



Comunicações Óticas de Alto Débito Subaquáticas

JOAO HENRIQUE MELRO ARAUJO

outubro de 2019

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DO PORTO

Comunicações Óticas de Alto Débito Subaquáticas

João Henrique Melro Araújo



Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Área de Especialização em Telecomunicações

Departamento de Engenharia Eletrotécnica

2019

Este relatório satisfaz, parcialmente, os requisitos que constam da Ficha de Unidade Curricular de Tese/Dissertação, do 2.º ano, do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores.

Candidato: João Henrique Melro Araújo, 1140570@isep.ipp.pt

Orientação científica: Professor Doutor Francisco José Dias Pereira,
fdp@isep.ipp.pt

Empresa: INESC TEC - Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores,
Tecnologia e Ciência

Supervisão: Professor Doutor Henrique Manuel de Castro Faria Salgado,
henrique.salgado@inesctec.pt



Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Área de Especialização em Telecomunicações

Departamento de Engenharia Eletrotécnica

Instituto Superior de Engenharia do Porto

21 de outubro de 2019

*“It is our choices that show what we truly are,
far more than our abilities.”*

Albus Dumbledore

Agradecimentos

A realização deste projeto marca o culminar de uma fase, na qual contei com o apoio de diversas pessoas. A todas essas pessoas dedico esta página de agradecimentos.

Em primeiro lugar agradeço ao INESC TEC por me ter dado a oportunidade de realizar o meu estágio curricular no seu Laboratório de Tecnologias Óticas e Eletrónicas, disponibilizando todo o equipamento necessário, tornando possível a realização deste projeto. A esta instituição manifesto a minha profunda gratidão.

Ao meu orientador, Professor Doutor Francisco Pereira, agradeço toda a sua disponibilidade, participação e apoio demonstrado no decorrer deste projeto.

Ao Professor Doutor Henrique Salgado, proponente desta dissertação, manifesto o meu total apreço, pela sua disponibilidade, pela motivação para a área e pelo acompanhamento.

Aos investigadores do Laboratório de Tecnologias Óticas e Eletrónicas, agradeço o magnífico ambiente de trabalho proporcionado. Endereço ao Rafael uma palavra especial de apreço, pela minha integração na área das comunicações óticas e por todo o apoio prestado na implementação do projeto, um muito obrigado à Joana pelo apoio concedido, pela sua simpatia e amizade, ao Henrique pela sua disponibilidade, perseverança e criatividade e ao Hugo agradeço a sua tranquilidade e os valiosos conselhos transmitidos, que em muito beneficiaram este projeto. Ao Doutor Luís Pessoa, responsável da área no INESC TEC, agradeço toda a assistência prestada, que contribuiu em muito para o sucesso deste projeto.

Aos docentes do Departamento de Engenharia Eletrotécnica do ISEP, com os quais mais me identifiquei, agradeço a sua inexcedível capacidade de motivação, a sua preocupação com o progresso dos estudantes, o seu acompanhamento e orientação. Merece também uma palavra de agradecimento o Departamento de Engenharia Eletrotécnica, na pessoa do Eng. Mário Felgueiras, que sempre me proporcionou tudo que necessitava no decorrer de todo o meu percurso académico no ISEP e, atualmente, na pessoa da Eng.^a Maria João Madureira. Agradeço a simpatia, estima e apoio demonstrado por ambos.

Os meus maiores agradecimentos dirigem-se aos meus pais, Manuel e Fátima e ao meu irmão Simão pela compreensão, incentivo e suporte. Aos meus avós e demais família, um muito obrigado por toda a ajuda prestada, que nunca esquecerei.

A todos os colegas que fizeram parte do meu percurso académico, bem-hajam. Dirijo o meu reconhecimento à Ana, por comigo viajar pelo mundo das telecomunicações, pela sua compreensão e determinação, ao Vitor, por tal como eu ser muito exigente consigo mesmo e pelo bom ambiente proporcionado nos trabalhos de equipa, e ao Pedro pela amizade, apoio e companheirismo que nos permitiu crescer. Ao João, em especial, agradeço a amizade de tantos anos, os seus conselhos, preocupação e excepcional apoio, que jamais esquecerei.

A todas as outras pessoas que contribuíram direta ou indiretamente para o meu sucesso, manifesto o meu apreço e o meu sincero obrigado.

João Araújo

Resumo

Nos últimos anos tem surgido um elevado interesse nas comunicações óticas sem fios subaquáticas, motivado pela crescente escassez dos recursos naturais existentes. Uma vez que a água é o elemento mais abundante à superfície da Terra e nela estão presentes os recursos naturais marinhos, torna-se importante que os países garantam o seu acesso e aproveitamento, de forma a explorá-los de forma sustentável. Para efetuar a sua monitorização e controlo são utilizados veículos subaquáticos não tripulados em aplicações diversas, desde a recolha de dados provenientes dos sensores subaquáticos à captação de imagens de vigilância de intrusões subaquáticas. De modo a tornar possível as muitas aplicações destes veículos, é necessário dotar os mesmos de um sistema de comunicações sem fios de alto débito, com vista a viabilizar a descarga dos dados em tempo útil.

A solução proposta nesta dissertação é baseada num sistema de comunicações óticas, uma vez que estas mostram-se bastante viáveis para a aplicação em questão, em detrimento dos sistemas acústicos e de radiofrequência, que apresentam bastantes limitações em termos de custo, velocidade de propagação das ondas e largura de banda disponível, que se traduz na taxa de transmissão de dados.

De modo a tornar possível o desenvolvimento do referido sistema, nesta dissertação são apresentadas as várias etapas do seu projeto, nomeadamente o dimensionamento, simulação, fabricação e prototipagem dos módulos recetor e transmissor ótico e de todos os blocos a eles associados, que tornou possível efetuar a validação experimental do sistema proposto.

O sistema de comunicações óticas foi alvo de uma avaliação experimental realizada em laboratório, através da propagação do sinal ótico em espaço livre e em meio subaquático, com recurso a um tanque cheio de água. Após o sinal ótico se propagar ao longo do canal de comunicação, foi possível avaliar a qualidade da transmissão no recetor, tendo sido medida a sua resposta em frequência, a magnitude do vetor de erro associada à modulação utilizada e a taxa de bits errados, para ambos os cenários de propagação.

Os resultados obtidos foram muito satisfatórios, e dado que foi possível obter taxas de transmissão na ordem de Gbit/s, pode afirmar-se que foi possível validar com sucesso o funcionamento do sistema de comunicações óticas de alto débito subaquáticas.

Palavras-Chave: comunicações óticas sem fios, comunicações óticas subaquáticas, diodo LASER, fotodiodo, módulo transmissor ótico, módulo recetor ótico.

Abstract

In recent years, there has been a growing interest in underwater wireless optical communications, motivated by the scarcity of existing natural resources. Since water is the most abundant element on the Earth's surface, countries must ensure access to and use of the marine natural resources, in order to exploit them sustainably. Unmanned underwater vehicles are used for their monitoring and control in a variety set of applications, from collecting data from underwater sensors to capturing surveillance images of possible underwater intrusions. In order to make the many applications of these vehicles possible, it is necessary to provide them with a high-speed wireless communications system to allow the data to be downloaded in a timely manner.

The proposed solution presented in this thesis is based on an optical communications system, since they are quite viable for this application, in comparison to the acoustic and radio frequency systems, which have a few limitations in terms of cost, speed of propagation and available bandwidth, which directly affects the transmission bit rate.

In order to make possible the design of such a system, this thesis describes the plan, simulation, fabrication, and prototyping of the optical receiver and transmitter modules, and all the associated blocks, which made it possible to perform experimental validation of the overall system.

An experimental evaluation of the optical communications system was carried out in the laboratory, through the propagation of the optical signal in free-space and underwater, using a water tank. After the propagation of the optical signal along the communication channel, it was possible to evaluate the quality of the transmission in the receiver, measuring its frequency response, error vector magnitude related to the used modulation, and the bit error rate in both propagation scenarios.

Thanks to the positive obtained results even for transmission rates in the order of Gbit/s, it was possible to successfully validate the performance of the underwater high-speed optical communication system.

Keywords: LASER diode, optical receiver module, optical transmitter module, optical wireless communications, photodiode, underwater optical communications.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Enquadramento	4
1.3	Objetivos	6
1.4	Estrutura da Dissertação	6
2	Estado da Arte	9
2.1	Introdução	9
2.2	Modelos de Comunicação Sem Fios Subaquática	9
2.2.1	Comunicações Acústicas	10
2.2.2	Comunicações por Radiofrequência	13
2.2.3	Comunicações Óticas	19
2.3	Sistema de Comunicação Ótica Subaquático	26
2.3.1	Técnicas de Modulação	26
2.3.2	Fonte Ótica	34
2.3.3	Detetor Ótico	36
2.3.4	Controlo de Temperatura	42
2.3.5	Processamento do Sinal	43
2.4	Publicações Relevantes	45
2.5	Sumário	47
3	Projeto do Sistema de UOWC	49
3.1	Introdução	49
3.2	Módulo Transmissor	49
3.2.1	Fonte de Luz	50
3.2.2	Fonte de Corrente	51
3.2.3	<i>Bias-Tee</i>	55
3.2.4	Controlo de Temperatura	63
3.2.5	Protótipo do Transmissor	68
3.3	Módulo Recetor	70
3.3.1	Fotodetetor	70
3.3.2	Amplificador de Transimpedância	71
3.3.3	Amplificador	76
3.3.4	Protótipo do Recetor	77
4	Avaliação Experimental do Sistema de UOWC	81
4.1	Introdução	81
4.2	Caraterísticas da Modulação	82

4.3	Comunicações Óticas Sem Fios em Espaço Livre	84
4.4	Comunicações Óticas Sem Fios Subaquáticas	90
4.5	Sumário	94
5	Conclusões	95
5.1	Trabalho Desenvolvido	95
5.2	Melhorias Futuras	96
A	Projeto da Linha de Transmissão CBCPW e das PCBs de Medição	99
A.1	Linha de Transmissão CBCPW	99
A.2	PCBs de Medição	101
B	Medição dos Componentes no VNA	107
B.1	Componentes do <i>Bias-Tee</i>	107
B.2	Circuito do <i>Bias-Tee</i>	111
B.3	Díodo LASER	113
	Referências	115

Lista de Figuras

1.1	Projeto ENDURE - cenário de demonstração: estação de acostagem subaquática, veículo autônomo e plataforma de superfície.	2
1.2	Projeto ENDURANCE - cenário de demonstração: carregamento de baterias dos sensores e transferência de dados.	3
1.3	Rede de sensores sem fios subaquática.	5
2.1	Evolução do coeficiente de absorção do som na água com a frequência. . . .	11
2.2	Componentes multicaminho num canal de comunicação acústico.	12
2.3	Comprimento de onda das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas no vácuo e em água doce e salgada. . . .	16
2.4	Velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas no vácuo e em água doce e salgada. . .	17
2.5	Fator de atenuação das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas em água doce e salgada.	18
2.6	Componentes multicaminho num canal de comunicação por RF.	19
2.7	Atenuação das ondas óticas na água em função do comprimento de onda. . .	20
2.8	Configurações possíveis de estabelecimento de uma UOWC.	21
2.9	Modelo da geometria das IOPs para um volume de água ΔV e uma espessura ΔD	23
2.10	Fator de perda de propagação da luz para diferentes tipos de água em função da distância.	25
2.11	Arquitetura de um sistema de UOWC.	26
2.12	Modulação direta e externa da luz.	27
2.13	Sinal de informação binário modulado em OOK.	28
2.14	Sinal de informação binário modulado em PPM.	29
2.15	Sinal de informação binário modulado em DPSK.	29
2.16	Representação Tempo-Frequência de um sinal OFDM.	30
2.17	Prefixo cíclico nos símbolos OFDM.	31
2.18	Constelações QAM em grelha.	32
2.19	Análise e medição da EVM.	33
2.20	Emissão espontânea devida à recombinação de pares elétron-lacuna.	34
2.21	Caraterística ideal do LED e do LASER - potência ótica em função da corrente injetada.	35
2.22	Fontes de ruído associadas a um detetor ótico.	37
2.23	Constituição de um fotodíodo PIN.	38
2.24	Constituição de um fotodíodo APD.	39
2.25	Constituição de um fotomultiplicador.	40
2.26	Constituição de um fotomultiplicador de silício.	41

2.27	Módulo TEC.	42
2.28	Sistema de controlo de temperatura baseado no TEC.	43
2.29	Circuito do amplificador de transimpedância.	44
3.1	Arquitetura do módulo transmissor.	50
3.2	Díodo LASER selecionado.	50
3.3	Curva V-I do díodo LASER.	51
3.4	Circuito da fonte de corrente do díodo LASER.	52
3.5	Simulação no LTspice do circuito da fonte de corrente do díodo LASER.	53
3.6	PCB da fonte de corrente do díodo LASER.	54
3.7	Teste de funcionamento da PCB da fonte de corrente do díodo LASER.	54
3.8	Circuito do <i>bias-tee</i>	55
3.9	Circuito de uma linha de transmissão com uma rede de dois portos.	55
3.10	Esquemático ADS para simulação do <i>bias-tee</i>	58
3.11	Perda de retorno de entrada do circuito do <i>bias-tee</i>	59
3.12	Perda de inserção do circuito do <i>bias-tee</i>	59
3.13	Isolamento do circuito do <i>bias-tee</i>	60
3.14	Simulação dos elementos curto-circuito e circuito aberto do <i>kit</i> de calibração.	61
3.15	Indutância e capacidade em função da frequência e respetivas aproximações polinomiais.	62
3.16	Circuito que implementa o controlo de temperatura do díodo LASER.	63
3.17	Esquemático TINA-TI para simulação do circuito de controlo de temperatura.	66
3.18	Diagrama de Bode (teórico e simulado) do circuito controlador PI.	66
3.19	Caraterística de transferência DC do circuito de controlo da temperatura.	67
3.20	Desenho da PCB protótipo do módulo transmissor.	68
3.21	PCB protótipo do módulo transmissor.	68
3.22	PCB protótipo do módulo transmissor acoplada no suporte do díodo LASER.	69
3.23	Teste em laboratório à PCB protótipo do módulo transmissor.	70
3.24	Arquitetura do módulo recetor.	70
3.25	Fotodetector selecionado.	71
3.26	Circuito do amplificador de transimpedância.	72
3.27	Esquemático ADS para simulação do amplificador de transimpedância.	73
3.28	Influência da resistência da malha de realimentação na resposta em frequência do amplificador de transimpedância.	74
3.29	Diagrama de Bode (teórico e simulado) do amplificador de transimpedância.	75
3.30	Análise transiente do amplificador de transimpedância.	76
3.31	Circuito do LNA.	77
3.32	Desenho das PCBs protótipo do módulo recetor.	77
3.33	PCBs protótipo do módulo recetor.	78
3.34	Desenho das PCBs protótipo do módulo recetor após correção.	79
3.35	Esquemático ADS para simulação do amplificador de transimpedância com o modelo das linhas de transmissão.	79
3.36	Diagrama de Bode (teórico e simulado) do amplificador de transimpedância para dois comprimentos das linhas de transmissão.	80
4.1	Caraterísticas do sinal OFDM modulado.	82
4.2	Resposta em frequência do sistema com propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.	84

