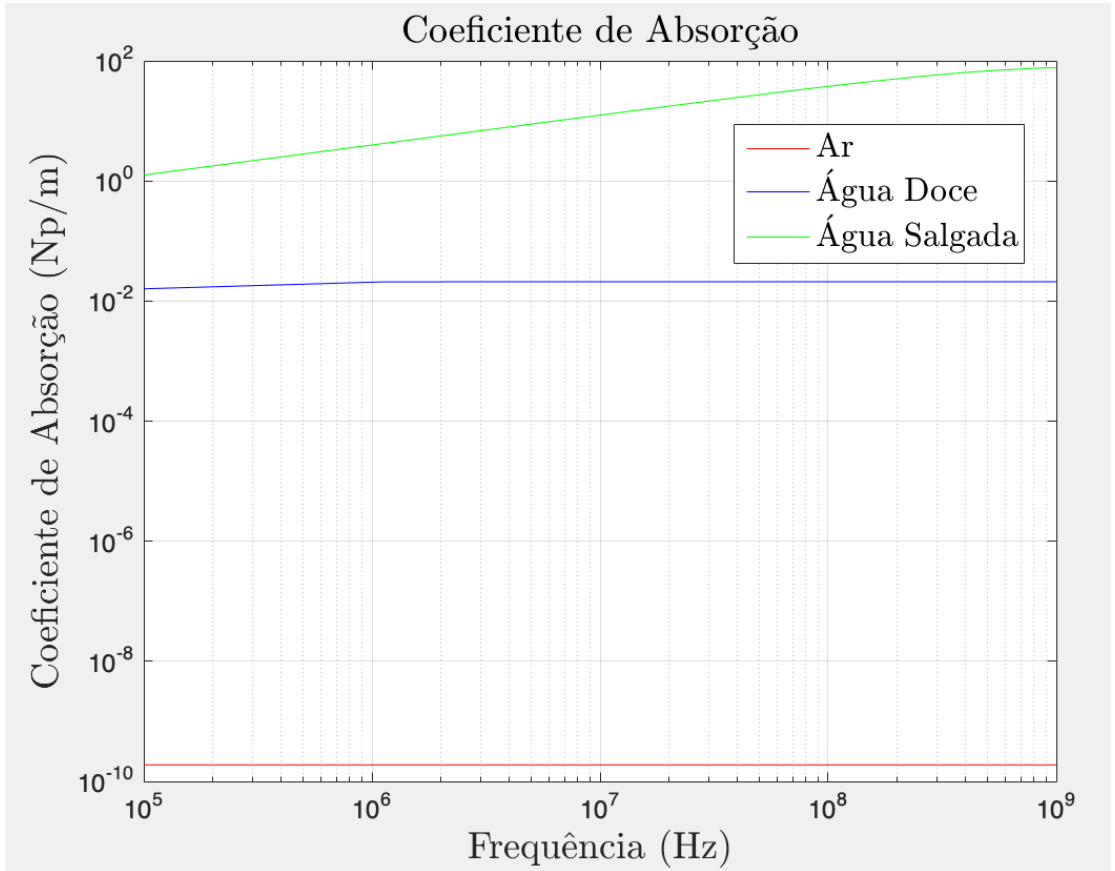


Figura 3: Coeficiente de absorção de uma onda eletromagnética, em função da frequência, em diferentes meios. Fonte: Autor.

Percebe-se, então, que a redução drástica da frequência de onda na água salgada reduz consideravelmente o coeficiente de absorção, possibilitando a transmissão de dados a maiores distâncias. Entretanto, no ar e na água doce, o coeficiente de absorção não sofre alteração relevante, apesar da variação da frequência da onda aplicada. Isto é confirmado matematicamente através da Equação 2.3 abaixo [BALANIS, 2012].

$$\alpha_{dielétrico} \simeq \frac{\sigma}{2} * \sqrt{\left(\frac{\mu}{\epsilon}\right)} \quad (2.3)$$

Transmissores RF operando a frequências baixíssimas, conhecidas como *Extremely Low Frequencies* (ELF) e *Super Low Frequencies* (SLF), na faixa de 3 – 300 Hz e *Very Low Frequencies* (VLF), na faixa de 3 - 30 kHz, são utilizados para estabelecer comunicação, com banda na ordem de dezenas de *bits* por segundo, entre estações bases e submarinos [SINGH et al., 1993]. Essas estações possuem antenas com centenas ou milhares de metros de extensão devido ao comprimento da onda eletromagnética e demandam grande potência elétrica para transmissão de dados devido a sua extensa área física.

Entretanto, modems RF podem ser utilizados para substituir os tradicionais conectores marinizados, principalmente onde é necessária sua conexão e desconexão em locais de difícil acesso ou a profundidades inatingíveis pelos seres humanos. A utilização destes conectores RF não demandam contato físico direto, e podem transmitir dados a velocidades de centenas de Mbps a distâncias de alguns centímetros [CAMPAGNARO; SIGNORI; ZORZI, 2020].

2.1.2 Acústica

A transmissão acústica é amplamente utilizada em sensores de velocidade, sonares de imageamento e varredura, comunicadores e rastreadores subaquáticos. Diferentemente dos comunicadores RF de baixa frequência, os acústicos utilizam transdutores de menor tamanho, aumentando a compactação do equipamento e reduzindo a energia total consumida. No entanto, para atingir distâncias de transmissão na ordem de quilômetros, utilizam baixas frequências, na faixa de 2 – 200 kHz, que limitam a banda de operação a dezenas de *bits* por segundo.

Além da limitação da banda, a comunicação acústica apresenta diversos obstáculos, relacionados principalmente à baixa velocidade de propagação da onda mecânica na água, com valores em torno de 1450 m/s e 1540 m/s. Esta variação é resultado da dependência de diversos fatores ambientais, como a salinidade, pressão hidrostática e temperatura

[BARBEAU et al., 2018]. Alguns desafios para seu desenvolvimento e operação são citados abaixo:

- Atenuação elevada, dependente da frequência da onda acústica e da distância de transmissão;
- Ruídos do ambiente marinho, que envolvem ondas, chuvas, ventos e do local específico de operação, que podem ser derivados de mamíferos e embarcações;
- Multipropagação, derivada da reflexão e da refração da onda acústica, que causam distorções no sinal provocando interferência intersimbólica se não corrigidos eficientemente pelo transdutor. Este efeito é exemplificado na Figura 4;
- Alta latência, causada pela baixa velocidade de propagação da onda mecânica na água;
- Efeito Doppler, evidenciado quando o transmissor e/ou receptor estão se movimentando durante a transferência de dados, provocando mudança da frequência observada.

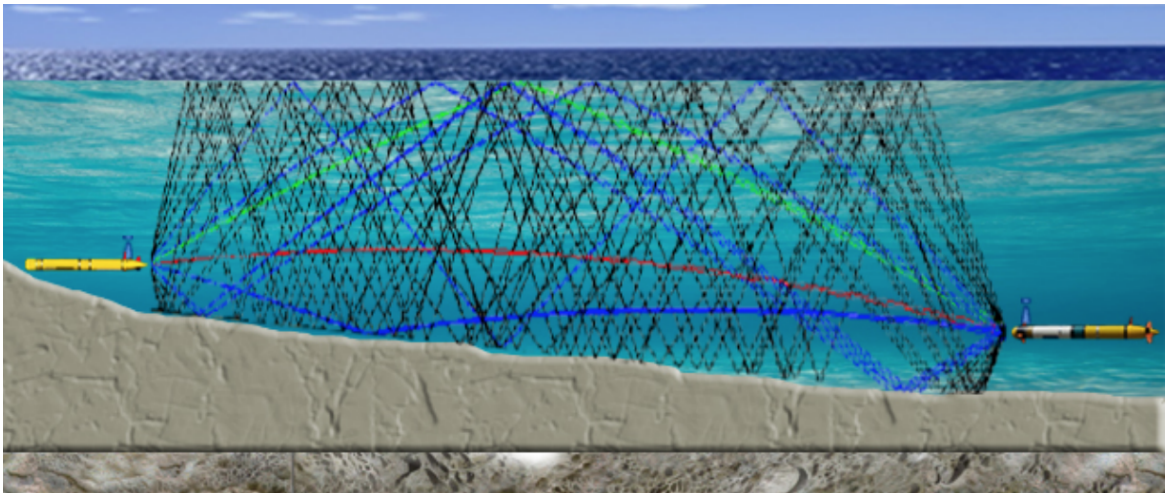


Figura 4: Representação do efeito de multipropagação da onda acústica durante a transmissão de dados entre dois AUVs. Fonte: [GUSSEN et al., 2016].

A performance de alguns modems acústicos amplamente utilizados no mercado pode ser observada na Tabela 1 abaixo, com enfoque na taxa, potência e distância máxima de transmissão de cada modelo.

Tabela 1: Performance de modems acústicos presentes no mercado.

Modem	Frequência da portadora (kHz)	Taxa de transmissão (bps)	Potência de transmissão (W)	Distância máxima de transmissão (m)
<i>EvoLogics</i> <i>S2CR 48/78</i> <i>USBL</i>	48 - 78	31200	18	1000
<i>Teledyne</i> <i>Benthos</i> <i>ATM9xx</i>	18.5/24.5/11.5	2400	20	6000
<i>TriTech</i> <i>MicronModem</i>	22	40	7,92	500
<i>GPS 3000</i> <i>Acoustic</i> <i>Modem</i>	-	1200	300	25000

Fonte: Adaptado de [SENDRA et al., 2015].

2.1.3 Óptica

Atualmente, sofisticados sistemas de transmissão de dados utilizam fibra ópticas como meio de propagação devido a sua natureza dielétrica e a sua alta capacidade de transporte de informação [KEISER, 2003]. Ainda mais tangível à população em geral, destacam-se os dispositivos de controle remoto, que utilizam, em sua maioria, *Light Emitting Diodes* (LEDs) infravermelhos e fototransistores para a transmissão de comandos simples e telemetria. A transmissão óptica subaquática tenta unir duas características distintas dos sistemas citados acima: a alta taxa de transmissão e a utilização do espaço livre, porém com água, como meio de propagação. Abaixo são apresentados aspectos importantes da transmissão óptica.

2.1.3.1 Absorção

Assim como evidenciado na Seção 2.1.1, a propagação da onda eletromagnética sofre uma forte atenuação no meio marinho em altas frequências. No entanto, ao atingir frequências próximas à da luz visível, a atenuação sofrida pelas ondas eletromagnéticas é reduzida drasticamente, permitindo que a luz possa se propagar por dezenas ou cen-

tenas de metros em situações ideais [TYLER; SANFORD; UNSWORTH, 1998]. Este efeito ocorre principalmente devido à permissividade e à condutividade da água, pois quando escritas em suas formas generalizadas, evidenciam suas dependências em relação à frequência da onda que se propaga no meio.

Para descrever este fenômeno matematicamente, são apresentadas abaixo as Equações 2.4 e 2.5.

$$\nabla \times H = \bar{J} + j \cdot \omega \cdot \bar{D} = \sigma(\omega) \cdot \bar{E} + j \cdot \omega \cdot \epsilon(\omega) \cdot \bar{E} = j \cdot \omega \left(\epsilon(\omega) - j \cdot \frac{\sigma(\omega)}{\omega} \right) \cdot \bar{E} \quad (2.4)$$

$$\hat{\epsilon}(\omega) = \epsilon(\omega) - j \cdot \frac{\sigma(\omega)}{\omega} \quad (2.5)$$

E é o campo elétrico, D é o campo de deslocamento elétrico, H é o campo magnético, ω é a frequência angular, $\epsilon(\omega)$ é a permissividade elétrica, J é densidade de corrente elétrica, $\sigma(\omega)$ é a condutividade e $\hat{\epsilon}(\omega)$ é a permissividade elétrica efetiva.

A permissividade elétrica pode, por sua vez, ser obtida através do modelo de Debye, representado pela Equação 2.6 abaixo [APEL, 1988].

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_0 \cdot \left(\epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} \right) + j \cdot \epsilon_0 \cdot \left(\frac{\omega \cdot \tau \cdot (\epsilon_s - \epsilon_\infty)}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} \right) \quad (2.6)$$

onde ϵ_∞ é a permissividade relativa na alta frequência, cujo valor é definido em 4,2, ϵ_s é a permissividade relativa estática, determinado em 81 e τ é o tempo de relaxamento, estabelecido em $8.2 \cdot 10^{-12}$ s. Seus valores foram adquiridos de [PAILLETTE et al., 2017].

A partir do modelo de Drude, pode-se obter a condutividade em sua forma geral, representada pela Equação 2.7 abaixo.

$$\sigma(\omega) = \frac{\sigma_s}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} + j \cdot \frac{\sigma_s \cdot \omega \cdot \tau}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} \quad (2.7)$$

onde σ_s é a condutividade a baixas frequências, cujo valor é igual a 4 para o ambiente de água salgada.

Combinando os modelos de Drude e de Debye, através das Equações 2.5, 2.6 e 2.7, obtém-se a permissividade elétrica efetiva, como pode ser observada pelas Equações 2.8, 2.9 e 2.10 abaixo.

$$\hat{\epsilon}(\omega) = \epsilon_0 \cdot (\epsilon'(\omega) + j \cdot \epsilon''(\omega)) \quad (2.8)$$

$$\epsilon'(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} - \frac{\sigma_s \cdot \tau}{\epsilon_0 \cdot (1 + \omega^2 \cdot \tau^2)} \quad (2.9)$$

$$\epsilon''(\omega) = \frac{\omega \cdot \tau \cdot (\epsilon_s - \epsilon_\infty)}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2} + \frac{\sigma_s}{\epsilon_0 \cdot \omega \cdot (1 + \omega^2 \cdot \tau^2)} \quad (2.10)$$

onde $\epsilon'(\omega)$ e $\epsilon''(\omega)$ são respectivamente as parcelas real e imaginária da permissividade elétrica efetiva. A partir destas variáveis, pode-se calcular o índice de refração do material, definido pela Equação 2.11 abaixo:

$$N(\omega) = n(\omega) + j \cdot k(\omega) \quad (2.11)$$

onde $N(\omega)$ é o índice de refração e $n(\omega)$ e $k(\omega)$ são suas partes real e imaginária, respectivamente. Através da relação apresentada nas Equações 2.12 e 2.13, obtêm-se $n(\omega)$ e $k(\omega)$ em função da permissividade elétrica.

$$n(\omega) = \sqrt{0,5 \cdot \left(\sqrt{(\epsilon''(\omega))^2 + (\epsilon'(\omega))^2} + \epsilon'(\omega) \right)} \quad (2.12)$$

$$k(\omega) = \sqrt{0,5 \cdot \left(\sqrt{(\epsilon''(\omega))^2 + (\epsilon'(\omega))^2} - \epsilon'(\omega) \right)} \quad (2.13)$$

onde $n(\omega)$ é a parcela que permite avaliar quantitativamente o espalhamento elástico da onda propagada e $k(\omega)$, sua absorção. Através da análise do gráfico presente na Figura 5, é possível verificar a redução drástica de $k(\omega)$ em função do comprimento de onda.

Apesar do modelo evidenciar o motivo da luz visível, na faixa de espectro entre 430 nm e 750 nm, ser menos absorvida do que as ondas de rádio na água salgada, ainda não representa realisticamente o comportamento do índice de refração em toda a banda [RAY, 1972]. Um dos motivos é que o modelo de Debye - Drude não é capaz de reproduzir as interações intermoleculares e, para tal, utilizam-se variações deste modelo, um deles conhecido como modelo de Drude - Lorentz. Ainda assim, tais modelos clássicos e semiclássicos não captam todas as nuances da variação do índice de refração em função do comprimento de onda e, para isso, novos modelos, baseados na teoria da mecânica quântica vêm surgindo nos últimos anos [ARMITAGE, 2009].

O coeficiente de absorção da água α , diretamente relacionado com a parcela imaginária

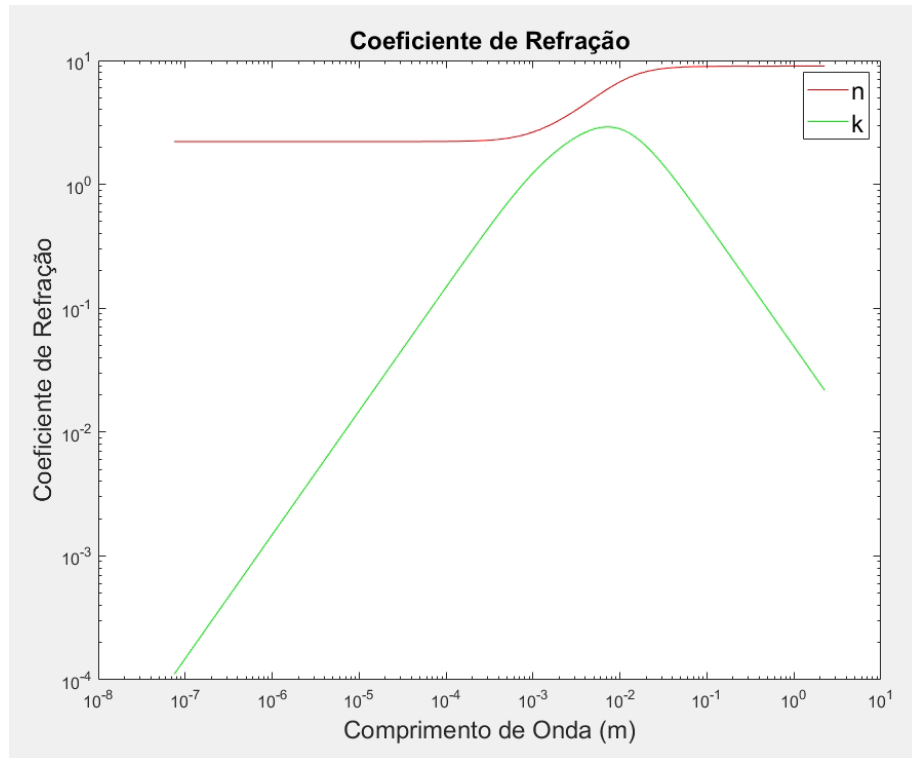


Figura 5: Aplicação do modelo de Debye - Drude para obtenção do índice de refração. Fonte: Autor.

do índice de refração $N(\omega)$ através da Equação 2.14 [BOHREN; HUFFMAN, 2008], é apresentado em função do comprimento de onda na Figura 6.

$$\alpha = \frac{4\pi k(\omega)}{\lambda} \quad (2.14)$$

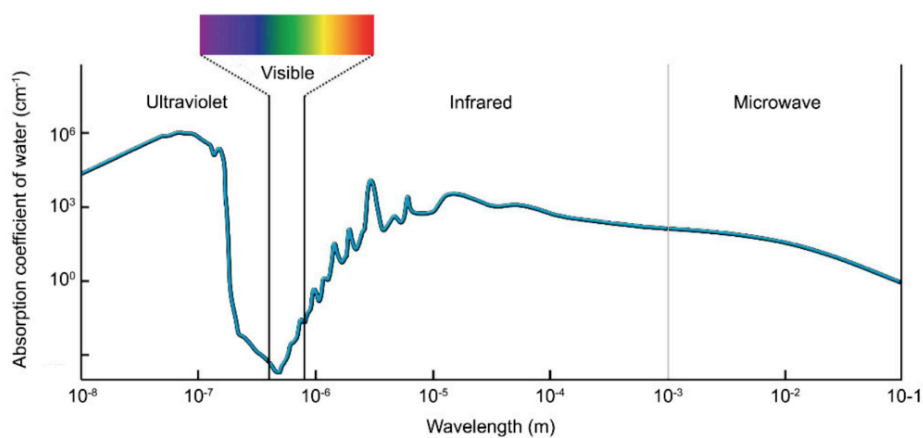


Figura 6: Coeficiente de absorção de ondas eletromagnéticas na água salgada em função do comprimento de onda. Fonte: [SPAGNOLO; COZZELLA; LECCESE, 2020].

É possível observar que a região de menor absorção é justamente a faixa de comprimentos de onda referente à luz visível, mais próxima da coloração azul.

O coeficiente de absorção $\alpha(\lambda)$, medido em m^{-1} , também pode ser definido matematicamente pela Equação 2.15, que representa a soma das absorções sofridas no meio pelos fitoplânctons, matéria orgânica colorida dissolvida, partículas orgânicas e pela própria água e seus sais dissolvidos [HAMZA, 2017].

$$\alpha(\lambda) = \alpha_{\acute{a}gua}(\lambda) \cdot C_{\acute{a}gua} + \alpha_{fito}(\lambda) \cdot C_{fito} + \alpha_{mat}(\lambda) \cdot C_{mat} + \alpha_{part}(\lambda) \cdot C_{part} \quad (2.15)$$

onde $\alpha_x(\lambda)$ e C_x são respectivamente, o coeficiente de absorção de x e a concentração de x .

2.1.3.2 Espalhamento

As ondas eletromagnéticas também sofrem do efeito de espalhamento ou *scattering*. Enquanto a absorção é o efeito que transforma a radiação eletromagnética em calor, o espalhamento promove a mudança de direção dos fótons.

O espalhamento pode ser elástico e gerado por variações da constante dielétrica devido à movimentação aleatória de moléculas no espaço, pela presença de partículas menores que o comprimento de onda, conhecido como espalhamento de *Rayleigh* e pela presença de partículas maiores, conhecido como espalhamento de *Mie* [ZHANG et al., 2019]. O espalhamento pode também ser inelástico, o que é conhecido como espalhamento de *Raman*.

O espalhamento pode impedir a chegada de luz ao receptor, reduzindo a potência óptica recebida, como também pode possibilitar o retorno da luz ao transmissor. Este último é denominado retroespalhamento ou *backscattering*.

Quando o espalhamento não impede o recebimento da luz pelo fotorreceptor, pode provocar atrasos na chegada dos dados devido ao maior trajeto percorrido, gerando possíveis interferências intersimbólicas que devem ser tratadas pelo receptor óptico [GUSSEN et al., 2016].

A Figura 7 abaixo ilustra a ocorrência de diferentes tipos de espalhamento elástico durante a passagem de luz entre uma fonte e um receptor. Destaca-se também, à direita da imagem, que quanto mais forte é o espalhamento, menor é a potência óptica recebida e maior é o atraso observado pelo fotorreceptor.

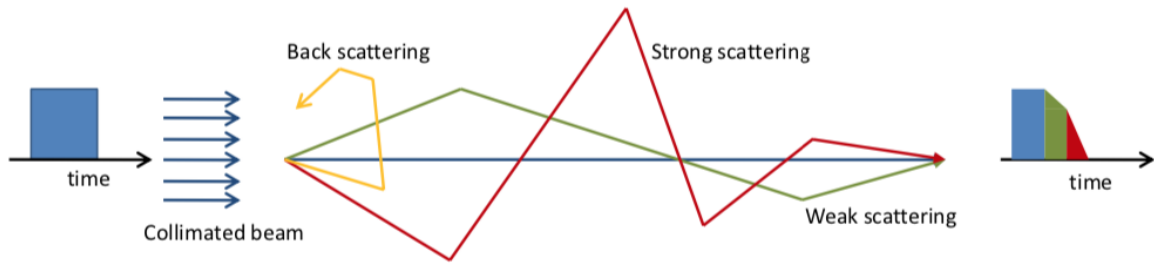


Figura 7: Ilustração dos vários fenômenos de espalhamento. Fonte: [HAMZA, 2017].

O coeficiente $b(\lambda)$ representa o espalhamento em m^{-1} e pode ser expresso pela Equação 2.16 abaixo [SPAGNOLO; COZZELLA; LECCESE, 2020].

$$b(\lambda) = 0,3 \cdot \frac{500}{\lambda} \cdot C^{0,62} \quad (2.16)$$

onde C é a concentração de clorofila, expresso em $mg \cdot m^{-3}$.

2.1.3.3 Atenuação

O coeficiente de atenuação total do feixe luminoso pode ser definido por $c(\lambda)$, apresentado na Equação 2.17 e medido em m^{-1} .

$$c(\lambda) = \alpha(\lambda) + b(\lambda) \quad (2.17)$$

Para quantificar a atenuação da intensidade luminosa após uma distância D , utiliza-se a lei de *Beer-Lambert*, definida pela Equação 2.18 abaixo.

$$L_{ch}(\lambda, D) = e^{-c(\lambda) \cdot D} \quad (2.18)$$

É importante destacar que esta equação parte do princípio que toda luz que sofre espalhamento não atinge o receptor, o que não é totalmente verossímil, como observado na Figura 7 acima.

2.2 Classificações ópticas da água

A fim de categorizar a transmitância da luz visível na água, diversos dispositivos e indicadores foram criados a partir do século 19. Abaixo são apresentados os indicadores mais utilizados em artigos relacionados, como a profundidade de Secchi, a *Nephelometric Turbidity Unit* (NTU) e a classificação de Jerlov.

2.2.1 Profundidade de Secchi

O disco de Secchi, desenvolvido por Pietro Angelo Secchi em 1865, consiste em um disco circular branco e preto. Este disco, imerso em água, evidencia quantitativamente a claridade da água, permitindo que o usuário obtenha a profundidade de Secchi, ou seja, a profundidade em que não é mais possível notar diferenciação entre as cores brancas e pretas no disco.

Embora seja um aparato de apoio ainda utilizado em diversas pesquisas científicas, a determinação da profundidade de Secchi depende não só da capacidade visual do observador, mas também de outros fatores ambientais, o que aumenta a incerteza da medida. Entretanto, protocolos para formalizar a determinação da profundidade de Secchi vêm sendo desenvolvidos nos últimos anos, assim como apresentado em [SMITH, 2001]

O disco de Secchi pode ser observado na Figura 8 abaixo.

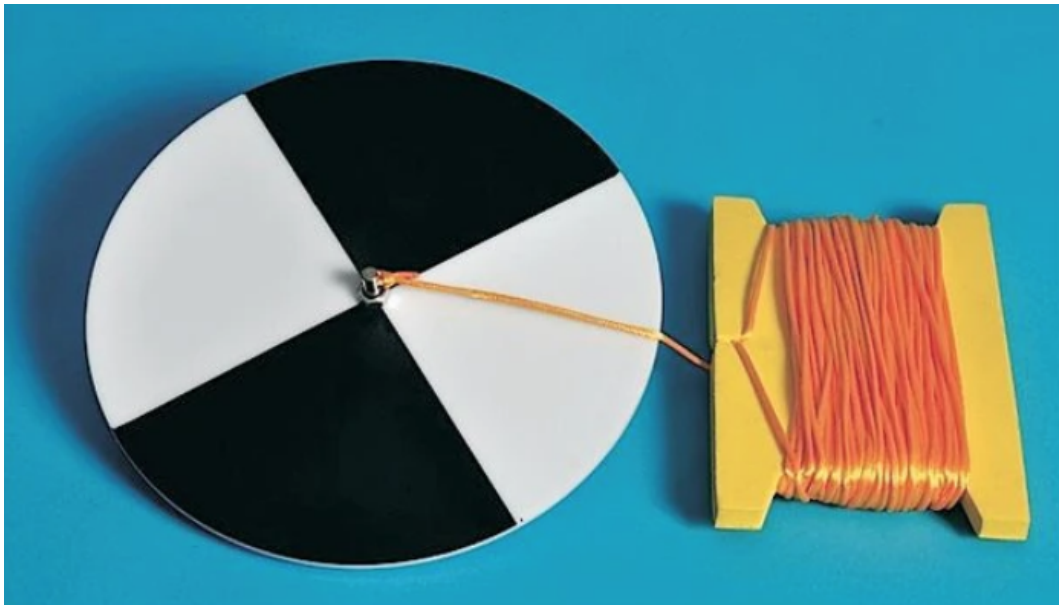


Figura 8: Disco de Secchi. Fonte: [TEACHING_SECCHLDISK, 2021].

2.2.2 NTU

O primeiro nefelômetro, instrumento capaz de determinar a concentração de partículas insolúveis em um líquido a partir da medição do espalhamento sofrido por um feixe de luz direcionado, foi inventado pelo químico estadunidense Theodore William Richards no começo do século 20. Na década de 70, o físico Clive Coogan desenvolveu o nefelômetro a fibra óptica, permitindo aumento considerável da exatidão da medida obtida.

Esta concentração de particulados insolúveis, também traduzido pelo termo turbidez, relaciona-se com a capacidade de transmissão da luz em um líquido. A unidade de medida então utilizada para quantificar a turbidez é denotada por NTU.

Um turbidímetro digital comercial é exibido na Figura 9 abaixo.



Figura 9: Turbidímetro digital comercial. Fonte: [KR2000_TURBIDÍMETRO_DIGITAL, 2022].

Embora a NTU seja utilizada no meio científico para medição de turbidez da água, os autores de [DAVIES-COLLEY; SMITH, 2001] enfatizam que esta não é uma unidade científica capaz de reproduzir fielmente o espalhamento da luz a 90 graus, visto que os turbidímetros medem apenas um índice relativo de espalhamento lateral da luz em relação a uma solução padrão arbitrária, conhecida como Formazina.

Além disso, a medida de turbidez, embora muito relacionada, não é equivalente à medição de claridade, obtida pela utilização do disco de Secchi. A claridade é afetada também por outros fatores, como a atenuação da própria água e a presença de materiais orgânicos coloridos [DAVIES-COLLEY; SMITH, 2001].

2.2.3 Classificação de Jerlov

Na década de 50, o sueco Nils Gunnar Jerlov, utilizou um medidor de irradiação difusa em profundidade para obter a transmitância de ondas luminosas com variados comprimentos em diferentes classificações de águas oceânicas (I, IA, IB, II, III) e costeiras (1C, 3C, 5C, 7C, 9C). As classificações de Jerlov são ainda muito utilizadas no meio científico pois são convenientes para classificar a claridade para praticamente todos os tipos de corpos de água [SOLONENKO; MOBLEY, 2015].

O coeficiente de espalhamento para diferentes valores de comprimentos de onda e de classificações Jerlov são exibidos à esquerda, junto à coloração aparente à direita, ambos na Figura 10 abaixo.

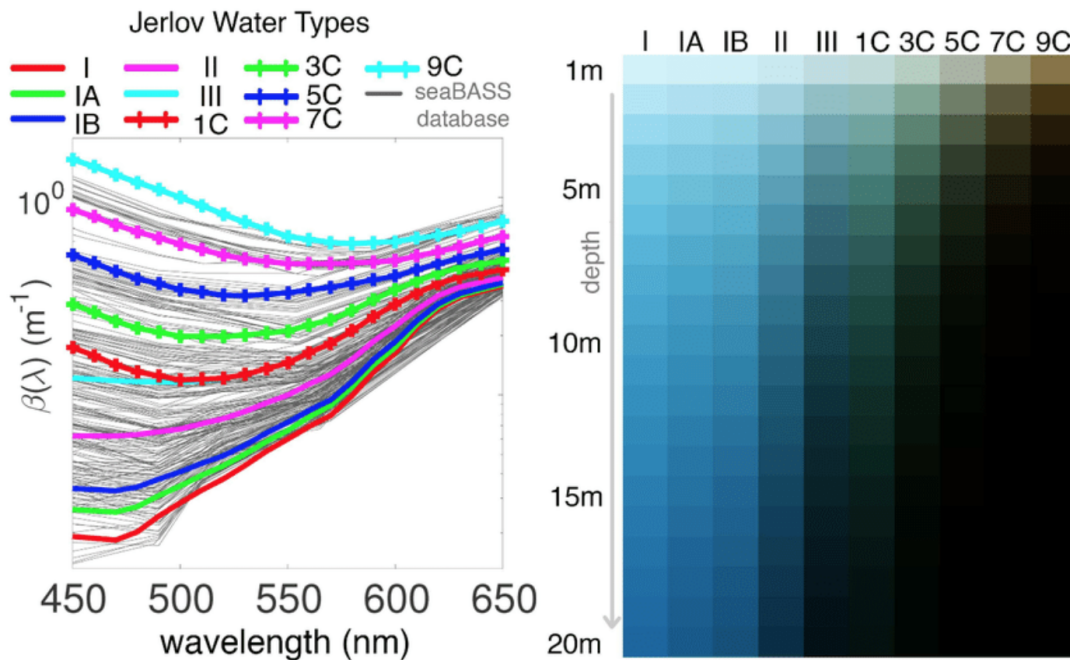


Figura 10: Coeficiente de espalhamento para diferentes valores de comprimentos de onda e de classificações Jerlov, à esquerda, junto a sua coloração aparente em relação à profundidade, à direita. Fonte: [ÁLVAREZ-TUÑÓN; JARDÓN; BALAGUER, 2019].