4.3	Resposta em frequência do sistema com propagação em espaço livre otimizado para uma distância de 3.14 m.	85
4.4	Esquema experimental de avaliação da propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.	86
4.5	Constituintes do sistema de comunicações óticas.	87
4.6	Ensaio experimental de avaliação da propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.	87
4.7	Magnitude do vetor de erro em função da largura de banda do sinal OFDM com propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.	88
4.8	Taxa de bits errados em função da taxa de transmissão do sistema com propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.	89
4.9	Resposta em frequência do sistema com propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m e em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.	90
4.10	Esquema experimental de avaliação da propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.	91
4.11	Tanque utilizado no ensaio experimental de avaliação da propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.	91
4.12	Ensaio experimental de avaliação da propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.	92
4.13	Magnitude do vetor de erro em função da largura de banda do sinal OFDM com propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.	93
4.14	Taxa de bits errados em função da taxa de transmissão do sistema com propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.	93
A.1	Configuração de guia de onda coplanar.	99
A.2	Desenho da PCB de medição do componente do <i>bias-tee</i>	102
A.3	Desenho da PCB de medição do circuito do <i>bias-tee</i>	102
A.4	Desenho da PCB de medição dos díodos LASER.	102
A.5	Desenho da PCB do <i>kit</i> de calibração do equipamento de medida.	103
A.6	PCB de medição do componente do <i>bias-tee</i>	104
A.7	PCB de medição do circuito do <i>bias-tee</i>	104
A.8	PCB de medição dos díodos LASER.	104
A.9	PCB do <i>kit</i> de calibração do equipamento de medida.	105
B.1	Esquema de medição dos componentes do <i>bias-tee</i> no VNA.	107
B.2	Coefficiente de reflexão de entrada dos condensadores avaliados.	108
B.3	Coefficiente de transmissão dos condensadores avaliados.	108
B.4	Capacidade dos condensadores avaliados.	108
B.5	Coefficiente de reflexão de entrada das bobines avaliadas.	109
B.6	Coefficiente de transmissão das bobines avaliadas.	110
B.7	Indutância das bobines avaliadas.	110
B.8	Esquema de medição do circuito do <i>bias-tee</i> no VNA.	111
B.9	Coefficientes de reflexão e de transmissão e isolamento do circuito do <i>bias-tee</i>	112
B.10	Esquema de medição do díodo LASER.	113
B.11	Coefficiente de reflexão e impedância de entrada do díodo LASER.	113

Lista de Tabelas

2.1	Gamas de frequências em que se manifestam as principais fontes de ruído ambiente existentes num canal de comunicação acústico subaquático.	13
2.2	Comprimento de onda, velocidade de propagação e fator de atenuação das ondas eletromagnéticas em água doce e salgada para diferentes frequências da portadora.	15
2.3	Parâmetros caraterísticos dos diferentes tipos de água.	24
2.4	Resumo das caraterísticas mais relevantes das publicações estudadas.	46
3.1	Principais caraterísticas do díodo LASER selecionado.	50
3.2	Valores de componentes selecionados para o circuito do <i>bias-tee</i>	58
3.3	Coefficientes da representação polinomial da indutância e da capacidade do <i>kit</i> de calibração.	62
3.4	Influência da variação da temperatura na resistência do termistor e na tensão de saída do amplificador de erro.	67
3.5	Principais caraterísticas do fotodetector selecionado.	71
3.6	Principais caraterísticas do LNA selecionado.	76
4.1	Taxa de transmissão vs. largura de banda do sinal OFDM/16-QAM.	83
4.2	Resultados obtidos do ensaio experimental de avaliação da propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.	88
4.3	Resultados obtidos do ensaio experimental de avaliação da propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.	92
A.1	Parâmetros obtidos do dimensionamento da linha de transmissão CBCPW.	100

Lista de Acrónimos

AC	<i>Alternating Current</i>
AOP	<i>Apparent Optical Property</i>
APD	<i>Avalanche Photodiode</i>
AUV	<i>Autonomous Underwater Vehicle</i>
AWG	<i>Arbitrary Waveform Generator</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
CBCPW	<i>Conductor-Backed Coplanar Waveguide</i>
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DMT	<i>Discrete Multitone</i>
DPSK	<i>Differential Phase Shift Keying</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>
FEC	<i>Forward Error Correction</i>
INESC TEC	Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores, Tecnologia e Ciência
IOP	<i>Inherent Optical Property</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LOS	<i>Line-of-Sight</i>
MPPC	<i>Multi-Pixel Photon Counter</i>
NLOS	<i>Non-Line-of-Sight</i>
NRZ	<i>Non-Return-to-Zero</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OOK	<i>On-Off Keying</i>

PA	<i>Power Amplifier</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PID	Proporcional, Integral e Diferencial
PMT	<i>Photomultiplier Tube</i>
PPM	<i>Pulse Position Modulation</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
RF	Radiofrequência
ROV	<i>Remotely Operated Underwater Vehicle</i>
RZ	<i>Return-to-Zero</i>
SMD	<i>Surface-Mount Device</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SRF	<i>Self-Resonant Frequency</i>
SiPM	<i>Silicon Photomultiplier</i>
TEC	<i>Thermoelectric Cooler</i>
TIA	<i>Transimpedance Amplifier</i>
UOWC	<i>Underwater Optical Wireless Communication</i>
UUV	<i>Unmanned Underwater Vehicle</i>
UWSN	<i>Underwater Wireless Sensor Network</i>
VNA	<i>Vector Network Analyzers</i>
WPT	<i>Wireless Power Transfer</i>
ZEE	Zona Económica Exclusiva

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação

Esta dissertação surgiu no âmbito da unidade curricular Tese/Dissertação do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores - Área de Especialização em Telecomunicações do Instituto Superior de Engenharia do Porto.

A dissertação foi realizada em ambiente de estágio curricular no Laboratório de Tecnologias Óticas e Eletrónicas pertencente ao Instituto de Engenharia de Sistemas e Computadores, Tecnologia e Ciência (INESC TEC). Este laboratório tem como principais áreas de investigação: as comunicações óticas, comunicações micro-ondas, optoeletrónica e microeletrónica, permitindo aos seus investigadores caracterizar e testar dispositivos optoeletrónicos, circuitos de radiofrequência e de guia de onda [1].

A principal motivação para o tema deveu-se ao facto de, nos últimos anos, as comunicações óticas sem fios subaquáticas (UOWCs - *Underwater Optical Wireless Communications*) terem suscitado um grande interesse, tendo sido realizados vários estudos e projetos de investigação neste âmbito. Estes sistemas têm vindo, cada vez mais, a ser estudados e aplicados, de modo a responder à necessidade de monitorização de áreas de exploração marinha com recurso a sensores e outros equipamentos.

Nos últimos anos, o INESC TEC tem apostado fortemente na área das comunicações subaquáticas, com o desenvolvimento de vários projetos. Entre esses projetos, destacam-se o ENDURE, o CORAL e o ENDURANCE.

O ENDURE (2015-2017) foi um projeto que envolveu duas equipas de investigadores do INESC TEC, uma do Centro de Telecomunicações e Multimédia e outra do Centro de Robótica e Sistemas Autónomos. O principal objetivo deste projeto estava relacionado com o desenvolvimento de uma estação de acostagem económica para veículos subaquáticos, de forma a ser possível que estes permaneçam largos períodos de tempo em áreas oceânicas.

A abordagem de desenvolvimento deste projeto, dividiu-se em três grandes etapas, entre elas: a manobra de acostagem, através de um novo subsistema de posicionamento do veículo, um subsistema sem fios para carregamento de baterias do veículo e um subsistema

de comunicações sem fios de alta largura de banda para transferência dos dados do veículo para a estação de acostagem.

O carregamento das baterias do veículo é possível devido ao facto de a estação de acostagem (ancorada no fundo do mar) estar ligada a uma plataforma de superfície capaz de gerar energia, através de fontes renováveis como painéis solares e turbinas eólicas. A plataforma de superfície é também responsável por receber os dados provenientes das várias estações subaquáticas [2].

Na Figura 1.1 pode observar-se o cenário anteriormente descrito referente ao projeto ENDURE, nomeadamente o veículo autónomo em aproximação à estação de acostagem e a plataforma de superfície.

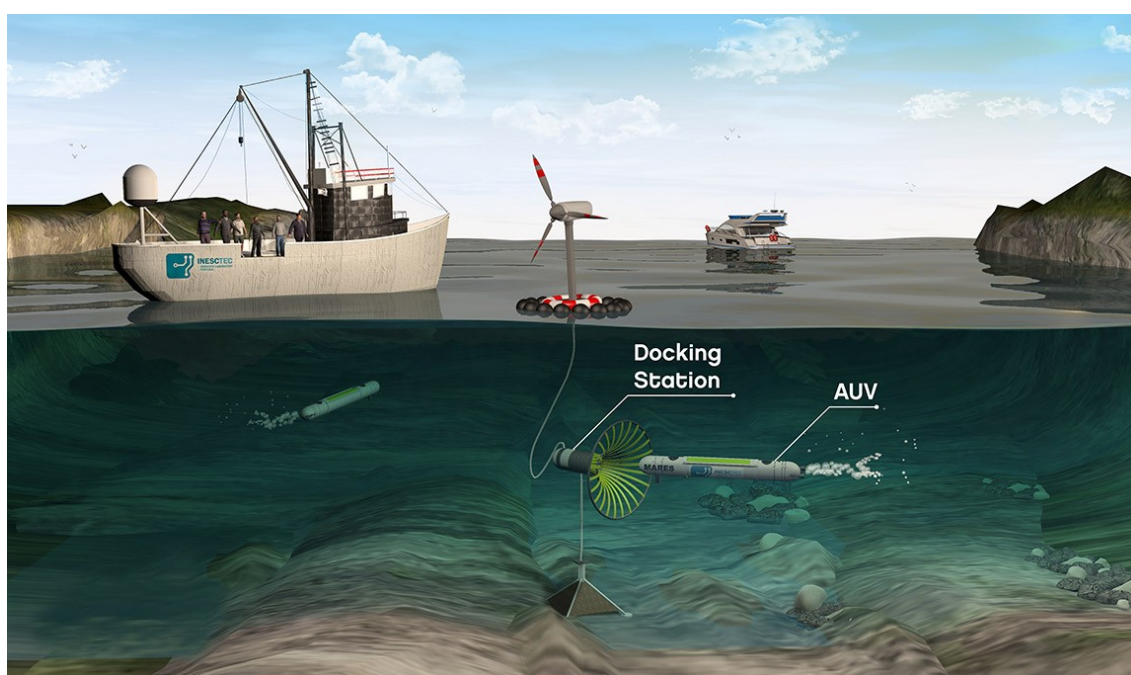


Figura 1.1: Projeto ENDURE - cenário de demonstração: estação de acostagem subaquática, veículo autónomo e plataforma de superfície [3].

O CORAL - *Sustainable Ocean Exploitation: Tools and Sensors* - (2016-2018), que juntou o INESC TEC e o Centro Interdisciplinar de Investigação Marinha e Ambiental da Universidade do Porto, foi um projeto cujo principal objetivo consistiu na investigação e desenvolvimento de tecnologia que permita a exploração sustentável dos recursos existentes em águas profundas. Os objetivos iniciais contemplavam a replicação dos sensores biológicos dos organismos vivos, de forma a ser possível o conhecimento do seu ambiente, e a exploração e quantificação de minerais e metais como o cobre e o níquel.

O projeto assentou em duas principais linhas de desenvolvimento: a *BlueTools*, que consistiu na criação de ferramentas tecnológicas que permitam a exploração e a monitorização da água, do solo e subsolo, e a *BlueSensors*, que se focou no desenvolvimento de sensores inovadores, baseados em tecnologia fotónica, que permitam avaliar parâmetros

como a evolução da qualidade da água, o impacto na biodiversidade e nas infraestruturas marinhas, contribuindo para uma gestão e exploração eficiente dos recursos marinhos [4].

O ENDURANCE - *Underwater wireless energy and communications enabling long-term deep-sea presence* - (2018-2020) é o projeto mais recente do INESC TEC nesta área. Este projeto, que conta com uma equipa de investigadores do Centro de Telecomunicações e Multimédia e do Centro de Robótica e Sistemas Autónomos, tem como principais objetivos: o desenvolvimento de um sistema de transferência de energia sem fios (WPT - *Wireless Power Transfer*) em ambiente subaquático, um sistema de comunicações óticas subaquático e um sistema de navegação e perceção.

O projeto tem um foco especial no desenvolvimento do sistema de WPT, que permita que o veículo, ao se aproximar dos sensores¹ subaquáticos (sem baterias), possa energizá-los e recolher a informação dos mesmos, fornecendo-lhes energia suficiente até à sua próxima passagem. Esta solução permite uma redução de custos energéticos e de substituição de baterias dos sensores, sendo esta uma das suas grandes vantagens [5].

Na Figura 1.2 pode observar-se o cenário anteriormente descrito referente ao projeto ENDURANCE, nomeadamente a transferência de energia e dados entre o sensor e o veículo autónomo.

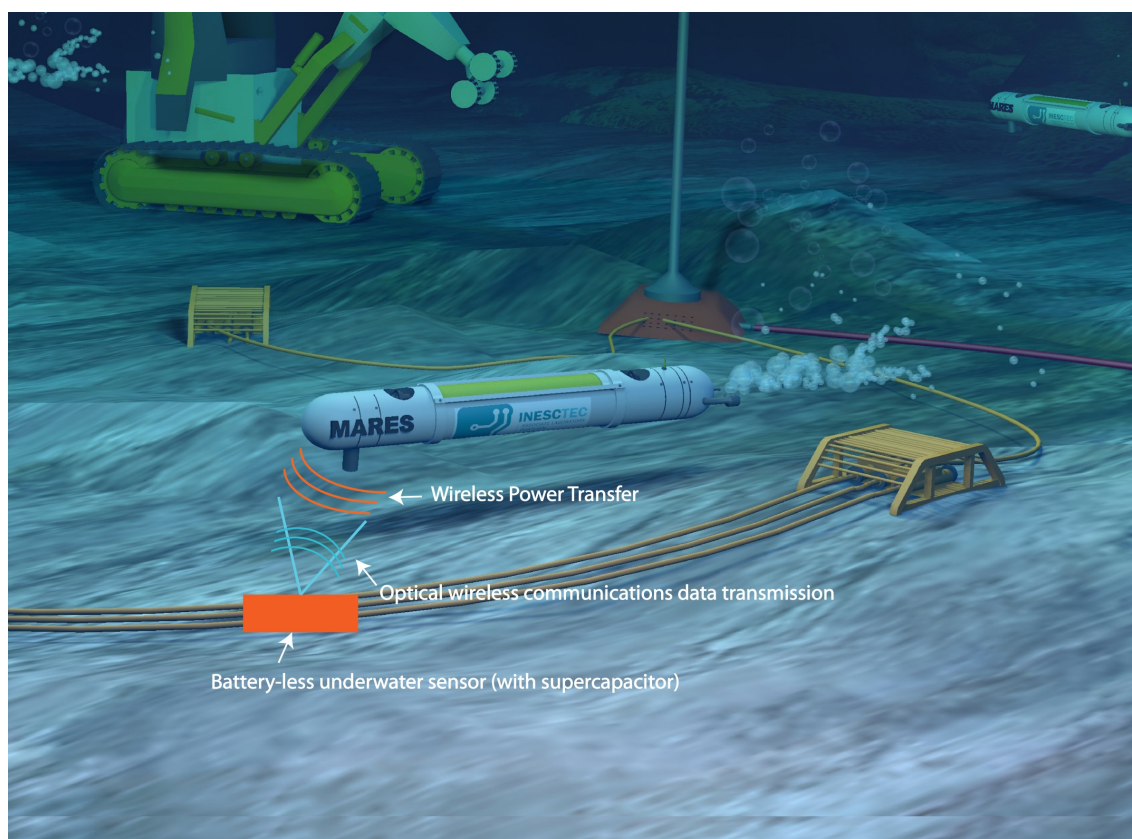


Figura 1.2: Projeto ENDURANCE - Cenário de demonstração: carregamento de baterias dos sensores e transferência de dados [6].

¹Este assunto é abordado com maior detalhe em 1.2.

Assim, tendo em conta os referidos projetos do INESC TEC, a motivação para este trabalho prende-se com a necessidade de dotar o veículo de um sistema de comunicações óticas sem fios, de elevado débito, para que este possa transmitir os dados que recolheu durante a missão, sejam eles provenientes do próprio veículo ou dos sensores subaquáticos.

1.2 Enquadramento

A água é o elemento mais abundante na superfície do planeta Terra, ocupando 1.4 biliões de km³. Desse valor, cerca de 96.5% encontra-se nos oceanos e mares e apenas o restante nos rios, lagos, infiltrada no solo e nas rochas, nas nuvens e nos seres vivos [7].

Nas últimas décadas, os oceanos têm vindo a ser alvo de interesse por parte de vários países, especialmente costeiros. Esse interesse é essencialmente motivado pelo facto de os recursos naturais existentes serem cada vez mais escassos, sendo necessário que os países garantam o acesso e o aproveitamento aos recursos naturais existentes.

Portugal, que ocupa uma das mais altas posições na lista dos países com maior zona económica exclusiva (ZEE)² da Europa, possui uma ZEE de cerca de 1 721 751 km², relativa a Portugal Continental e aos arquipélagos da Madeira e Açores [8].

Segundo a Estratégia Nacional para o Mar 2013-2020, Portugal tem acompanhado a mobilização global para o oceano, tendo sido criadas condições para o seu aproveitamento como vetor estratégico do seu desenvolvimento. Assim, é imperativo conhecer, proteger e conservar de forma eficaz a biodiversidade marinha, de forma a atingir uma exploração sustentável dos recursos marinhos nacionais. Para tal, é necessário o investimento nas componentes de investigação e desenvolvimento, de forma a possibilitar o conhecimento e monitorização da área marítima portuguesa, assim como dos recursos naturais existentes [9].

Os Veículos Subaquáticos Não Tripulados³ (UUVs - *Unmanned Underwater Vehicles*), que podem ser divididos em Veículos Autónomos Subaquáticos (AUVs - *Autonomous Underwater Vehicles*) e em Veículos Subaquáticos Operados Remotamente (ROVs - *Remotely Operated Underwater Vehicles*), são sobretudo utilizados para monitorização e controlo dos oceanos, em aplicações tais como: investigação da fauna marinha, controlo da indústria de extração de gás e petróleo, monitorização do ambiente (nomeadamente de poluição), defesa e segurança nacional (nomeadamente vigilância de intrusões subaquáticas) e aviso antecipado da deteção de desastres [10].

²A ZEE é uma faixa estabelecida pela Convenção das Nações Unidas sobre o Direito do Mar, que delimita o espaço marítimo para além das águas territoriais que um país costeiro possui, sendo este responsável por utilizar os recursos naturais existentes e por garantir a sua gestão ambiental. Esta faixa, que separa as águas nacionais das internacionais, estende-se até cerca de 200 M da costa, o que corresponde a cerca de 370 km. Deve salientar-se que, em 2009, Portugal apresentou uma proposta de extensão da sua plataforma continental, que, a ser aprovada, implicará num aumento da sua ZEE para cerca de 2 100 000 km².

³Estes veículos são por vezes designados de *drones* subaquáticos.

As Redes de Sensores Sem Fios Subaquáticas (UWSNs - *Underwater Wireless Sensor Networks*) são nós de sensores, estações de superfície, UUVs, entre outros, ligados em rede de forma a executar tarefas de monitorização comuns. Na Figura 1.3 está representada uma UWSN constituída por uma estação costeira, satélite, estação de superfície, navio, AUV e sensores de profundidade.

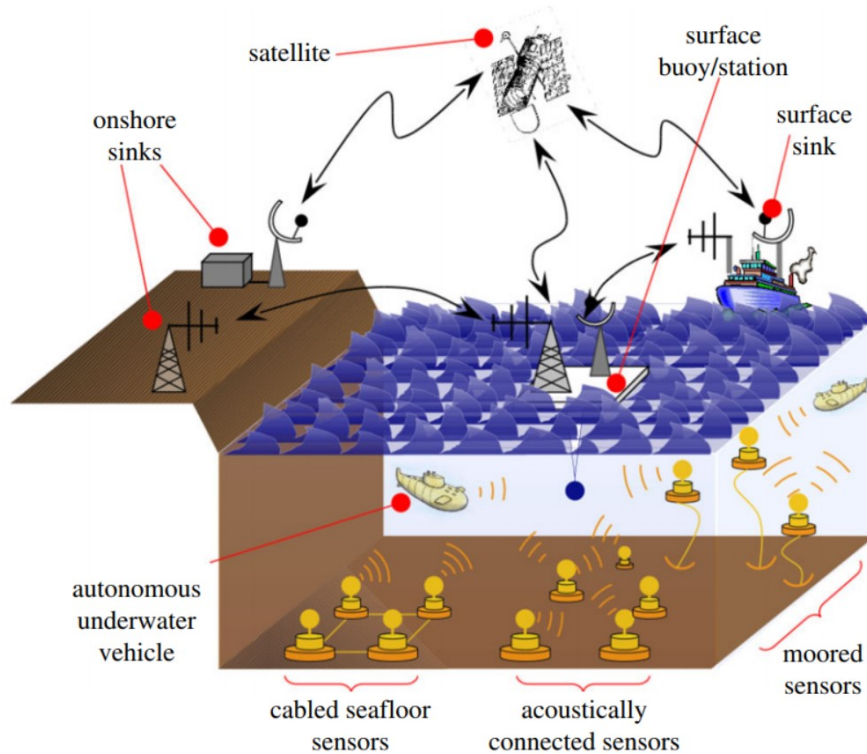


Figura 1.3: Rede de sensores sem fios subaquática [11].

Dado que se torna necessário recolher os dados provenientes dos sensores subaquáticos, os AUVs acabam por ser uma solução bastante adequada. Para tal, é imperativo dotar o veículo de um sistema de comunicação sem fios de alto débito para viabilizar a descarga dos dados dos sensores, em tempo útil. Este sistema é também válido para que os AUVs possam descarregar as grandes quantidades de dados que possuem após uma missão para as estações de acostagem, por exemplo vídeo e áudio em alta definição e dados provenientes dos vários sensores subaquáticos.

Relativamente ao uso de baterias nos sensores, tem-se verificado que não se torna viável a sua utilização, dada a necessidade de substituição periódica, principalmente quando se trata de uma larga rede de sensores. Nesse sentido, tal como anteriormente referido, o projeto de investigação ENDURANCE (descrito em 1.1) vem dar uma alternativa a essa situação, uma vez que um dos seus principais objetivos consiste exatamente na exploração de técnicas de WPT que permitem que os AUVs, ao navegarem perto dos sensores, para além de descarregarem os dados que estes possuem (sistema de UOWC), lhes forneçam também energia suficiente até à sua próxima passagem (sistema de WPT).

1.3 Objetivos

Esta dissertação tem como principal objetivo o desenvolvimento de um sistema de comunicações óticas sem fios de alto débito (algumas centenas de Mbit/s) para funcionamento em ambiente subaquático. Este sistema, baseado num transmissor *Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation* (LASER) e num recetor, pode ser aplicado para viabilizar a transferência dos dados de um AUV para uma estação de acostagem ou dos sensores subaquáticos para um AUV, em tempo útil.

Para que tal seja possível, será efetuado previamente um estudo alargado das principais características dos sistemas de comunicação subaquática existentes, bem como das variáveis associadas a cada um destes sistemas, concedendo-se especial foco aos sistemas de UOWC. Da mesma forma, será realizado um estudo relativo aos módulos básicos necessários ao projeto, nomeadamente o transmissor e recetor ótico, circuito de modulação, entre outros, salientando-se as variáveis que distinguem as diferentes possíveis soluções. Será também projetada a arquitetura do sistema, bem como os componentes optoeletrónicos mais adequados à utilização em causa.

Uma vez projetada a arquitetura do sistema e dos circuitos, torna-se necessário proceder à simulação dos mesmos, com recurso a programas de simulação, de forma a ser possível prever alguns dos parâmetros importantes do projeto e efetuar uma análise inicial ao funcionamento dos referidos circuitos.

Outro dos objetivos desta dissertação consiste na implementação dos circuitos do transmissor e recetor ótico e posterior fabricação dos protótipos. Uma vez montados os protótipos, é indispensável o seu teste funcional em laboratório, por forma a possibilitar uma total validação do seu funcionamento.

1.4 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está dividida em capítulos e estes em subcapítulos, de modo a facultar uma melhor compreensão e facilitar a sua leitura.

No Capítulo 1 apresentou-se uma breve análise da relevância do tema, as principais motivações que levaram à realização da dissertação e uma descrição de alguns projetos anteriormente desenvolvidos no INESC TEC relativos ao tema. De seguida, efetuou-se um enquadramento geral da dissertação, apresentando-se os principais cenários de aplicação da tecnologia desenvolvida. Ainda neste capítulo são detalhados os principais objetivos a serem cumpridos, assim como as várias etapas que constituem a dissertação.

No Capítulo 2 são introduzidos os modelos de comunicação sem fios existentes para a propagação em ambiente subaquático. Neste âmbito, são apresentados os principais parâmetros que os distinguem, as variáveis que limitam a propagação dos diferentes sinais nesse meio, concedendo-se especial atenção àquelas que são mais decisivas ou limitadoras para cada um dos modelos. Ainda nesse âmbito, são efetuadas algumas comparações,

salientando-se os principais benefícios e inconvenientes de cada um dos modelos existentes. Em segundo lugar, são apresentados os principais elementos que constituem um sistema de comunicação sem fios subaquático, sendo analisados e descritos os vários blocos de um sistema deste tipo, assim como as várias possíveis soluções a serem consideradas na fase de implementação. Em terceiro lugar é apresentada uma revisão bibliográfica de publicações relevantes ao tema do projeto desta dissertação, de modo a permitir perceber qual o enquadramento do mesmo. O capítulo encerra com um sumário no qual são tecidas as principais conclusões relativamente a todos os assuntos anteriormente abordados.

No Capítulo 3 são descritas as várias etapas do projeto do sistema de comunicações óticas sem fios subaquáticas. Em cada um dos módulos transmissor e recetor é inicialmente apresentada uma introdução teórica de cada um dos blocos que os constituem, seguida do dimensionamento e simulação. No módulo transmissor é projetado o circuito da fonte de corrente para a fonte de luz selecionada, o circuito *bias-tee* que combina esse sinal com o sinal da modulação e ainda o circuito de controlo da temperatura para a fonte de luz. É ainda apresentado o desenho do protótipo deste módulo e ainda os testes efetuados em laboratório, após fabricação e soldagem dos componentes. No módulo recetor é selecionado o fotodetector, projetado o circuito do amplificador de transimpedância e do amplificador de baixo ruído, que compensam a elevada atenuação do sinal no canal de comunicação ótico, e apresentado o desenho, fabricação e testes efetuados em laboratório.

No Capítulo 4 são descritos os testes experimentais realizados em laboratório às PCBs dos módulos transmissor e recetor, que permitem avaliar o funcionamento e o desempenho do sistema de comunicações óticas subaquáticas. É avaliada a propagação do sinal ótico ao longo do canal de comunicação em espaço livre e em meio subaquático, com recurso a um tanque. Neste capítulo são ainda apresentadas características medidas como a resposta em frequência, magnitude do vetor de erro e taxa de bits errados para os dois cenários de propagação, terminando o capítulo com um sumário no qual é estabelecida a comparação entre todos os resultados anteriormente obtidos.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões mais relevantes obtidas após a realização do projeto da dissertação, assim como os principais resultados experimentais atingidos. O capítulo encerra com a referência a algumas sugestões para futuros desenvolvimentos.

Capítulo 2

Estado da Arte

2.1 Introdução

Como ponto de partida para a dissertação, neste capítulo é apresentado o estado da arte relativo ao tema em que a mesma se insere. Assim, são descritos os aspetos teóricos mais relevantes, o estado da tecnologia já existente, assim como as várias opções que poderão ser consideradas no projeto e na implementação do trabalho desta dissertação.

Em 2.2 são apresentados os modelos de comunicação sem fios existentes em ambiente subaquático, sendo analisadas as principais variáveis que limitam a propagação dos sinais em cada um dos referidos modelos. Em 2.3 são descritos os principais constituintes de um sistema de comunicação ótica sem fios subaquática, sendo apresentadas algumas das possíveis soluções de implementação de cada um dos seus blocos fundamentais. Em 2.4 é apresentada uma revisão bibliográfica de publicações, de modo a ser possível o conhecimento das mais recentes soluções já implementadas na mesma área do projeto de dissertação. É ainda apresentada uma comparação entre as várias publicações analisadas. Em 2.5 é apresentado um sumário dos conteúdos abordados ao longo do capítulo.

2.2 Modelos de Comunicação Sem Fios Subaquática

As comunicações subaquáticas estão, de facto, a ser cada vez mais exploradas devido às recentes necessidades de monitorização ambiental, de exploração da indústria petrolífera e defesa nacional. Uma opção para dar resposta a tais necessidades poderia ser as comunicações por cabo, eventualmente de fibra ótica. Apesar de proporcionar débitos elevados e baixa atenuação, essa opção não se torna exequível no contexto dos veículos subaquáticos, uma vez que limita o espaço de manobra destes e dificulta a sua movimentação, dada a necessidade de estes arrastarem o cabo¹.

¹Deve salientar-se que os cabos deste tipo possuem várias proteções, de forma a proteger o cabo das características do meio e das possíveis perturbações causadas por seres marinhos (como baleias e tubarões) e pelas artes de pesca. Essas proteções fazem com que estes cabos possuam um peso relativamente elevado - cerca de 144 kg/km [12] -, difícil de um veículo desta envergadura suportar.

De modo a contornar as referidas dificuldades, surgem as comunicações sem fios. As comunicações sem fios subaquáticas trazem novos desafios quando comparadas com as terrestres, uma vez que são severamente afetadas por um conjunto de parâmetros relacionados com o próprio ambiente, tais como: a turbidez da água, o ruído, a concentração de sal na água, a pressão, a temperatura, as ondas, o vento, entre outros. Este tipo de comunicações permite obter débitos relativamente baixos, mesmo em curtas distâncias, e são essencialmente estabelecidas entre AUVs, estações de acostagem, plataformas de superfície, estações terrestres, sensores subaquáticos, navios e submarinos [10, 11].

Existem três modelos (ou tipos) de comunicações sem fios subaquáticas: as comunicações acústicas, as comunicações por radiofrequência e as comunicações óticas. Estas últimas serão alvo de um estudo mais alargado, dado que são a base desta dissertação.

2.2.1 Comunicações Acústicas

As comunicações acústicas são, de entre as comunicações subaquáticas sem fios, as mais utilizadas, dado que permitem atingir maiores distâncias de propagação.

Este tipo de comunicações consiste, essencialmente, na propagação do som na água, mas também no ar, no caso de o transmissor ou o recetor estar localizado à superfície. Deve salientar-se que a velocidade de propagação do som, a 20 °C, no ar é cerca de 343 m/s e na água é cerca de 1481 m/s, ou seja, a velocidade de propagação do som na água é cerca de quatro vezes superior à velocidade de propagação do som no ar²[14, 15].

A velocidade de propagação do som na água depende de diversos parâmetros, tais como: a temperatura, a salinidade da água, a pressão e a profundidade. Este fator contribui para uma elevada latência na propagação das ondas sonoras neste meio. Em [16] podem ser encontrados vários modelos que estimam a velocidade de propagação do som em ambiente subaquático.

A propagação do sinal acústico é afetada por vários parâmetros, tais como: o atraso de propagação, absorção, espalhamento, existência de componentes multicaminho, efeito Doppler, e ruído associado ao canal de comunicação.