Analisando o gráfico, é possível observar que, para águas costeiras mais turvas, comprimentos de onda próximos a 500 - 600 nm possuem menor coeficiente de espalhamento que os comprimentos de onda na faixa de 450 - 500 nm. Isso indica que um modem óptico pode ser otimizado para os diferentes tipos de ambiente de utilização, com base na alteração dos comprimentos de onda de emissão para o transmissor e de região de recepção ótima para o receptor. Portanto, para águas costeiras, transmissores com banda espectral próxima da cor verde (500 - 550 nm) e receptores mais sensíveis a esta faixa de

comprimento de onda são mais eficazes que os receptores e transmissores que operam com maior eficiência utilizando luz de cor azul (450 - 500 nm).

2.3 Fototransmissores

Os fototransmissores são responsáveis por converter o sinal elétrico em luminoso a fim de possibilitar o envio de dados através do canal de comunicação óptico. A seguir são apresentados os fototransmissores mais comumente utilizados em modems ópticos.

2.3.1 LED

LEDs são semicondutores de junção P-N que quando polarizados diretamente emitem luz, visível ou não. A energia liberada, na forma de fótons, é consequência da passagem dos elétrons presentes na região N para a região P, onde estão as lacunas, em um processo chamado de emissão espontânea. Como os fótons são gerados apenas quando há recombinação de elétrons com lacunas, pode-se inferir que a potência luminosa é diretamente proporcional à corrente elétrica que flui no diodo.

Através da variação do material do *wafer* utilizado para a fabricação do LED, obtêm-se como resultado a emissão de luz com diferentes comprimentos de onda. Isto ocorre pois quando o elétron decai da banda de condução para a banda de valência, um fóton com determinado comprimento de onda é emitido. A magnitude do comprimento de onda, denotado por λ , é inversamente proporcional à diferença entre os níveis de energia das bandas citadas. Esta relação pode ser observada através da Equação 2.19 abaixo.

$$\lambda = \frac{hc}{E_g} \quad (2.19)$$

onde h é a constante de Planck, c é a velocidade da luz no vácuo e E_g é a diferença entre os níveis de energia das bandas de condução e valência.

Como exemplo, pode-se citar que um *wafer* epitaxial, específico para fabricação de semicondutores para fotônica, de InGaN/AlGaIn, produz LEDs de cor azul, verde e ultravioleta. Utilizando InAlGaP, produz-se LEDs vermelhos e amarelos e, com AlGaAs, fabrica-se LEDs vermelhos e infravermelhos [CHANG et al., 2012].

No geral, LEDs possuem frequências de chaveamento máximas que não ultrapassam os 30 MHz. Esta limitação é inerente à capacitância de junção, diretamente relacionada aos

aspectos construtivos e ao seu encapsulamento. Além disso, outros fatores podem afetar seu tempo de ligamento e desligamento, como capacitâncias e indutâncias parasitas de trilhas presentes na placa de circuito impresso, a banda máxima e o *slew rate* do *driver* utilizado, entre outros [WANG et al., 2019].

Sua coerência espectral é notavelmente baixa, visto que a largura da banda de radiação luminosa gira em torno de 20 nm a 40 nm para LEDs típicos no mercado [CORELL et al., 2009]. Além disso, LEDs comerciais possuem comumente feixes luminosos com ângulos de abertura na faixa de 90 a 120 graus, são componentes de fácil obtenção e relativo baixo custo, possuem baixa dependência a variações de temperatura, não produzem feixes luminosos prejudiciais aos olhos humanos e possuem vida útil consideravelmente alta, na faixa de milhares de horas de operação [HRANILOVIC, 2006].

Apesar de não exigir circuitos específicos para sua operação, vê-se necessário limitar seu aquecimento através do controle da corrente elétrica, visto que, devido sua ineficiência intrínseca e às perdas ôhmicas inerentes de sua construção, o LED auto aquece, podendo degradar-se rapidamente caso a temperatura exceda o limite permitido. Para reduzir este efeito destrutivo, encapsulamentos modernos de LEDs de alta potência possuem uma grande área metálica de cobre ou alumínio capaz de promover a dissipação do calor gerado, como pode ser observado na Figura 11 abaixo.

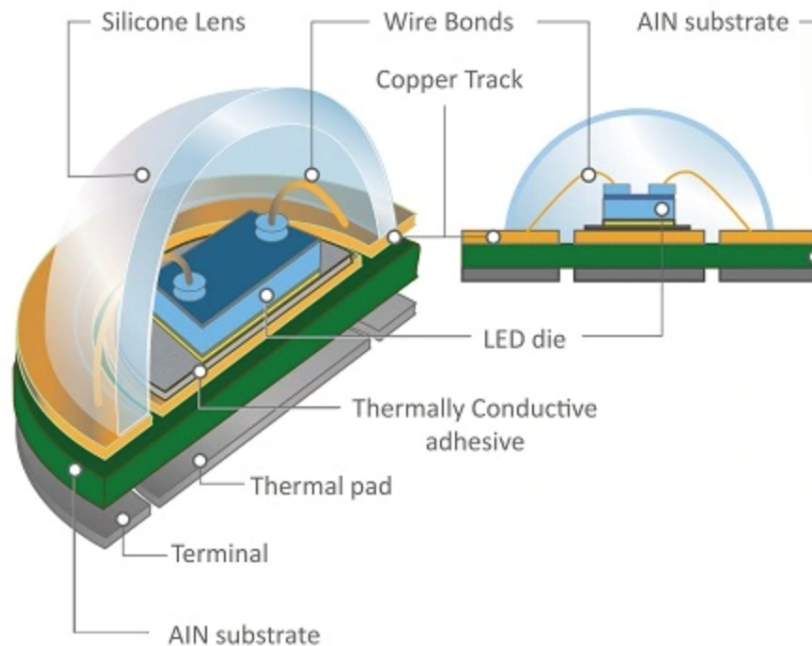


Figura 11: Representação de um encapsulamento de LED de alta potência. Fonte: [LED_DESIGN, 2017].

2.3.2 Diodo Laser

O diodo laser é, também, composto por uma junção P-N cuja tecnologia é derivada dos LEDs. No entanto, os fótons produzidos através de emissão espontânea induzem a recombinação de novos pares elétrons-lacunas, provocando a geração de novos fótons com mesma energia, frequência e fase do fóton incidente, em um processo chamado de emissão estimulada. No entanto, para que este processo ocorra, é necessário que um certo limiar de corrente circule pelo diodo laser.

Além disso, para que a emissão de luz seja sustentável, é necessário que certas cavidades internas possuam superfícies reflexivas opostas, formando um ressonador. Esta estrutura ressonante reduz o ângulo de abertura do feixe de saída e amplifica a radiação luminosa gerada, permitindo que o diodo laser emita luz com potência óptica relativamente elevada em relação aos LEDs, porém prejudicial aos olhos humanos.

A representação estrutural de um diodo laser pode ser observado na Figura 12 abaixo.

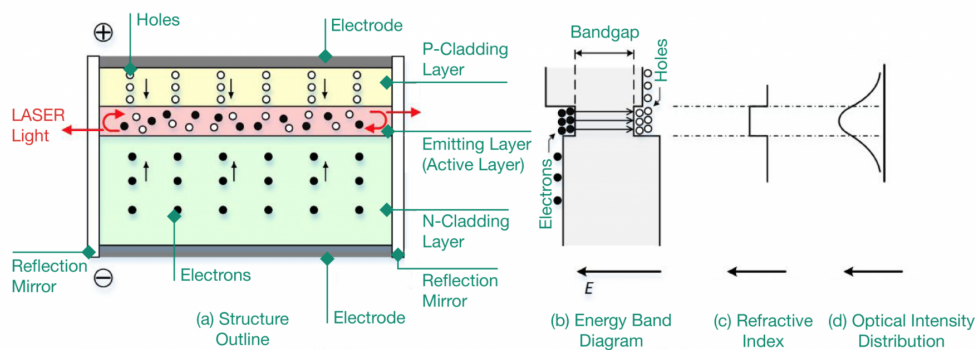


Figura 12: Representação estrutural de um diodo laser. Fonte: Adaptado de [LASER_DIODES, 2022].

Como resultado do processo de emissão estimulada, produz-se radiação luminosa coerente, com largura de banda na faixa de 0,1 nm a 5 nm. Além disso, o tempo de recombinação referente a emissão estimulada é cerca de duas ordens de grandeza menor que o tempo de recombinação referente à emissão espontânea, permitindo que a frequência de chaveamento dos diodos laser atinja o patamar dos GHz.

No entanto, manter o processo de emissão estimulada é custoso, visto que é muito sensível às variações de corrente e temperatura. Para isso, é necessário que a eletrônica de acionamento possua realimentações de corrente e temperatura, tornando-a mais complexa que a do LED. Além disso, sua eficiência e seu limiar de corrente para operação são radicalmente afetados pela temperatura e tempo de utilização [HRANILOVIC, 2006].

2.4 Fotorreceptores

Os fotorreceptores são responsáveis por converter o sinal luminoso em elétrico a fim de possibilitar o recebimento de dados através do canal de comunicação óptico. Abaixo são apresentados os tipos de fotorreceptores comumente utilizados na aplicação em questão, como os fotodiodos PIN, *Avalanche Photodiodes* (APDs), *Single Photon Avalanche Detectors* (SPADs), SiPMs e *Photomultiplier Tubes* (PMTs).

2.4.1 Fotodiodo PIN

Os fotodiodos PIN são semicondutores formados por uma grande região intrínseca estabelecida entre suas porções dopadas P+ e N+. Anexa à região P+, há uma superfície reflexiva que facilita o acoplamento de energia do ambiente para o componente. Devido à pequena espessura da camada P+, boa parte dos fótons incidentes encontram a região intrínseca do fotodiodo, estimulando a produção de portadores livres. Quando polarizado inversamente, um campo elétrico é formado nesta região, permitindo o transporte dos portadores, que dão origem à geração de corrente elétrica.

A estrutura de um fotodiodo PIN é exibida na Figura 13 abaixo.

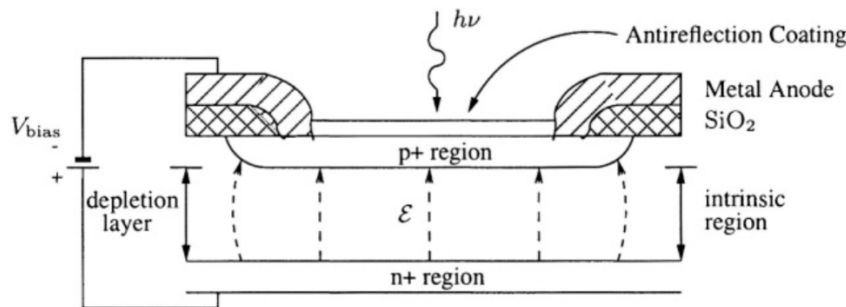


Figura 13: Representação estrutural de um fotodiodo PIN. Fonte: [HRANILOVIC, 2006].

Embora o tempo de transporte dos portadores livres seja um fator limitante para a frequência máxima de chaveamento do fotodiodo, a maior restrição está na capacitância de junção do componente. Como a intenção é captar a maior quantidade de fótons possíveis, os fotodiodos são produzidos com uma extensa área de recepção, o que aumenta consideravelmente sua capacitância de junção. No entanto, é possível encontrar no mercado fotodiodos que conseguem operar a frequências na faixa de GHz [HRANILOVIC, 2006].

A relação entre a corrente elétrica gerada e a potência óptica incidente é tipicamente

linear a frequências abaixo de 5 GHz, tornando-o uma boa escolha para aplicações relacionadas à comunicação óptica. No entanto, seu ganho é unitário, o que exige a implementação de circuitos dedicados de amplificação, que podem ultrapassar ganhos de 10^6 [PHOTODIODE_DESIGN, 2022]. Ganhos dessa magnitude implicam na utilização de vias de altíssima impedância no circuito, que facilitam o acoplamento de ruídos externos, reduzindo a *Signal Noise Ratio* (SNR) da saída [HIGH_IMPEDANCE_SENSORS, 2022].

2.4.2 APD

Os fotodiodos de avalanche operam de forma muito similar aos fotodiodos PIN. No entanto, ao invés do fóton absorvido gerar somente uma recombinação entre um par elétron-lacuna, diversas recombinações podem ser geradas. Esse processo é conhecido como multiplicação de avalanches, e ocorre quando um forte campo elétrico acelera os portadores livres que, por sua vez, causam colisões que geram mais portadores. Devido a este processo, a relação entre potência óptica e corrente elétrica está na faixa de 10^2 a 10^4 .

No entanto, a temperatura e a corrente elétrica que flui no fotodiodo produzem ruídos intrínsecos que podem dificultar sua utilização em aplicações relacionadas à comunicação óptica. Além disso, seu ganho é alterado radicalmente pela temperatura do dispositivo e pela tensão de polarização reversa, que pode variar entre algumas dezenas e centenas de volts, exigindo a utilização de uma eletrônica específica para controlar estes parâmetros [SIPM.NOTES, 2021].

2.4.3 SPAD

Os SPADs são APDs construídos especificamente para operar acima de sua tensão de ruptura reversa, em um modo conhecido como Geiger. Desta forma, são capazes de reduzir os ruídos intrínsecos gerados pelo aumento de temperatura e de corrente elétrica [ZHANG et al., 2018].

Operando no modo Geiger, o SPAD, ao absorver um fóton incidente, gera uma corrente elétrica amplificada, que é suprimida através da utilização de um resistor em série, mais conhecido como resistor *quenched*. Este resistor limita a corrente drenada, reduzindo a tensão vista pelo diodo para um valor abaixo de sua tensão de ruptura, interrompendo o efeito avalanche. Após esta interrupção, um tempo de recuperação é necessário para que o diodo possa ser recarregado possibilitando a detecção de fótons subsequentes. Este ciclo

pode ser representado pela Figura 14 abaixo.

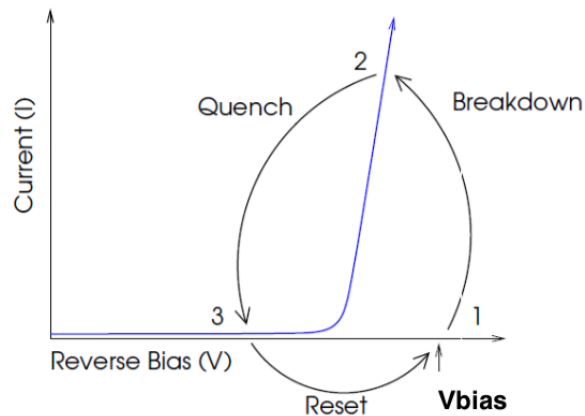


Figura 14: Ciclo de detecção de fótons do SPAD. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].

Desta forma, o SPAD operando em modo Geiger funciona como um detector de fótons com saída binária, 0 ou 1. Caso um ou mais fótons sejam detectados em um mesmo instante de tempo, não haverá diferença de amplitude de saída [SIPM_NOTES, 2021].

2.4.4 SiPM

Os SiPMs são formados por diversos SPADs juntos aos seus resistores de *quench*, arranjados em série e paralelo, como pode ser observado na Figura 15. Cada SPAD e seu resistor *quench* é chamado de microcélula.

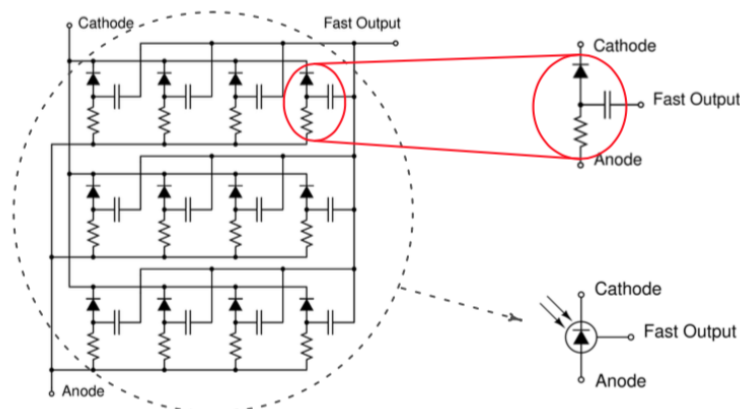


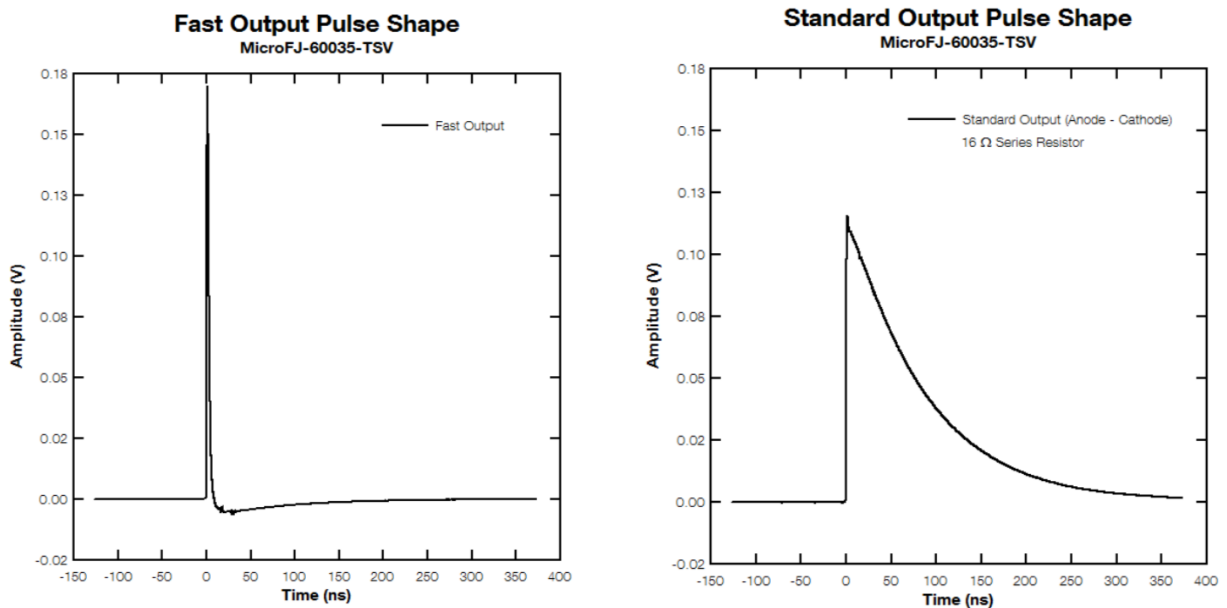
Figura 15: Composição de um SiPM fabricado pela empresa ON Semiconductor. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].

De forma geral, pode-se dizer que cada SiPM possui em média de 100 a 1000 mi-

crocélulas por mm^2 . Dessa forma, cada microcélula detecta fótons independentemente e as correntes elétricas geradas por cada um dos APDs em paralelo são somadas, produzindo uma saída analógica capaz de fornecer dados relativos à magnitude instantânea da potência óptica incidente.

Os SiPMs desenvolvidos pela empresa SensL, recentemente comprada pela ON Semiconductor, possuem uma saída adicional denominada *Fast Output*. Este terceiro terminal permite a obtenção de um sinal desacoplado através da utilização de um capacitor em série. Este sinal carrega as informações de magnitude do fluxo de fótons através de uma saída ultra rápida, permitindo analisar também o tempo de chegada dos fótons absorvidos com alta exatidão. Além disso, este terminal possui uma capacitância com ordem de grandeza cerca de duas vezes menor que a capacitância do terminal do anodo, também utilizado para leitura de dados e denominado pelo fabricante como *Standard Output*.

A diferença de amplitude e de tempos de subida e descida das saídas *Fast* e *Standard* podem ser observadas nas Figuras 16a e 16b abaixo [SIPM_NOTES, 2021].



(a) Característica da *Fast Output*.

(b) Característica da *Standard Output*.

Figura 16: Características das diferentes saídas do SiPM MicroFJ-60035-TSV. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].

A seguir, alguns parâmetros e fenômenos pertinentes ao estudo deste tipo de dispositivo, como ganho, *Photon Detection Efficiency* (PDE), *Dark Count Rate* (DCR), responsividade, *crossstalk*, *afterpulsing*, linearidade e temperatura são apresentados. Como referência, utiliza-se o SiPM da ON Semiconductor, com microcélulas de $35 \mu m$.

2.4.4.1 Ganho

Assim como mencionado na Seção 2.4.2, o ganho dos APDs e SPADs estão relacionados com a tensão de polarização reversa aplicada, denominada V_{bias} . Percebe-se, observando a Figura 17, que o ganho pode atingir o patamar de $6 * 10^6$ dependendo da sobretensão aplicada, representada pelo símbolo ΔV . Este parâmetro é definido pela Equação 2.20 abaixo [SIPM_NOTES, 2021].

$$\Delta V = V_{bias} - V_{br} \quad (2.20)$$

onde V_{br} é a tensão de ruptura reversa do SiPM.

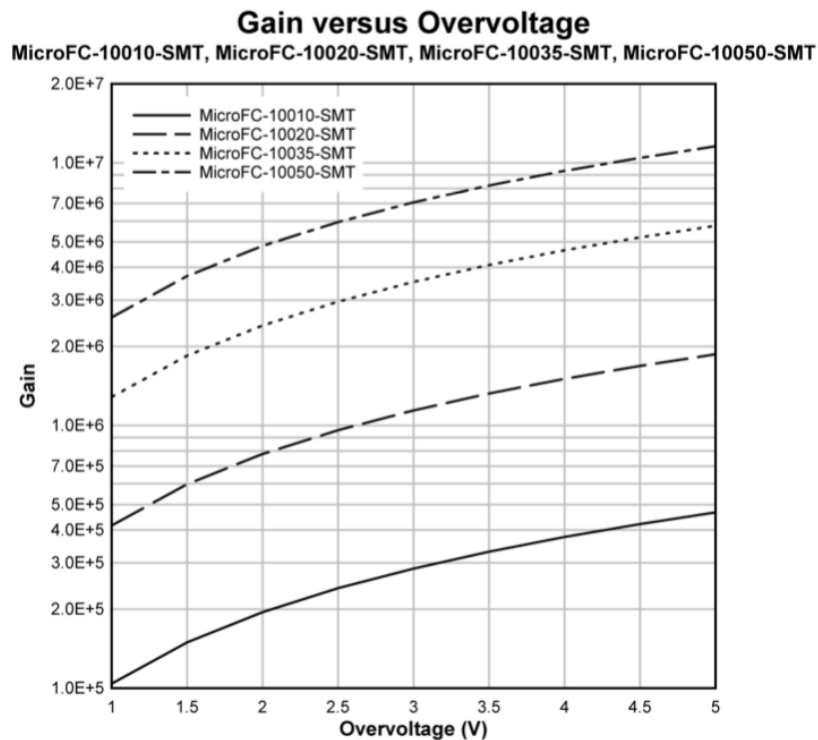
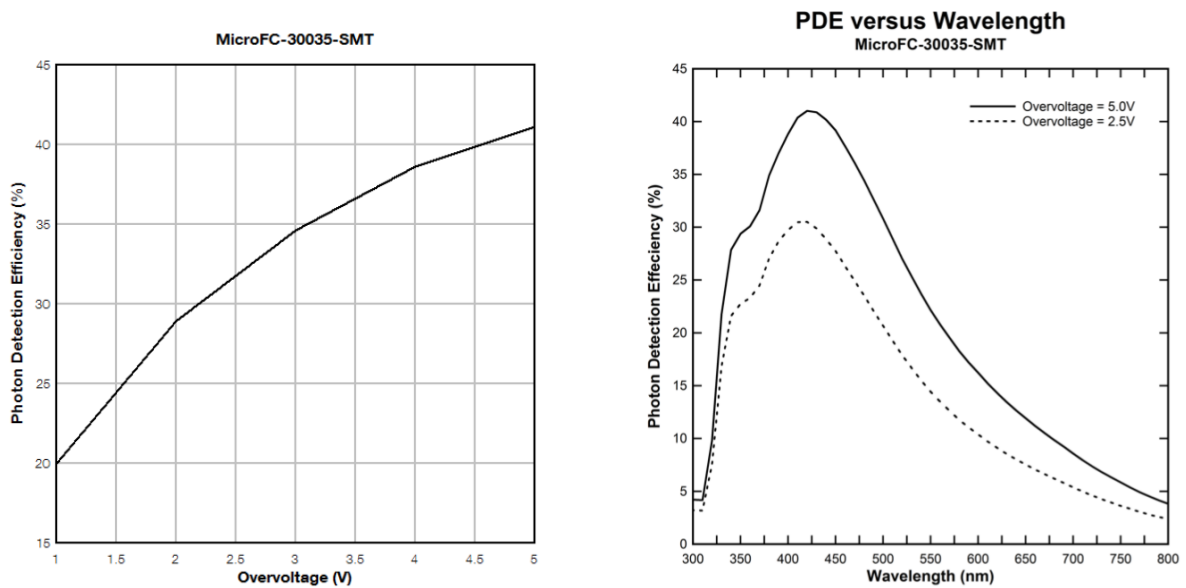


Figura 17: Gráfico do ganho por sobretensão aplicada. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].

2.4.4.2 PDE

A PDE é uma medida de sensibilidade do SiPM e pode ser definida pela probabilidade estatística de um fóton incidente interagir com uma microcélula a fim de iniciar o processo de multiplicação de avalanches. Ela está relacionada à sobretensão aplicada e ao comprimento de onda da luz incidente, assim como demonstrado nas Figuras 18a e 18b abaixo [SIPM_NOTES, 2021].



(a) Gráfico de PDE (420 nm) por sobretensão aplicada.

(b) Gráfico de PDE por comprimento de onda de luz incidente.

Figura 18: Gráficos de PDE por sobretensão e de PDE por comprimento de onda. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].

2.4.4.3 DCR

O DCR é a maior fonte de ruído de um SiPM e está relacionado à área ativa do sensor, à sobretensão aplicada e à temperatura. Sua origem é derivada principalmente de elétrons produzidos termicamente, que iniciam o processo de avalanche. O comportamento da corrente elétrica produzida através da conversão de um fóton incidente ou da avalanche gerada por um elétron originado termicamente são idênticos, portanto, sua filtragem, a princípio, é inviável.

Entretanto, o elétron termicamente gerado produz uma corrente elétrica de magnitude equivalente a da identificação de somente um fóton incidente. Já o sinal óptico pertinente, pode alcançar o SiPM com diversos fótons incidentes em um mesmo intervalo de tempo, produzindo um pulso de saída de magnitude maior. Logo, pode-se utilizar um filtro de limiar para reduzir este tipo de ruído na saída do sensor.

Como o DCR é composto por uma série de pulsos, pode-se utilizar como métrica a taxa de pulsos, em kHz, ou a taxa de pulsos por mm^2 , em kHz/ mm^2 . A Figura 19 abaixo demonstra o aumento do DCR em relação à sobretensão aplicada [INTRODUCTION_TO_SIPMS, 2014].

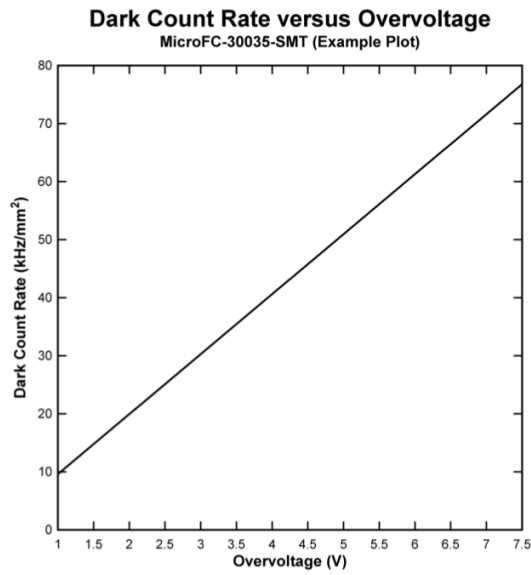


Figura 19: Gráfico do DCR por sobretensão. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].

2.4.4.4 Responsividade

A responsividade é definida pela corrente elétrica média produzida por unidade de potência óptica. A unidade de medida mais comumente utilizada é A/W . Abaixo, na Figura 20, pode ser observado um gráfico que relaciona a responsividade com o comprimento de onda de luz incidente [SIPM_NOTES, 2021].

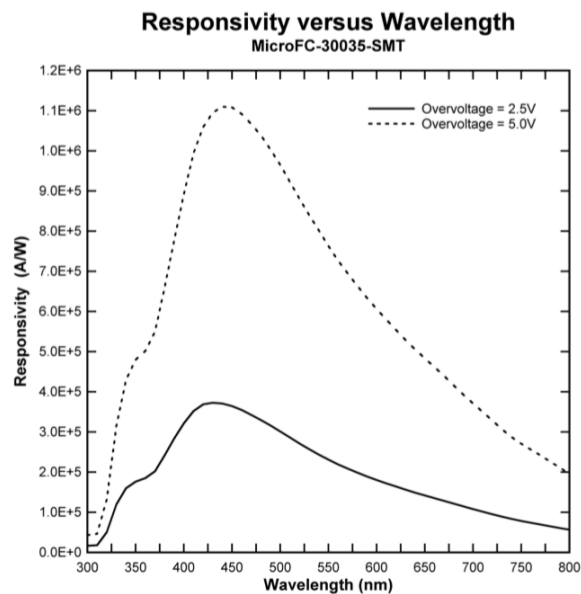


Figura 20: Gráfico da responsividade por comprimento de onda de luz incidente. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].

2.4.4.5 Crosstalk

O *crosstalk* óptico entre as microcélulas é uma fonte secundária de ruído do SiPM e está relacionado à sobretensão aplicada e à densidade de microcélulas presentes no SiPM.

Durante o processo de avalanche, os portadores acelerados pelo forte campo elétrico presente produzem fótons que podem provocar o surgimento de um processo de multiplicação de avalanches em uma microcélula adjacente. Esses fótons secundários podem atingir microcélulas vizinhas diretamente, por reflexão presente na superfície do SiPM ou por reflexão no substrato de silício.

O *crosstalk* é definido pela probabilidade de uma microcélula em avalanche induzir o processo de avalanche em uma outra microcélula. Como este processo ocorre instantaneamente, o sinal de corrente elétrica na saída do SiPM pode ser equivalente ao do disparo de diversas microcélulas, tornando-o muitas vezes inviável de distinguir de sinais de interesse provindos de uma fonte de luz conhecida.

Destaca-se, também, que o *crosstalk* pode ocorrer concomitantemente ao DCR, aumentando ainda mais o ruído no sensor. A Figura 21 demonstra a porcentagem de ocorrências de *crosstalk* em função da sobretensão aplicada [SIPM_NOTES, 2021].

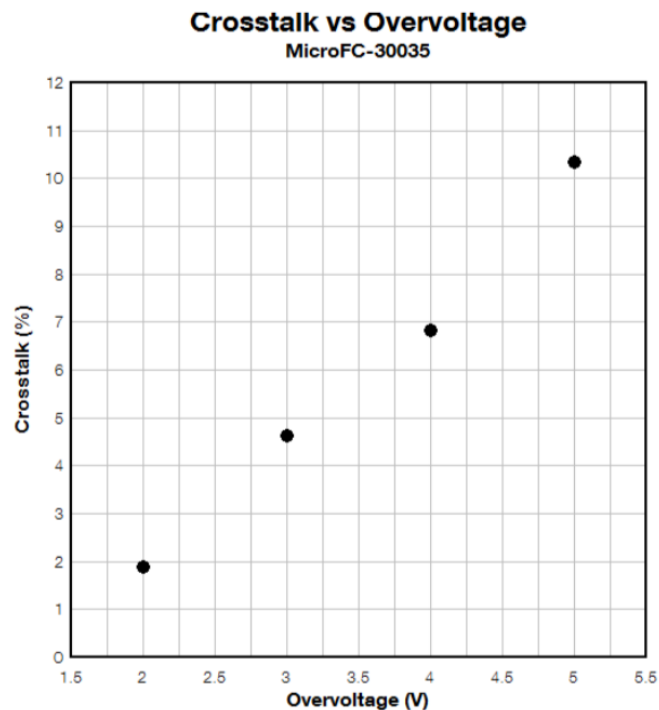


Figura 21: Gráfico de *crosstalk* por sobretensão. Fonte: [SIPM_NOTES, 2021].

2.4.4.6 Afterpulsing

O *afterpulsing*, assim como o *Crosstalk*, é uma fonte secundária de ruído e está relacionado à sobretensão aplicada. O *afterpulsing* ocorre quando portadores livres ficam presos em regiões defeituosas no silício. Após um atraso de diversos *ns*, os portadores são liberados, podendo iniciar processos de avalanche nas respectivas microcélulas.

O *afterpulsing* pode prejudicar a obtenção do correto sinal de interesse, já que este fenômeno descrito pode induzir o surgimento de um pulso de corrente elétrica, atuando como um falso positivo de detecção de um ou mais fótons. Com a futura melhoria das técnicas de manufatura dos SIPMs, espera-se que este tipo de efeito negativo seja reduzido. Abaixo, na Figura 22 são representados os efeitos negativos das fontes de ruído citadas acima, vistas na saída do sensor [SIPM_NOTES, 2021].