A atenuação do sinal acústico consiste na redução da potência do sinal transmitido ao longo do canal de comunicação. Este parâmetro, $A(l, f)$, depende diretamente da distância de transmissão do sinal (l) e da frequência do sinal acústico (f) e é caracterizado por dois fatores: a perda por absorção (em inglês, *absorption loss*) e a perda por espalhamento (em inglês, *spreading loss*). A perda por absorção, $a(f)$, deve-se à quantidade de energia acústica que é convertida em calor e a perda por espalhamento (k) deve-se à quantidade de energia acústica distribuída ao longo do canal de comunicação, devido ao enfraquecimento do sinal, à medida que se afasta do transmissor. Considerando l_r uma distância

²A velocidade de propagação do som num dado meio depende essencialmente da sua densidade e da sua constante de rigidez. A densidade da água salgada (1024 kg/cm³) é cerca de 846 vezes superior à densidade do ar (1.21 kg/cm³) e o coeficiente de rigidez da água (2.2×10^9 N/m²) é cerca de 21 782 vezes superior ao coeficiente de rigidez do ar (101×10^3 N/m²). Estas diferenças físicas existentes entre os dois meios, levam a que a propagação do som na água apresente uma velocidade superior [13].

de referência, a perda total devida à atenuação (em inglês, *overall path loss*) é dada pela Equação 2.1 [17].

$$A(l, f) = \left(\frac{l}{l_r}\right)^k a(f)^{l-l_r} \quad (2.1)$$

Tal como se pode observar na Figura 2.1, o coeficiente de absorção das ondas sonoras na água aumenta com o aumento da frequência. Tal facto, leva a que as comunicações acústicas sejam tipicamente implementadas em baixas frequências (por exemplo, entre 10 kHz e 15 kHz), o que limita consideravelmente a largura de banda disponível e o débito da comunicação.

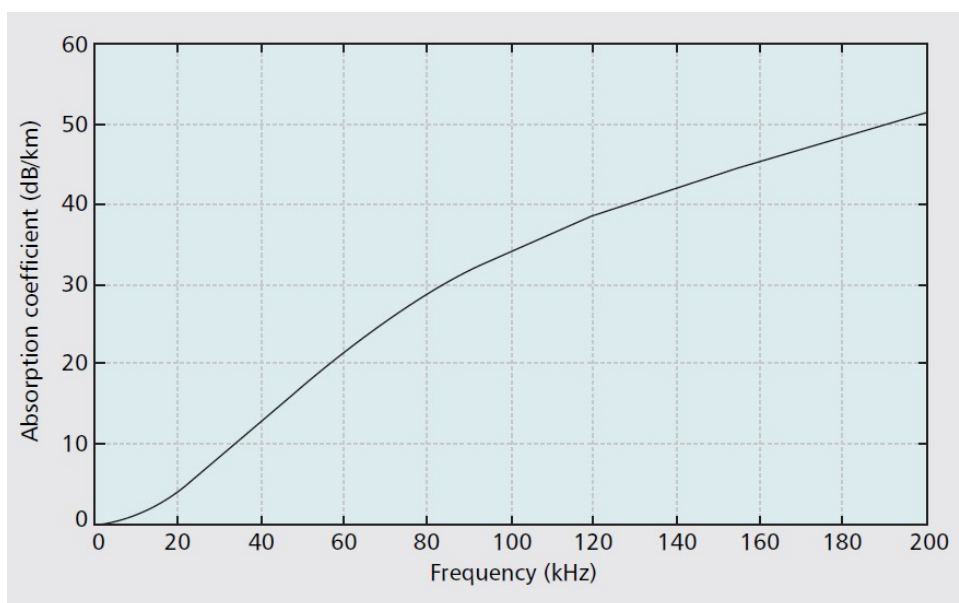


Figura 2.1: Evolução do coeficiente de absorção do som na água com a frequência [17].

Em [18] podem ser encontradas as equações para a determinação da perda associada aos diferentes tipos de espalhamento (por exemplo, o esférico e o cilíndrico), assim como alguns dos vários modelos que permitem determinar o coeficiente de absorção em diferentes circunstâncias.

O efeito Doppler, que nas comunicações acústicas subaquáticas se deve ao facto de o transmissor e/ou o recetor se encontrarem em movimento, contribui também para a distorção do sinal acústico. Na verdade, esse efeito pode existir mesmo que estes não possuam movimento intencional, dada a possível existência de marés, correntes ou ondas.

O efeito Doppler provoca um desvio entre a frequência do sinal transmitido (f_0) e a frequência do sinal detetado pelo recetor (f) sendo esta dada pela Equação 2.2,

$$f = f_0 \left(\frac{v \pm v_R}{v \mp v_T} \right), \quad (2.2)$$

onde v representa a velocidade absoluta da onda acústica no meio e v_R e v_T , respetivamente, a velocidade relativa do recetor e do transmissor relativamente ao meio. Relativamente ao sinal da velocidade do recetor e do transmissor deve considerar-se que quando o movimento do recetor ou transmissor é no sentido do outro (isto é, em aproximação), o sinal da velocidade deve provocar um desvio positivo na frequência e, portanto, o sinal deve ser positivo (+). Quando o movimento do recetor ou transmissor é no sentido contrário do outro (isto é, em afastamento), o sinal da velocidade deve provocar um desvio negativo na frequência e, portanto, o sinal deve ser negativo (-)³ [13].

Outro dos fatores que degrada a propagação do sinal acústico e que contribui diretamente para a existência de interferência intersimbólica⁴ (ISI - *Intersymbol Interference*) é a existência de componentes multicaminho. Estas componentes consistem em múltiplas réplicas do sinal transmitido, que percorrem diferentes percursos até chegarem ao recetor. Tal como se pode observar na Figura 2.2, e no contexto das comunicações acústicas subaquáticas, estas componentes podem ser originadas pela reflexão do sinal transmitido na superfície, no fundo do oceano e em outros objetos - como AUVs, sensores, navios, submarinos, entre outros - ou pela refração do mesmo sinal na água.

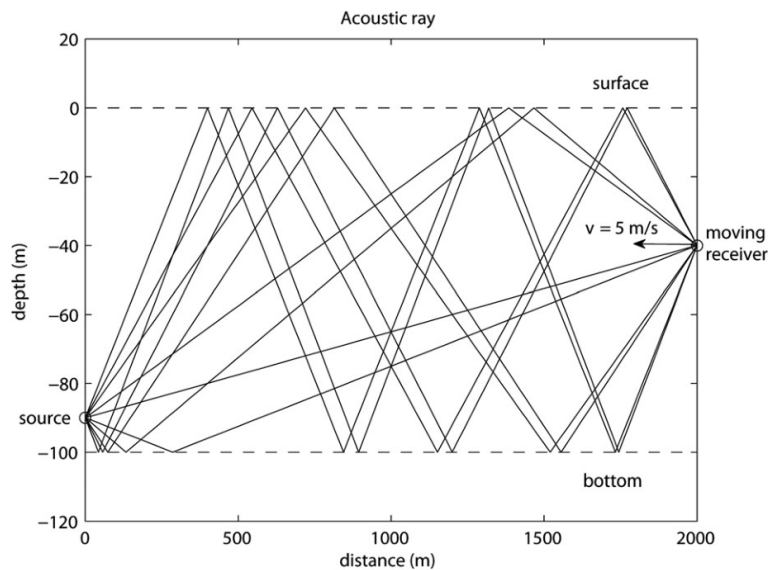


Figura 2.2: Componentes multicaminho num canal de comunicação acústico [19].

Por fim, o ruído do próprio canal de comunicação subaquático também afeta a propagação do sinal acústico. Este ruído é essencialmente devido ao ruído ambiente. Na Tabela 2.1 podem observar-se as principais fontes de ruído ambiente, assim como a gama de frequências em que cada uma se manifesta.

³O sinal do transmissor está invertido face ao do recetor, uma vez que se encontra em denominador e, para provocar os referidos desvios de frequência, os sinais devem ser opostos aos anteriormente explanados.

⁴A interferência intersimbólica é um tipo de distorção de um sinal em que um ou mais símbolos interferem com os símbolos subsequentes. Este efeito pode resultar numa mistura de símbolos, o que dificulta a tarefa de decodificação no recetor. De forma a compensar este efeito, o recetor pode implementar algumas técnicas de processamento e correção de erros.

Tabela 2.1: Gamas de frequências em que se manifestam as principais fontes de ruído ambiente existentes num canal de comunicação acústico subaquático [20].

Gama de frequências	Fonte de ruído ambiente
$f \leq 1$ Hz	Ruído hidrostático provocado por correntes e ondas
$1 \text{ Hz} < f \leq 20$ Hz	Turbulência no oceano
$20 \text{ Hz} < f \leq 500$ Hz	Tráfego de embarcações distantes
$500 \text{ Hz} < f \leq 50$ kHz	Estado da superfície do oceano
$f > 50$ kHz	Ruído térmico causado pelo movimento molecular no oceano

A densidade espectral de potência de ruído ambiente, $N(f)$, que decresce com o aumento da frequência até cerca de 100 kHz, pode obter-se através da soma dessas componentes⁵, tal como é descrito na Equação 2.3,

$$N(f) = N_{TU}(f) + N_E(f) + N_S(f) + N_T(f), \quad (2.3)$$

onde $N_{TU}(f)$ corresponde ao ruído ambiente provocado pela turbulência, $N_E(f)$ ao ruído ambiente provocado pelas embarcações distantes (como navios, submarinos, entre outros), $N_S(f)$ ao ruído ambiente provocado pelo estado da superfície (devido a ondas e/ou chuva) e $N_T(f)$ ao ruído ambiente provocado pela existência de ruído térmico.

Se se definir uma faixa estreita de frequências, em torno da frequência f , a relação sinal-ruído (SNR - *Signal-to-Noise Ratio*), nessa faixa, é dada pela Equação 2.4 [17],

$$SNR(l, f) = \frac{S_l(f)}{A(l, f)N(f)}, \quad (2.4)$$

onde $S_l(f)$ corresponde à densidade espectral de potência do sinal acústico transmitido e $N(f)$ à densidade espectral de potência de ruído ambiente.

2.2.2 Comunicações por Radiofrequência

As comunicações por radiofrequência (RF) são estabelecidas através de ondas eletromagnéticas, tal como as comunicações óticas. No entanto, as ondas de rádio possuem frequências bastante inferiores, quando comparadas com as das ondas óticas.

As comunicações por RF no oceano distinguem-se das comunicações no ar por terem uma elevada permitividade elétrica (ϵ) e condutividade elétrica (σ). Por este motivo, não é fácil estabelecer comunicações nas bandas típicas de comunicação por RF no ar (*Very High Frequency* e *Ultra High Frequency*). De forma a tornar possível este tipo de comunicação, são tipicamente utilizadas bandas de frequência inferior, entre a *Extremely Low Frequency* e a *Very Low Frequency*, ou seja, $3 \text{ Hz} < f < 30 \text{ kHz}$. Contudo, como a largura destas bandas de frequência é limitada, também o é o débito da comunicação [21].

⁵Em [18] podem ser encontradas equações que modelam cada uma das referidas componentes.

A permitividade elétrica é a propriedade que representa a capacidade de um meio armazenar um campo elétrico e a condutividade elétrica é a propriedade que representa a capacidade com que um meio é capaz de conduzir uma corrente elétrica.

Ainda que não influencie a propagação na água, deve salientar-se que a permeabilidade magnética (μ) é a propriedade que representa a capacidade de um meio suportar a formação de campo magnético, ou seja, a influência do meio que envolve a fonte de campo magnético sobre a indução magnética.

Tendo em consideração a propagação em ambiente subaquático, tipicamente são consideradas as seguintes aproximações, relativamente a esses três parâmetros [21, 22]:

- a permeabilidade magnética da água (seja ela doce ou salgada) é aproximadamente igual à permeabilidade magnética do vácuo, ou seja, $\mu \approx \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$;
- a permitividade elétrica relativa da água (seja ela doce ou salgada) é aproximadamente igual a $\epsilon_r = 81$, ou seja, a sua permitividade elétrica é igual a $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 = 81 \times 8.854 \times 10^{-12} = 7.17 \times 10^{-10} \text{ F/m}$;
- a condutividade elétrica da água, embora dependa da frequência, para as frequências consideradas, é aproximadamente igual a $\sigma_{AS} = 4 \text{ S/m}$ para a água salgada e igual a $\sigma_{AD} = 0.01 \text{ S/m}$ para a água doce (400 vezes inferior à condutividade elétrica da água salgada).

Uma vez que a água se comporta como um meio dissipativo, a constante de propagação das ondas eletromagnéticas, $\gamma \text{ (m}^{-1}\text{)}$, é dada pela Equação 2.5 [23],

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{j2\pi f\mu(j2\pi f\epsilon + \sigma)}, \quad (2.5)$$

onde $\alpha \text{ (Np/m)}$ corresponde à constante (ou fator) de atenuação, $\beta \text{ (rad/m)}$ à constante de fase e $f \text{ (Hz)}$ à frequência da portadora.

As constantes de atenuação e de fase das ondas eletromagnéticas, α e β , são dadas, respetivamente, pelas Equações 2.6 e 2.7 [23].

$$\alpha = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{2\pi f\epsilon} \right)^2} - 1 \right)} \quad (2.6)$$

$$\beta = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{2\pi f\epsilon} \right)^2} + 1 \right)} \quad (2.7)$$

O comprimento de onda, λ (m), e a velocidade de fase, v_p (m/s), das ondas eletromagnéticas, podem ser obtidos através da constante de fase, estando descritos, respetivamente, nas Equações 2.8 e 2.9.

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{1}{f\sqrt{\mu\varepsilon}\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{2\pi f\varepsilon}\right)^2}+1\right)}} \quad (2.8)$$

$$v_p = \lambda f = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}\sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{1+\left(\frac{\sigma}{2\pi f\varepsilon}\right)^2}+1\right)}} \quad (2.9)$$

A propagação das ondas eletromagnéticas na água apresenta dois comportamentos distintos para frequências inferiores e superiores a uma frequência designada de frequência de transição, f_t , descrita na Equação 2.10. A frequência de transição para o caso da água salgada é cerca de 887.9 MHz e para o caso da água doce é cerca de 2.2 MHz.

Para o caso de $f \ll f_t$, as constantes de atenuação e de fase são aproximadamente iguais e dependem da frequência da portadora. Por outro lado, para o caso de $f \gg f_t$, a constante de atenuação é praticamente constante, não dependendo da frequência [24].

$$f_t = \frac{\sigma}{2\pi f\varepsilon} \quad (2.10)$$

Através das Equações 2.8, 2.9 e 2.6, foi possível calcular o comprimento de onda, a velocidade de propagação e o fator de atenuação, respetivamente, das ondas eletromagnéticas em água salgada (λ_{AS} , v_{AS} , α_{AS}) e em água doce (λ_{AD} , v_{AD} , α_{AD}), para diferentes frequências da portadora, tal como representado na Tabela 2.2.

Tabela 2.2: Comprimento de onda, velocidade de propagação e fator de atenuação das ondas eletromagnéticas em água doce e salgada para diferentes frequências da portadora.

f (Hz)	λ_{AS} (m)	λ_{AD} (m)	v_{AS} (m/s)	v_{AD} (m/s)	α_{AS} (dB/m)	α_{AD} (dB/m)
1	1.581×10^3	3.162×10^4	1.581×10^3	3.162×10^4	1.726×10^{-2}	8.629×10^{-4}
10^1	5.000×10^2	1.000×10^4	5.000×10^3	1.000×10^5	5.458×10^{-2}	2.729×10^{-3}
10^2	1.581×10^2	3.162×10^3	1.581×10^4	3.162×10^5	1.726×10^{-1}	8.629×10^{-3}
10^3	5.000×10^1	9.998×10^2	5.000×10^4	9.998×10^5	5.458×10^{-1}	2.728×10^{-2}
10^4	1.581×10^1	3.155×10^2	1.581×10^5	3.155×10^6	1.726	8.610×10^{-2}
10^5	5.000	9.777×10^1	5.000×10^5	9.777×10^6	5.457	2.668×10^{-1}
10^6	1.580	2.542×10^1	1.580×10^6	2.542×10^7	1.725×10^1	6.937×10^{-1}
10^7	4.972×10^{-1}	3.311	4.972×10^6	3.311×10^7	5.427×10^1	9.036×10^{-1}

Na Figura 2.3 pode observar-se a característica do comprimento de onda das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas em água doce e salgada. A título de referência, está também representada a mesma característica para o caso de propagação no vácuo.

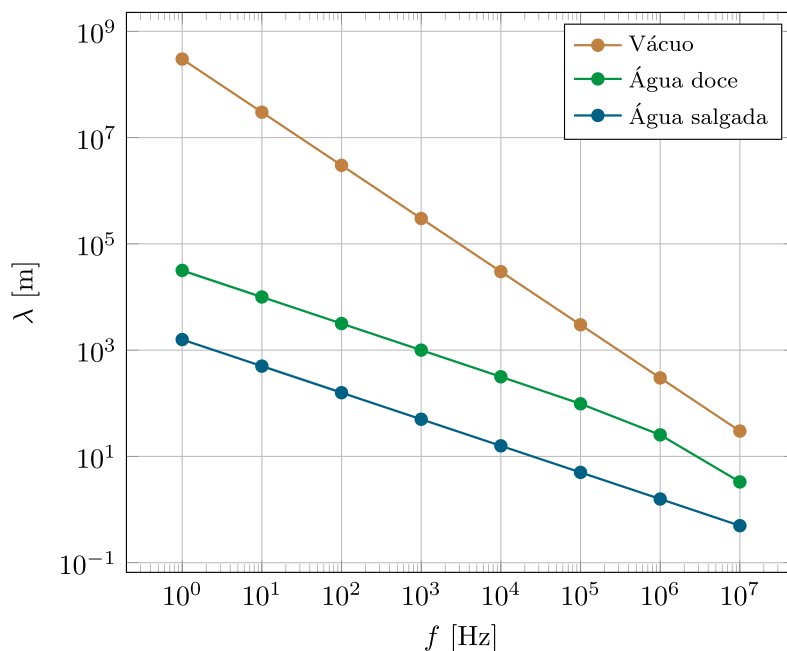


Figura 2.3: Comprimento de onda das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas no vácuo e em água doce e salgada.

A Figura 2.3 permite concluir que o comprimento de onda das ondas eletromagnéticas diminui com o aumento da frequência da portadora (tal como seria de esperar), sendo inferior quando estas se propagam em água salgada.

Na propagação das ondas eletromagnéticas na água, verifica-se que o comprimento de onda é muito menor que o que se verifica no caso da propagação no vácuo, desde as frequências mais baixas, isto é, o seu valor inicial é muito inferior. Por exemplo, para frequências na ordem dos 1000 Hz, o comprimento de onda das ondas propagadas no vácuo é cerca de 300 km, ao passo que o comprimento de onda das ondas propagadas na água salgada é de apenas 50 m.

Na Figura 2.4 pode observar-se a característica da velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas em água doce e salgada. A título de referência, está também representada a mesma característica para o caso de propagação no vácuo, assim como da propagação do som na água.

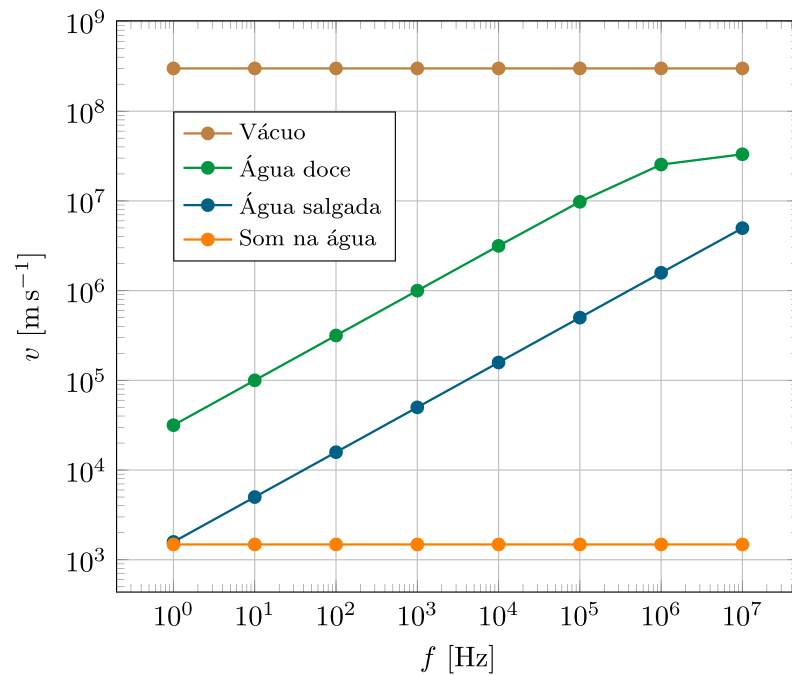


Figura 2.4: Velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas no vácuo e em água doce e salgada.

A Figura 2.4 permite concluir que a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas na água (independentemente do tipo de água) é superior à velocidade de propagação das ondas acústicas nesse meio.

A partir dos 10 kHz, a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas é cerca de 100 vezes superior à velocidade de propagação das ondas acústicas, o que se traduz numa menor latência nas comunicações por RF.

Também se pode observar que a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas em água salgada é cerca de 10 vezes inferior à velocidade dessas ondas em água doce, devido ao efeito da condutividade elétrica. Contudo, verifica-se que a partir de 1 MHz, a frequência deixa de ter o mesmo impacto no caso da água doce. Isto deve-se ao facto de essa frequência já estar próxima da frequência de transição ($f_t = 2.2$ MHz).

Na Figura 2.5 pode observar-se a característica do fator de atenuação das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas em água doce e salgada.

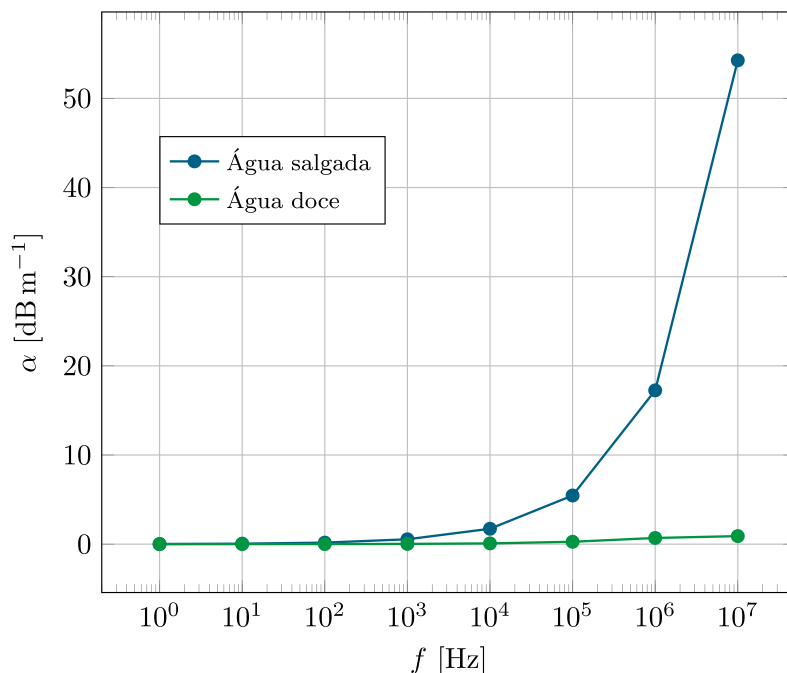


Figura 2.5: Fator de atenuação das ondas eletromagnéticas em função da frequência da portadora quando propagadas em água doce e salgada.

A Figura 2.5 permite concluir que para frequências inferiores a 1 kHz, o fator de atenuação das ondas eletromagnéticas é pouco dependente da frequência da portadora, quando estas se propagam em água doce e salgada. No entanto, para frequências superiores a 1 kHz, o fator de atenuação aumenta consideravelmente com o aumento da frequência da portadora até 54.27 dB/m quando as ondas se propagam em água salgada. No caso da água doce, para frequências superiores a 1 kHz, o aumento do fator de atenuação com a frequência continua a ser muito pequeno.

Outro fator que degrada a propagação do sinal de RF, ainda que seja menos preocupante do que no caso das comunicações acústicas, é a existência das componentes multicaminho. Nesta situação, podem existir três percursos, podendo o sinal propagar-se pelo ar e pela água, apenas pela água ou pelo solo oceânico, tal como ilustra a Figura 2.6. Quando o percurso pela água é dominante, são atingidas distâncias de propagação mais curtas, quando comparadas com os percursos pelo ar e pela água e pelo solo oceânico.

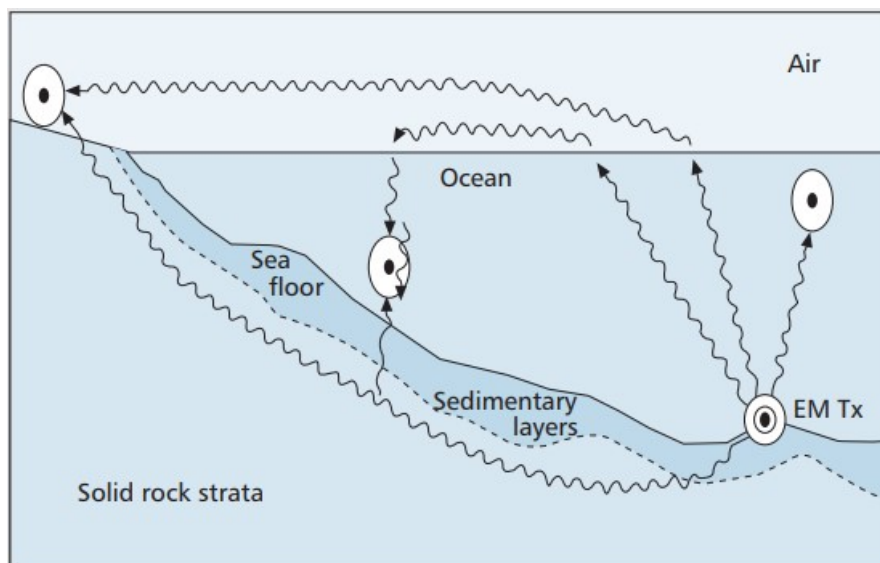


Figura 2.6: Componentes multicaminho num canal de comunicação por RF [21].

Na verdade, em certos ambientes de águas rasas (em inglês, *shallow waters*), pode tirar-se partido da existência dessas componentes para aumentar a distância de propagação do sinal. Nesse cenário, o sinal que se propaga no solo oceânico ou no ar sofre uma menor atenuação do que o sinal que se propaga exclusivamente na água [21].

2.2.3 Comunicações Óticas

As comunicações óticas em ambiente subaquático são tipicamente estabelecidas através da propagação de ondas eletromagnéticas na região do visível do espectro eletromagnético ($400 \text{ nm} < \lambda < 700 \text{ nm}$), dado que é nessa região que se verifica um menor coeficiente de atenuação (Figura 2.7). Isto implica que as portadoras possuam frequências muito elevadas ($429 \text{ THz} < f < 750 \text{ THz}$), o que contribui para o aumento do débito da comunicação.

A velocidade de propagação, v (m/s), das ondas óticas num dado meio, de índice de refração n , é dada pela Equação 2.11.

$$v = \frac{c}{n} \quad (2.11)$$

Assim, considerando o índice de refração na água $n = 1.33^6$, através da Equação 2.11, conclui-se que a velocidade de propagação na água é igual a $v = 2.26 \times 10^8 \text{ m/s}$, valor muito superior ao da velocidade de propagação das ondas acústicas e das ondas de RF, no mesmo meio, o que permite uma menor latência no caso das comunicações óticas.

Por outro lado, as ondas óticas são bastante atenuadas na água, devido ao facto de a absorção aumentar com o aumento da frequência e à presença de partículas em suspensão.

⁶Na verdade, o índice de refração na água depende do comprimento de onda da luz e da temperatura. Em [25] pode ser encontrado um modelo para determinação do índice de refração na água como função do comprimento de onda da luz e da temperatura da água.

O espalhamento existente nestas comunicações contribui diretamente para a existência de ISI, originada pelo alargamento dos impulsos, exigindo um processamento de sinal adicional por parte do recetor [26].

Tal como se pode observar na Figura 2.7, o coeficiente de atenuação na água é menor para os comprimentos de onda correspondentes à luz azul e verde, o que leva a que esta janela seja preferida para as comunicações óticas (aproximadamente, $435 \text{ nm} < \lambda < 570 \text{ nm}$).

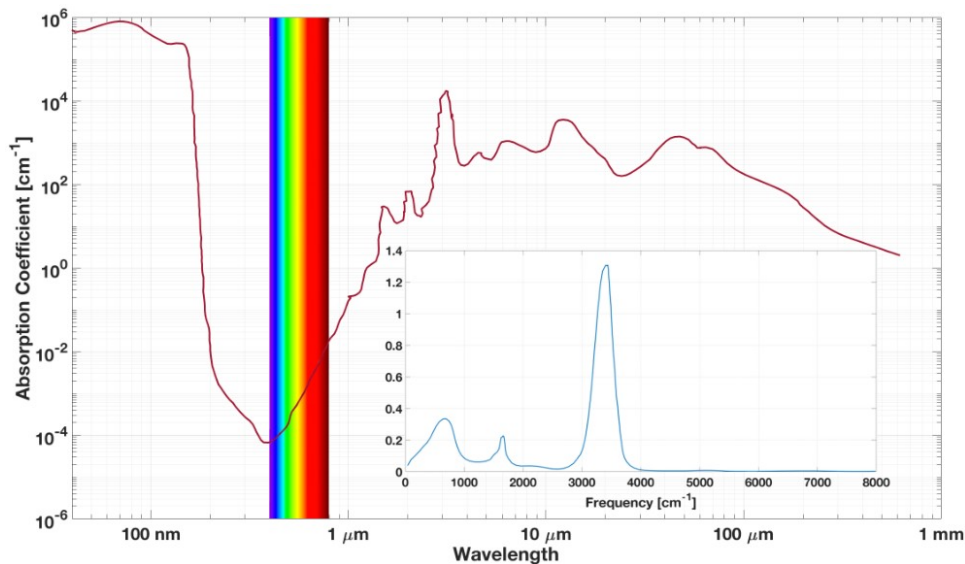


Figura 2.7: Atenuação das ondas óticas na água em função do comprimento de onda [27].

Um outro fator que pode pôr em causa a existência de comunicação está relacionado com a necessidade de alinhamento permanente entre o transmissor e o recetor. A turbidez da água e a turbulência provocada pelas ondas e ventos dificulta o referido alinhamento, assim como a propagação do próprio sinal ótico. Para além desses fatores, a comunicação pode também ser interrompida pela passagem de cardumes no percurso de propagação do sinal.

Tal como mostra a Figura 2.8 existem cerca de quatro configurações possíveis para se estabelecer uma UOWC.

A configuração ponto a ponto (Figura 2.8(a)) é a mais simples e a mais utilizada. Esta configuração apresenta especialmente bons resultados no caso de ser estabelecida entre transmissores e recetores estáticos, por exemplo entre um sensor e uma estação de acostagem ou entre dois sensores, uma vez que requer um alinhamento preciso entre estes. No caso de ser usada em plataformas móveis como AUVs, é necessária a utilização de um sistema capaz de manter a linha de vista (LOS - *Line-of-Sight*) entre os dispositivos óticos.