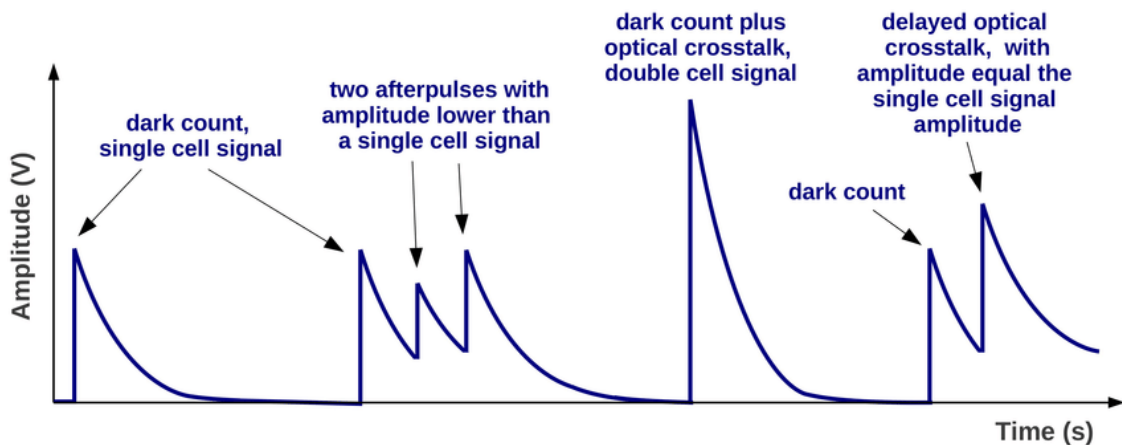


Figura 22: Representação dos efeitos negativos referentes às fontes de ruído. Fonte: [GUNDAKER; HEERING, 2020].

2.4.4.7 Linearidade

A faixa de operação de um SiPM pode ser definida pelo intervalo de potência óptica incidente a que o sensor fornece uma saída útil ao usuário. Esta faixa depende da quantidade de microcélulas presentes no sensor, da sobretensão e do comprimento de onda da luz incidente.

Observando a Figura 23 abaixo, verifica-se que a corrente na saída do sensor possui um comportamento linear para potências de luz incidente menores, enquanto que para potências mais altas, o comportamento torna-se não linear. Isso ocorre pois, a partir de certo ponto, um processo de saturação das microcélulas é iniciado. Pode-se observar, inclusive, que quanto maior a área do sensor, maior é a faixa de operação linear do SiPM

[SIPM.NOTES, 2021].

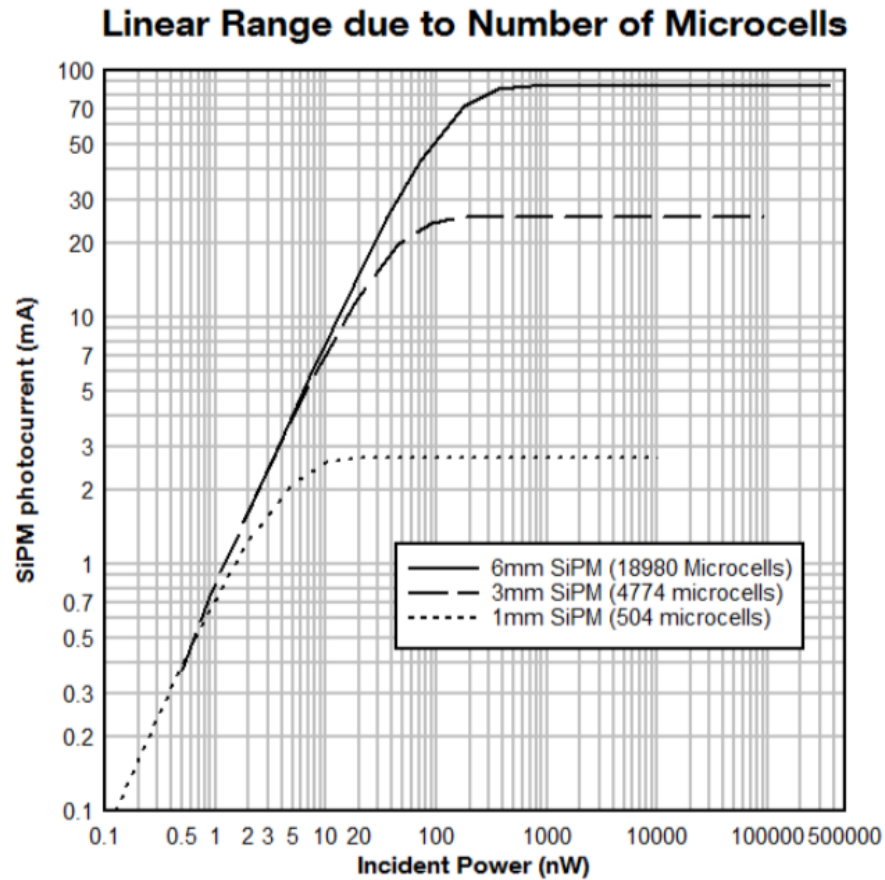


Figura 23: Gráfico de corrente de saída por potência óptica incidente. Fonte: [SIPM.NOTES, 2021].

2.4.4.8 Temperatura

A temperatura pode afetar o SiPM alterando sua tensão de ruptura reversa e sua DCR. A tensão de ruptura reversa varia linearmente com a temperatura, com taxa média de $21.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ e, portanto, em diversas aplicações, circuitos ativos de compensação de temperatura para mitigar essa variação não são necessários.

No entanto, o DCR é extremamente afetado pela temperatura, visto que a diminuição de $10 \text{ }^\circ\text{C}$ no sensor induz uma redução de 50 % do DCR. Pode-se dizer, então, que ao reduzir a temperatura do SiPM, obtêm-se uma saída muito menos ruidosa.

Na Figura 24 é possível observar a relação da temperatura, junto ao DCR e a tensão de polarização reversa aplicada [SIPM.NOTES, 2021].

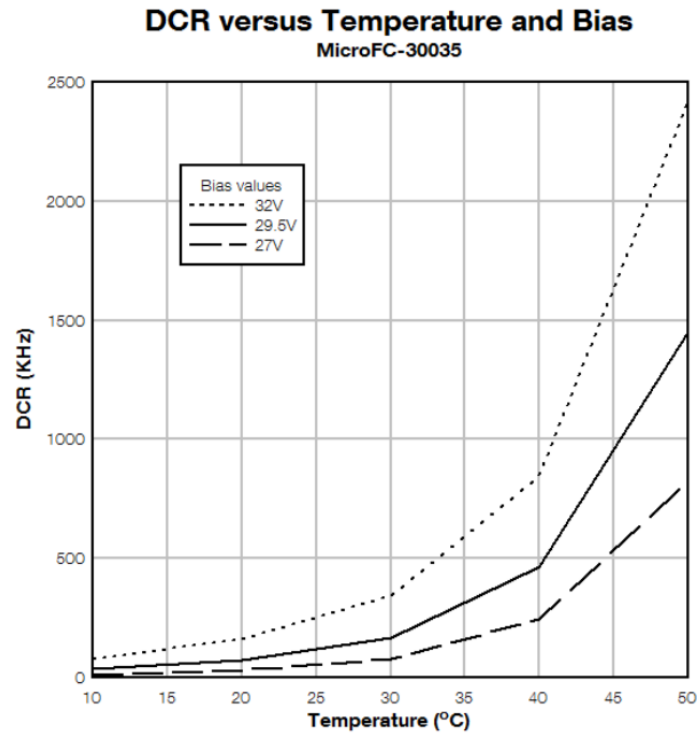


Figura 24: Gráfico de DCR por temperatura e tensão de polarização reversa. Fonte: [SIPM.NOTES, 2021].

2.4.5 PMT

Os tubos fotomultiplicadores são dispositivos muito utilizados para detecção de fótons, principalmente em situações onde há necessidade de um altíssimo ganho embutido no sensor. Sua estrutura é tipicamente formada por um tubo de vidro a vácuo, muito diferente dos semicondutores citados anteriormente. Um PMT da empresa Hamamatsu pode ser observado na Figura 25 abaixo.

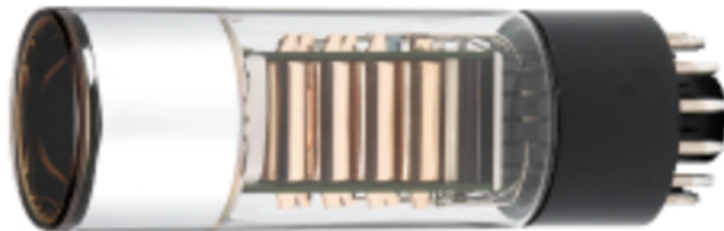


Figura 25: PMT R580 da empresa Hamamatsu. Fonte: [PHOTOMULTIPLIER.TUBE.R580, 2022].

O PMT absorve fótons incidentes através de uma janela, que possui uma fina camada de material fotoemissível em sua superfície interna, denominada de fotocátodo. Nesta etapa, há produção de elétrons através do efeito fotoelétrico, que são acelerados pelo campo elétrico existente e direcionados ao primeiro dínodo. Cada dínodo é constituído de um eletrodo coberto por uma camada de material fotoemissível e conectado a uma fonte de alta tensão.

Após encontrar o primeiro dínodo, mais elétrons de baixa energia são emitidos. Este processo é conhecido como emissão secundária. Estes novos elétrons são então acelerados e direcionados ao próximo dínodo, que possui potencial cerca de uma centena de volts menor que a do dínodo anterior. Estes diferentes potenciais são atingidos através da utilização de uma fonte de alta tensão e de divisores resistivos ao longo do tubo. Após diversas repetições do processo citado, obtêm-se um sinal de corrente amplificado no anodo. A Figura 26 ilustra os componentes presentes no PMT e as etapas mencionadas acima.

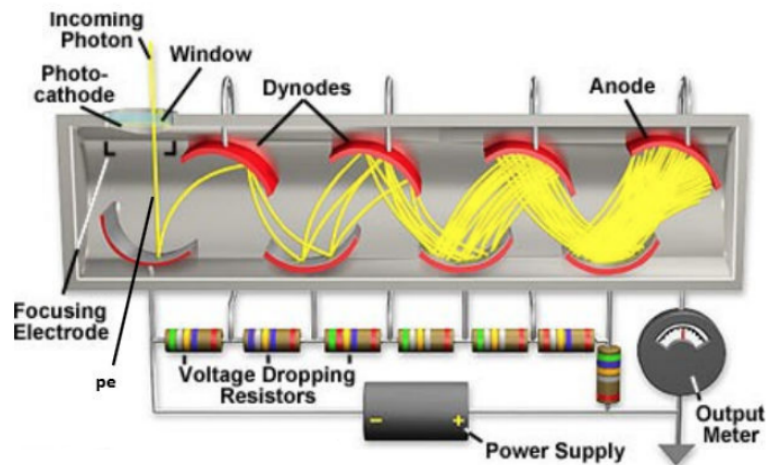


Figura 26: Componentes do PMT e ilustração da multiplicação de elétrons. Fonte: [MEHREZ, 2015].

Tipicamente, PMTs podem atingir ganhos de até 10^8 , sendo o tipo de dispositivo fotorreceptor mais sensível dentre os citados. Além disso, os tubos fotomultiplicadores possuem menos fontes de ruídos que os SiPMs.

Entretanto, exigem a utilização de fontes estáveis de alta tensão, na faixa de kV, que podem ser custosas, possuem maior volume que os dispositivos semicondutores, são mecanicamente frágeis, podem ser danificados permanentemente pela iluminação solar e lunar, além de serem vulneráveis a campos magnéticos externos, que podem desviar a trajetória dos elétrons que estão sendo direcionados internamente nos dínodos [MEHREZ, 2015].

3 ESTADO DA ARTE

A transmissão óptica subaquática, antigamente vista como solução somente a curtíssimas distâncias, vem sendo melhor explorada nesta década por instituições de pesquisa e empresas. Isto se deve, principalmente, à grande evolução da optoeletrônica, em especial na área de dispositivos emissores, como LEDs e lasers, além de dispositivos detectores, como fotodiodos e fotomultiplicadores [KHALIGHI et al., 2014]. Alguns projetos de modems ópticos desenvolvidos pelo *Massachusetts Institute of Technology* (MIT), pelo *Institut Français de Recherche Pour l'Exploitation de la Mer* (IFREMER), pelas empresas Sonardyne e pela Hydromea são apresentados abaixo, com enfoque em suas características relacionadas à performance da transmissão de dados.

3.1 AquaOptical II

O modem óptico bidirecional AquaOptical II foi desenvolvido no Laboratório de Ciência da Computação e Inteligência Artificial do MIT. O par de modems pode ser observado na Figura 27 abaixo.

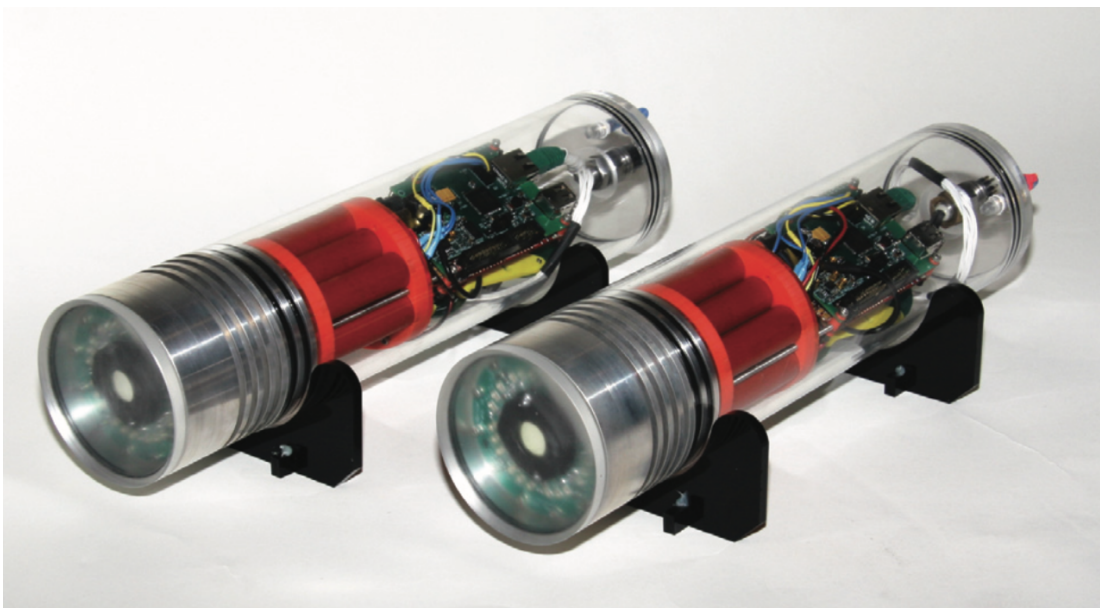


Figura 27: Modem bidirecional AquaOptical II. Fonte: [DONIEC; RUS, 2010].

Seu vaso estanque é formado por um tubo de acrílico e um de alumínio, que permite dissipar o calor principalmente gerado pelos LEDs e sua eletrônica de acionamento. Cada unidade possui massa de 2 kg e dimensões aproximadas de 80 mm de diâmetro e 350 mm de comprimento.

Seu componente fotorreceptor é um APD interligado a uma eletrônica de amplificação. O sinal analógico é convertido em digital através de um *Analog to Digital Converter* (ADC) de 12 *bits*, que por sua vez é enviado a uma FPGA e uma *Central Processing Unit* (CPU) para processamento.

Seu transmissor é formado por 18 LEDs de alta potência, com a banda espectral na faixa de 470 nm, e seu respectivo *driver*, produzindo uma potência luminosa de cerca de 10 W. Os dados são enviados via interface Ethernet, sob *User Datagram Protocol* (UDP), para a CPU, que os repassa à FPGA, responsável por excitar o *driver* para o acionamento dos LEDs.

Os modems utilizam a *Discrete Pulse Interval Modulation* (DPIM) e apresentaram bons resultados em testes em uma piscina, com presença de iluminação ambiente, a distâncias de 7,5 m a 50 m entre receptor e transmissor, a taxas de até 2,28 Mbps [DONIEC; RUS, 2010].

Este sistema de comunicação óptica foi então aperfeiçoado e patenteado pelos mesmos autores do artigo citado acima [DONIEC; RUS, 2015].

3.2 Modem Óptico IFREMER

O IFREMER, renomado instituto de pesquisas oceanográficas francês, desenvolveu um modem óptico unidirecional, em conjunto com a empresa de tecnologia francesa Osean. Este modem foi o primeiro no mundo a ser desenvolvido utilizando SiPM como componente fotorreceptor. Os modems receptor e transmissor podem ser observados na Figuras 28a e 28b abaixo.

Os vasos de pressão são formados por tubos de alumínio e domos de vidro. O modem receptor é composto por 8 SiPMs, cada um com *Field Of View* (FOV) maior que 30 °. O sinal elétrico proveniente do fotomultiplicador passa por um amplificador de alto ganho, por um comparador de alta velocidade e é enviado a uma FPGA para o estágio de demodulação. Após esta etapa, é repassado a uma placa com processador de arquitetura ARM e interface Ethernet, para realizar a interface com o usuário.

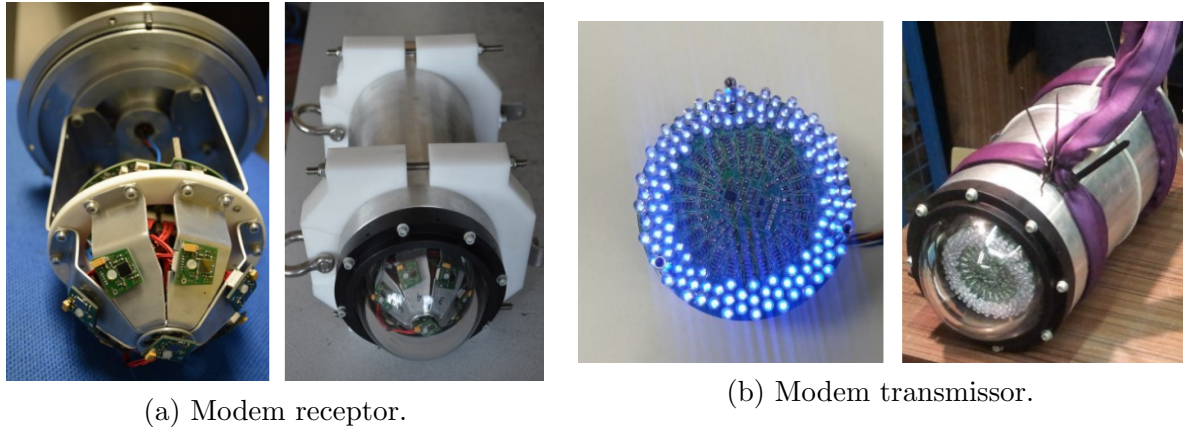


Figura 28: Modems transmissor e receptor da IFREMER. Fonte: [LEON et al., 2017].

O modem transmissor é composto por 120 LEDs dispostos em formato circular, gerando um feixe luminoso com ângulo de abertura de 120° . O sinal enviado pelo usuário, através da interface Ethernet, de forma análoga ao receptor, passa pelo processador ARM, pela FPGA e pelo *driver* responsável pela excitação dos LEDs.

Os desenvolvedores mencionam diversas dificuldades em relação à leitura dos sinais recebidos através do SiPM devido ao complexo comportamento transiente referente ao decaimento exponencial da amplitude após detecção dos fótons, também observado na Figura 16b. Além disso, durante o período de recuperação dos APDs, o SiPM torna-se irresponsivo, limitando a banda da comunicação em poucos Mbps. Para mitigar esses efeitos, a IFREMER utilizou uma modulação *Manchester On Off Keying* (OOK) com pulsos de baixíssima duração, combinado a um *Automatic Gain Control* (AGC).

Os equipamentos foram testados em campo, utilizando como apoio um ROV. Em águas claras, sem presença de iluminação ambiente e artificial, atingiu-se a distância máxima de transmissão de 60 m a taxas de 3,0 Mbps [LEON et al., 2017].

Recentemente, novos estudos estão sendo realizados pelo instituto francês Fresnel e a universidade canadense McMaster, para avaliar diferentes técnicas de modulação com o objetivo de reduzir a taxa de erros e aumentar a distância e a banda de transmissão [ESSALIH et al., 2020].

3.3 BlueComm

A Sonardyne é uma empresa inglesa líder no ramo de acústica submarina. Recentemente, em parceria com o *Woods Hole Oceanographic Institution* (WHOI), desenvolveu uma família de modems ópticos para aplicação subaquática civil e militar [SONARDYNE,

2012].

A Sonardyne possui três principais modelos, o BlueComm 100, o BlueComm 200 e BlueComm 200 UV. O BlueComm 100 é um modem bidirecional que atinge distâncias de transmissão de até 15 m a velocidades de 5 Mbps. A potência óptica máxima gira em torno dos 6 W, utilizando LEDs de 450 nm, e a potência elétrica total é de 30 W [BLUECOMM_100, 2016]. O modem pode ser observado na Figura 29 abaixo.



Figura 29: Modem BlueComm 100. Fonte: [BLUECOMM_100, 2016].

O BlueComm 200 é um modem unidirecional. Seu receptor utiliza um sensível PMT, possui um consumo máximo de 10 W com um FOV de 180 graus. Seu transmissor também utiliza LEDs de 450 nm (azul real) ou 400 - 800 nm (branco), com potência óptica máxima de 6 W. A distância de transmissão máxima informada é de 150 m, em águas claras com baixíssima turbidez, e sua taxa de transmissão máxima é de 10 Mbps [BLUECOMM_200, 2016]. O BlueComm 200 pode ser observado na Figura 30 abaixo.



Figura 30: Modem BlueComm 200. Fonte: [BLUECOMM_200, 2016].

O BlueComm 200 UV é um modem muito semelhante ao BlueComm 200, porém

utiliza LEDs com comprimento de onda 405 nm e um receptor com maior responsividade a esta faixa, próxima do Ultravioleta (UV). Isso permite que o modem possua maior imunidade à luz ambiente e à luz artificial, podendo ser utilizado próximo à superfície e próximo aos ROVs. Contudo, este modelo possui menor alcance máximo de transmissão, próximo a 75 m [BLUECOMM_200_UV, 2016]. O modem é exibido na Figura 31 abaixo.



Figura 31: Modem BlueComm 200 UV. Fonte: [BLUECOMM_200, 2016].

Todos os modelos da Sonardyne utilizam o sistema *Time Division Multiple Access* (TDMA), permitindo o estabelecimento de comunicação bidirecional *half-duplex*, possuem interface Ethernet para comunicação com o usuário e podem ser fabricados em alumínio anodizado ou titânio a fim de suportar pressões hidrostáticas de até 4000 metros de coluna d' água (mca).

Em contato com um distribuidor da empresa no Brasil, verificou-se que o valor *Free On Board* (FOB) do BlueComm 200 atinge o patamar de £ 70,000. Destaca-se também, que um gerente de vendas inglês, da Sonardyne, em visita ao Laboratório de Veículos Não Tripulados (LVNT) em 2019, informou que extensos testes dos equipamentos estavam sendo conduzidos pela marinha real inglesa e que, portanto, não poderiam ser divulgados ao público.

A IFREMER realizou testes comparativos em campo entre o sistema desenvolvido por eles, citado na Seção 3.2 e o modem BlueComm 200. O resultado dos testes é apresentado na Tabela 2 abaixo.

Maiores detalhes sobre os métodos de classificação de água em unidades de Jerlov e NTU estão descritos na Seção 2.2.

Tabela 2: Resultado comparativo realizado em campo entre o modem óptico da IFREMER e o da Sonardyne.

Modem	Classificação da água (Jerlov)	Classificação da água (NTU)	Máxima distância de transmissão (m)
BlueComm 200	5	4	24 (2,5 Mbps)
IFREMER	5	4	17 (3 Mbps)
BlueComm 200	I	0,32	80 (2,5 Mbps)
IFREMER	I	0,32	60 (3 Mbps)

Fonte: [LEON et al., 2017].

3.4 LUMA X

O LUMA X é o modem óptico mais recente desenvolvido pela empresa de origem suíça Hydromea. Este modem é bidirecional, ou seja, possui LEDs e um elemento fotorreceptor em um mesmo vaso de pressão, que suporta até 6000 mca. O modem também opera a uma potência máxima de 17 W, atinge velocidades de transmissão na ordem de 10 Mbps e trabalha a distâncias de até 50 m, em condições ideais.

Entretanto, não foram encontrados estudos que corroborassem os parâmetros de performance listados acima, assim como no caso dos outros modems citados anteriormente. Além disso, a empresa não divulga mais informações sobre o tipo de receptor utilizado [LUMA_X_DATASHEET, 2022].

O modem bidirecional LUMA X pode ser observado na Figura 32 abaixo.

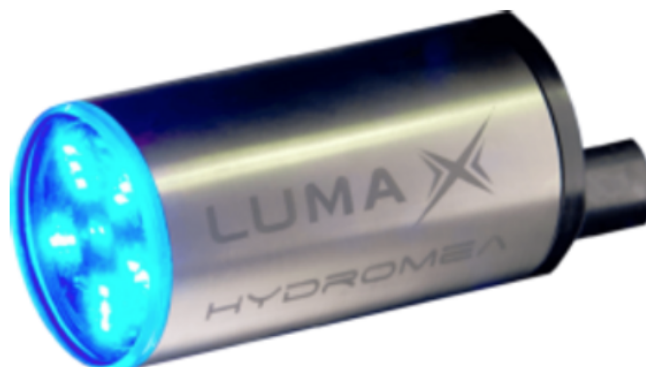


Figura 32: Modem bidirecional LUMA X. Fonte: [LUMA_X_DATASHEET, 2022].

4 DESENVOLVIMENTO

Dois protótipos foram desenvolvidos durante o projeto. O primeiro protótipo, denominado protótipo A, teve como propósito servir de arcabouço para a familiarização dos componentes e técnicas de transmissão e recepção óptica. O segundo protótipo, com o intuito de desenvolver um modem unidirecional funcional, foi desenvolvido com técnicas de modulação de sinal, protocolos de comunicação e componentes eletrônicos mais apropriados para aplicação. Detalhes sobre as técnicas utilizadas e relatos dos acontecimentos durante os desenvolvimentos estão descritos nas seções abaixo.

4.1 Protótipo A

Com o objetivo de verificar o comportamento da comunicação subaquática utilizando receptores e transmissores de baixo custo, iniciou-se o desenvolvimento do primeiro protótipo de modem óptico. Os principais requisitos do sistema unidirecional A estão descritos abaixo:

- Permitir transmissão de vídeo em tempo real entre um transmissor e um receptor;
- Possuir invólucros estanques para cada módulo, permitindo que sejam imersos em água;
- Possibilitar transmissão de dados a pequenas distâncias, inferior a 1 metro, e a velocidades de até 100 kbps;
- Utilizar uma interface de comunicação já existente, sem a necessidade de *hardware* dedicado para modulação do sinal.

O diagrama de blocos abaixo, exibido na Figura 33, representa os estágios e as interfaces de comunicação para a transmissão de um *stream* de imagens entre os modems transmissor e o receptor.

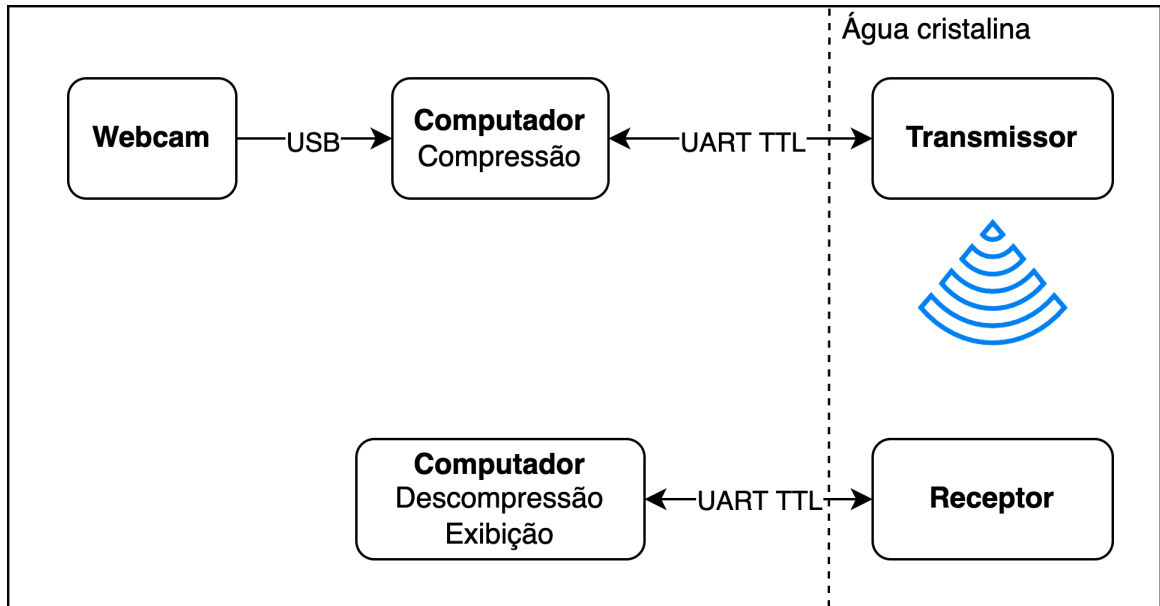


Figura 33: Diagrama de blocos do primeiro protótipo de modem óptico. Fonte: Autor.

A *webcam*, que possui resolução *Video Graphics Array* (VGA) de 640 x 480 *pixels*, transmite os dados em tempo real via *Universal Serial Bus* (USB) ao computador, que realiza a compressão das imagens em *Joint Photographics Experts Group* (JPEG), utilizando a biblioteca OpenCV. A seguir, o computador envia-os ao transmissor através de um conversor USB \rightarrow *Universal Asynchronous Receiver Transmitter* (UART) *Transistor Transistor Logic* (TTL). O conversor então se responsabiliza em montar o devido protocolo UART, com paridade ímpar, *baudrate* de 115200 bps e 1 *stop bit*, além de enviar ao circuito do transmissor.

O receptor, por sua vez, recebe os dados e envia-os a um computador através de um conversor UART TTL \rightarrow USB. Um programa escrito em Python v3.6 utiliza também a biblioteca OpenCV para receber os dados via serial, descomprimí-los e exibí-los na tela do computador em tempo real.

4.1.1 Circuito Transmissor

Inicialmente, selecionou-se a topologia para acionamento dos LEDs, capaz de permitir o chaveamento a frequências de 1 MHz de cargas que demandam até 2 A com tensão de alimentação de 12 VDC.

O diagrama simplificado, omitindo componentes passivos do circuito transmissor, é exibido na Figura 34 abaixo.

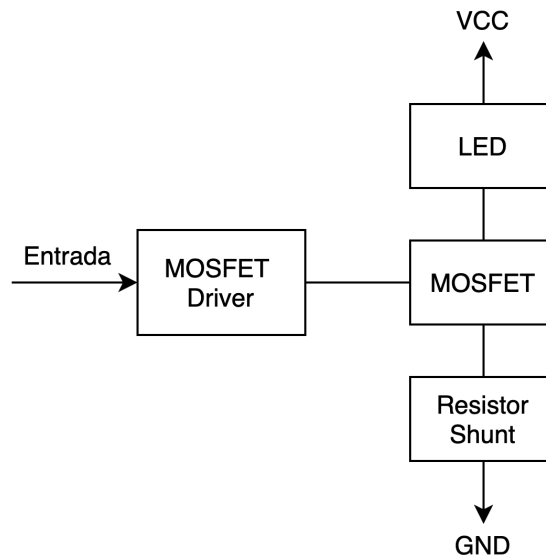


Figura 34: Diagrama de blocos do primeiro circuito transmissor. Fonte: Autor.

Como elemento fototransmissor, utilizou-se um LED CREE XPGDRY-L1, de alta potência, com a banda espectral próxima à faixa de 450 nm, denominado azul real, já mencionado em 2.2.3. A banda espectral do LED mencionado pode ver observada na Figura 35 abaixo.

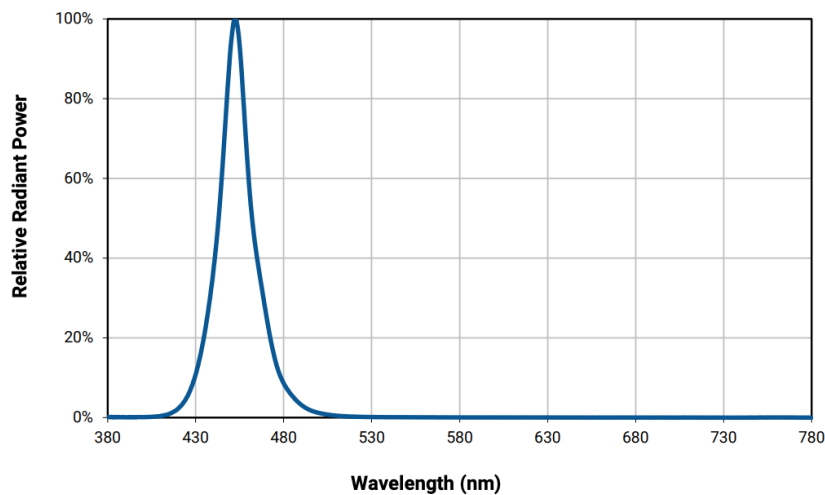


Figura 35: Banda espectral do LED CREE XPGDRY-L1. Fonte: Adaptado de [CREE_XP-G3_LED_DATASHEET, 2016].

Para limitação de corrente elétrica no LED, utilizou-se um *shunt* comum, formado por apenas um resistor conectado ao *Ground* (GND) e ao *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) utilizado. O circuito, soldado em uma placa laminada com furação padrão, permite a utilização de componentes *Dual Inline Package* (DIP), já para

o LED, utiliza-se uma placa laminada folheada a cobre, para melhorar a dissipação do calor.

Mesmo com a superfície da placa operando como um dissipador e com a redução da corrente para 30 % dos 2 A máximos permitidos pelo LED, atingiu-se temperaturas na superfície do componente, medidas através de câmera térmica, acima de 100 °C, o que levou à queima de algumas unidades até a definição do valor de resistência adequado para o resistor *shunt*. O aumento do valor da resistência permitiu limitar a corrente consumida pelo LED para cerca de 15 % de seu valor máximo, garantindo a estabilidade do componente durante os próximos testes.

Verificou-se então, a resposta do circuito ao chaveamento em alta frequência, até a faixa de 10 MHz, limite de frequência imposto pelo gerador de sinais utilizado. Para avaliar o chaveamento, mediu-se com o osciloscópio a queda de tensão no resistor *shunt*, que permite calcular indiretamente a corrente consumida pelo LED.

Após pequenos ajustes de resistores de *gate* do MOSFET, verificou-se uma boa resposta do circuito a frequências de até 5 MHz. Após esta faixa, ocorre distorção do sinal de saída do gerador, por limitação do aparelho, que degrada o formato de onda quadrada, inicialmente com *duty cycle* configurado em 50 %. Por este motivo, o sinal indireto de corrente medida pelo osciloscópio também sofreu distorção, o que impediu avaliar a resposta do circuito a frequências maiores.

Visto que o primeiro protótipo do transmissor respeita os requisitos levantados, iniciou-se o desenvolvimento do protótipo referente ao receptor.

4.1.2 Circuito Receptor

O circuito simplificado do receptor, omitindo componentes passivos, pode ser observado na Figura 36 abaixo.

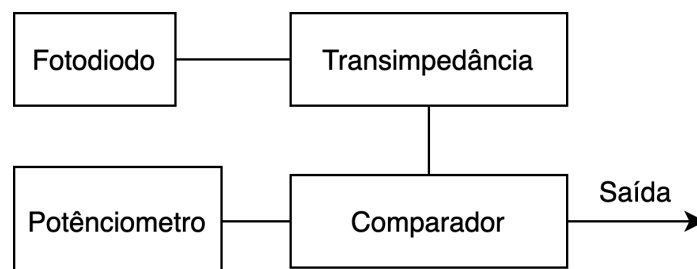


Figura 36: Diagrama de blocos do circuito receptor do protótipo A. Fonte: Autor.

O funcionamento do circuito decorre das seguintes etapas. A corrente que flui pelo fotodiodo do tipo PIN é amplificada pelo circuito de transimpedância, que utiliza um amplificador operacional próprio para esta aplicação, com *bias* de corrente na faixa de pA, saída *rail-to-rail* e 4 GHz de banda. O ganho do circuito, ajustado através de um resistor, foi selecionado inicialmente em 100 k, para os testes iniciais. A saída do circuito de transimpedância, então, é conectada a um comparador, cujo ajuste de *threshold* é realizado através de um potenciômetro soldado na placa. A saída do comparador então é disponibilizada ao usuário para leitura dos dados.

A responsividade espectral do fotorreceptor selecionado pode ser observada na Figura 37 abaixo.

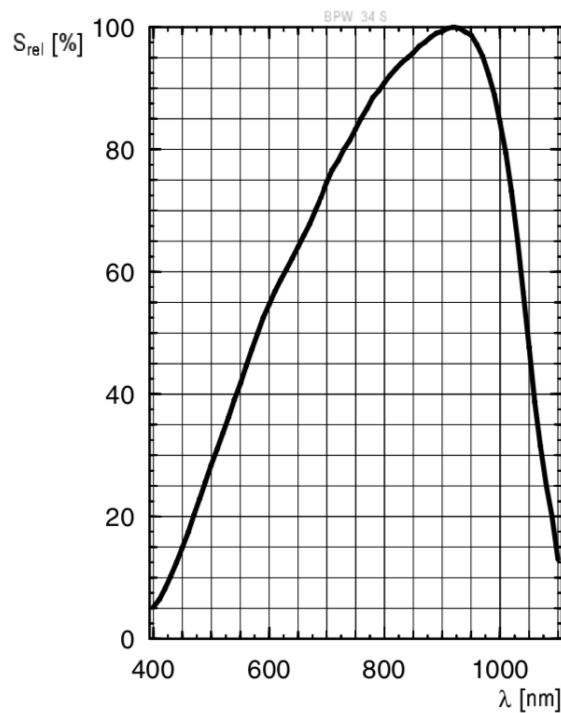


Figura 37: Responsividade espectral em função do comprimento de onda do fotodiodo BPW 34 S-Z. Fonte: Adaptado de [BPW_34_S_DATASHEET, 2015].

Percebe-se que a faixa espectral com maior responsividade está na região da luz infravermelha (700 - 1000 nm), longe da banda emitida pelo LED. Conclui-se, então, que o fotodiodo selecionado não é apropriado para a aplicação, mas, diante da grande dificuldade em encontrar no mercado fotodiodos de baixo custo com a sensibilidade próxima à da luz azul, prosseguiu-se com o desenvolvimento utilizando este componente.

Para a montagem do circuito mencionado, projetou-se uma *Printed Circuit Board* (PCB) utilizando o *software* Altium 19. Os principais motivos que levaram a esta decisão

foram a falta de disponibilidade de componentes com *footprints* adequados para montagem em placas com furação padrão e a necessidade de produção de um *design* que minimizasse o acoplamento de ruídos. Isto é necessário pois o fotodiodo do tipo PIN é um sensor de alta impedância com ganho unitário, o que exige a utilização de um circuito de amplificação com ganhos na faixa de 10^5 e 10^6 [HIGH_IMPEDANCE_SENSORS, 2012].

Os circuitos transmissores e receptores estão confinados individualmente em vasos de pressão com visores de vidro. Cada vaso de pressão possui um conector marinizado do tipo *wet-mate*, que permite sua conexão e desconexão embaixo da água.

4.1.3 Resultados

Após a fabricação e a montagem da PCB, testes iniciais em bancada junto ao transmissor foram realizados, o que permitiu avaliar a boa imunidade do circuito ao acoplamento de ruídos. Desta forma, foi possível incrementar o ganho do sistema de 100 k, para 1 M. Nesta configuração, o sistema tornou-se mais sensível à luz, permitindo que o par transmissor receptor fossem posicionados a maiores distâncias um do outro. No entanto, ao aumentar o ganho para 1 milhão, verificou-se que qualquer ruído óptico proveniente de fontes externas, como telas de computador, celulares e fontes de luz distantes, tornaram-se motivos para a detecção de falsos positivos.

Para mitigar este problema, ajustou-se o potenciômetro de *threshold* e diminuiu-se o ganho para 300 k. Desta forma, a comunicação entre o par transmissor/receptor se manteve mais estável no ambiente de testes em laboratório. Destaca-se que, mesmo reduzindo o ganho, o sistema é intolerante a grandes fontes externas de luz, como lâmpadas e a luz solar. Isto ocorre pois o receptor não possui um sistema para compensação de ganho.

Uma imagem do teste realizado para a transmissão de vídeo em tempo real, com banda máxima de 80 kbps entre o transmissor e receptor, em um enlace óptico submerso de aproximadamente 0,5 m de comprimento, pode ser observada na Figura 38 abaixo.

Após conclusão dos testes, possíveis melhorias foram identificadas, as quais são mencionadas a seguir:

- Aumento da potência óptica transmitida com efetiva dissipação de calor dos LEDs;
- Utilização de um fotorreceptor com a responsividade espectral próxima à banda representada pela luz azul;

- Utilização de um sistema automático de controle de ganho, a fim de reduzir a interferência de fontes de luz externas;
- Utilização de componentes que suportem maior frequência de chaveamento;
- Utilização de modulação de sinal adequada para o enlace óptico no meio subaquático, onde o canal não pode ser bem caracterizado;
- Utilização de um protocolo de comunicação com detecção e/ou correção de erros;
- Recepção/transmissão de dados do/ao usuário através de interface de alta velocidade, como a Ethernet.

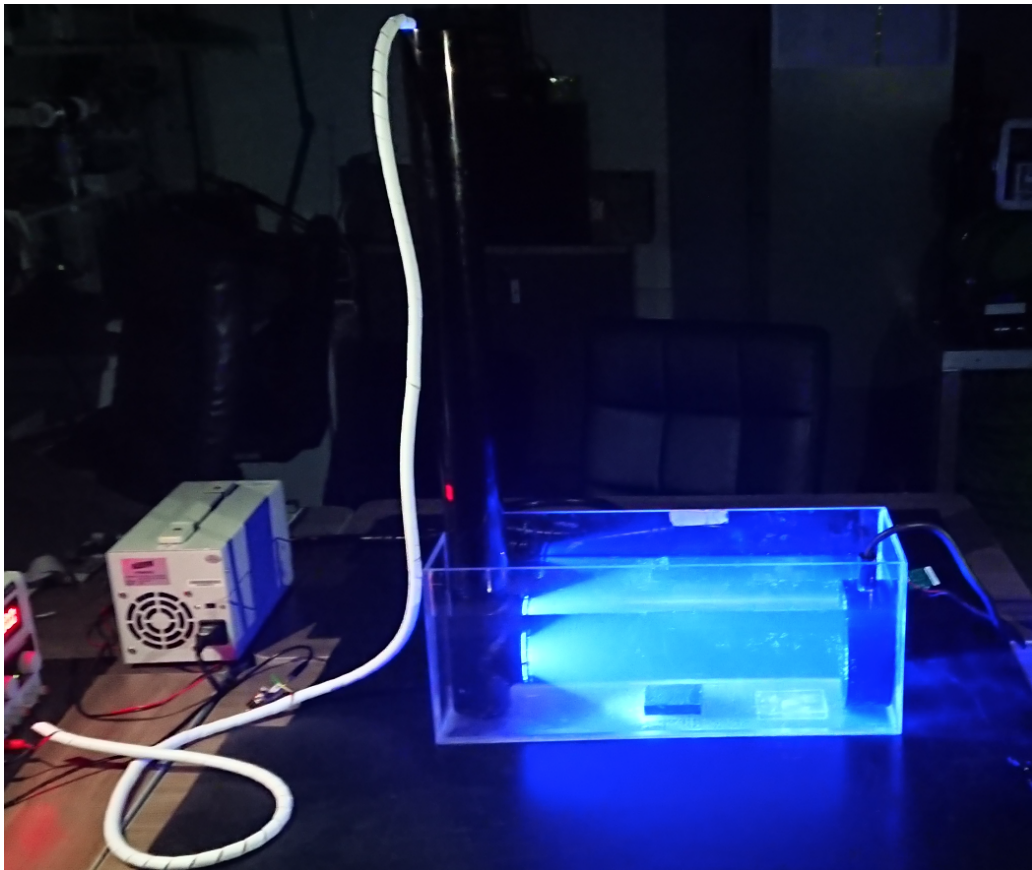


Figura 38: Teste de transmissão de vídeo em tempo real utilizando o transmissor e receptor marinizados. Fonte: Autor.

4.2 Protótipo B

Com o objetivo de desenvolver um protótipo de um modem óptico unidirecional funcional, após identificação de melhorias durante os testes do protótipo A, iniciou-se o

desenvolvimento do protótipo B. Os principais requisitos dos modems estão descritos abaixo.

- Permitir transmissão de vídeo em tempo real entre um transmissor e um receptor;
- Estabelecer comunicação a medias distâncias, em torno de 10 metros;
- Utilizar modulação de sinal digital apropriada;
- Utilizar um protocolo de comunicação com a possível detecção e/ou correção de erros;
- Atingir velocidade de transmissão de, ao menos, 2 Mbps.

O diagrama de blocos abaixo, exibido na Figura 39, representa os estágios e as interfaces de comunicação para a transmissão de um *stream* de imagens entre os modems transmissor e receptor. Destaca-se a utilização da interface Ethernet para transferência de dados entre os computadores e os protótipos.

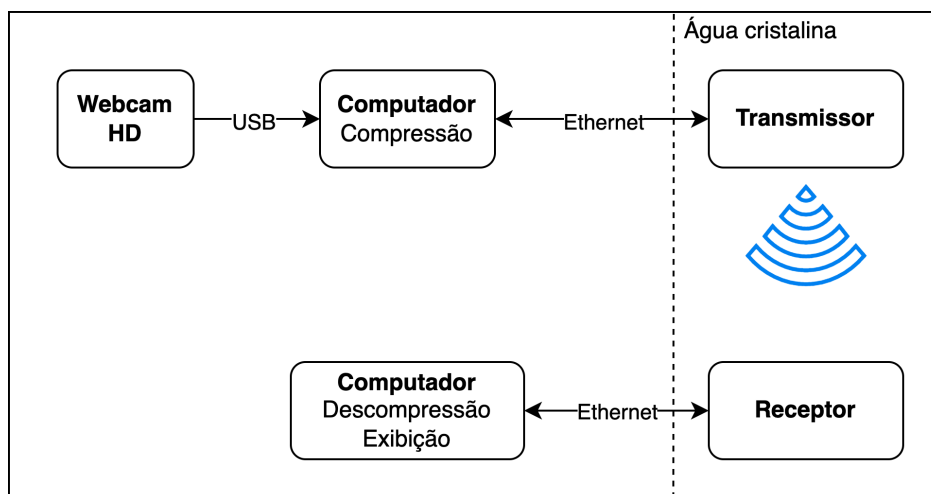


Figura 39: Diagrama de blocos eletrônico do protótipo B de modem óptico. Fonte: Autor.

Analogamente ao diagrama apresentado no protótipo A, a *webcam* HD transmite os dados ao computador, onde são comprimidos no formato JPEG, utilizando a biblioteca OpenCV. O transmissor, após receber os dados via interface Ethernet, implementa o protocolo de comunicação e a modulação de sinal adequada para a transmissão do sinal. O módulo receptor então processa os dados e os envia ao usuário através da mesma interface, permitindo que o computador faça a descompressão e exiba as imagens em tempo real.

4.2.1 Circuito Transmissor

Com o objetivo de pesquisar novos elementos fototransmissores, iniciou-se a busca de novos componentes que pudessem aumentar a performance do sistema. Dentre os LEDs disponíveis no mercado, selecionou-se o LED L135-U45, da empresa Lumileds. Este LED apresenta baixo custo, possui faixa espectral conhecida e estreita, próxima à do azul real e sua corrente máxima é menor que a do LED fabricado pela empresa CREE, selecionado para o protótipo A. Desta forma, é possível reduzir o custo e a dimensão do componente sem causar grande prejuízo à performance do sistema, visto que as experiências realizadas durante o desenvolvimento do protótipo A demonstraram a inviabilidade de utilizar LEDs de alta potência do tipo *Surface Mount Technology* (SMD), que consomem correntes na faixa de 1 A, sem o projeto de um sistema de gerenciamento térmico e refrigeração ativo. Para mitigar o impacto da redução de corrente e, ao mesmo tempo, alcançar a potência óptica máxima do LED XPGDRY-L1 utilizado protótipo A, projetou-se o novo circuito transmissor com 6 LEDs L135-U45.

O gráfico que representa a banda espectral do LED L135-U45, da cor *royal blue*, pode ser visualizada na Figura 40 abaixo.

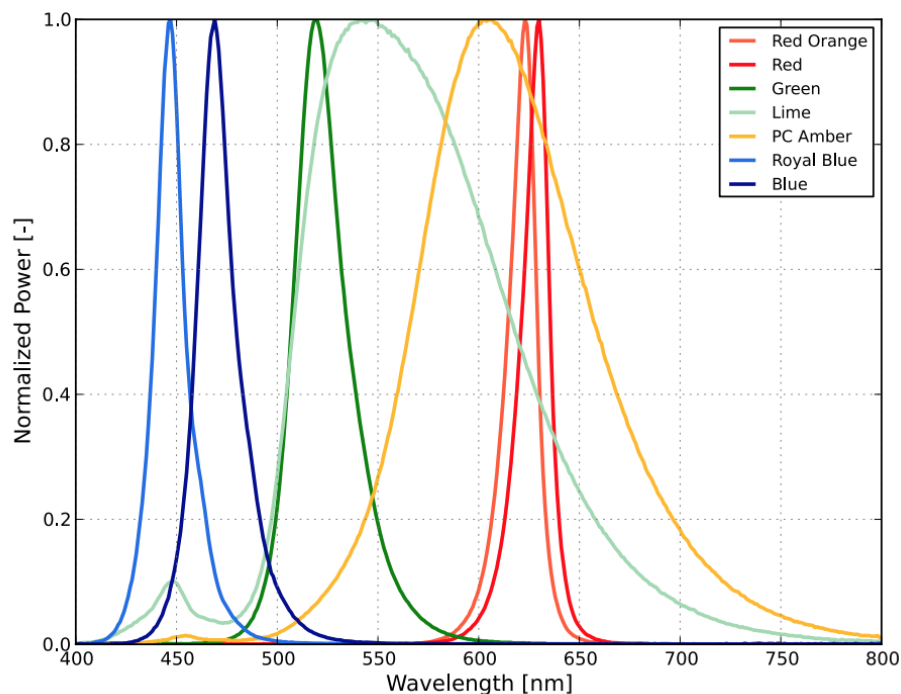


Figura 40: Banda espectral do LED Lumileds L135-U45. Fonte: Adaptado de [LU-XEON_3535L_DATASHEET, 2017].

O diagrama simplificado do circuito transmissor, omitindo componentes passivos, é

exibido na Figura 41 abaixo.

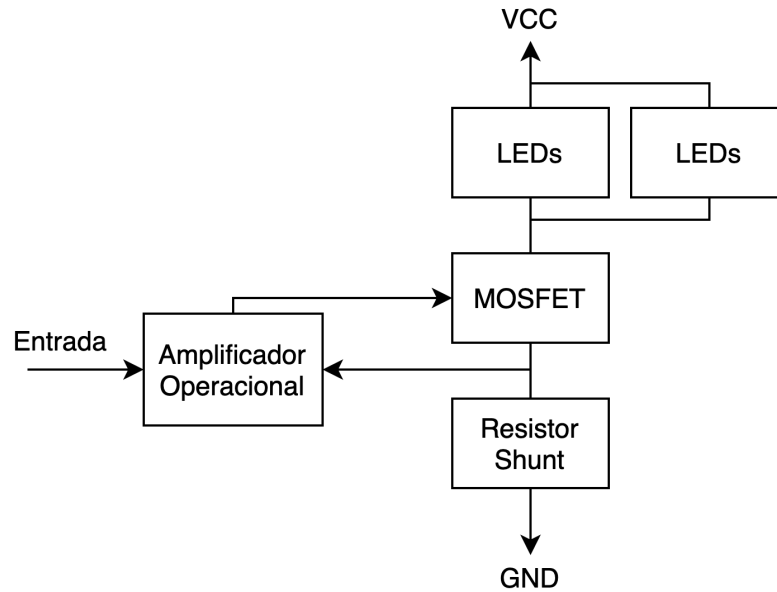


Figura 41: Diagrama de blocos eletrônico do circuito transmissor do protótipo B. Fonte: Autor.

O circuito projetado para o protótipo B apresenta mudanças em relação ao utilizado no desenvolvimento do protótipo A. A fim de atenuar a queda de tensão no resistor *shunt*, que implica diretamente nas reduções de corrente e, conseqüentemente, de potência média dissipada, utilizou-se dois agrupamentos em paralelo, cada um com três LEDs em série. Isto também agrega robustez ao sistema, na medida que insere uma redundância ao circuito transmissor caso um dos LED de um dos agrupamentos falhe no modo aberto.

Outra mudança se refere ao método para controle de iluminação dos LEDs. No protótipo anterior, utilizou-se uma malha aberta de tensão, onde o resistor *shunt* atua apenas como limitador de corrente, enquanto o MOSFET opera como chave liga e desliga. Nesta nova topologia apresentada, emprega-se a realimentação negativa com um amplificador operacional de alta velocidade, que atua no MOSFET de modo a operá-lo como amplificador linear, controlando efetivamente a corrente consumida pelos LEDs a partir da tensão aplicada em sua entrada não inversora e do resistor *shunt*. Esta tensão de referência é proveniente de uma entrada digital. Este tipo de circuito é comumente utilizado em diversas aplicações e é conhecido como uma fonte de corrente controlada por tensão.

Estabeleceu-se uma corrente máxima em cada agrupamento de LEDs com o valor de 50 % da corrente máxima (200 mA) permitida, segundo o *datasheet* do componente [LUXEON_3535L_DATASHEET, 2017]. Assim como mencionado, este valor de corrente

pode ser ajustado através da alteração do resistor *shunt*, enquanto o controle liga/desliga é realizado através da saída digital proveniente da FPGA.

Na Figura 42 abaixo, pode ser observado o circuito simplificado do modem transmissor no ambiente de simulação do *software* LTSpice XVII.

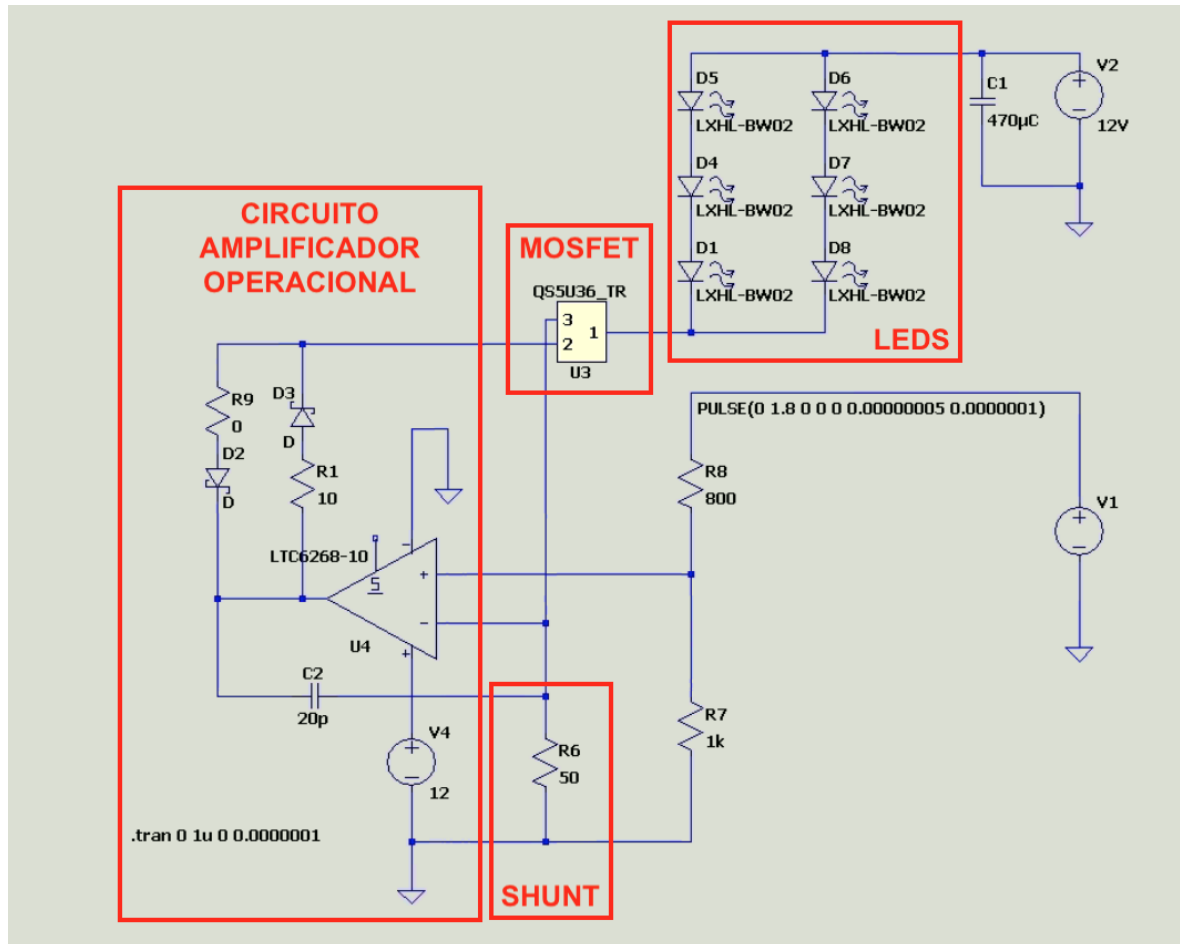


Figura 42: Circuito transmissor simplificado. Fonte: Autor.

Destaca-se que, para projetar esta fonte de corrente, necessitou-se de amplificadores operacionais e MOSFETs que operassem plenamente a taxas de pelo menos uma dezena de MHz e possuísem altíssimo *slew rate*, permitindo que a saída respondesse rapidamente aos chaveamentos na entrada não inversora.

A fim de reduzir possíveis instabilidades na malha de controle, adicionou-se um capacitor de realimentação (C2) entre a entrada inversora e a saída do operacional e ajustou-se o tempo de subida e descida do acionamento do MOSFET, individualmente, através de resistores (R9 e R10) e diodos *schottky* (D2 e D3) posicionados adequadamente. Devido a não existência de modelo SPICE para os LEDs selecionados, utilizou-se componentes com características semelhantes.

A simulação foi executada, utilizando como bloco de entrada, uma onda quadrada com frequência de 10 MHz e 1,8 V de amplitude. Após passar por um divisor resistivo, este sinal, que representa a tensão presente na entrada não inversora do operacional, não mais ultrapassa o valor de 1 V. O gráfico apresentado na Figura 43 evidencia o resultado da simulação, onde o canal amarelo representa a tensão na entrada inversora do operacional, e o canal vermelho, a tensão na entrada não inversora.

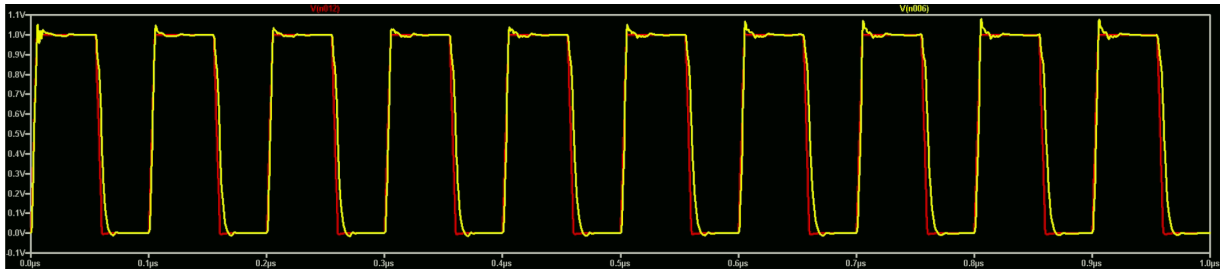


Figura 43: Formas de onda das tensões observadas nas entradas inversora (amarelo) e não inversora (vermelho) do operacional por tempo. Fonte: Autor.

Visto que as tensões observadas no gráfico possuem comportamentos muito semelhantes, e que o canal amarelo representa indiretamente a corrente consumida pelos LEDs, pode-se considerar que o circuito de acionamento projetado atende aos requisitos levantados, visto que, possibilita teoricamente o chaveamento completo da corrente elétrica através da injeção de sinais na entrada com frequências de até 10 MHz.

Caso fosse necessário operar com frequências ou correntes maiores, outras técnicas de acionamento poderiam ser utilizadas a fim de reduzir o tempo de desligamento dos LEDs, que geralmente é o gargalo no que diz respeito ao aumento da frequência de chaveamento e da carga consumida. Para mitigar esse problema, pode-se projetar acionamentos utilizando tensões negativas a fim de polarizar inversamente os LEDs por um curtíssimo período de tempo. Outra solução, presente na literatura, envolve a utilização de um indutor em paralelo com os LEDs, que promove a injeção de uma corrente elétrica reversa durante o processo de desligamento dos mesmos, reduzindo este intervalo de tempo consideravelmente [HALBRITTER et al., 2014].

4.2.2 Circuito Receptor

A fim de utilizar fotorreceptores mais adequados, pesquisou-se no mercado diferentes tecnologias, já mencionadas na Seção 2.4. Dentre as citadas, destacou-se o SiPM, que apresenta ganho elevado, alta robustez mecânica e eletromagnética, alta compactação e

custo não tão elevado quando comparado aos fotorreceptores do tipo PMT.

Selecionou-se para o desenvolvimento o SiPM MicroFC 30035, da empresa ON Semiconductor, pois apresenta responsividade ótima na faixa espectral da luz azul, custo relativamente baixo e disponibilidade para a compra através de importação. Além disso, assim como já mencionado em 2.4.4, possui uma saída *fast*, que o diferencia de SiPMs fabricados por outras empresas.

Diante da reduzida quantidade de artigos publicados que mencionassem a utilização deste tipo de sensor, consultou-se quase que exclusivamente os *application notes* e os *datasheets* escritos pela fabricante para elaboração do circuito de amplificação e condicionamento de sinais. Primeiramente, verificou-se a maneira ideal de polarizar o sensor, a fim de se obter o menor tempo de resposta possível na saída *fast*. Abaixo, na Figura 44, estão representadas as melhores topologias para atingir este resultado, segundo o *datasheet*.

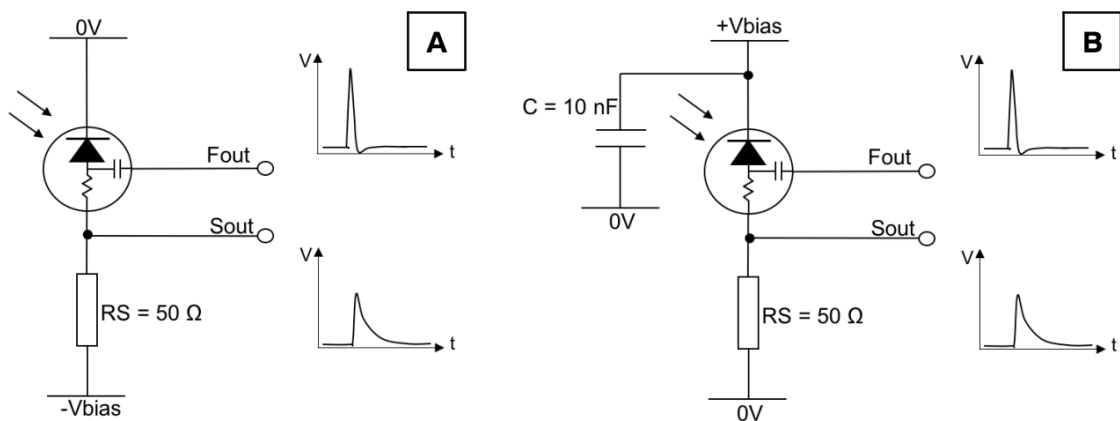


Figura 44: Melhores topologias para polarização do sensor SiPM MicroFC da ON Semiconductor. Fonte: [BIASING_SIPM_SENSORS, 2019].

Escolheu-se para o desenvolvimento a topologia B, por não exigir necessariamente a utilização de fontes simétricas, que são mais custosas e em caso de serem chaveadas, poderiam também contribuir para a adição de ruído conduzido nas vias responsáveis pela polarização do sensor. O documento também recomenda a utilização de capacitores específicos em diferentes pontos do circuito, em sua maioria, para desacoplamento e filtragem das vias de alimentação.

Após a determinação do circuito básico responsável pela polarização, estabeleceu-se um método para controle do ganho do sensor, através do controle da tensão de alimentação, em conjunto a uma técnica de amplificação da saída *fast*, que é utilizada para recuperação dos sinais ópticos enviados pelo transmissor.

O diagrama simplificado do circuito receptor, omitindo componentes passivos, é exibido na Figura 45 abaixo.