A configuração difusa (Figura 2.8(b)), é estabelecida através da utilização de fontes de luz difusa, com um ângulo de divergência elevado como os díodos emissores de luz (LEDs - *Light-Emitting Diodes*), de forma a ser possível aumentar o campo de visão, permitindo a difusão para vários recetores. Por outro lado, dado que compreende uma

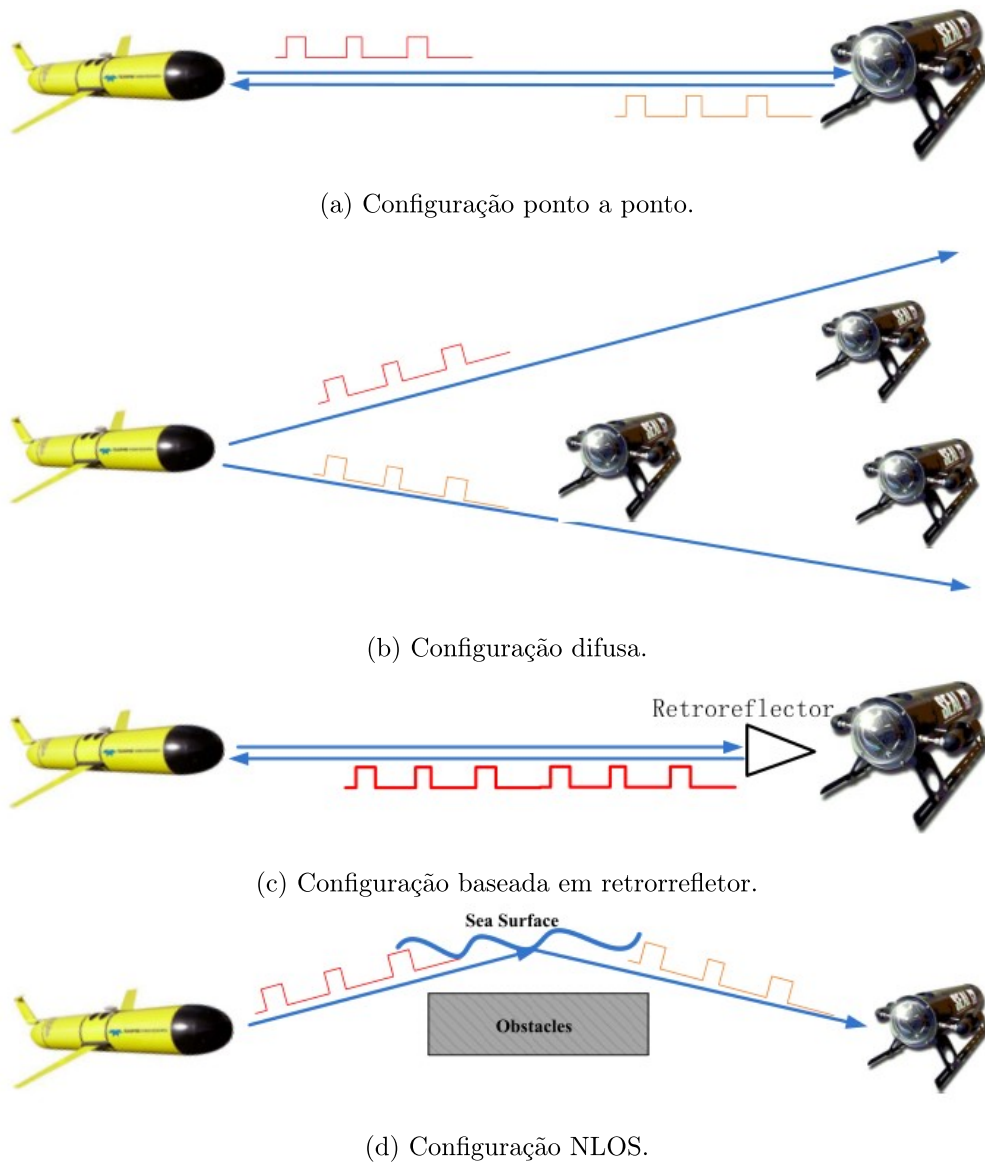


Figura 2.8: Configurações possíveis de estabelecimento de uma UOWC [26].

área de comunicação superior, esta configuração acaba por estar mais sujeita à atenuação da água.

A configuração baseada em retrorrefletor (Figura 2.8(c)) é tipicamente utilizada em situações de comunicações nos dois sentidos (*full-duplex*), em que os nós envolvidos possuem restrições em termos da potência necessária para suportar a referida comunicação. O transmissor envia os sinais de luz modulados para o recetor e este, uma vez que é equipado por um refletor ótico, quando deteta o sinal, reflete-o de volta para o transmissor, sendo a sua informação de resposta codificada na luz refletida. Deve salientar-se que, a existência do refletor no recetor, para manter a comunicação nos dois sentidos, não necessitando de outra fonte de luz, reduz em grande parte o custo do sistema. A principal desvantagem

desta configuração deve-se ao facto de a existência de retroespalhamento⁷ interferir com o sinal refletido, degradando a relação sinal-ruído e a taxa de erro de bit (BER - *Bit Error Rate*).

Na configuração *Non-Line-Of-Sight* (NLOS) (Figura 2.8(d)), o transmissor orienta a luz para a superfície da água com um ângulo de incidência superior ao ângulo crítico⁸, de modo a que a luz sofra uma reflexão interna total. Nesta configuração é ultrapassada a necessidade de alinhamento preciso entre o transmissor e o recetor, contudo, como o sinal é refletido na superfície da água, a existência de vento forte e/ou ondas pode originar turbulência, o que tem um impacto direto na propagação do sinal ótico [26].

Apesar dos referidos inconvenientes, estas comunicações estão cada vez mais a ser utilizadas, dada a crescente necessidade de existência de comunicações rápidas e eficientes, envolvendo grandes quantidades de dados entre distâncias relativamente reduzidas, isto é, alguns metros.

Propriedades da Água

Tendo em conta os efeitos das condições de propagação, as propriedades da água dividem-se em dois grupos: as propriedades óticas inerentes (IOPs - *Inherent Optical Properties*) e as propriedades óticas aparentes (AOPs - *Apparent Optical Properties*).

As IOPs são, tal como o nome sugere, as propriedades inerentes ao próprio meio de transmissão, sendo as mais importantes: o coeficiente de absorção, o coeficiente de espalhamento e o coeficiente de atenuação.

Por outro lado, as AOPs devem-se às características geométricas do sinal ótico, proveniente da fonte de luz, como a a difusão e a colimação⁹ do feixe de luz.

Os coeficientes de absorção e de espalhamento são as principais IOPs que influenciam a atenuação da luz na água. A absorção consiste na transferência da radiação eletromagnética em outras formas de energia como química (fotossíntese) ou calor, ou seja, a energia que seria reemitida é absorvida. A absorção, que ocorre na clorofila do fitoplâncton e nos sais dissolvidos na água¹⁰, implica uma diminuição da energia de propagação da luz, o que limita o alcance da comunicação. O espalhamento, que resulta da interação da luz com as moléculas e átomos do meio de transmissão, origina uma redução do número de fótons recebidos [26].

Na Figura 2.9 está representado um modelo que representa a geometria das IOPs para um volume de água ΔV e uma espessura ΔD , iluminado por um feixe colimado de comprimento de onda λ com uma potência incidente P_I .

⁷Retroespalhamento consiste na reflexão difusa da luz emitida para a mesma direção da qual partiu e é devida ao espalhamento da luz no meio em que esta se propaga.

⁸O ângulo crítico consiste no menor ângulo necessário para permitir a reflexão interna total da luz, isto é, quando o feixe refratado deixa de existir e a luz emitida é toda transportada no feixe refletido.

⁹A colimação consiste na limitação de um feixe de luz no interior de um ângulo sólido, tornando paralelos os raios desse mesmo feixe.

¹⁰Os principais sais dissolvidos na água do mar são: cloreto de sódio (NaCl), cloreto de magnésio (MgCl₂), sulfato de sódio (Na₂SO₄) e cloreto de potássio (KCl) [26].

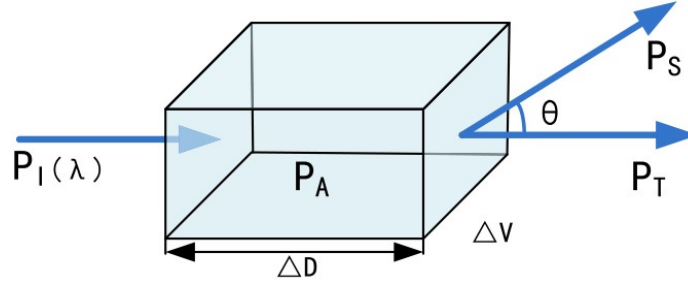


Figura 2.9: Modelo da geometria das IOPs para um volume de água ΔV e uma espessura ΔD [26].

Através da Figura 2.9 pode constatar-se que uma parte da potência ótica incidente é absorvida pela água (P_A), outra parte sofre espalhamento ou reflexão (P_S) e a parte remanescente é efetivamente transmitida como seria desejado (P_T). Admitindo que existe conservação da potência ótica, então, obtém-se a Equação 2.12 [26].

$$P_I = P_A + P_S + P_T \quad (2.12)$$

Assim, os coeficientes de absorção, $a(\lambda)$, e de espalhamento, $b(\lambda)$, são calculados através do limite da fração da potência ótica absorvida e espalhada, respetivamente, à medida que a espessura é cada vez mais pequena, através das Equações 2.13 e 2.14.

$$a(\lambda) = \lim_{\Delta D \rightarrow 0} \frac{P_A}{P_I \Delta D} \quad (2.13)$$

$$b(\lambda) = \lim_{\Delta D \rightarrow 0} \frac{P_S}{P_I \Delta D} \quad (2.14)$$

O coeficiente de atenuação, $c(\lambda)$, deve-se às contribuições do coeficiente de absorção e de espalhamento, tal como mostra a Equação 2.15. Deve salientar-se ainda que a unidade destes três parâmetros é m^{-1} .

$$c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda) \quad (2.15)$$

A atenuação de um sinal ótico em ambiente subaquático, é descrita pela Lei de Beer-Lambert, representada na Equação 2.16 [26],

$$I = I_0 e^{-c(\lambda)d}, \quad (2.16)$$

onde I_0 corresponde à intensidade do sinal transmitido pelo transmissor e I à intensidade do sinal que chega ao recetor, ou seja, depois de ter percorrido a distância d .

Através da Equação 2.16, pode obter-se o fator de perda de propagação, α_L , que consiste na percentagem de luz que é perdida devido à atenuação, tal como mostra a Equação 2.17.

$$\alpha_L = \frac{I}{I_0} = e^{-c(\lambda)d} \quad (2.17)$$

Tipos de Água

A propagação das ondas óticas na água é também dependente da profundidade e do tipo de água em que a luz se propaga. Estas características próprias da água variam com a localização geográfica e com a concentração de substâncias dissolvidas. Assim, os tipos de água são frequentemente classificados em [26]:

- *Pure sea water*: Neste tipo de água, a absorção é o fator que mais limita a propagação da luz, uma vez que a existência de partículas é bastante baixa, o que leva a que o espalhamento também o seja;
- *Clear ocean water*: Este tipo de água já possui uma concentração de sais e outras partículas dissolvidas considerável, o que irá aumentar o espalhamento. Este, juntamente com a absorção, irá contribuir para o aumento da atenuação da luz;
- *Coastal ocean water*: Este tipo de água possui uma concentração ainda maior de sais e outras partículas dissolvidas, fazendo aumentar a absorção e o espalhamento;
- *Turbid harbor and estuary water*: Neste tipo de água existe uma elevada concentração de partículas dissolvidas e em suspensão, o que irá fazer aumentar drasticamente a atenuação da luz.

Um dos parâmetros que é bastante utilizado para classificar e comparar os diferentes tipos de água existentes é o albedo, $\omega(\lambda)$, que define a razão entre o coeficiente de espalhamento e o coeficiente de atenuação, ou seja, indica a percentagem da atenuação da luz que é devida ao espalhamento. Este parâmetro, descrito na Equação 2.18, é adimensional e está compreendido entre 0 e 1.

$$\omega(\lambda) = \frac{b(\lambda)}{c(\lambda)} \quad (2.18)$$

Na Tabela 2.3 estão representados os parâmetros típicos característicos dos referidos tipos de água.

Tabela 2.3: Parâmetros característicos dos diferentes tipos de água [26].

Tipo de água	$a(\lambda)$ (m^{-1})	$b(\lambda)$ (m^{-1})	$c(\lambda)$ (m^{-1})	$\omega(\lambda)$
<i>Pure sea water</i>	0.053	0.003	0.056	0.054
<i>Clear ocean water</i>	0.114	0.037	0.151	0.245
<i>Coastal ocean water</i>	0.179	0.219	0.398	0.550
<i>Turbid harbor and estuary water</i>	0.295	1.875	2.170	0.864

Através da análise da Tabela 2.3 pode comprovar-se que a *pure sea water* possui um coeficiente de espalhamento reduzido (comparativamente com o coeficiente de absorção), o que leva a que a atenuação se deva essencialmente à absorção. Na *clear ocean water* o coeficiente de espalhamento aumenta mas continua a ser inferior ao coeficiente de absorção. Por sua vez, na *coastal ocean water*, o coeficiente de absorção está bastante próximo do coeficiente de espalhamento, ainda que este último seja superior, o que faz com que o albedo seja cerca de 55%. Por fim, na *turbid harbor and estuary water*, o coeficiente de espalhamento é muito superior ao coeficiente de absorção, devendo-se a atenuação em 86.4% à existência de espalhamento.

Na Figura 2.10 pode observar-se o fator de perda de propagação da luz para os diferentes tipos de água em função das distâncias de propagação, considerando os coeficientes de atenuação representados na Tabela 2.3.

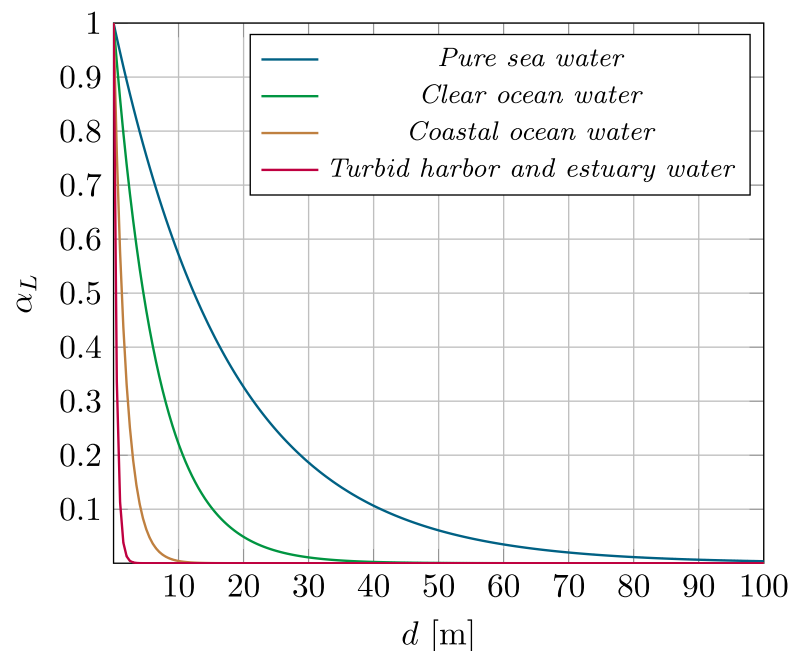


Figura 2.10: Fator de perda de propagação da luz para diferentes tipos de água em função da distância.

Através da análise da Figura 2.10 pode-se comprovar que o fator de perda de propagação decresce exponencialmente com o aumento da distância de propagação, traduzindo-se a limitação em termos da distância de propagação (devida à atenuação) no principal inconveniente deste tipo de comunicação.

De forma a garantir que o recetor recebe cerca de 20% do sinal ótico, este só se pode propagar cerca de 28 m em *pure sea water*, 10 m em *clear ocean water*, 2 m em *coastal ocean water*, não sendo possível a sua propagação em *turbid harbor and estuary water*, dada a elevada atenuação. Para este último tipo de água, se o sinal ótico se propagar em apenas 1 m, o recetor apenas consegue detetar cerca de 11.4% do sinal.

2.3 Sistema de Comunicação Ótica Subaquático

De forma a ser possível o estabelecimento de uma UOWC são necessários os elementos representados no diagrama de blocos da Figura 2.11.