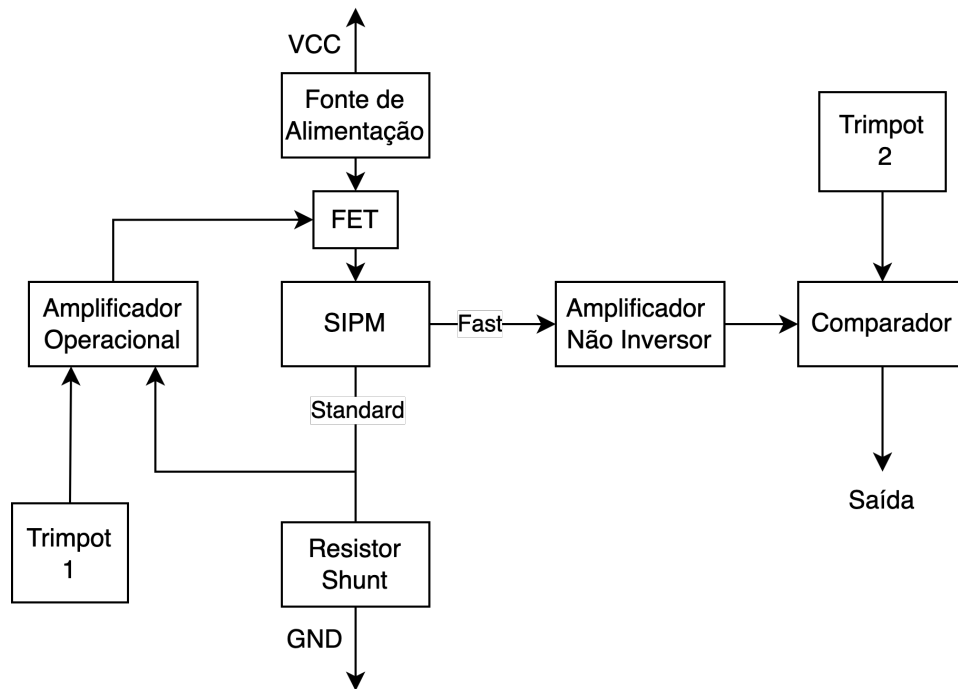


Figura 45: Diagrama de blocos do circuito receptor do protótipo B. Fonte: Autor.

O SiPM, assim como os LEDs do transmissor, é polarizado por uma fonte de corrente utilizando um amplificador operacional, cujo funcionamento já foi descrito anteriormente. O *set point* da corrente média é delimitado pelo Trimpot 1, que estabelece o valor da corrente que circula pelo sensor. A realimentação da corrente é obtida através do resistor *shunt* presente no anodo e denominado como saída *standard*, impedindo-a de ultrapassar o valor máximo de 15 mA, estabelecido pelo *datasheet* [C-SERIES_SIPM_SENSORS, 2021]. Além de prevenir que a corrente média do sensor suba para patamares inseguros, causando aquecimento elevado, o circuito atua como um controlador automático de ganho, reduzindo-o através da diminuição da tensão de alimentação no momento em que o sensor está sendo iluminado demasiadamente, principalmente por fontes externas de característica contínua, que contribuem mais para o aumento da corrente consumida. Analogamente, quando o sensor está sendo pouco iluminado, o AGC atua aumentando a tensão do SiPM, ampliando o ganho do sistema, a fim de detectar um sinal óptico do transmissor. Este é um avanço importante quando comparado ao circuito receptor do protótipo A, que não possui este tipo de funcionalidade.

A saída *fast* do sensor, desacoplada, fornece informações de pulsos luminosos recebidos. O pulso é representado por algumas unidades de mV, a depender do ganho aplicado

pelo AGC. Esse sinal é então direcionado a um amplificador não inversor, configurado com um ganho de 10^2 , permitindo que o comparador atue e forneça um sinal digital na saída, que é disponibilizado a um microprocessador ou FPGA. O valor de *threshold* do comparador é definido experimentalmente e controlado pelo Trimpot 2, presente no diagrama.

Após definição da topologia apresentada acima, foram iniciadas as simulações no ambiente do *software* LTSpice XVII, de forma análoga ao que foi executado para o projeto do circuito transmissor. O circuito simplificado do receptor foi dividido em dois subconjuntos, um responsável pelo controle de corrente média no SiPM e outro responsável pela amplificação e condicionamento dos sinais ópticos obtidos através da saída *fast*. O circuito simplificado do controlador de corrente pode ser observado na Figura 46 abaixo.

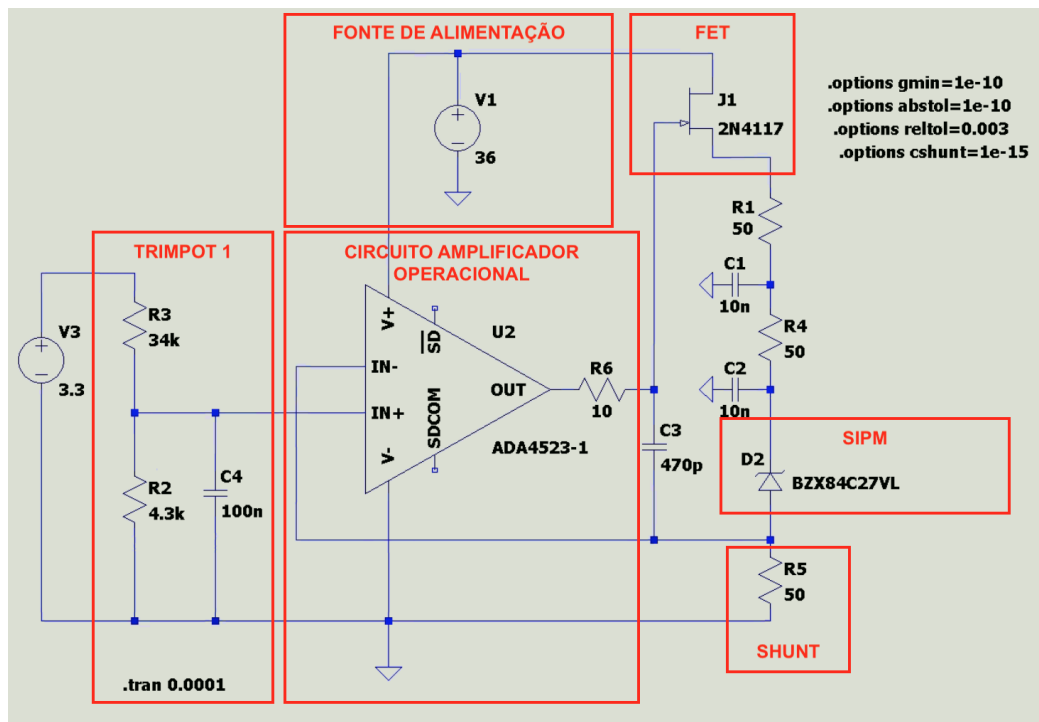


Figura 46: Circuito simplificado para controle de corrente. Fonte: Autor.

Neste circuito, a queda de tensão no resistor R2 é cuidadosamente ajustada para 0,375 V através do divisor resistivo R2 e R3. Esta tensão equivale ao *set point* ideal para queda de tensão no resistor *shunt* R5, quando a corrente no SiPM for fixada em 7,4 mA. O amplificador operacional, ao detectar uma alteração da queda de tensão no resistor R5 devido à variação de corrente elétrica requerida pelo SiPM, altera sua saída, atuando diretamente na porta do *Field Effect Transistor* (FET) que, por sua vez, leva a tensão de polarização do SiPM a um novo patamar, permitindo que a corrente elétrica consumida

retorne ao valor pré determinado de 7,4 mA. Este valor de corrente foi conservadoramente escolhido a fim de preservar o sensor, que suporta no máximo 15 mA, segundo o *datasheet*.

No circuito apresentado, o SiPM é representado por um diodo zener, cuja tensão de polarização reversa é de 27 V. Verifica-se nas simulações que o circuito continua controlando a corrente mesmo quando utilizados diodos zener com tensões de polarização reversa diferentes, escolhidos através das tensões de polarização reversa recomendadas para o SiPM utilizado, que engloba valores entre 24,7 V e 29,7 V. Ajustes de estabilidade e convergência do controlador são realizados principalmente através da alteração dos valores de capacitância C3.

O circuito simplificado de amplificação e condicionamento da saída *fast* do SiPM pode ser observado na Figura 47 abaixo.

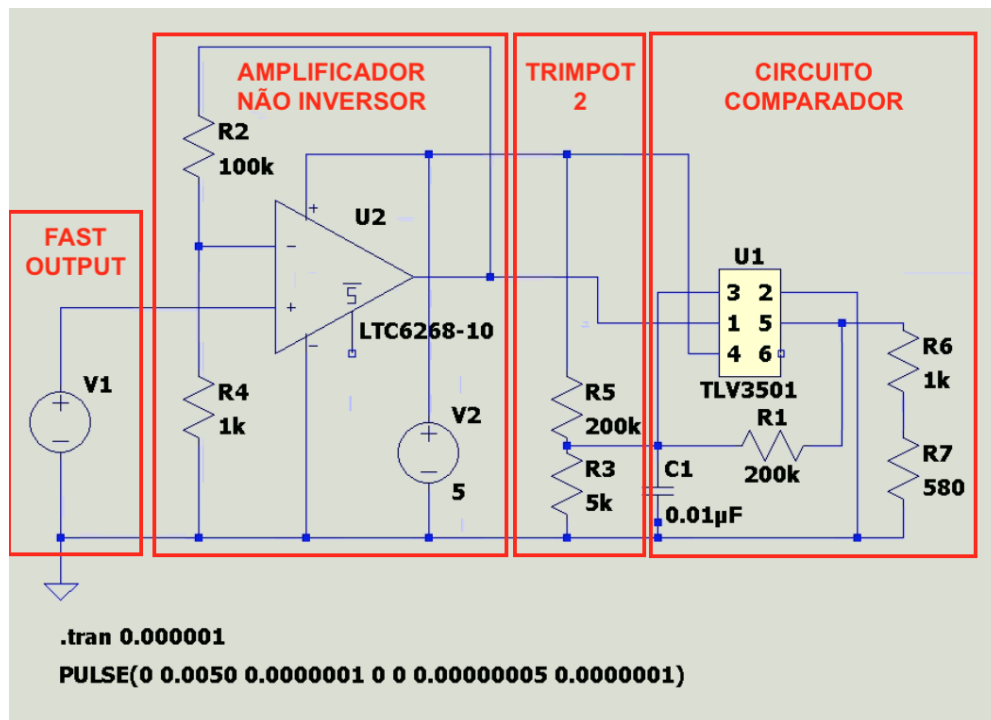


Figura 47: Circuito simplificado de amplificação e condicionamento. Fonte: Autor.

Na simulação, a saída *fast* é representada pela fonte de tensão V1. O amplificador operacional U2 atua como um amplificador não inversor de alta velocidade, com ganho igual a 101. Sua saída é conectada a um comparador analógico (U1), com banda suficiente para a digitalização dos sinais ópticos recebidos. A combinação dos resistores R5, R3 e R1 permite ajustar tanto o *threshold* de atuação do comparador quanto a histerese do processo.

A Figura 48 demonstra o sinal da fonte de tensão V1, entrada do circuito de ampli-

ficação e condicionamento.

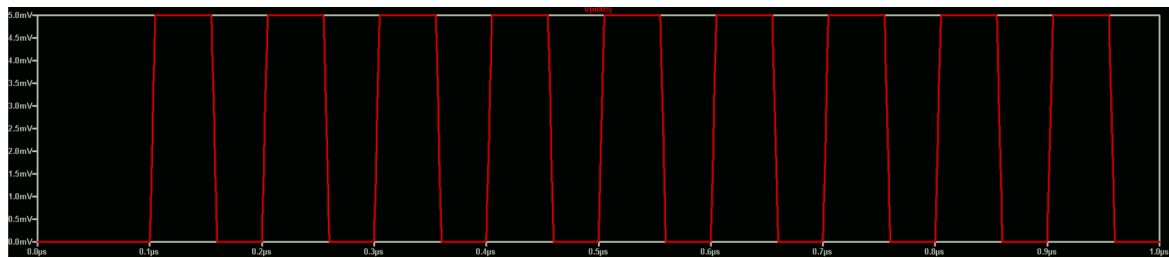


Figura 48: Forma de onda da tensão de entrada do amplificador (vermelho) por unidade de tempo. Fonte: Autor.

Na Figura 49, observa-se a tensão de saída do amplificador, representada pelo canal amarelo, e o sinal da fonte de tensão V1, caracterizado pelo canal vermelho.

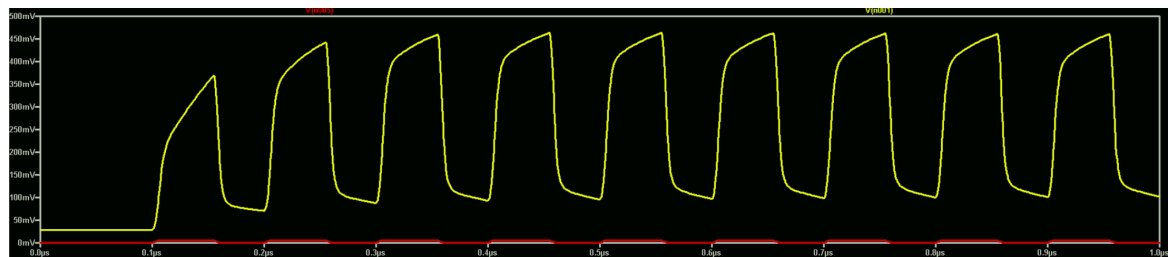


Figura 49: Formas de onda das tensões de saída (amarelo) e entrada (vermelho) do amplificador por unidade de tempo. Fonte: Autor.

Observa-se na Figura 49 uma distorção no sinal de saída, que não alcança a tensão esperada, visto o ganho configurado, cujo valor é igual a 101. Inicialmente, suspeitou-se que a banda ou o *slew rate* do amplificador operacional não fosse suficiente para amplificar o sinal de entrada com frequência de chaveamento de 10 MHz. No entanto, ao verificar o *datasheet*, confirmou-se que não é o caso, visto que o amplificador apresenta *slew rate* de $1000 \text{ V}/\mu\text{A}$, no pior caso, e banda máxima de 4 GHz [LTC6268-10_DATASHEET, 2015].

Verificou-se nas simulações, posteriormente, que ao alimentar o amplificador operacional com uma tensão simétrica, este efeito de distorção desaparece completamente. Entretanto, a fim de facilitar a elaboração do circuito e evitar a utilização de fontes simétricas, decidiu-se seguir com o uso de uma fonte linear simples, de 5V.

A Figura 50 apresenta a tensão de saída do amplificador, representada pelo canal amarelo, e o sinal de saída do comparador, caracterizado pelo canal vermelho.

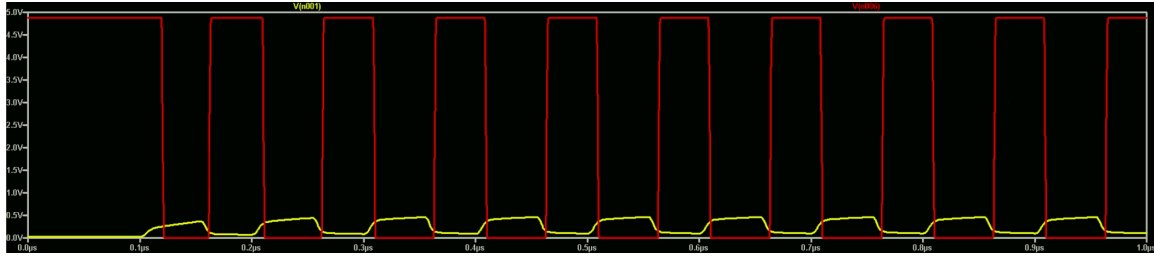


Figura 50: Formas de onda das tensões de saída do comparador (vermelho) e de saída do amplificador (amarelo) por unidade de tempo. Fonte: Autor.

Com os resultados obtidos através das simulações, verifica-se, teoricamente, que o circuito projetado é capaz de amplificar e digitalizar um sinal cuja frequência máxima atinge o patamar de 10 MHz.

Após as etapas de simulação e elaboração dos circuitos principais, projetou-se uma PCB própria para a realização de testes em bancada, utilizando o *software* Altium 21. O modelo 3D da placa projetada pode ser visualizado na Figura 51.

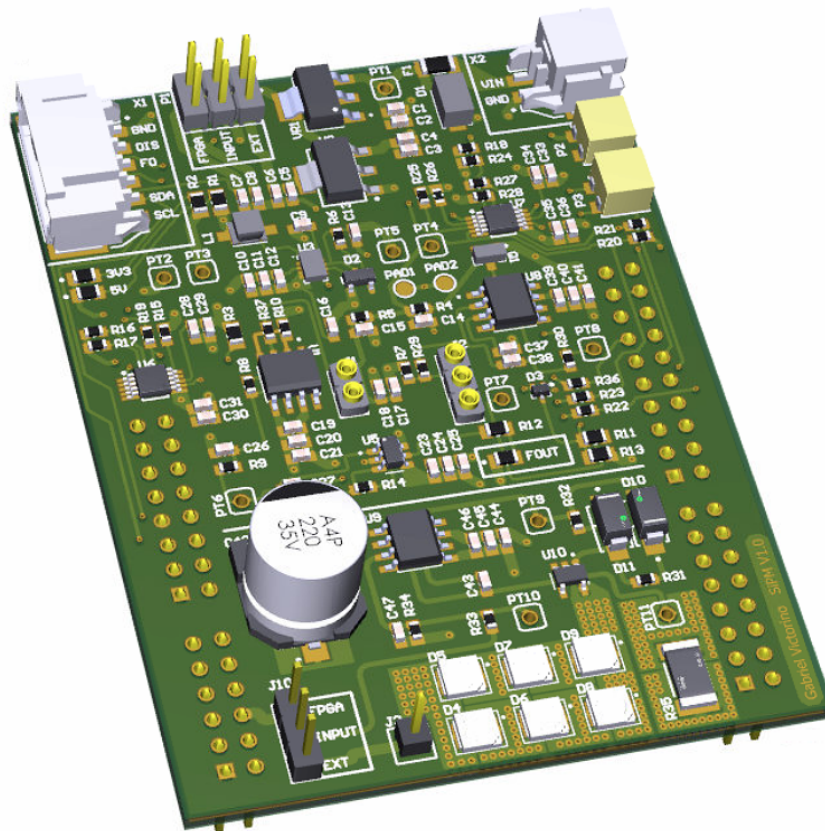


Figura 51: Imagem 3D da PCB finalizada. Fonte: Autor.

Após a compra de componentes importados, fabricação e montagem da placa, iniciaram-se os primeiros testes da PCB, que possui função de transmissor e receptor. Uma foto da vista superior da PCB já montada pode ser observada na Figura 52.



Figura 52: Vista superior da PCB finalizada. Fonte: Autor.

4.2.3 Validação do *Hardware*

Os testes do transmissor foram os primeiros a serem realizados devido à menor complexidade envolvida. Após ajustes de componentes passivos relativos ao circuito da fonte de corrente, foram obtidos resultados satisfatórios a frequências de chaveamento na ordem de 10 MHz.

Na Figura 53 abaixo, o canal 1, amarelo, representa a onda quadrada de entrada obtida do gerador de sinais, deformado devido às suas limitações de banda. O canal 4, verde, representa a queda de tensão no *shunt*, evidenciando que o controle da corrente consumida pelos LEDs está atuando como desejado para as condições do ensaio.

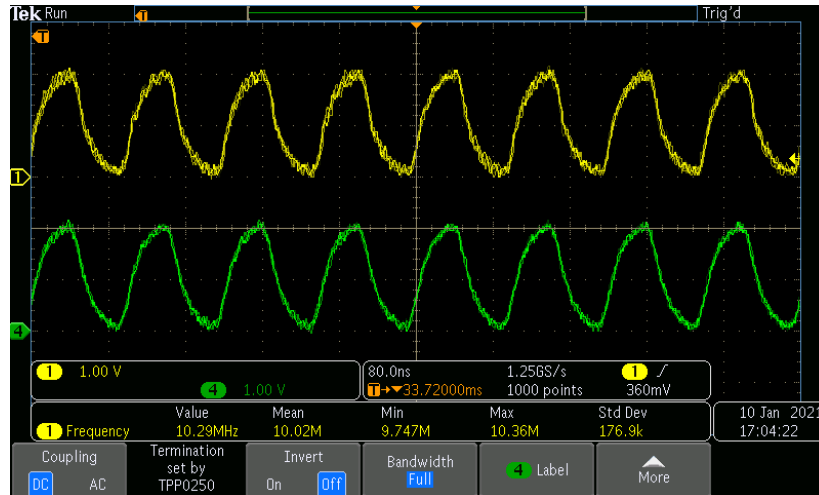


Figura 53: Teste de performance do circuito transmissor, com a exibição das formas de onda de saída do gerador de sinais (amarelo) e da corrente consumida pelos LEDs (verde). Fonte: Autor.

Após obter resultados satisfatórios com o transmissor, iniciaram-se os testes do receptor. A parte mais delicada do circuito, representado pelo AGC, foi testada inicialmente utilizando um diodo zener, a fim de avaliar o funcionamento do controle de corrente. Após verificações relativas à corrente elétrica consumida, trocou-se o diodo zener pelo SiPM. O primeiro teste de resposta ao degrau luminoso *off* → *on*, gerado por uma lâmpada LED de luz branca, foi realizado. O canal 1, amarelo, representa a corrente no SiPM e o canal 4, verde, representa a tensão aplicada para a alimentação do SiPM. O resultado do teste pode ser observado na Figura 54.

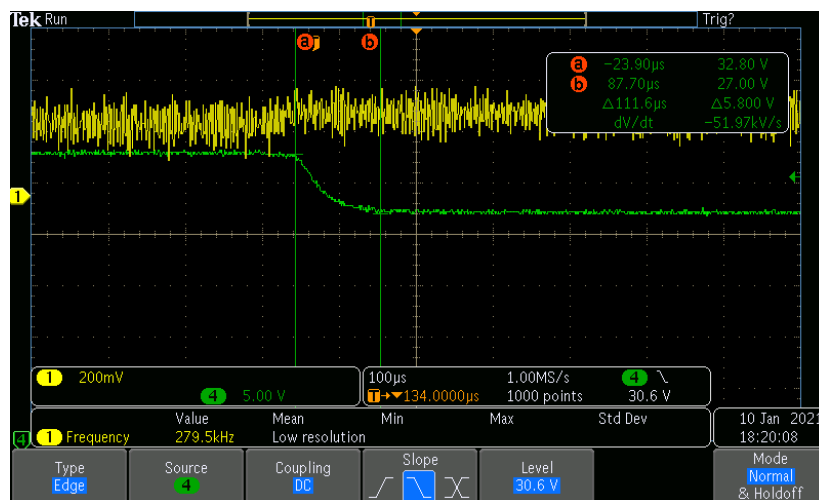


Figura 54: Teste de resposta ao degrau luminoso *off* → *on* do circuito AGC, com a exibição das formas de onda da corrente consumida pelo SiPM (amarelo) e da tensão aplicada para sua polarização inversa (verde). Fonte: Autor.

Verifica-se na Figura 54 que, próximo à região do cursor *a*, acionou-se a lâmpada LED, o que ocasionou um aumento da corrente consumida pelo sensor. Após detecção, o AGC iniciou a compensação para redução da tensão de polarização do SiPM, reduzindo seu ganho e, conseqüentemente, a corrente consumida. O *set point* da corrente elétrica é estipulado indiretamente pelo Trimpot 1, exibido anteriormente na Figura 45. Nota-se que o tempo para convergência e estabilização é de aproximadamente 111 μ s, medido através dos cursores do osciloscópio.

Analogamente, realizou-se o teste para degrau *on* \rightarrow *off*, a fim de verificar o comportamento do circuito. O resultado pode ser observado na Figura 55 abaixo.

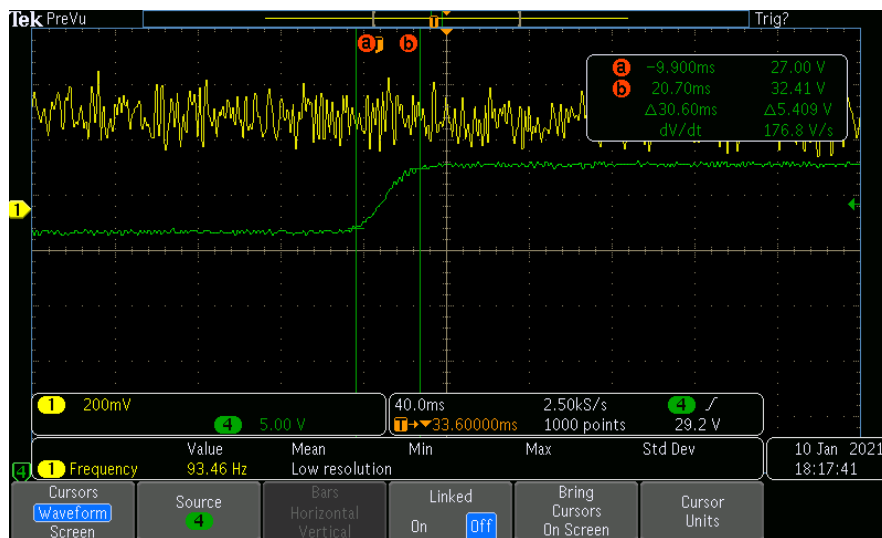


Figura 55: Teste de resposta ao degrau luminoso *on* \rightarrow *off* do circuito AGC, com a exibição das formas de onda da corrente consumida pelo SiPM (amarelo) e da tensão aplicada para sua polarização inversa (verde). Fonte: Autor.

Após análise, constatou-se que o tempo de convergência para estabilização é de aproximadamente 30,6 ms, cerca de 30 vezes maior que o da resposta ao degrau *off* \rightarrow *on*. Este efeito ocorre pois o *driver* da lâmpada utilizada como interferência externa não é capaz de promover o desligamento rápido do LED.

Após a validação do circuito AGC, realizou-se um ensaio com baixíssima iluminação incidente no sensor, cujas formas de onda são exibidas na Figura 56. A saída do sensor após amplificação é representada pelo canal 4, verde, a medição indireta da corrente dos LEDs transmissores é representada pelo canal 3, roxo, e o sinal digital do sensor após passagem pelo comparador é representada pelo canal 1, amarelo. Destaca-se que não foi possível obter uma câmara escura nem um luxímetro para realização dos testes em bancada.

Percebe-se que a saída do sensor após amplificação possui diversos *glitches*, resultado do disparo do SiPM após detecção de fótons. Este efeito pode ser explicado pelo aumento do ganho imposto pelo AGC, devido à baixa iluminação incidente. Este aumento do ganho, por sua vez, aumenta consideravelmente o DCR, o *crosstalk* óptico e o *after-pulsing*, já abordados na Seção 2.4.4, causando os *glitches*. Estes disparos intempestivos, por possuírem amplitude próxima de 5 V, são detectados pelo circuito comparador, que replíca-os para a saída digital, informando ao usuário falsos positivos.

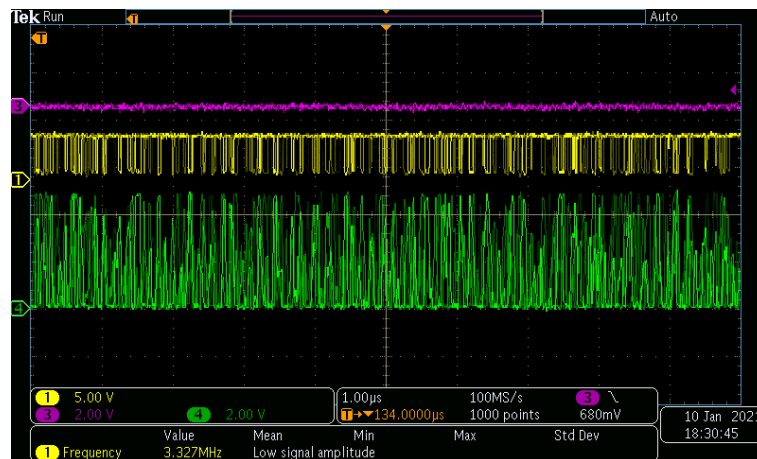


Figura 56: Teste de resposta do SiPM na presença de baixa luminosidade incidente, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.

De forma análoga, testou-se a resposta do sensor exposto à alta incidência de luz oriunda da lâmpada de LED. O resultado do teste pode ser observado na Figura 57.

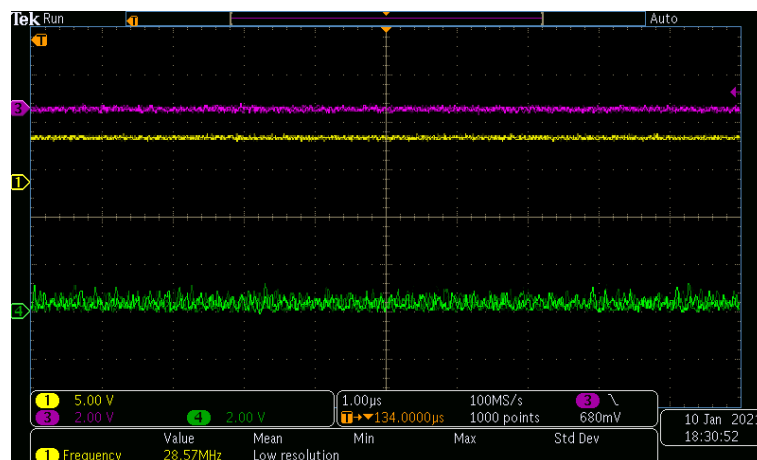


Figura 57: Teste de resposta do SiPM na presença de alta luminosidade incidente de fonte de luz branca, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.

Verifica-se a presença de diversos disparos, semelhantes aos observados anteriormente, porém com amplitude bem reduzida. Isto ocorre pois a alta incidência de luz induz o AGC a reduzir o ganho. Nota-se que os pequenos *glitches* não são detectados pelo circuito comparador.

Após finalização dos testes para verificação do comportamento do sensor com alta e baixa incidência de luz contínua, iniciaram-se os testes para verificação da resposta do receptor com respeito à geração de pulsos pelo circuito transmissor.

Um primeiro teste, com a geração de pulsos a 10 MHz e *duty cycle* de 75 % foi realizado com baixa iluminação de fontes externas. O resultado pode ser visualizado na Figura 58 abaixo. Novamente, a saída do sensor após amplificação é representada pelo canal 4, verde, a medição indireta da corrente dos LEDs transmissores é representada pelo canal 3, roxo, e o sinal digital do sensor após passagem pelo comparador é representada pelo canal 1, amarelo.

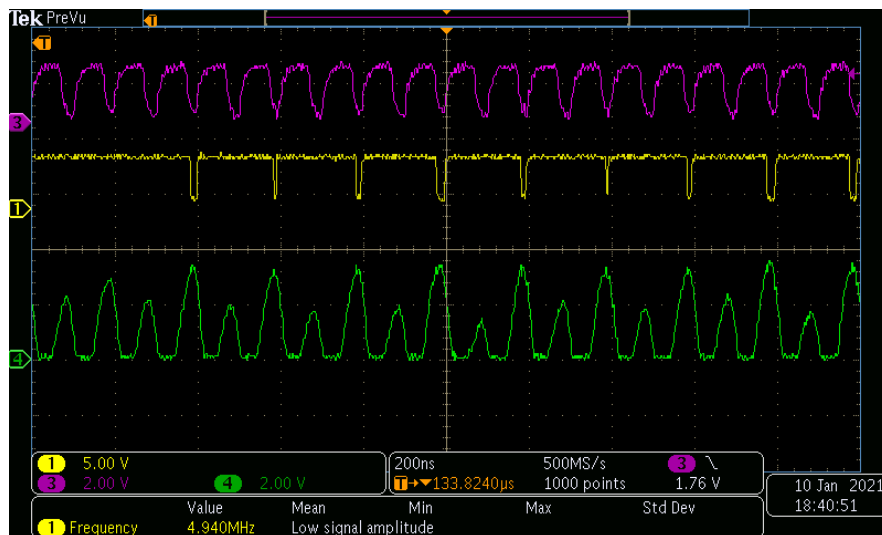


Figura 58: Teste de resposta do SiPM ao transmissor, com geração de pulsos a 10 MHz, *duty cycle* de 75 % e baixa iluminação incidente de fontes externas, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.

Verifica-se que os pulsos são detectados, porém, aparentemente, não há tempo suficiente para que o SiPM se recupere completamente. Além disso, como fator agravante, destaca-se a utilização de um alto valor para o *duty cycle* e o emprego de uma fonte não simétrica para alimentação do amplificador operacional, que o impede de operar em sua banda máxima, assim como descrito na Seção 4.2.2. Na saída do amplificador, em verde, obtêm-se então um sinal com amplitude variável, o que impede o circuito comparador de detectar corretamente todos os pulsos.

Após análise deste resultado, investigou-se o comportamento do circuito ao utilizar um diferente padrão de pulsos, produzido pelo gerador de sinais, com *duty cycle* de 25 %. O resultado do teste pode ser observado na Figura 59.

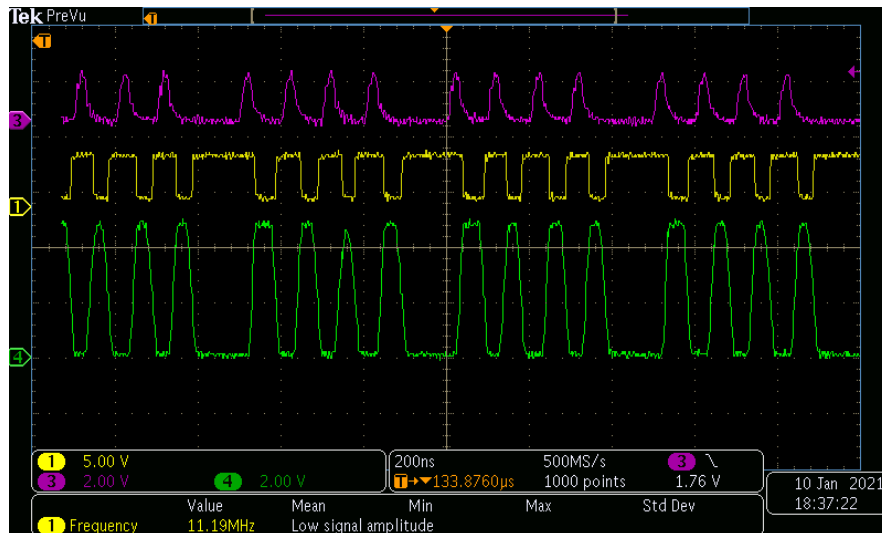


Figura 59: Teste de resposta do SiPM ao transmissor com geração de pulsos a 10 MHz, *duty cycle* de 25 % e baixa iluminação de fontes externas, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.

Nota-se que o resultado obtido foi satisfatório, já que o circuito comparador detectou todos os pulsos luminosos enviados pelo transmissor. Isto se deve, principalmente, pela diminuição do valor de *duty cycle*, que pode ter influenciado na redução do tempo de recuperação do sensor e no aumento do intervalo de tempo entre pulsos, mitigando os efeitos negativos da utilização do amplificador operacional fora de sua condição ideal. Após análise do ocorrido, estabeleceu-se a utilização de *duty cycle* de 25 % para a realização dos testes subsequentes.

A fim de verificar a resposta do circuito às interferências de fontes de luz externas, desta vez competindo com a geração de luz pelo transmissor, um novo teste foi realizado. O resultado pode ser visualizado na Figura 60 .

É possível observar que a alta iluminação gerada pela fonte externa age como uma interferência, promovendo redução do ganho através do AGC, impedindo que o circuito detecte os pulsos luminosos. Este comportamento já era esperado, vistos os testes realizados anteriormente.



Figura 60: Teste de resposta do SiPM ao transmissor com geração de pulsos a 10 MHz, *duty cycle* de 25 % e alta iluminação de fontes externas, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.

Realizou-se então, um teste com o transmissor emitindo pulsos a uma frequência reduzida, de 1 MHz, a fim de verificar a resposta do SiPM. Este teste foi conduzido com baixa incidência de fontes luminosas externas. O resultado pode ser visto através da Figura 61 abaixo.

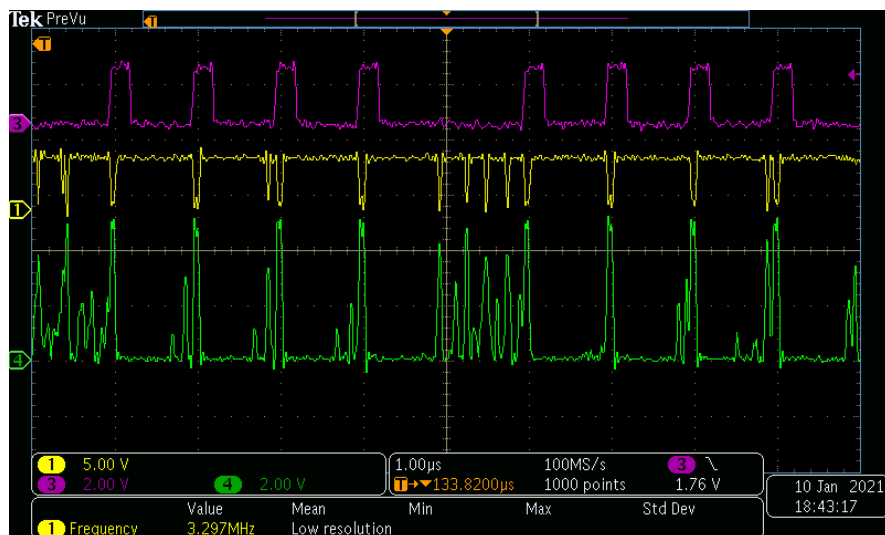


Figura 61: Teste de resposta do SiPM ao transmissor com geração de pulsos a 1 MHz, *duty cycle* de 25 % e baixa iluminação de fontes externas, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs (roxo), da saída do sensor após amplificação (verde) e da saída digitalizada do SiPM (amarelo). Fonte: Autor.

Verifica-se um comportamento, a princípio, não esperado a velocidades de trans-

missões mais baixas. O sensor, após cerca de 600 ns sem receber um pulso luminoso do transmissor, inicia diversos disparos subsequentes, causando a geração de falsos positivos na saída do circuito comparador. Inicialmente, pensou-se que este comportamento fosse reflexo de uma alteração de ganhos do AGC, porém, assim como visto anteriormente, o tempo de resposta do circuito AGC varia de 100 μ s a 30 ms, o que invalida esta teoria.

Verificou-se, então, que o tempo de 600 ns levantado acima é, na prática, o tempo de recuperação total do SiPM. Portanto, após este período, o sensor retorna à sua atividade plena, produzindo diversos disparos, causados pelas fontes de ruídos e de genuínas detecções de fótons do ambiente. Estes experimentos indicam que a técnica de modulação escolhida deve garantir o envio de pulsos luminosos em intervalos de tempo menores que 600 ns, impedindo que o sensor dispare por outros fatores senão o da detecção dos pulsos luminosos enviados através do transmissor.

Além das características do sinal apresentadas acima, destaca-se que o pulso luminoso obtido na saída apresenta largura aproximadamente fixa, independente da largura do pulso do transmissor. Isso ocorre pois a saída *fast* do SiPM possui um capacitor em série responsável por filtrar a componente contínua do sinal. Este comportamento é facilmente observado através das Figuras 62 e 63, onde o canal roxo representa indiretamente o pulso luminoso do transmissor e, o canal verde, a saída *fast* do SiPM após a passagem pelo amplificador não inversor.

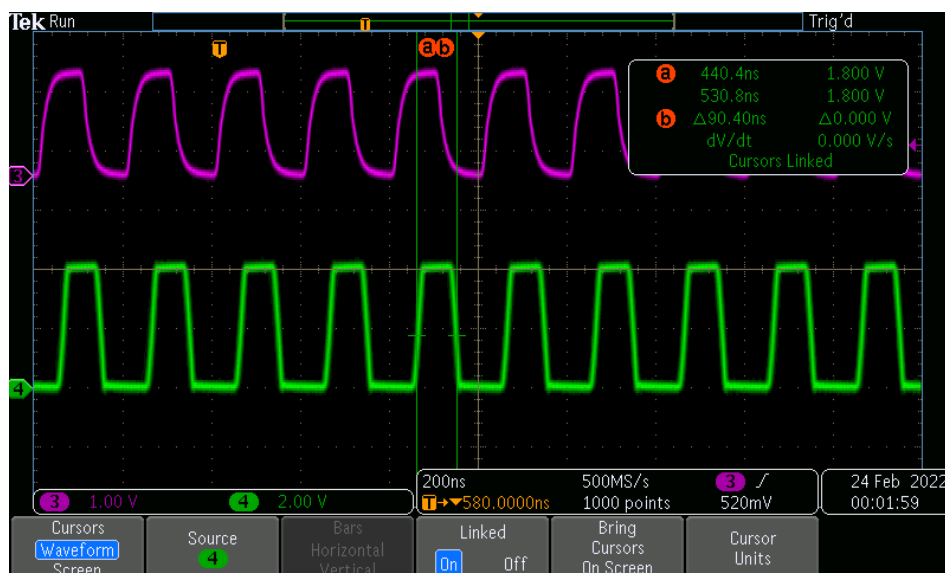


Figura 62: Medição da largura de pulso da saída *fast* (verde), em resposta ao transmissor com geração de pulsos a 5 MHz (roxo), *duty cycle* de 50 % e baixa iluminação de fontes externas. Fonte: Autor.

Na Figura 62, acima, verifica-se que a largura do pulso de saída possui aproximada-

mente 90 ns, enquanto a largura do pulso do transmissor é de 100 ns, representada por uma onda quadrada de 5 MHz.

Na Figura 63 abaixo pode-se notar, através dos cursores do osciloscópio, que a largura do pulso de saída possui aproximadamente 100 ns, enquanto a largura de pulso do transmissor é de 1 μ s. Além disso, observa-se a aparição de diversos disparos durante o tempo de inatividade do transmissor. Este comportamento é esperado, visto os testes realizados anteriormente.

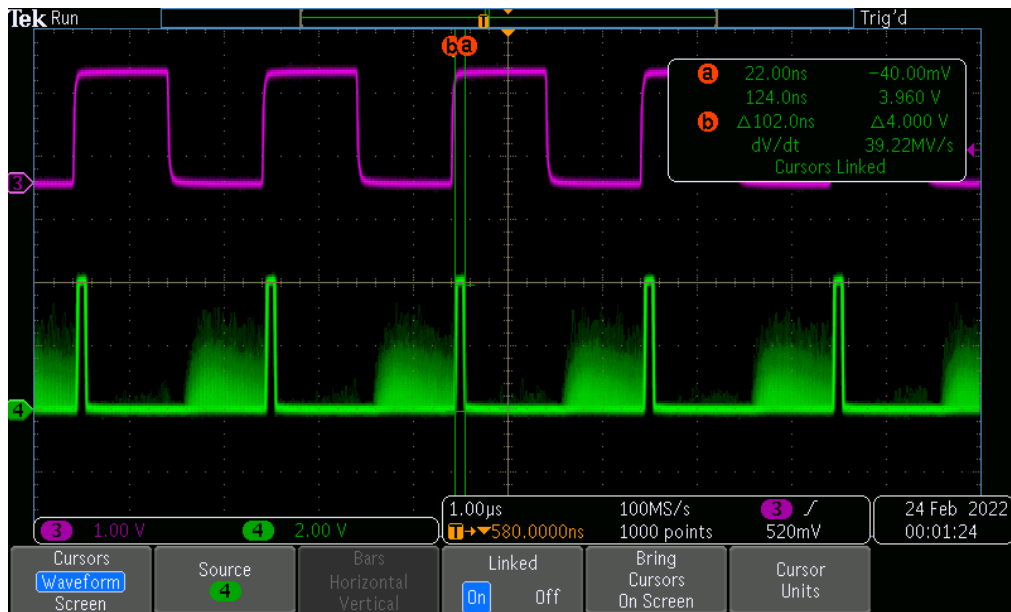


Figura 63: Medição da largura de pulso da saída *fast* (verde), em resposta ao transmissor com geração de pulsos a 500 kHz (roxo), *duty cycle* de 50 % e baixa iluminação de fontes externas. Fonte: Autor.

As características de funcionamento relatadas acima e a dificuldade para o processamento dos sinais elétricos do SiPM também são discutidas brevemente em [LEON et al., 2017], onde os autores mencionam que a solução encontrada para mitigar os efeitos negativos apresentados foi a utilização de uma modulação com pulsos luminosos de curtíssima duração e a implementação de um AGC em *hardware*.

Entretanto, detalhes sobre as implementações em *software* e *hardware* não são divulgadas, possivelmente devido ao ineditismo do equipamento desenvolvido pela IFREMER. Além disso, destaca-se a participação de uma empresa privada no desenvolvimento, que também deve possuir interesse comercial no equipamento.

4.2.4 Modulação

Diante das características do sinal fornecido pelo circuito receptor, optou-se por utilizar um método de modulação digital que permitisse a codificação e decodificação de pulsos de largura fixa. Além disso, impõe-se à modulação que sempre transmita dois pulsos em um intervalo de tempo inferior a 600 ns, seja qual for a mensagem enviada. Desta forma, evita-se que o SiPM inicie os disparos causados por ruídos e por detecções de fótons gerados por interferências luminosas durante a transmissão de dados.

Pensou-se, inicialmente, em trabalhar com a codificação Manchester, que é um caso especial da modulação por deslocamento de fase, mais conhecida por *Binary Phase Shift Keying* (BPSK). Esta codificação pode ser aplicada ao realizar uma operação do tipo XOR entre um *clock* e o dado a ser codificado. Um exemplo da aplicação da codificação Manchester pode ser observada na Figura 64 abaixo.

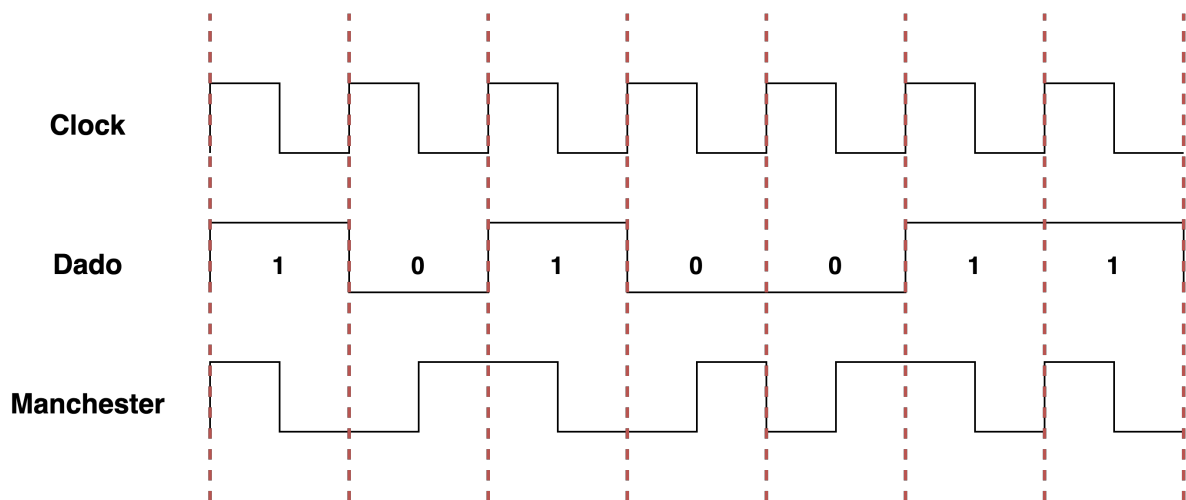


Figura 64: Aplicação da codificação Manchester em um dado arbitrário. Fonte: Autor.

Percebe-se que, neste tipo de codificação, o dado 0 é representado por uma transição $0 \rightarrow 1$, e o dado 1, pela transição $1 \rightarrow 0$. Isso satisfaz a condição de que seja produzido ao menos dois pulsos em nível alto durante um período de 600 ns. Além disso, cada *bit* possui período fixo definido pelo *clock* do sistema.

Entretanto, analisando cuidadosamente a modulação apresentada, percebe-se que esta não é apropriada, já que a saída do algoritmo pode produzir pulsos em nível alto de larguras diferentes, o que não atende aos requisitos do SiPM, que fornece em sua saída um pulso de largura aproximadamente fixa mesmo ao receber estímulos luminosos com pulsos de larguras distintas.

Após extensas pesquisas, encontrou-se somente uma técnica de modulação apropriada para o circuito receptor desenvolvido, conhecida como DPIM e já utilizada nos modems AquaOptical II. Esta técnica tem como característica a presença de uma quantidade variável de transições a depender do dado que está sendo modulado. Abaixo são apresentados os resultados das modulações para a tradução de 2 *bits* de dados utilizando 4-DPIM com 1 *Guard Slot* (GS).

- *bits* 00 - codificação 1 → 0
- *bits* 10 - codificação 1 → 0 → 0
- *bits* 01 - codificação 1 → 0 → 0 → 0
- *bits* 11 - codificação 1 → 0 → 0 → 0 → 0

Nota-se, que a modulação atende aos requisitos levantados anteriormente e apresenta, em média, uma taxa de conversão de 0,57 *bit/clock*. No entanto, por produzir traduções com quantidades de transições variáveis, a implementação de sua lógica é consideravelmente complexa. Portanto, decidiu-se realizar uma modificação na modulação Manchester, a fim de tornar possível sua utilização. A técnica de codificação adaptada pode ser observada na Figura 65 abaixo.

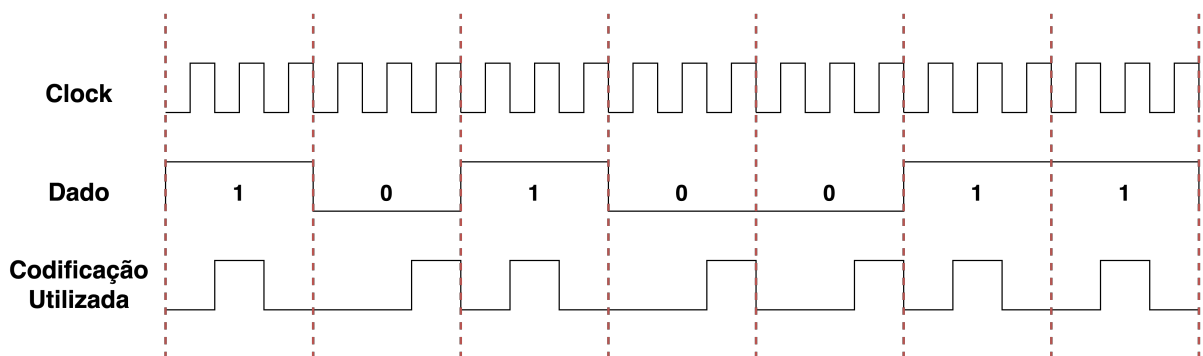


Figura 65: Aplicação da codificação desenvolvida em um dado arbitrário. Fonte: Autor.

Na codificação apresentada, não há produção de pulsos positivos com larguras diferentes, o que satisfaz o requisito não respeitado pela codificação Manchester. Além disso, promove a geração de pulsos em nível alto para a transmissão dos *bits* 0 e 1. Embora não tenha sido utilizada nenhuma função matemática de transferência, pode-se definir que o *bit* 0 é designado pela codificação 0 → 0 → 1 e o *bit* 1 é representado pela codificação 0 → 1 → 0.

Ao trabalhar com um *clock* de 10 MHz, o SiPM sofre excitações por pulsos luminosos em intervalos máximos de 300 ns, durante a transição do *bit* 0 para o 1. Analogamente, durante a transição do *bit* 1 para 0, o intervalo mínimo é de 100 ns.

Entretanto, pode-se concluir que esta técnica de modulação apresenta uma menor eficiência em relação à codificação Manchester e à modulação DPIM, que possuem taxas de conversão de 1 *bit/clock* e 0,57 *bit/clock*, respectivamente. Além disso, por não possuir uma função de transferência baseada em simples operações lógicas, a técnica de modulação escolhida demanda maior processamento.

Diante do processamento exigido e da frequência de *clock*, que pode ultrapassar os 10 MHz, justifica-se a utilização de uma FPGA para implementação dos algoritmos de modulação e demodulação, do tratamento de dados e transferência através de interface Ethernet.

4.2.5 Protocolo

A fim de facilitar a identificação dos pacotes recebidos e evitar a identificação de falsos positivos pelo receptor, que poderiam ser frequentes considerando o comportamento observado do SiPM, decidiu-se utilizar um protocolo que possuísse *bits* de início e de paridade.

O pacote de dados proposto é composto por 32 *bits*, ao contrário de protocolos seriais comumente utilizados, que utilizam pacotes de 8 *bits* de dados. Esta decisão foi tomada a fim de aumentar a eficiência da transmissão, visto que há um acréscimo notável da porcentagem de *bits* de dados em relação aos *bits* de controle.

Como exemplo, pode-se citar o protocolo utilizado na interface UART, cujo pacote é formado obrigatoriamente por um *start bit*, um *stop bit* e 8 *bits* de dados, promovendo a transferência de dados com eficiência de 80 %. No protocolo desenvolvido, atinge-se uma eficiência de 94,12 %.

Reconhece-se, no entanto, o risco relativo ao emprego de um pacote com poucos *bits* de controle em relação aos de dados, em um meio de transmissão susceptível a diversas variáveis ambientais, na medida que a perda de um *bit* durante a transmissão pode invalidar a decodificação de todo o pacote caso nenhum código específico para correção de erros seja utilizado.

A composição do pacote de transmissão pode ser observada na Figura 66 abaixo.

Bit de Início (1)	Bits de Dados (32)	Bit de Paridade (1)
----------------------	-----------------------	------------------------

Figura 66: Composição do pacote de transmissão utilizado. Fonte: Autor.

4.2.6 Implementação em FPGA

Para a implementação, utilizou-se o *kit* de desenvolvimento Arty Z7, fabricado pela empresa Digilent. Este *kit* possui o *All Programmable System-on-Chip* (AP SoC) Zynq-7000, desenvolvido pela empresa Xilinx. A Figura 67 exibe o *kit* de desenvolvimento Arty Z7 [ARTY_Z7, 2021].

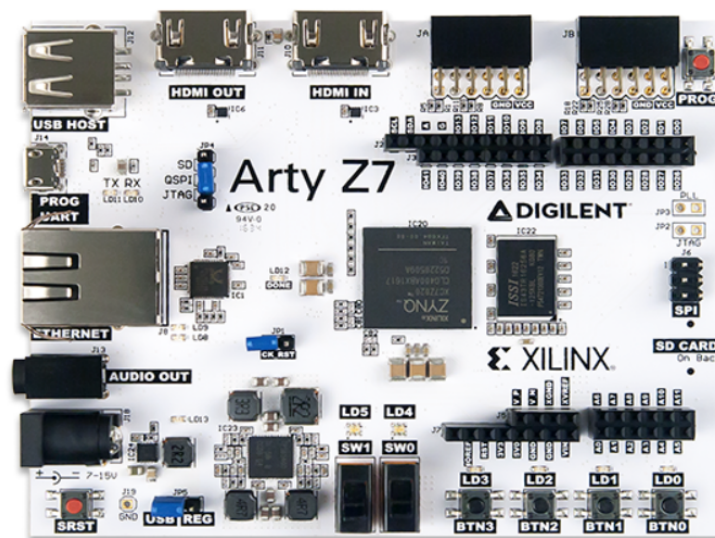


Figura 67: *Kit* de desenvolvimento Arty Z7. Fonte: Adaptado de [ARTY_Z7, 2021]

O chip Zynq-7000 é composto por um processador ARM Cortex-A9 de 650 MHz integrado a uma FPGA série 7 da Xilinx. A placa de desenvolvimento possui diversas interfaces humano-máquina, como LEDs, *switches*, *push-buttons* além de interfaces de comunicação como a USB e a Ethernet.

Devida a arquitetura do SoC, decidiu-se segregar a etapa de recepção, transmissão e tratamento de dados, implementada em linguagem C no processador ARM, das etapas de modulação e demodulação, implementados em *Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language* (VHDL), na FPGA. Esta decisão reduz o tempo

de desenvolvimento, visto que a implementação e os testes da pilha *Transmission Control Protocol* (TCP)/ *Internet Protocol* (IP) em VHDL seriam muito mais onerosas do que em C. Além disso, é possível isolar os testes de transmissão de dados através da interface Ethernet, dos testes de modulação e demodulação, o que facilita a depuração durante o desenvolvimento.

O *kit* de desenvolvimento da Xilinx, integrado à PCB projetada através da conexão via barras de pinos verticais, pode ser observado na Figura 68 abaixo.

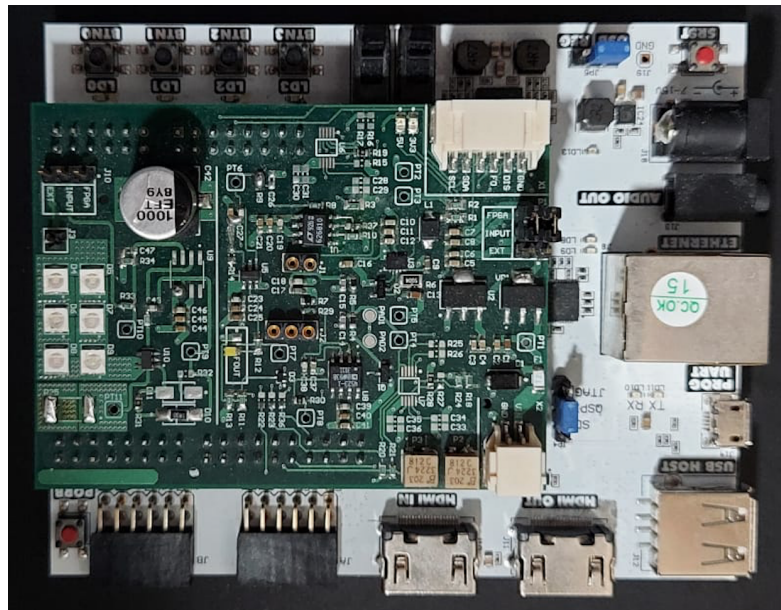


Figura 68: *Kit* de desenvolvimento Arty Z7 integrado à PCB desenvolvida. Fonte: Autor.

Após esta etapa de planejamento, iniciou-se a implementação do transmissor, responsável por receber os dados através da interface Ethernet, aplicar a modulação, o protocolo e enviá-los ao *hardware* presente na PCB projetada.

4.2.6.1 Transmissor

Definiu-se, primeiramente, a estratégia para aquisição dos dados provindos da interface Ethernet. Foi utilizada, para isso, a pilha TCP/IP *open-source Lightweight IP* (LwIP), comumente empregada em sistemas embarcados. Um exemplo de utilização é disponibilizado pela própria Xilinx.

Para armazenamento dos dados recebidos, implementou-se um algoritmo do tipo *First In First out* (FIFO), onde cada elemento da fila possui 512 *bits*. Dentre eles, 16 *bits* representam um número inteiro identificador do pacote, os próximos 16 *bits* representam

o tamanho do pacote de dados e os 480 *bits* restantes são reservados para os dados. A FIFO utilizada possui capacidade máxima para 100 elementos, o que possibilita certa *bufferização*, caso o usuário envie mensagens através da interface Ethernet em uma velocidade superior ao que o modem transmissor suporta.

Ainda no processador ARM, utilizou-se de uma função, disparada por uma interrupção externa provinda da FPGA, para enviar um elemento da FIFO ao modulador. Esta interrupção é gerada através de um *Timer* síncrono de frequência fixa.

Na FPGA, o bloco modulador, descrito em VHDL, é responsável por receber os 512 *bits* da FIFO, analisar os primeiros 32 *bits* de controle e armazenar os 480 *bits* restantes. Após a aplicação da modulação e do protocolo já mencionados, o bloco modulador disponibiliza o sinal em uma saída física, que é direcionada ao *driver* dos LEDs presente na PCB desenvolvida.

Um diagrama de blocos relativo ao funcionamento simplificado do modem transmissor pode ser observado na Figura 69 abaixo.

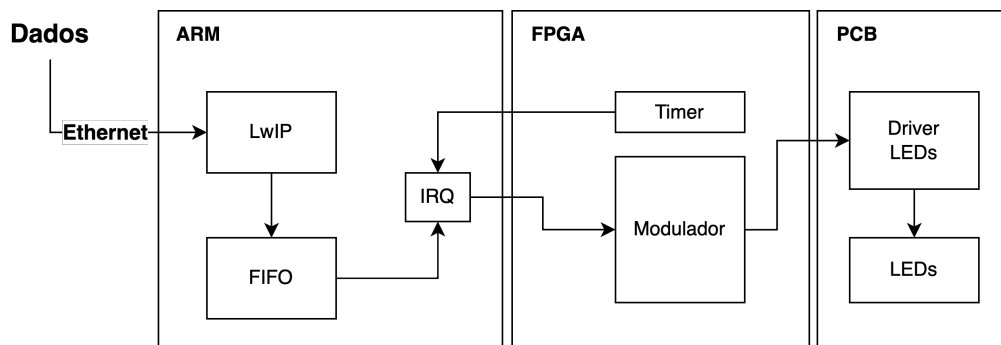


Figura 69: Diagrama de blocos simplificado de funcionamento do modem transmissor. Fonte: Autor.

Verifica-se, então, que para enviar os 480 *bits* de dados presentes em um elemento da FIFO respeitando o protocolo descrito, são necessários 15 pacotes, cada um com 34 *bits* no total, sendo 32 *bits* de dados. Portanto, chega-se ao valor total de 510 *bits*. Aplicando a modulação apresentada, onde cada *bit* é representado por 3 períodos de *clock*, determina-se que são necessários 1530 períodos para a transmissão de um bloco completo da FIFO. Utilizando um *clock* com frequência de 10 MHz, obtêm-se que um elemento da FIFO pode ser enviado a cada 153 μ s, ou seja, a uma frequência de aproximadamente 6,5 kHz.

Portanto, para que o processador não envie elementos da FIFO em uma velocidade superior a que o bloco modulador é capaz de processar, determinou-se que o bloco *Timer*, presente na FPGA, gere interrupções no ARM com frequência fixa de 5 kHz. Logo, a taxa

FPGA, onde o canal roxo representa indiretamente a corrente nos LEDs.

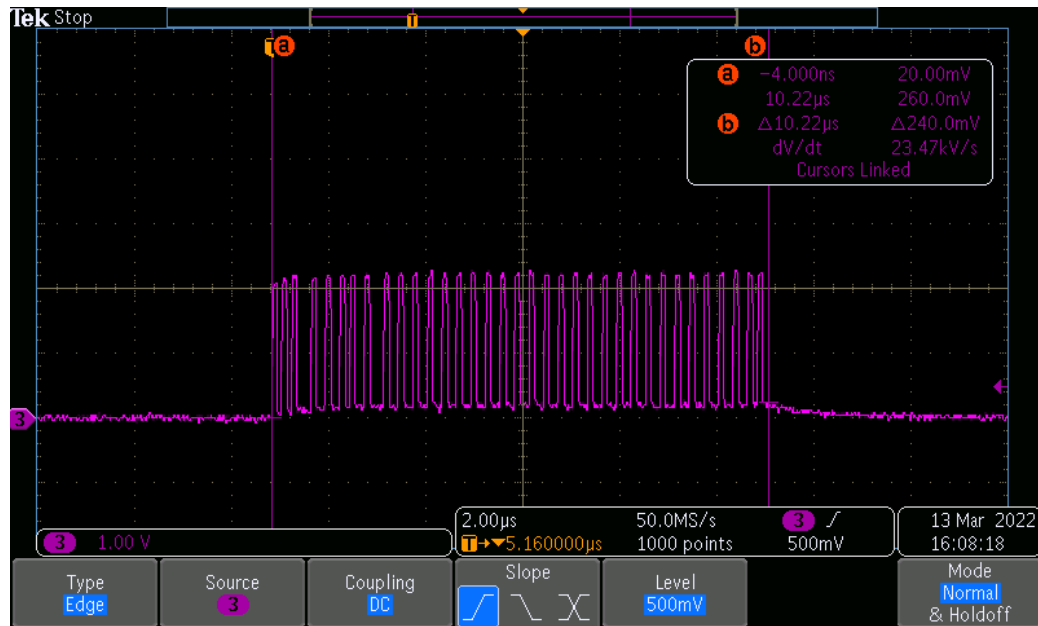


Figura 72: Teste de transmissão de 1 pacote, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs transmissores (roxo). Fonte: Autor.

A Figura 73 abaixo exibe o teste de transmissão de 15 pacotes, sob as mesmas condições do teste acima.