O primeiro elemento consiste na fonte de informação, que possui os dados a serem transmitidos, sendo estes modulados numa onda portadora de elevada frequência, para que seja possível atingir débitos elevados. O sinal é encaminhado para o módulo transmissor, onde se encontra a fonte de luz, que realiza a conversão eletro-ótica. O sinal ótico passa por alguns equipamentos óticos como uma lente de projeção e um direcionador do feixe (que devem estar perfeitamente alinhados com o transmissor) até ser enviado para o canal de comunicação, neste caso a água salgada.

O sinal é então coletado pela lente ótica e encaminhado para o módulo recetor onde se encontra o fotodetetor, que realiza a conversão opto-elétrica. Depois de realizado o processamento do sinal necessário, o sinal elétrico é enviado, finalmente, para o desmodulador, de modo a ser possível recuperar a informação original transmitida.

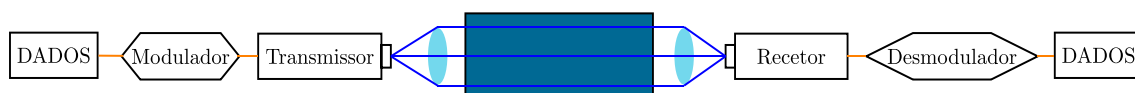


Figura 2.11: Arquitetura de um sistema de UOWC (sinal elétrico representado a laranja e sinal ótico a azul).

2.3.1 Técnicas de Modulação

A modulação consiste no processo de adaptação de algumas características de um sinal de informação, de forma a ser transmitido um sinal mais apropriado às características do meio de transmissão. Nesta operação, o espetro do sinal de informação (em banda base¹¹) é tipicamente deslocado para uma banda de frequências superior (frequência da onda portadora), mais adequada à transmissão, tornando o sinal menos sensível ao ruído e/ou interferência que possa existir no canal de comunicação. O sinal de informação é recuperado pelo recetor, através do processo inverso, a desmodulação. Tipicamente, são utilizadas ondas portadoras sinusoidais, do tipo representado na Equação 2.19,

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \phi_c), \quad (2.19)$$

sendo a informação transmitida na amplitude (A_c), frequência (f_c) e na fase da portadora (ϕ_c), dependendo do tipo de modulação.

Independentemente da técnica de modulação utilizada, a modulação do sinal ótico pode ser implementada de forma direta ou externa.

¹¹Um sinal em banda base é um sinal com uma largura de banda limitada situada em torno de 0 Hz. Por outro lado, um sinal com uma largura de banda situada em torno de uma frequência superior é designado de sinal passa-banda.

A modulação direta, representada na Figura 2.12(a), é a mais fácil de implementar e consiste unicamente na variação da corrente injetada no transmissor ótico, de forma a variar a potência ótica emitida.

Por outro lado, na modulação externa, representada na Figura 2.12(b), o sinal ótico que sai do transmissor possui potência ótica constante e, ao passar no modulador externo - que é um dispositivo controlado por um sinal elétrico de tensão -, é modulado de acordo com o sinal de informação a transmitir.

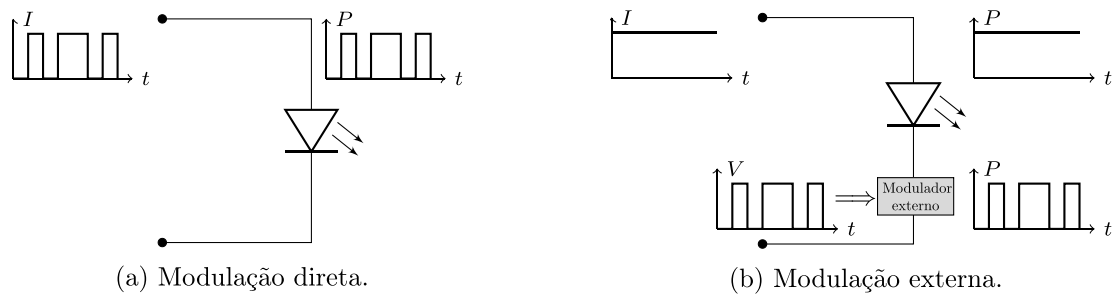


Figura 2.12: Modulação direta e externa da luz.

Os principais parâmetros que distinguem as várias técnicas de modulação são: a eficiência energética, eficiência em termos de largura de banda, complexidade dos circuitos de modulação, custo e capacidade de controlo da taxa de erros.

Algumas das técnicas de modulação mais frequentemente utilizadas no âmbito das UOWCs, são, entre outras:

- *On-Off Keying* (OOK);
- *Pulse Position Modulation* (PPM);
- *Differential Phase Shift Keying* (DPSK);
- *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM);
- *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM).

OOK

A técnica de modulação OOK é a mais simples de implementar, uma vez que consiste unicamente no envio de um '0' ou '1' no caso da ausência e presença de luz, respetivamente. Esta técnica é frequentemente utilizada com os códigos de linha *Return-to-Zero* (RZ) e *Non-Return-to-Zero* (NRZ).

A principal vantagem desta técnica consiste na possibilidade de o transmissor ótico permanecer inativo no caso da ausência de sinal, o que se traduz numa poupança energética considerável.

Por outro lado, esta técnica de modulação mostra-se sensível a ruído e interferência, podendo ser interpretada erradamente a presença de luz, assim como possui algumas desvantagens em termos da eficiência de potência e da capacidade de controlo da taxa de erros do canal subaquático [28].

Na Figura 2.13 pode observar-se um sinal de informação binário (em cima) e o seu correspondente sinal modulado em OOK (em baixo).

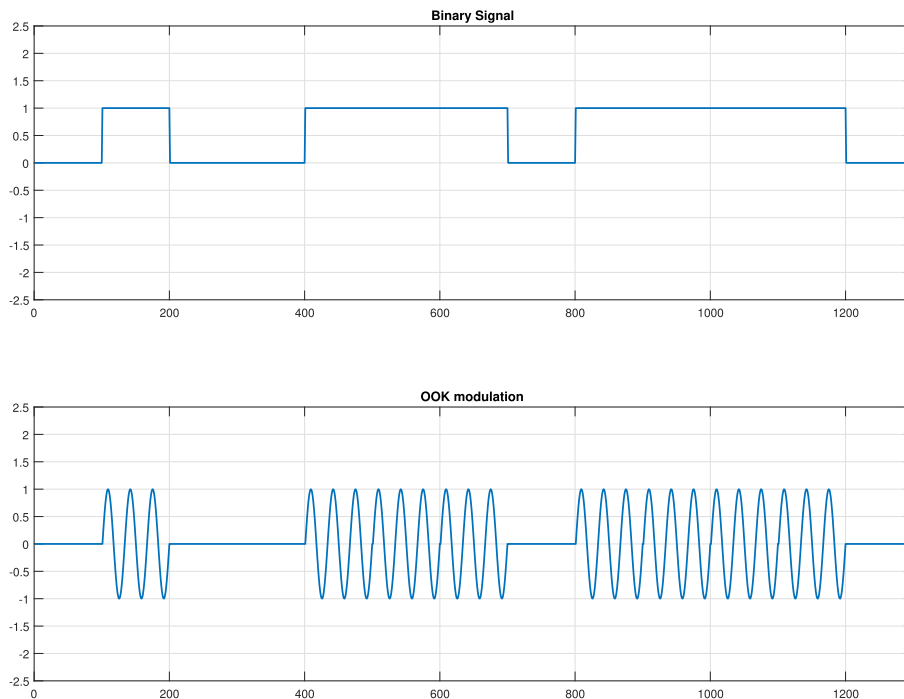


Figura 2.13: Sinal de informação binário modulado em OOK.

PPM

Na técnica de modulação PPM, a amplitude e a largura dos impulsos é constante, num dado intervalo de tempo, variando a posição dos impulsos com a amplitude do sinal de informação, no instante de amostragem. Tal como se pode observar na Figura 2.14, a duração dos impulsos, irá representar um '0' ou um '1'.

As principais vantagens devem-se ao facto de esta técnica de modulação permitir atingir maiores distâncias de propagação do sinal, comparativamente com a OOK, nas mesmas condições de potência de transmissão, e oferecer maior potência e eficiência espectral [28, 29].

A principal desvantagem desta técnica de modulação está relacionada com a necessidade de existência de uma sincronização precisa entre o transmissor e o recetor, no processo de desmodulação. Um qualquer desvio de sincronização irá contribuir para a degradação da BER do sistema. Por este motivo, é por vezes utilizada a técnica de PPM diferencial, uma variação da PPM, em que não é necessário o recurso a um sinal de relógio [30].

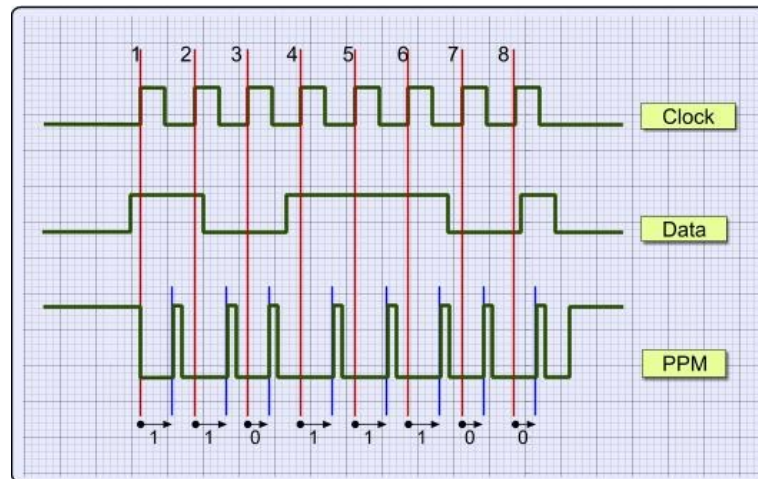


Figura 2.14: Sinal de informação binário modulado em PPM [30].

DPSK

Ao contrário das técnicas anteriores, que são técnicas de modulação em banda base, a DPSK é um pouco mais complexa. Nesta técnica não é necessário um sinal de referência, mas torna-se necessária a utilização de um interferómetro no processo de desmodulação, o que torna o sistema mais complexo.

Nesta técnica de modulação, a informação do sinal é transmitida através de variações de fase do sinal modulado. Tal como se pode observar na Figura 2.15, se for transmitido um '0', não se verifica inversão de fase e se for transmitido um '1', a fase do sinal modulado é invertida em 180° .

A principal vantagem desta técnica prende-se na elevada capacidade de controlo de erros e elevada largura de banda. Contudo, não se mostra muito eficiente em termos de potência, dada a necessidade do interferómetro no sistema de receção, para além de tornar o sistema mais complexo [28].

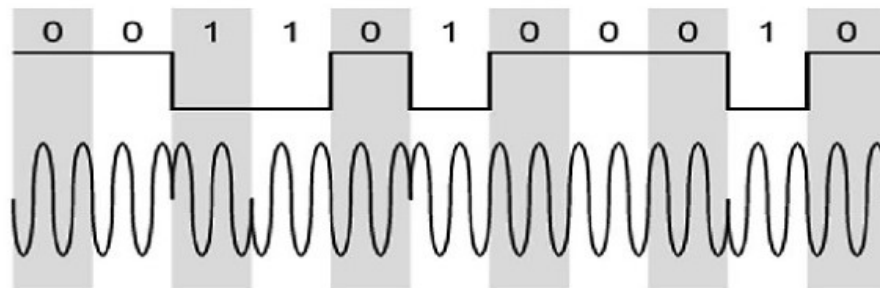


Figura 2.15: Sinal de informação binário modulado em DPSK [31].

OFDM

De facto, as técnicas anteriormente referidas permitem obter bons resultados em algumas das características. No entanto, dado que o canal de comunicação subaquático degrada severamente o sinal, a opção por uma técnica de modulação mais robusta, permite obter melhores resultados, como um aumento do débito da transmissão, da qualidade do sinal recebido, assim como da potência recebida pelo recetor. Assim, a técnica de modulação OFDM vem responder a essas solicitações, sendo considerada uma das técnicas de modulação mais robustas.

O princípio básico da OFDM consiste na divisão do espectro de frequências num conjunto de subportadoras, tal que o máximo espectral de uma consiste nos zeros espectrais de outras.

Esta modulação possui uma elevada eficiência espectral, uma vez que como as subportadoras são ortogonais entre si, não é necessária a existência de uma faixa (de frequência) de guarda entre as subportadoras, tal como se pode observar na Figura 2.16.

A transmissão dos dados é dividida em fluxos paralelos com uma taxa de transmissão menor, que servem para modular as várias subportadoras, sendo estas frequentemente moduladas nas várias variantes de PSK e QAM, esta última técnica abordada a seguir.

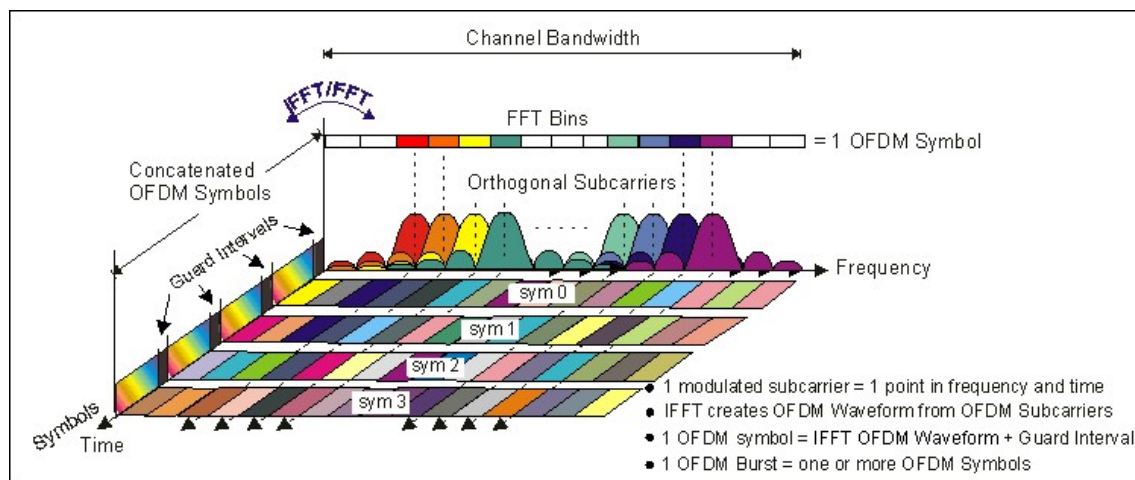


Figura 2.16: Representação Tempo-Frequência de um sinal OFDM [32].

Uma vez que no canal de comunicação subaquático verifica-se a existência de componentes multicaminho que contribuem para a ISI, é introduzido um tempo de guarda entre dois símbolos OFDM consecutivos, superior ao atraso de propagação, de modo a não interferir com os próximos símbolos. Adicionalmente, é também introduzido um prefixo cíclico, que consiste na cópia das últimas amostras dos símbolos OFDM para o início de cada símbolo, que é onde o efeito multicaminho tem mais impacto. Assim, torna-se possível manter a ortogonalidade entre as réplicas atrasadas devido ao efeito das componentes multicaminho [32].

Na Figura 2.17 pode observar-se a localização do tempo de guarda e do prefixo cíclico nos símbolos OFDM.

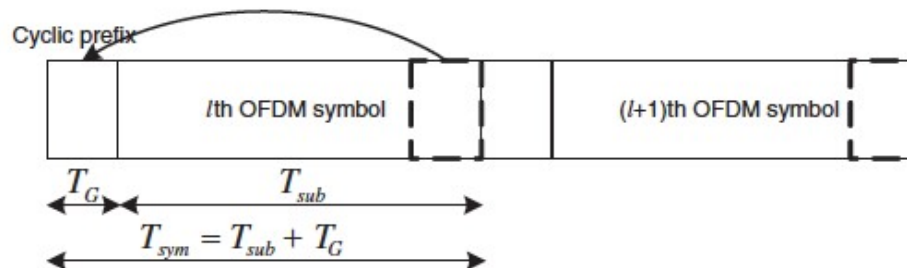


Figura 2.17: Prefixo cíclico nos símbolos OFDM [33].