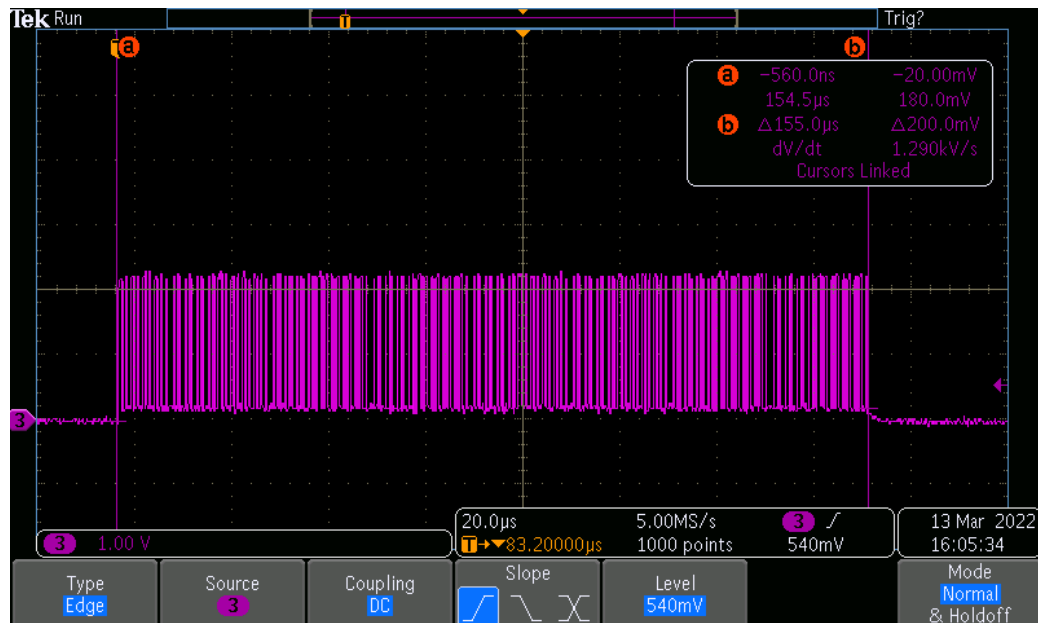


Figura 73: Teste de transmissão de 15 pacotes, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs transmissores (roxo). Fonte: Autor.

4.2.6.2 Receptor

Utilizando uma estratégia análoga à do modem transmissor, o circuito de amplificação e digitalização presente na PCB envia os sinais ao bloco demodulador, implementado na FPGA. Este bloco, após realizar a demodulação e verificação da integridade da mensagem, disponibiliza os dados em um barramento de registradores.

O bloco *Timer* então interrompe o processador, permitindo que o ARM capture os *bits* do barramento e os envie à FIFO. Após detecção de conteúdo válido na FIFO, o processador envia os dados recebidos à interface Ethernet, através da biblioteca LwIP. No entanto, diferentemente do transmissor, o *Timer* do receptor não dispara a uma frequência fixa, e sim quando o demodulador detecta a recepção de 15 pacotes, o que representa o tamanho total de elementos da FIFO. Além disso, o *Timer* também interrompe o processador através de um mecanismo de *timeout*, permitindo ao ARM ler as mensagens do barramento mesmo quando o tamanho dos dados transmitidos é inferior ao tamanho total de elementos da FIFO.

Um diagrama de blocos, relativo ao funcionamento simplificado do modem receptor, pode ser observado na Figura 74 abaixo.

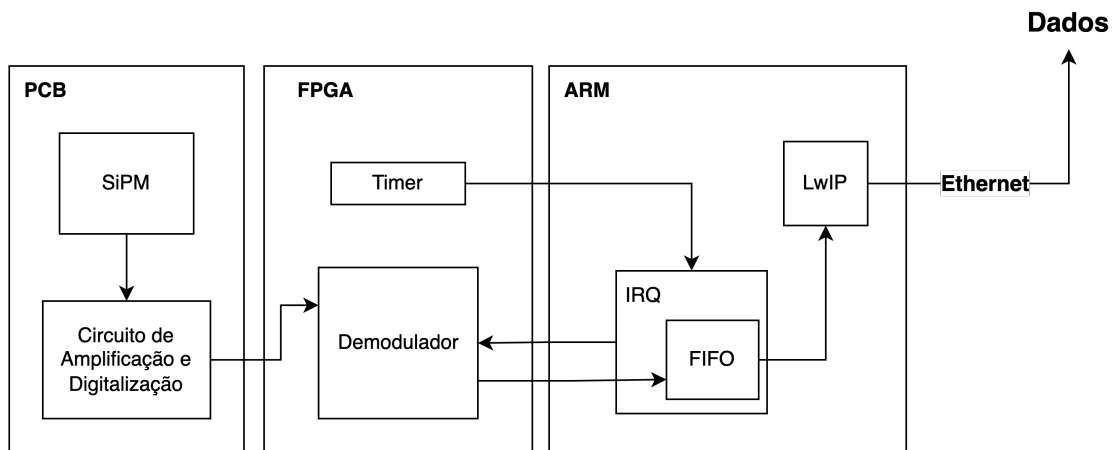


Figura 74: Diagrama de blocos simplificado de funcionamento do modem receptor. Fonte: Autor.

O processo de demodulação, mais complexo que a da modulação, demanda a utilização de diferentes técnicas para identificação das mensagens recebidas. Dentre elas, destaca-se a geração de um *clock* artificial com frequência de 10 MHz, iniciada a partir da primeira transição $1 \rightarrow 0$, cuja responsabilidade é movimentar a máquina de estados que interpreta cada uma das transições. Em tempo real, essas transições são convertidas em *bits* de dados para formação da mensagem completa.

A Figura 75 abaixo representa, de forma simplificada, a máquina de estados responsável por identificar as mensagens recebidas. Destaca-se que, devido à utilização de um comparador em modo inversor na PCB, o sinal digital recebido é inverso ao sinal enviado pelo transmissor.

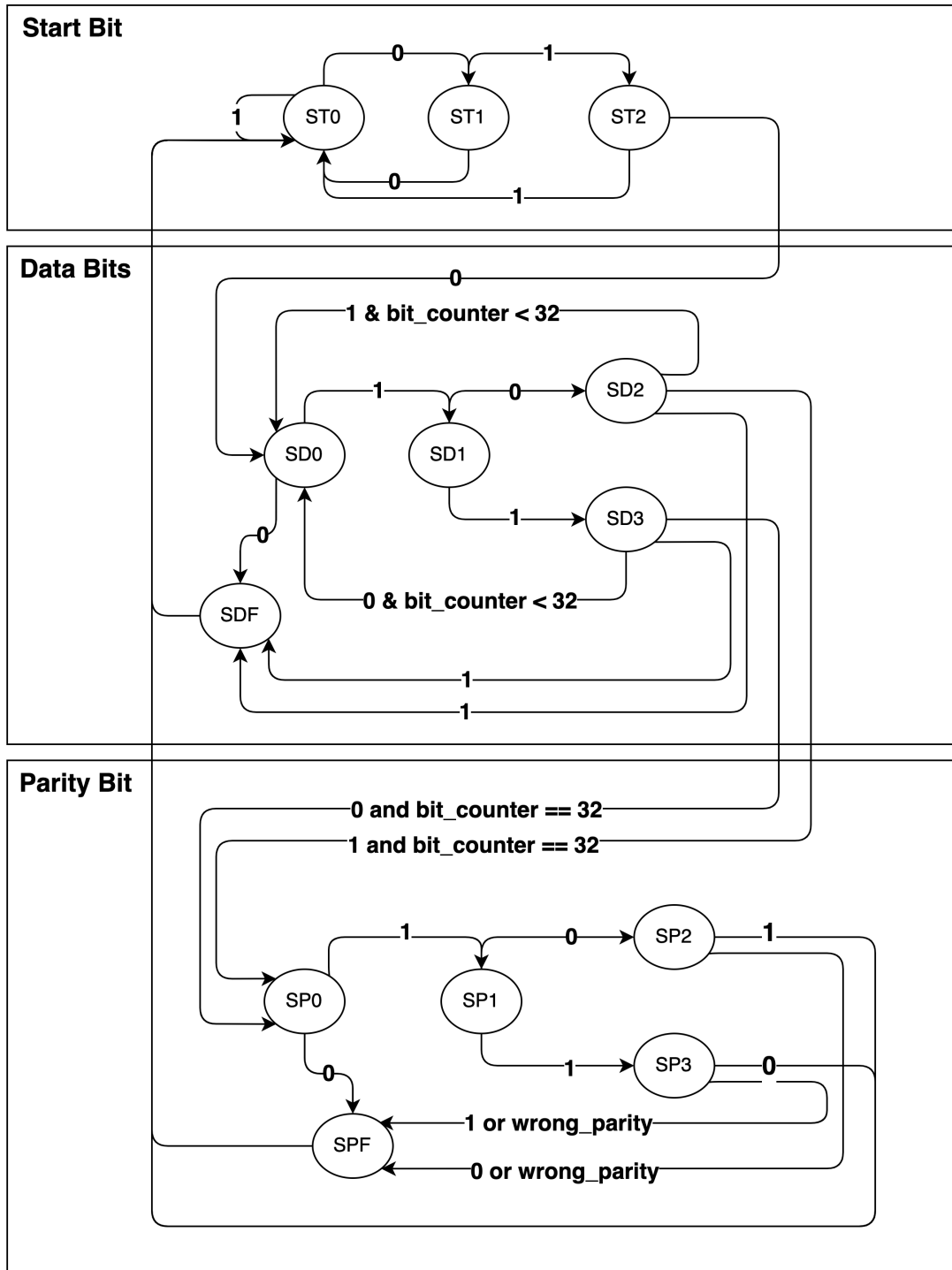


Figura 75: Máquina de estado responsável pela decodificação dos sinais recebidos da PCB.
Fonte: Autor.

Pode-se observar que a máquina de estados é movimentada não só pelas transições detectadas, mas também por variáveis auxiliares. A variável *bit_counter* é incrementada sempre que uma transição entre estados $SD2 \rightarrow SD0$ ou $SD3 \rightarrow SD0$ é reconhecida. Atribui-se o valor zero a esta variável quando o pacote completo é detectado ou quando identifica-se um erro na recepção, representado pelos estados SDF e SPF. A variável booleana *wrong_parity*, intuitivamente, assume valor verdadeiro quando o *bit* de paridade recebido é diferente do calculado.

Através da análise do diagrama, percebe-se que qualquer erro identificado durante o processo de demodulação provoca o retorno da máquina ao seu estado inicial, responsável por detectar a primeira transição relativa ao *start bit*. Embora a abordagem adotada torne o sistema robusto contra possíveis falsos negativos, impede a identificação de mensagens que não estão totalmente íntegras. Além disso, a máquina de estados proposta, processada em tempo real, não é compatível com algoritmos de correção de erros, já que a qualquer erro identificado, a máquina retorna a seu estado inicial.

Na Figura 76 abaixo, observa-se a simulação do bloco demodulador, que recebe o sinal do SiPM pós processamento, representado pela variável *ck_receive*. O *clock* artificial *clk_10* é encarregado de movimentar os estados *state_frame* da máquina, a variável *packet_counter* indica a quantidade de pacotes recebidos corretamente e o registrador *slv_reg0* armazena a mensagem decodificada.

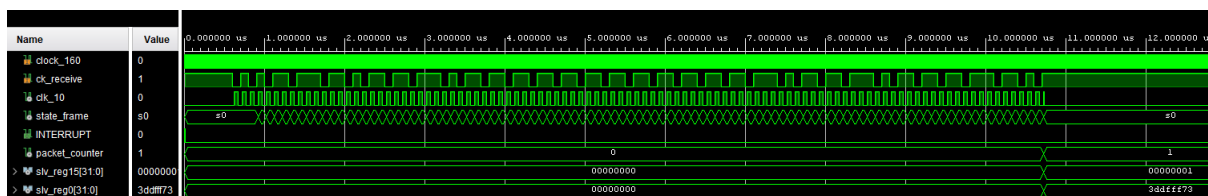


Figura 76: Simulação de processamento e recepção de 1 pacote de dados pelo bloco demodulador. Fonte: Autor.

Na Figura 77, observa-se a simulação de recepção de 2 pacotes de mensagens, sendo o primeiro não íntegro. Na região do primeiro marcador temporal azul, presente na imagem, é possível constatar que após alguns disparos do *clock* artificial, a máquina transita para um estado inválido, o que cessa a identificação da mensagem. Este processo ocorre diversas vezes, até que uma nova mensagem íntegra é recebida, representada pelo segundo marcador temporal azul. Após este instante, a máquina transita continuamente pelos estados válidos até que a mensagem seja identificada e a variável *packet_counter* e o registrador *slv_reg0* sejam atualizados.

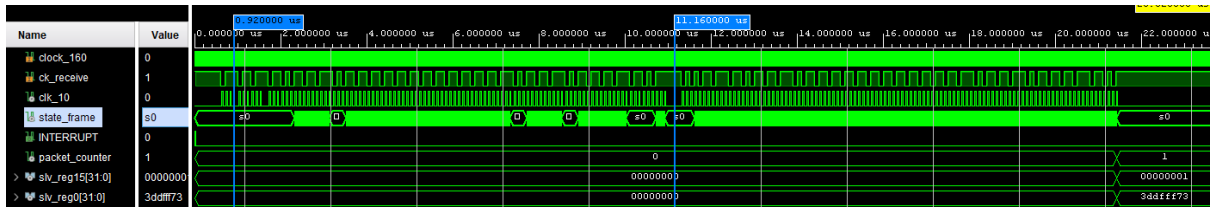


Figura 77: Simulação de processamento e recepção de 2 pacotes de dados pelo bloco demodulador. Fonte: Autor.

Na Figura 78, é representada a simulação da recepção íntegra de 15 pacotes consecutivos. Observa-se na imagem o incremento da variável `packet_counter` e do registrador `slv_reg15` após identificação de cada um dos pacotes, a atualização dos registradores de dados `slv_reg0` a `slv_reg14` e o disparo do sinal de interrupção, após a demodulação do décimo quinto pacote, destacado pela elipse vermelha.



Figura 78: Simulação de processamento e recepção de 60 bytes de dados pelo bloco demodulador, com destaque do disparo do sinal de interrupção (elipse vermelha). Fonte: Autor.

Por fim, apresenta-se na Figura 79, o funcionamento do mecanismo de *timeout* explicitado anteriormente. Após a identificação do primeiro pacote íntegro, representado pela elipse azul na figura, e da contagem de determinado tempo sem a recepção de mensagens adicionais, o bloco demodulador gera uma interrupção no processador, representado na imagem pela elipse vermelha, para que o pacote seja transmitido ao ARM e, posteriormente, ao usuário do modem receptor.

Embora o *timeout*, configurado em cerca de 400 μ s, seja considerado excessivo, visto

que o tempo de transmissão de um pacote é de aproximadamente $10 \mu s$, não promove a redução da taxa média de transmissão, na medida que o mecanismo só é utilizado durante a recepção de dados com tamanho total inferior a 15 pacotes, ou seja, 480 *bits*.

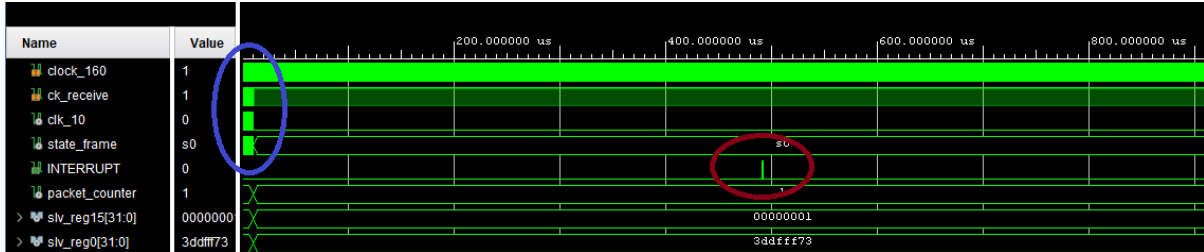


Figura 79: Simulação de processamento e recepção de 1 pacote de dados pelo bloco demodulador, com demonstração de funcionamento do mecanismo de *timeout*. A elipse azul destaca a recepção correta de um pacote de dados enquanto a elipse vermelha destaca o disparo do sinal de interrupção. Fonte: Autor.

A Figura 80 abaixo exibe o teste de transmissão de 1 pacote, após implementação na FPGA, onde o canal roxo representa indiretamente a corrente no *array* de LEDs, o canal azul representa o sinal do SiPM pós amplificação e digitalização e o canal verde caracteriza, em nível baixo, o processamento da máquina de estados. Em nível alto, este sinal demonstra que o último pacote recebido foi demodulado corretamente.

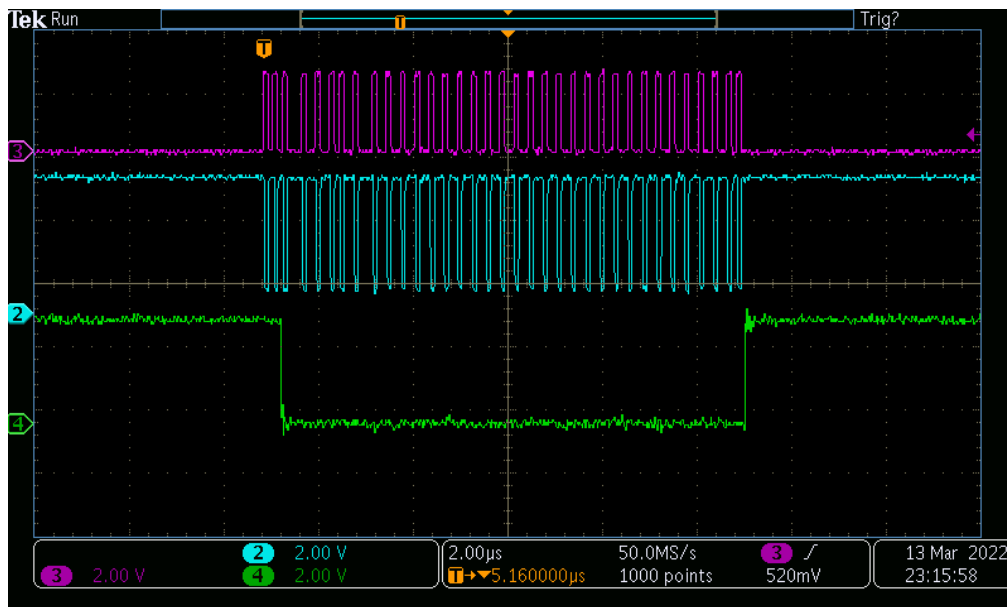


Figura 80: Teste de recepção de 4 bytes, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs transmissores (roxo), do sinal proveniente do SiPM pós amplificação e digitalização (azul) e do processamento da máquina de estados (verde). Fonte: Autor.

A Figura 80 abaixo exibe o teste de transmissão de 60 bytes, após implementação na

FPGA. Após análise do comportamento do canal verde, verifica-se que os 15 pacotes foram recebidos corretamente. Também pode-se observar a geração do sinal de interrupção, representado pelo canal amarelo, e destacado pela elipse vermelha na imagem.

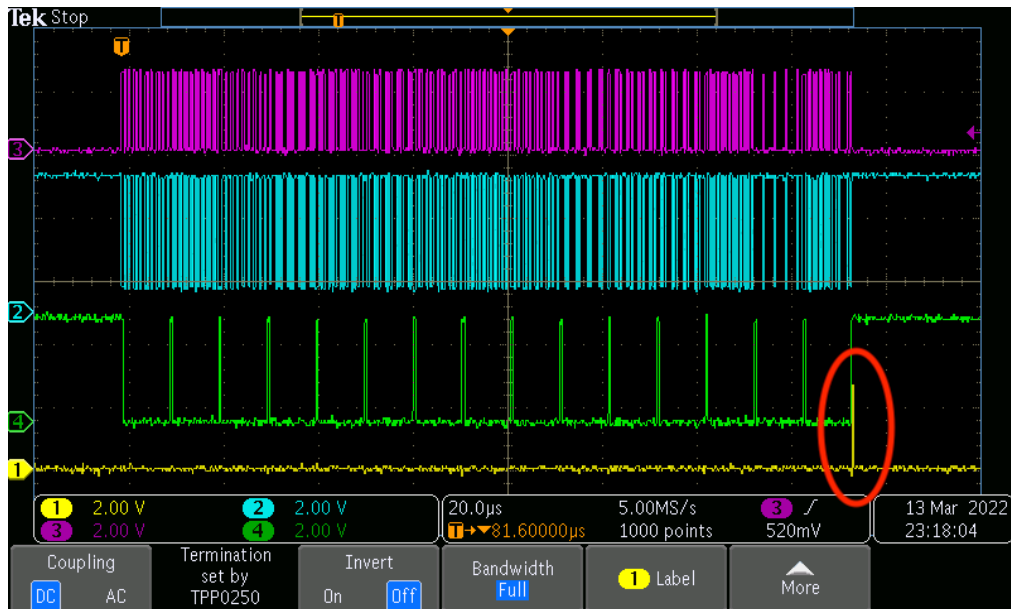


Figura 81: Teste de recepção de 60 bytes, com a exibição da corrente consumida pelos LEDs transmissores (roxo), do sinal proveniente do SiPM pós amplificação e digitalização (azul), do processamento da máquina de estados (verde) e do sinal de interrupção (amarelo). Fonte: Autor.

Durante o desenvolvimento, verificou-se que muitas das simulações comportamentais realizadas no ambiente do *software* Vivado não eram, inicialmente, compatíveis com os resultados reais apresentados após a sintetização do código escrito em VHDL. Em algumas situações, o comportamento anômalo era intermitente, o que dificultava ainda mais encontrar sua causa. Para que estas inconsistências fossem sanadas, viu-se necessário reescrever parte do código seguindo recomendações de boas práticas, como a utilização blocos síncronos, exclusivamente [PERRY, 2002]. Para alcançar versões estáveis e funcionais, centenas de sintetizações foram realizadas, cada uma com tempo de duração acima de 20 minutos.

4.2.7 Testes com *streaming* de imagens

Após testes de transmissão de arquivos de texto com diferentes tamanhos, a fim de validar o funcionamento geral dos dois sistemas, testes de transmissão de imagens em tempo real foram iniciados.

Utilizou-se uma *webcam* com resolução HD presente em um *notebook* para a obtenção

das imagens, que são enviadas a uma aplicação escrita em Python e posteriormente processadas pela biblioteca OpenCV. A biblioteca permite realizar a compressão das imagens em JPEG, com qualidade configurável, a fim de reduzir o tamanho em bytes da figura a ser transmitida. Após compressão, o *script* envia ao modem transmissor, através de um *socket* TCP, as imagens obtidas controlando o fluxo de dados, a fim de impedir a ultrapassagem da banda máxima dos modems, definida em 2,4 Mbps.

O modem receptor, após processamento dos dados recebidos, envia ao *desktop* as imagens, que são processadas pelo *script* em Python, descomprimidas e exibidas em tempo real pela biblioteca OpenCV.

Embora impróprio para a transmissão contínua de imagens, o protocolo TCP garante que não há perda de dados na conexão cabeada, possibilitando o levantamento das perdas na transmissão óptica. A utilização do protocolo TCP também exige que seja aplicado um protocolo na camada de aplicação para a transmissão de dados entre os *scripts* em Python, permitindo que a aplicação do receptor identifique o começo, o tamanho total e o fim da imagem transmitida, o que consome considerável processamento. O diagrama de blocos abaixo, representado pela Figura 82, exhibe os componentes responsáveis pela captação, transmissão, recepção e exibição das imagens.

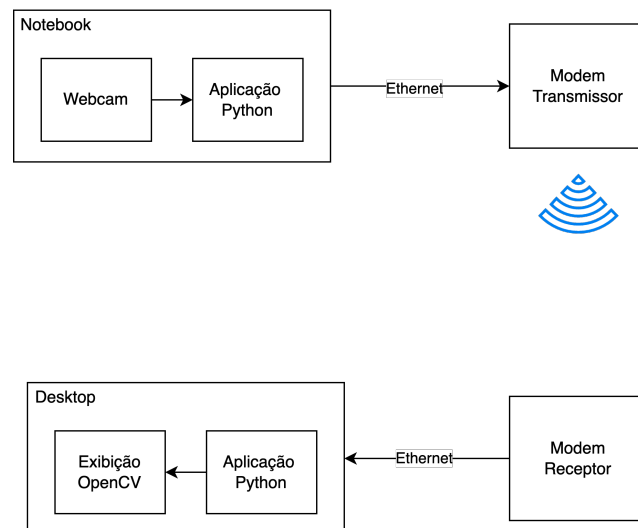


Figura 82: Diagrama de blocos simplificado dos componentes utilizados nos testes de *streaming*. Fonte: Autor.

Utilizando a compressão com 20 % de qualidade, obtêm-se imagens com tamanho total na faixa de 300 *kbits*. Transmitindo as imagens a 8 *Frames Per Second* (FPS), atinge-se a banda máxima dos modems.

A Figura 83 ilustra os componentes principais do teste de transmissão realizado,

seguindo o esquema apresentado no diagrama acima. O *notebook* à esquerda captura as imagens da *webcam* integrada, as comprime, e as envia ao modem transmissor através da interface Ethernet. À direita da imagem, o modem receptor interpreta os dados e os redireciona a um computador *desktop*, responsável por descomprimir e exibidas as imagens em tempo real. O ensaio foi realizado com visada plena entre os dois modems, que estão separados por uma distância de dois metros, em ambiente com baixa iluminação artificial.



Figura 83: Teste de *streaming*, com distância de transmissão de 2 metros, em ambiente com baixa iluminação artificial. Fonte: Autor.

A Figura 84 demonstra um *frame* completo recebido.

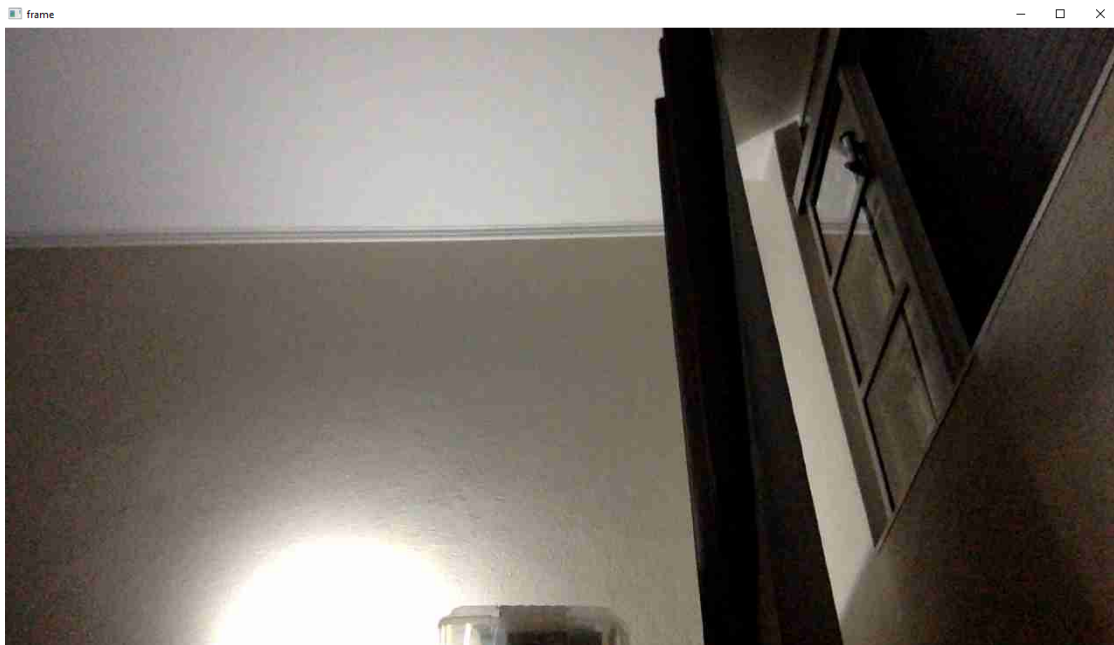


Figura 84: Exibição de imagem recebida sem erros de transmissão. Fonte: Autor.

Verificou-se, durante a exibição das imagens em tempo real recebidas pelo modem receptor, diferentes tipos de falhas que ocorrem com certa frequência. Após análise, percebeu-se que falhas de recepção de bytes prejudicam consideravelmente ou impossibi-

litam a formação da imagem, visto que afetam a descompressão realizada pela biblioteca OpenCV. Nota-se, então, a importância de algoritmos de correção de erros, que não foram implementados nos modems desenvolvidos.

A Figura 85 apresenta um quadro subsequente, onde houve falha na transmissão. Esta falha refere-se a demodulação incorreta de um pacote, que ocasionou a perda de 32 *bits* de dados, vitais para descompressão e exibição correta da imagem. O processo de demodulação, assim como mencionado, pode ser afetado por disparos do SiPM relativos a ruídos ou a legítimas detecções de fótons emitidos por fontes de luz externas.

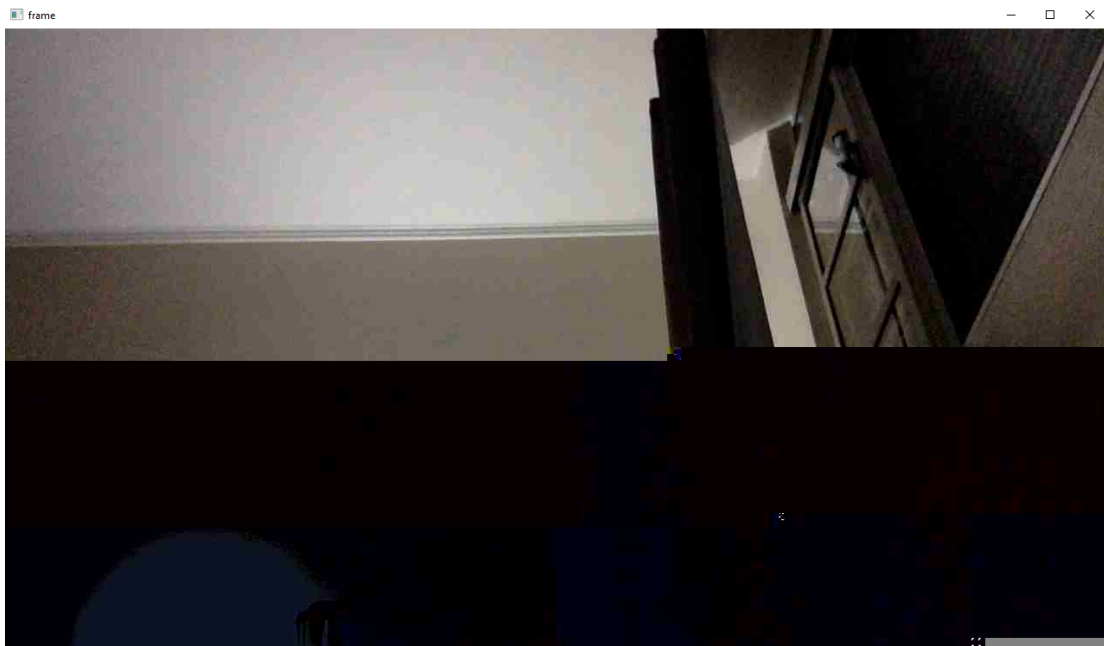


Figura 85: Exibição de imagem recebida com erros de transmissão. Fonte: Autor.

Estes erros de transmissão, quando mais graves, impedem a descompressão da imagem, o que diminui consideravelmente o FPS na exibição das imagens pelo *desktop*, reduzindo seu valor nominal de 8, para 6, em média.

4.2.8 Testes de comunicação em ambiente submerso

Para a realização de testes de comunicação com os modems transmissor e receptor submersos, viu-se como necessidade primária promover estanqueidade às placas eletrônicas. Para isso, projetou-se dois vasos cilíndricos estanques de alumínio com visores em acrílico, que são exibidos na Figura 86 abaixo.



Figura 86: Vasos estanques de alumínio com diâmetro máximo de 203 mm e altura máxima de 70 mm. Fonte: Autor.

Para promover vedação completa dos vasos, os cilindros foram usinados a partir de tarugos maciços de alumínio liga 6061. Internamente, os cilindros possuem furações para fixação dos modems e alojamentos circulares para encaixe de dois anéis *O-rings*, que junto às flanges parafusáveis são responsáveis por garantir a vedação entre a interface alumínio/acrílico.

Os conectores *bulkheads* marinizados do tipo *wet-mate* são predominantemente formados por um elastômero aderido a um corpo de latão e a terminais elétricos galvanizados com ouro. Estes conectores importados, rosqueados nos cilindros de alumínio, são amplamente utilizados na indústria de óleo e gás e suportam pressões hidrostáticas de até 8000 mca [MACARTNEY_CONNECTORS, 2022].

Dois métodos são comumente utilizados para comprovar a estanqueidade de um vaso de pressão: o teste de estanqueidade a vácuo e o teste de pressão em uma câmara hiperbárica. O teste de estanqueidade a vácuo consiste em utilizar uma bomba para reduzir a pressão do ar enclausurado no vaso estanque, enquanto o operador verifica no manômetro, após o desligamento da bomba e da estabilização da temperatura, se há variação da pressão medida, o que indica a ocorrência de troca de gases entre o ambiente externo e interno. Embora este teste não exija equipamentos custosos, seja mais ágil e menos complexo, requer uma furação a mais no vaso de pressão, própria para a interligação com a bomba, o que aumenta o custo de fabricação e adiciona mais um ponto de falha no vaso, na medida que esta abertura deve ser sempre selada através de um bujão rosqueável com seu respectivo *O-ring*. Além disso, este teste não verifica a resistência do

vaso em relação a pressões hidrostáticas, que podem deformar os materiais sujeitos à carga e comprometer a vedação promovida pelos *O-rings*.

Em função dos motivos descritos acima, decidiu-se realizar o teste de vedação em uma câmara hiperbárica disponível na oficina do prédio da Engenharia Mecânica, Mecatrônica e Naval, da Escola Politécnica da USP. Esta câmara hiperbárica possui volume máximo de aproximadamente 4000 litros e permite a aplicação de uma pressão máxima de 200 mca. A câmara hiperbárica citada pode ser observada na Figura 87 abaixo.



Figura 87: Câmara hiperbárica da Escola Politécnica da USP. Fonte: Autor.

Como não houve a especificação de requisito de pressão máxima para o projeto dos vasos, testou-se a vedação a uma pressão máxima de 50 mca, pelo intervalo de uma hora. O ensaio completo levou cerca de 4 horas, devido principalmente ao tempo necessário para preencher e esvaziar a câmara hiperbárica com os 4000 litros de água. Após o teste, verificou-se visualmente que não houve penetração de água no interior do vaso durante o processo de pressurização.

Após a execução do teste de estanqueidade, as placas eletrônicas foram montadas junto às suas respectivas fixações, produzidas através de manufatura aditiva, no interior dos vasos de pressão. Na Figura 88, pode-se observar os modems transmissor e receptor já montados.

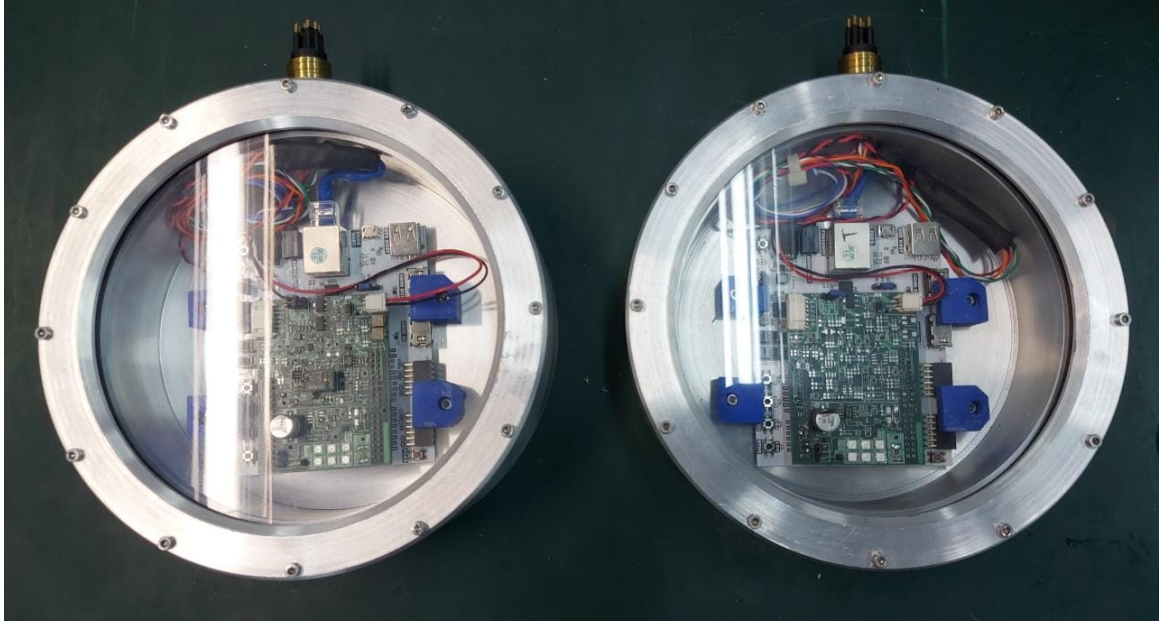


Figura 88: Vaso com modem transmissor (à direita) e com modem receptor (à esquerda).
Fonte: Autor.

Para a preparação dos ensaios de transmissão em ambiente submerso, com reduzida intensidade luminosa externa, utilizou-se novamente a câmara hiperbárica. Os vasos foram posicionados com visada direta acima de uma estrutura de madeira, o que permitiu a execução de testes com diferentes distâncias entre modems. A montagem descrita pode ser observada na Figura 89 abaixo.



Figura 89: Posicionamento dos modems no interior da câmara hiperbárica. Fonte: Autor.

Para possibilitar a alimentação dos modems e a coleta de dados através da interface Ethernet, utilizou-se cabos marinizados compatíveis com os conectores *bulkheads* já mencionados, que interligam os modems às fontes de alimentação e aos computadores portáteis. Após selar a escotilha principal, preencheu-se a câmara hiperbárica com água, sem adição de pressão hidrostática. O preenchimento da câmara é exibido na Figura 90.

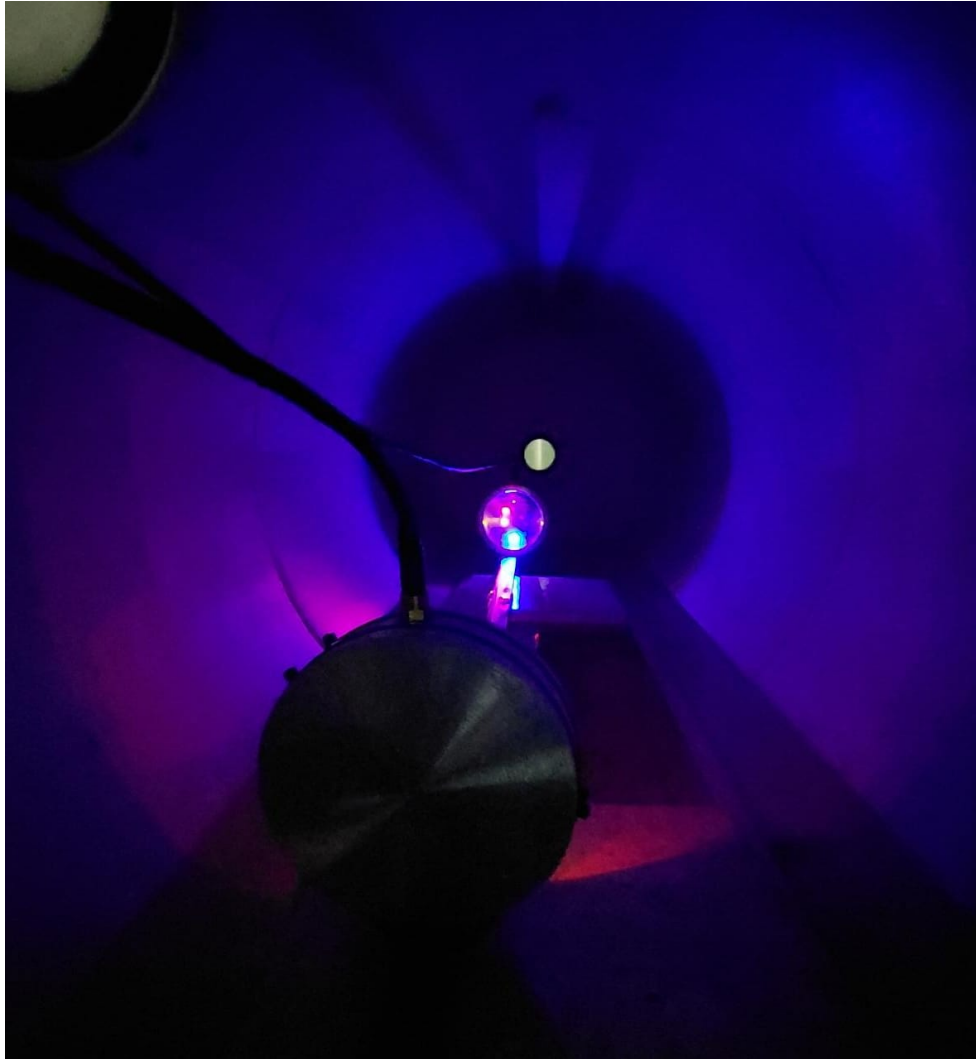


Figura 90: Processo de preenchimento da câmara hiperbárica. Fonte: Autor.

Para a execução do teste de transmissão, duas aplicações em Python v3.10 foram escritas. Uma para o transmissor, responsável por enviar um pacote de 30 Mbits a uma taxa de 2.4 Mbps, e outra para o receptor, incumbida de verificar a integridade da mensagem e contar os bytes coletados. Desta forma, pode-se obter um BER por distância de transmissão. Um diagrama de blocos, representando os componentes do ensaio, é apresentado na Figura 91 abaixo.

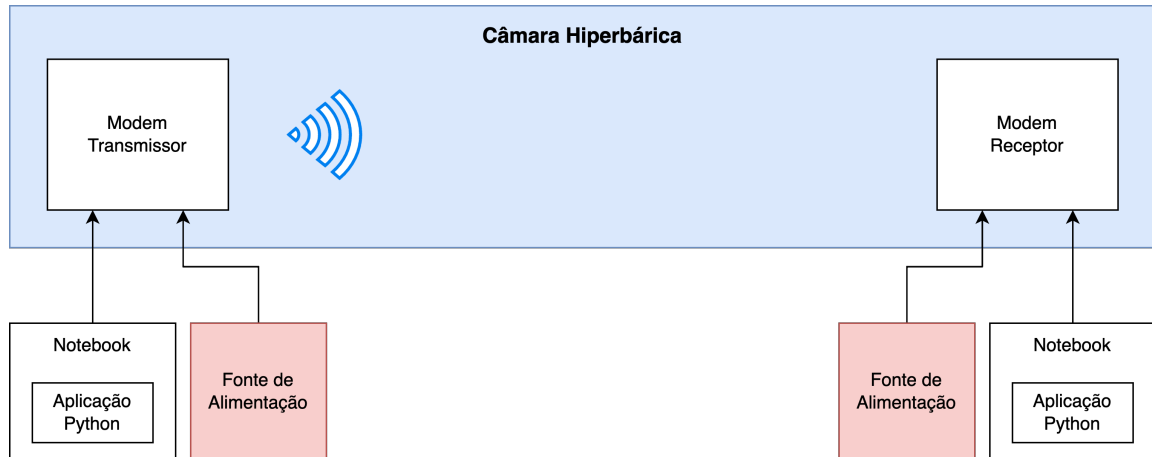


Figura 91: Diagrama de blocos representativo do ensaio realizado em câmara hiperbárica. Fonte: Autor.

Para a obtenção de resultados, três levantamentos de BER foram realizados para cada uma das três distâncias entre modems transmissor e receptor definidas, nos valores de 2,5 m, 1,5 m e 0,5 m. A média e o desvio padrão do BER para cada um dos casos podem ser observados na Tabela 3 abaixo.

Tabela 3: Média e desvio padrão do BER para diferentes distâncias entre modems transmissor e receptor.

Distância entre modems (m)	Média do BER (%)	Desvio Padrão do BER (%)
2,5	39,18	0,27
1,5	15,47	0,13
0,5	0,00	0,00

Fonte: Autor.

Notou-se, primeiramente, um aumento drástico do BER com a ampliação da distância de transmissão. Este resultado era esperado e pode ser explicado por diversos fatores, como a redução da potência óptica detectada pelo fotorreceptor devido a atenuação promovida pela água e pelas partículas suspensas, a reflexão da luz nas paredes internas da câmara hiperbárica, que possuem cor branca e acabamento brilhante e podem provocar interferências intersimbólicas durante o processo de demodulação, além do aumento do ganho aplicado pelo AGC, que aumenta os ruídos intrínsecos do SiPM e promovem disparos que interferem na detecção dos sinais ópticos provenientes do transmissor. Entretanto, para distâncias curtas como a de 0,5 m, não houve perda de pacotes durante o ensaio, demonstrando o funcionamento pleno dos protótipos construídos.

Constatou-se, também, que o desvio padrão obtido é cerca de 100 vezes menor que o valor da média do BER, apontando que os ensaios e seus resultados podem ser replicados, desde que o ambiente de testes seja reproduzido fielmente.

Durante a execução dos testes, notou-se certa instabilidade no *link* de comunicação proveniente da interface Ethernet, entre os modems e os computadores portáteis. Verificou-se que a redução do comprimento dos cabos marinizados tornou a comunicação mais robusta, indicando que os cabos utilizados, que não possuem a impedância característica recomendada de 100 ohm e não são formados por vias de pares trançados, foram os responsáveis pelas quedas nos *links* de comunicação.

Embora extremamente úteis para a caracterização completa do ambiente dos ensaios, turbidímetros e luxímetros não estavam disponíveis para a tomada de medidas, respectivamente, da turbidez da água e da intensidade luminosa produzida pela fonte transmissora e por fontes externas.

5 CONCLUSÕES

Os estudos realizados sobre o tema da comunicação óptica, além das pesquisas dos equipamentos desenvolvidos em universidades, institutos e em empresas privadas, permitiram definir as condições de contorno e objetivos atingíveis para o desenvolvimento de um par transmissor/receptor unidirecional, capaz de realizar transferências de dados a taxas acima de 1 Mbps, a distâncias de unidades de metros. Inicialmente, desenvolveu-se um sistema minimalista para testes em bancada, que serviu como objeto de estudo e familiarização com os componentes fototransmissores e fotoreceptores.

A seguir, planejou-se a construção de um segundo sistema, a fim de alcançar os requisitos levantados. Para o desenvolvimento do sistema transmissor, foram utilizados LEDs de comprimento de onda adequado, próximo à região de luz azul, e de potência relativamente elevada, considerando a dissipação de calor necessária para sua utilização. Para seu acionamento, foram empregadas técnicas clássicas para a implementação de uma fonte de corrente utilizando um amplificador operacional. Entretanto, destacou-se o desafio em promover um chaveamento da potência óptica a velocidades na ordem de MHz, ainda maior em situações onde há utilização de potências elevadas.

Para desenvolvimento do sistema receptor, destacou-se a utilização de um tipo de fotoreceptor relativamente novo, denominado SiPM, capaz de prover informações relativas à potência óptica absorvida e ao instante de chegada do fóton. Embora muito utilizado em aplicações de contagem de fótons, a implementação deste sensor em equipamentos dedicados à comunicação óptica subaquática foi somente encontrada em um trabalho internacional, referente ao modem óptico da IFREMER. Talvez por ser o primeiro modem óptico subaquático desenvolvido que utiliza SiPMs, detalhes relativos ao desenvolvimento de *hardware* e *software* não são explicitados, o que dificultou a realização deste trabalho.

Explorou-se a utilização de uma saída analógica específica do SiPM fabricado pela empresa ON Semiconductor, que supostamente permite um aumento da banda de transmissão. Contudo, verificou-se durante testes, que diversas características intrínsecas relacionadas a ruídos causados por efeitos ópticos e termodinâmicos dificultam sua utilização na aplicação, principalmente em um meio de espaço livre não caracterizado, como o ar e a água. Para mitigar estes efeitos negativos e secundários do sensor, foram desenvolvidas

técnicas específicas de modulação, tomando como base os experimentos realizados.

Tais estratégias tomadas definiram a implementação dos algoritmos de modulação e demodulação, descritos em VHDL, e guiaram as técnicas de codificação e separação dos pacotes de dados, que possuem um simples mecanismo de detecção de erro baseado em um bit de paridade.

Após implementação completa do *software* e do *hardware* do sistema, testes de transmissão de imagens em tempo real foram realizados, a fim de analisar o funcionamento geral dos equipamentos. Verificou-se em algumas imagens transmitidas, falhas de composição dos *frames*, que foram relacionadas a falhas de detecção dos sinais ópticos enviados e da técnica de demodulação empregada, que não implementa um código corretor de erros.

Após o projeto, fabricação e montagem dos vasos de pressão com visores, testes de estanqueidade em câmara hiperbárica foram conduzidos antes da instalação das placas eletrônicas no interior de seus compartimentos estanques. Em seguida, foram realizados ensaios com os protótipos submersos em câmara hiperbárica, para determinação do BER para diferentes valores de distância de transmissão.

Apesar das dificuldades encontradas e das possíveis melhorias levantadas durante e após o desenvolvimento, o protótipo produzido promove o estabelecimento de transmissão unidirecional de dados a velocidades de 2,4 Mbps, o que é equiparável aos modems ópticos disponíveis comercialmente. No entanto, quanto à distância máxima de transmissão, os protótipos se mostram aquém dos modems comerciais modernos, que prometem o estabelecimento de *links* de comunicação óptica no meio submerso à distância de dezenas de metros.

5.1 Sugestões para trabalhos futuros

Dentre as sugestões para trabalhos futuros, destaca-se:

- Realização de mais ensaios em ambiente subaquático, a fim de levantar as capacidades dos protótipos diante do aumento da distância de transmissão, de interferências luminosas externas com diferentes intensidades e de graus diversos de turbidez da água;
- Melhorias no circuito de amplificação do receptor, alimentando o amplificador operacional com uma fonte simétrica, a fim de remover as distorções observadas durante as simulações e possivelmente aumentar a banda máxima de recepção;

- Realização de testes com diferentes modulações, ou desenvolvimento de novas, que sejam compatíveis com o tipo de saída *fast* disponibilizada pelo SiPM;
- Realização de testes com diferentes protocolos, com a possível utilização de códigos para correções de erros, a fim de reduzir as falhas na comunicação;
- Implementação da pilha TCP/IP em VHDL, reduzindo a latência do processamento durante a transmissão e recepção de pacotes provenientes ou direcionados à interface Ethernet;
- Desenvolvimento de modems bidirecionais *half-duplex*, permitindo a utilização de protocolos capazes de realizar retransmissões, eliminando, ou pelo menos reduzindo, a taxa de erros da comunicação;
- Desenvolvimento de um novo acionamento para os LEDs, capaz de lidar com maiores valores de corrente elétrica e maiores velocidades de chaveamento, o que permitiria, respectivamente, o aumento da potência óptica produzida e o aumento da banda de transmissão;
- Utilização de lentes apropriadas nas unidades receptora e transmissora, concentrando ou direcionando apropriadamente os feixes luminosos;
- Utilização de mais sensores SiPM na unidade receptora, com diferentes visadas, promovendo um aumento do FOV do equipamento;
- Medição do *Time of Flight* (ToF), quando utilizado modems bidirecionais, o que permitiria a obtenção da distância física entre duas unidades. Adicionando-se mais sensores SiPM ao modem receptor, posicionados apropriadamente com diferentes visadas, torna-se possível o desenvolvimento um localizador óptico subaquático, equipamento inédito na literatura e no mercado.

REFERÊNCIAS

- YUH, J.; MARANI, G.; BLIDBERG, D. R. Applications of marine robotic vehicles. *Intelligent service robotics*, Springer, v. 4, n. 4, p. 221–231, 2011. Citado na página 1.
- LEHMAN, J. From ships to robots: The social relations of sensing the world ocean. *Social studies of science*, SAGE Publications Sage UK: London, England, v. 48, n. 1, p. 57–79, 2018. Citado na página 1.
- ZHANG, F. et al. Future trends in marine robotics [tc spotlight]. *IEEE Robotics & Automation Magazine*, IEEE, v. 22, n. 1, p. 14–122, 2015. Citado na página 1.
- GUSSEN, C. M. et al. A survey of underwater wireless communication technologies. *J. Commun. Inf. Sys.*, v. 31, n. 1, p. 242–255, 2016. Citado 4 vezes nas páginas iii, 1, 7 e 12.
- CAMPAGNARO, F.; SIGNORI, A.; ZORZI, M. Wireless remote control for underwater vehicles. *Journal of Marine Science and Engineering*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 8, n. 10, p. 736, 2020. Citado 3 vezes nas páginas iii, 2 e 6.
- MARIANO, J.; ROVERE, E. L. Oil and gas exploration and production activities in brazil: The consideration of environmental issues in the bidding rounds promoted by the national petroleum agency. *Energy Policy*, Elsevier, v. 35, n. 5, p. 2899–2911, 2007. Citado na página 2.
- BLUECOMM_WHAT’S_WHAT? 2017. Disponível em: <https://www.sonardyne.com/bluecomm-whats-what/>. Acesso em: 09/01/2021. Citado 2 vezes nas páginas iii e 3.
- EU_CONTROL_LIST. 2016. Disponível em: https://danishbusinessauthority.dk/sites/default/files/media/annex_i_reg._2016-1969.pdf. Acesso em: 09/01/2021. Citado na página 3.
- USA_CONTROL_LIST. 2017. Disponível em: <https://www.bis.doc.gov/index.php/documents/regulations-docs/federal-register-notices/federal-register-2014/950-ccl5-pt1/file>. Acesso em: 09/01/2021. Citado na página 3.
- UK_CONTROL_LIST. 2021. Disponível em: https://assets.publishing.service.gov.uk/government/uploads/system/uploads/attachment_data/file/948279/uk-strategic-export-control-list.pdf. Acesso em: 09/01/2021. Citado na página 3.
- SIZUN, H.; FORNEL, P. de. *Radio wave propagation for telecommunication applications*. [S.l.]: Springer, 2005. Citado na página 4.
- BALANIS, C. A. *Advanced engineering electromagnetics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 5 e 6.

- SOMARAJU, R.; TRUMPF, J. Frequency, temperature and salinity variation of the permittivity of seawater. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 54, n. 11, p. 3441–3448, 2006. Citado na página 5.
- SPAGNOLO, G. S.; COZZELLA, L.; LECCESE, F. Underwater optical wireless communications: Overview. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 20, n. 8, p. 2261, 2020. Citado 4 vezes nas páginas iii, 5, 11 e 13.
- SINGH, H. et al. Submarine communications. *Defence Science Journal*, Defence Scientific Information & Documentation Centre, v. 43, n. 1, p. 43, 1993. Citado na página 6.
- BARBEAU, M. et al. The sound of communication in underwater acoustic sensor networks. In: *Ad Hoc Networks*. [S.l.]: Springer, 2018. p. 13–23. Citado na página 7.
- SENDRA, S. et al. Underwater acoustic modems. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 16, n. 11, p. 4063–4071, 2015. Citado na página 8.
- KEISER, G. Optical fiber communications. *Wiley encyclopedia of telecommunications*, Wiley Online Library, 2003. Citado na página 8.
- TYLER, R. H.; SANFORD, T. B.; UNSWORTH, M. J. Propagation of electromagnetic fields in the coastal ocean with applications to underwater navigation and communication. *Radio Science*, AGU, v. 33, n. 4, p. 967–987, 1998. Citado na página 9.
- Chapter eight electromagnetics and the sea. In: APEL, J. R. (Ed.). *Principles of Ocean Physics*. Academic Press, 1988, (International Geophysics, v. 38). p. 405–510. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0074614208600145>. Citado na página 9.
- PAILLETTE, T. D. de et al. Antenna design for underwater wireless telemetry systems. In: IEEE. *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. [S.l.], 2017. p. 2251–2255. Citado na página 9.
- RAY, P. S. Broadband complex refractive indices of ice and water. *Applied optics*, Optical Society of America, v. 11, n. 8, p. 1836–1844, 1972. Citado na página 10.
- ARMITAGE, N. Electrodynamics of correlated electron systems. *arXiv preprint arXiv:0908.1126*, 2009. Citado na página 10.
- BOHREN, C. F.; HUFFMAN, D. R. *Absorption and scattering of light by small particles*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008. Citado na página 11.
- HAMZA, T. *Communications optiques sous-marines: Transmission longue-portée haut-débit et analyse des performances, Underwater Wireless Optical Communications: Long-range High-data-rate Transmission and Performance Analysis*. Tese (Doutorado) — Ecole Centrale Marseille, 2017. Citado 3 vezes nas páginas iii, 12 e 13.
- ZHANG, X. et al. Light scattering by pure water and seawater: the depolarization ratio and its variation with salinity. *Applied Optics*, Optical Society of America, v. 58, n. 4, p. 991–1004, 2019. Citado na página 12.
- SMITH, D. G. A protocol for standardizing secchi disk measurements, including use of a viewer box. *Lake and Reservoir Management*, Taylor & Francis, v. 17, n. 2, p. 90–96, 2001. Citado na página 14.

- TEACHING_SECCHI_DISK. 2021. Disponível em: <https://www.fishersci.ca/shop/products/united-scientific-secchi-disk/s12871>. Acesso em: 27/01/2022. Citado 2 vezes nas páginas iii e 14.
- KR2000_TURBIDÍMETRO_DIGITAL. 2022. Disponível em: <https://www.instrubras.com.br/analise-de-agua/turbidimetro-digital-portatil?parceiro=5245>. Acesso em: 27/01/2022. Citado 2 vezes nas páginas iii e 15.
- DAVIES-COLLEY, R.; SMITH, D. Turbidity suspeni) ed sediment, and water clarity: a review 1. *JAWRA Journal of the American Water Resources Association*, Wiley Online Library, v. 37, n. 5, p. 1085–1101, 2001. Citado na página 15.
- SOLOENENKO, M. G.; MOBLEY, C. D. Inherent optical properties of jerlov water types. *Applied optics*, Optical Society of America, v. 54, n. 17, p. 5392–5401, 2015. Citado na página 16.
- ÁLVAREZ-TUÑÓN, O.; JARDÓN, A.; BALAGUER, C. Generation and processing of simulated underwater images for infrastructure visual inspection with uuvs. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 19, n. 24, p. 5497, 2019. Citado 2 vezes nas páginas iii e 16.
- CHANG, M.-H. et al. Light emitting diodes reliability review. *Microelectronics Reliability*, v. 52, n. 5, p. 762–782, 2012. ISSN 0026-2714. Reliability of High-Power LED Packaging and Assembly. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0026271411003283>. Citado na página 17.
- WANG, H. et al. Study on modulation bandwidth and light extraction efficiency of flip-chip light-emitting diode with photonic crystals. *Micromachines*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, n. 11, p. 767, 2019. Citado na página 18.
- CORELL, D. et al. Light emitting diodes as an alternative ambient illumination source in photolithography environment. *Optics Express*, Optical Society of America, v. 17, n. 20, p. 17293–17302, 2009. Citado na página 18.
- HRANILOVIC, S. *Wireless optical communication systems*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2006. Citado 4 vezes nas páginas iv, 18, 19 e 20.
- LED_DESIGN. 2017. Disponível em: <https://www.electronicproducts.com/how-gan-on-si-high-power-led-chip-technology-is-changing-luminaire-design/>. Acesso em: 28/01/2022. Citado 2 vezes nas páginas iii e 18.
- LASER_DIODES. 2022. Disponível em: <https://www.ushio.eu/laser-explained/>. Acesso em: 29/01/2022. Citado 2 vezes nas páginas iii e 19.
- PHOTODIODE_DESIGN. 2022. Disponível em: <https://www.analog.com/en/technical-articles/optimizing-precision-photodiode-sensor-circuit-design.html>. Acesso em: 29/01/2022. Citado na página 21.
- HIGH_IMPEDANCE_SENSORS. 2022. Disponível em: <https://www.analog.com/ru/technical-articles/signal-conditioning-for-high-impedance-sensors.html>. Acesso em: 06/02/2022. Citado na página 21.

- SIPM_NOTES. 2021. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9770-D.PDF>. Acesso em: 29/01/2022. Citado 11 vezes nas páginas iv, 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29 e 30.
- ZHANG, L. et al. A comparison of apd-and spad-based receivers for visible light communications. *Journal of Lightwave Technology*, IEEE, v. 36, n. 12, p. 2435–2442, 2018. Citado na página 21.
- INTRODUCTION_TO_SIPMS. 2014. Disponível em: https://advansid.com/attachment/get/up_89_1411030571.pdf. Acesso em: 29/01/2022. Citado na página 25.
- GUNDAKER, S.; HEERING, A. The silicon photomultiplier: fundamentals and applications of a modern solid-state photon detector. *Physics in Medicine & Biology*, IOP Publishing, v. 65, n. 17, p. 17TR01, 2020. Citado 2 vezes nas páginas iv e 28.
- PHOTOMULTIPLIER_TUBE_R580. 2022. Disponível em: https://www.hamamatsu.com/us/en/product/optical-sensors/pmt/pmt_tube-alone/head-on-type/R580.html. Acesso em: 31/01/2022. Citado 2 vezes nas páginas iv e 30.
- MEHREZ, F. *Design and test of a readout ASIC for a SiPM-based camera: ALPS (ASIC de lecture pour un photodétecteur SiPM)*. Tese (Doutorado) — Université Grenoble Alpes, 2015. Citado 2 vezes nas páginas iv e 31.
- KHALIGHI, M.-A. et al. Underwater wireless optical communication; recent advances and remaining challenges. In: IEEE. *2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*. [S.l.], 2014. p. 1–4. Citado na página 32.
- DONIEC, M.; RUS, D. Bidirectional optical communication with aquaoptical ii. In: IEEE. *2010 IEEE International Conference on Communication Systems*. [S.l.], 2010. p. 390–394. Citado 3 vezes nas páginas iv, 32 e 33.
- DONIEC, M. W.; RUS, D. *Underwater_optical_communication_system*. [S.l.]: Google Patents, 2015. US Patent 9,031,413. Citado na página 33.
- LEON, P. et al. A new underwater optical modem based on highly sensitive silicon photomultipliers. In: IEEE. *OCEANS 2017-Aberdeen*. [S.l.], 2017. p. 1–6. Citado 4 vezes nas páginas iv, 34, 37 e 64.
- ESSALIH, T. et al. Optical ofdm for sipm-based underwater optical wireless communication links. *Sensors*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 20, n. 21, p. 6057, 2020. Citado na página 34.
- SONARDYNE. 2012. Disponível em: <https://www.sonardyne.com/sonardyne-announces-collaboration-who-engineers-launch-unique-subsea-optical-communication-technology-bluecomm/>. Acesso em: 10/01/2021. Citado na página 35.
- BLUECOMM_100. 2016. Disponível em: https://www.sonardyne.com/app/uploads/2016/06/Sonardyne_8360_BlueComm_100.pdf. Acesso em: 10/01/2021. Citado 2 vezes nas páginas iv e 35.
- BLUECOMM_200. 2016. Disponível em: https://www.sonardyne.com/app/uploads/2016/06/Sonardyne_8361_BlueComm_200-1.pdf. Acesso em: 10/01/2021. Citado 3 vezes nas páginas iv, 35 e 36.

BLUECOMM_200_UV. 2016. Disponível em: https://www.sonardyne.com/app/uploads/2016/06/Sonardyne_8361_BlueComm_200_UV.pdf. Acesso em: 10/01/2021. Citado na página 36.

LUMA_X_DATASHEET. 2022. Disponível em: https://www.hydromea.com/_files/ugd/5a46ea_aa97d2fcde8640b99d4c6ac5ec482993.pdf. Acesso em: 06/02/2022. Citado 2 vezes nas páginas v e 37.

CREE_XP-G3_LED_DATASHEET. 2016. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/90/dsXPG3-1100826.pdf>. Acesso em: 15/01/2021. Citado 2 vezes nas páginas v e 40.

BPW_34_S_DATASHEET. 2015. Disponível em: https://www.osram.com/ecat/DIL%20SMT%20BPW%2034%20S/com/en/class_pim_web_catalog_103489/prd_pim_device_2219543. Acesso em: 15/01/2021. Citado 2 vezes nas páginas v e 42.

HIGH_IMPEDANCE_SENSORS. 2012. Disponível em: <https://www.analog.com/en/technical-articles/signal-conditioning-for-high-impedance-sensors.html>. Acesso em: 15/01/2021. Citado na página 43.

LUXEON_3535L_DATASHEET. 2017. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/602/DS146-luxeon-3535l-color-line-datasheet-1596785.pdf>. Acesso em: 20/01/2021. Citado 3 vezes nas páginas v, 46 e 47.

HALBRITTER, H. et al. High-speed led driver for ns-pulse switching of high-current leds. *IEEE Photonics Technology Letters*, IEEE, v. 26, n. 18, p. 1871–1873, 2014. Citado na página 49.

BIASING_SIPM_SENSORS. 2019. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9782-D.PDF>. Acesso em: 15/02/2022. Citado 2 vezes nas páginas v e 50.

C-SERIES_SIPM_SENSORS. 2021. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/microc-series-d.pdf>. Acesso em: 15/02/2022. Citado na página 51.

LTC6268-10_DATASHEET. 2015. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/626810f.pdf>. Acesso em: 15/02/2022. Citado na página 54.

ARTY_Z7. 2021. Disponível em: <https://digilent.com/reference/programmable-logic/arty-z7/start>. Acesso em: 02/03/2022. Citado 2 vezes nas páginas vii e 68.

PERRY, D. L. *VHDL: programming by example*. [S.l.]: McGraw-Hill Education, 2002. Citado na página 78.

MACARTNEY_CONNECTORS. 2022. Disponível em: <https://www.macartney.com/what-we-offer/systems-and-products/connectors/subconn/subconn-micro-circular-series/>. Acesso em: 22/11/2022. Citado na página 82.