Nos sistemas de UOWC, esta técnica de modulação contribui diretamente para o aumento da eficiência espectral em transmissões de alto débito, mitigando os efeitos das componentes multicaminho como a ISI.

QAM

Tal como anteriormente referido, é tipicamente utilizada nos sistemas de UOWC a técnica de modulação QAM para modular as subportadoras OFDM.

Em QAM, são combinadas as modulações de amplitude e de fase, isto é, a informação é transmitida na amplitude de duas ondas portadoras desfasadas de 90° , em quadratura (daí o nome atribuído), de forma a aumentar a distância entre símbolos na representação por constelação, minimizando a probabilidade de erro na receção.

Os estados das várias configurações possíveis em QAM são tipicamente representados no diagrama de constelação, em que os símbolos estão dispostos numa grelha ou num círculo. Em QAM binário, o número de símbolos é função de uma potência de 2 ($M = 2^n = 2, 4, 8, \dots$), dependendo do número de bits da representação (n) tal como se pode observar nas constelações representadas na Figura 2.18.

Tipicamente, são utilizados formatos de modulação QAM de ordem superior, isto é, com um número de símbolos superior na constelação, de modo a ser possível a transmissão de mais bits por símbolo. Contudo, à medida que são utilizados formatos de ordem superior, os símbolos permanecem mais próximos entre si, tornando a modulação mais suscetível ao ruído e/ou interferência, contribuindo para um aumento da BER [34].

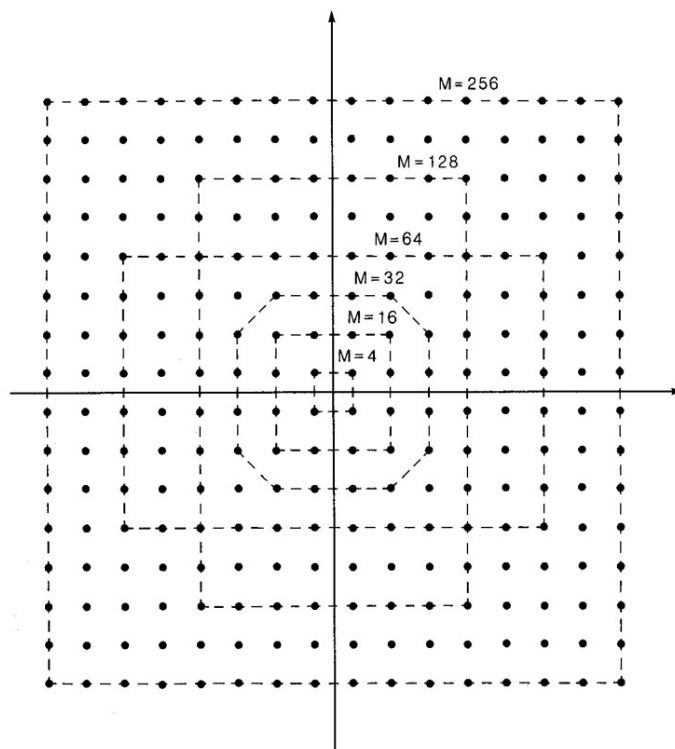


Figura 2.18: Constelações QAM em grelha ($M = 4, 16, 32, 64, 128, 256$) [35].

Assim, através da análise realizada, uma vez que se pretende que o sistema de UOWC possua um alto débito de transmissão e uma elevada eficiência, apesar de o seu grau de complexidade ser relativamente superior, irá optar-se pela utilização da técnica de modulação OFDM, sendo as subportadoras moduladas em QAM.

Análise do desempenho das modulações digitais

Uma das formas, e talvez a mais utilizada, de avaliar o desempenho das modulações digitais, nomeadamente na deteção das possíveis degradações presentes no sinal recebido, ajudando a detetar as suas fontes, consiste na medição e análise da amplitude do vetor de erro (EVM - *Error Vector Magnitude*). Esta informação é bastante importante pois permite calcular a BER da transmissão.

De facto, nas modulações digitais, os bits de informação são transferidos pela portadora de RF (passa-banda), através da variação da sua amplitude e fase, o que leva a que, a cada impulso de relógio, a portadora ocupe uma posição no plano I vs. Q, respetivamente as suas componentes em fase e em quadratura¹². Cada uma dessas posições do diagrama de constelação codifica um símbolo que pode consistir em um ou mais bits de informação.

¹²Na verdade, qualquer sinal passa-banda real pode ser decomposto nas suas componentes em fase (I) e em quadratura (Q). Ao contrário do sinal passa-banda, essas componentes são sinais em banda base.

A medição é efetuada através da comparação da constelação do sinal recebido com a constelação ideal da modulação utilizada, que se traduz num sinal de referência, tal como mostra a Figura 2.19.

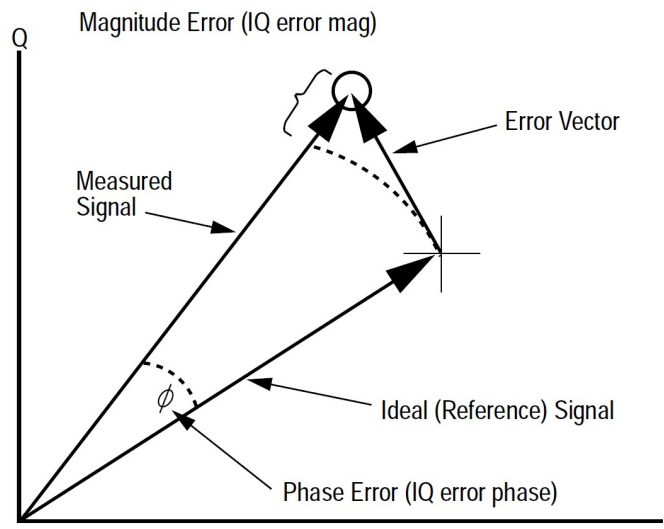


Figura 2.19: Análise e medição da EVM [36].

A EVM é dada como a razão entre a potência do vetor de erro e a potência do vetor de referência, relativo à constelação ideal. Este parâmetro é tipicamente dado em dB, tal como representado na Equação 2.20, ou em percentagem tal como representado na Equação 2.21. Deve notar-se que P_{erro} e P_{ideal} são, respetivamente, o valor da potência quadrática média do vetor de erro e o valor da potência quadrática média do vetor de referência [37].

$$EVM(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{erro}}{P_{ideal}} \right) \quad (2.20)$$

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{P_{erro}}{P_{ideal}}} \times 100 \quad (2.21)$$

A EVM total de uma constelação com M símbolos é dada pela média da EVM de todos os símbolos dessa mesma constelação, tal como descrito na Equação 2.22.

$$EVM = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \sqrt{\frac{(I_k - I_{ideal})^2 + (Q_k - Q_{ideal})^2}{(I_{ideal} + Q_{ideal})^2}}, \quad (2.22)$$

onde I_k e Q_k são, respetivamente, as componentes em fase e em quadratura relativas ao k -ésimo símbolo da constelação do sinal recebido e I_{ideal} e Q_{ideal} são, respetivamente, as componentes em fase e em quadratura relativas à constelação ideal [37].

2.3.2 Fonte Ótica

A fonte ótica tem como principal função a conversão do sinal elétrico (na forma de corrente) num sinal ótico. Tal como anteriormente referido, a janela de comprimentos de onda de trabalho para o caso das UOWCs situa-se na região do azul e do verde, ou seja, $435 \text{ nm} < \lambda < 570 \text{ nm}$. Existem essencialmente dois tipos de fontes que podem ser usados neste tipo de comunicações: os LEDs e os díodos LASER (muitas vezes designados apenas por LASERS).

LED

O LED é uma fonte de luz que, na sua forma mais simples, é constituída por uma junção *pn* diretamente polarizada. À medida que um eletrão da junção *n* se combina com uma lacuna da junção *p*, é libertada energia, sob a forma de um fóton. Este fenómeno, designado de emissão espontânea, representado na Figura 2.20, leva à emissão de feixes de luz incoerente e divergente, com uma elevada largura espectral ($25 \text{ nm} < \Delta\lambda < 100 \text{ nm}$) e uma largura de banda da modulação situada entre os kHz e os MHz [38].

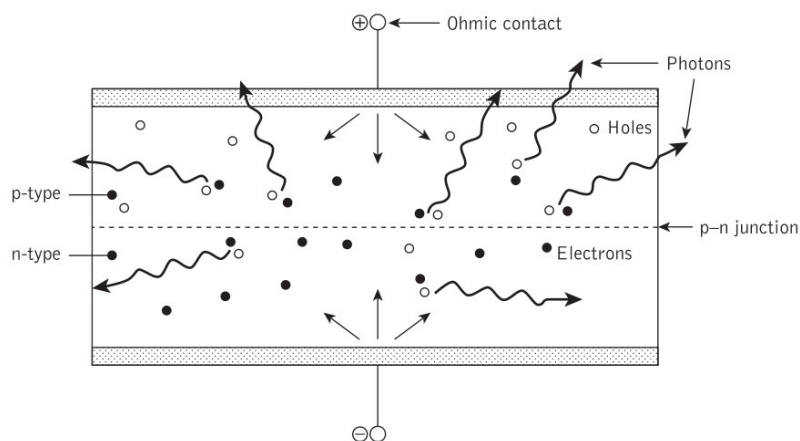


Figura 2.20: Emissão espontânea devida à recombinação de pares eletrão-lacuna [39].

As principais características deste dispositivo são:

- o seu fabrico é relativamente simples, o que permite um custo relativamente baixo;
- apresenta elevada fiabilidade, uma vez que os níveis de potência não se degradam significativamente com o tempo;
- é imune ao ruído;
- não é muito dependente da temperatura, não necessitando de circuitos de controlo de temperatura adicionais;
- apresenta uma característica bastante linear - devido ao facto de a cada recombinação eletrão-lacuna ser gerado um fóton -, tal como se pode observar na Figura 2.21(a);
- possui uma potência ótica e uma largura de banda relativamente reduzida, o que leva a que este dispositivo seja bastante limitado em termos de taxa de transmissão.

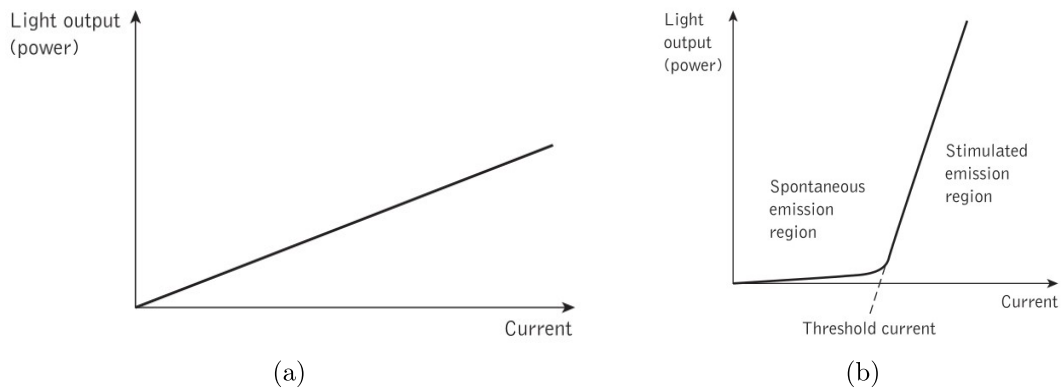


Figura 2.21: Característica ideal do LED (a) e do LASER (b) - potência ótica em função da corrente injetada [39].

LASER

O LASER é constituído por uma junção *pn* mais complexa, de modo a ser possível que, quando um fóton já existente (emitido por emissão espontânea) possui energia igual à libertada devido à recombinação de novo par elétron-lacuna, ocorra a emissão de um fóton idêntico, ou seja, com a mesma frequência, fase, polarização, e direção de propagação do fóton original. Este fenómeno, designado de emissão estimulada, ocorre para valores de corrente de polarização superiores a um valor limiar (em inglês, *threshold*). Para valores de corrente de polarização inferiores ao limiar, predomina a emissão espontânea, tal como se pode observar na Figura 2.21(b). Os feixes de luz emitidos por um LASER são coerentes¹³, com uma largura espectral ($10^{-5} \text{ nm} < \Delta\lambda < 5 \text{ nm}$) e uma largura de banda da modulação que pode ir até à escala de GHz [38].

As principais características deste dispositivo são:

- emite luz muito monocromática;
- é muito dependente da temperatura, pelo que são necessários circuitos de controlo adicionais;
- os seus níveis de potência degradam-se com o tempo;
- os feixes de luz emitidos são muito direcionais;
- possui uma potência ótica de saída relativamente elevada;
- uma vez que permite uma elevada largura de banda da modulação, a taxa de transmissão da informação transmitida é elevada;
- possui um custo relativamente elevado, devido ao seu fabrico mais complexo.

Assim, através da análise realizada, uma vez que se pretende que o sistema de UOWC possua um alto débito de transmissão, irá optar-se por um LASER. Apesar de o seu custo ser mais elevado, a sua potência ótica de saída e o débito da comunicação são também mais elevados.

¹³Deve salientar-se que, para se considerar uma fonte ótica como coerente, a emissão estimulada tem de prevalecer sobre a emissão espontânea [39].

2.3.3 Detetor Ótico

Uma vez enviado o sinal de informação ótico, modulado, para o canal de comunicação subaquático, torna-se necessária a utilização de uma lente ótica para coletar a luz para o detetor (ou recetor) ótico.

O detetor ótico é responsável por efetuar a conversão opto-elétrica, isto é, a conversão do sinal do domínio ótico para o domínio elétrico, de modo a que a informação seja recuperada.

Um detetor ótico deve oferecer uma elevada sensibilidade e fiabilidade nos comprimentos de onda de operação, uma elevada eficiência de conversão, uma elevada eficiência energética, apresentar uma larga área de deteção e introduzir o mínimo ruído.

Nos sistemas de UOWC são tipicamente considerados os seguintes detetores óticos¹⁴ [26, 38]:

- Fotodíodo PIN - possui ganho unitário, baixo custo e é bastante linear;
- Fotodíodo de avalanche (APD - *Avalanche Photodiode*) - é rápido, possui um ganho interno e, como tal, permite atingir maiores distâncias de propagação no sistema de UOWC, mas requer tensões de polarização mais elevadas;
- Fotomultiplicador de tubo de vácuo (PMT - *Photomultiplier Tube*) - é muito sensível à luz e possui um elevado ganho interno;
- Fotomultiplicador de silício (SiPM - *Silicon Photomultiplier*) - possui um elevado ganho interno e é muito sensível à luz, tal como o PMT, e é imune a campos eletromagnéticos.

Uma característica importante a ter em conta em qualquer detetor ótico é a sua eficiência quântica (η), que indica a razão entre o número de eletrões recolhidos e o número de fótons incidentes, tal como mostra a Equação 2.23 [39],

$$\eta = \frac{\text{número de eletrões recolhidos}}{\text{número de fótons incidentes}} = \frac{I_p}{\frac{P_o}{\frac{hc}{\lambda}}}, \quad (2.23)$$

onde I_p (A) corresponde à fotocorrente produzida, $e = 1.602 \times 10^{-19}$ C à carga do eletrão, P_o (W) à potência média da radiação incidente, $h = 6.626 \times 10^{-34}$ Js à constante de Planck, $c = 3 \times 10^8$ m/s à velocidade de propagação da luz no vácuo e λ (m) ao comprimento de onda da radiação incidente.

Os termos da Equação 2.23 podem ser rearranjados, de modo a ser possível obter a fotocorrente produzida pelo fotodetetor, I_p , descrita pela Equação 2.24 [39].

$$I_p = \frac{\eta P_o e \lambda}{hc} \quad (2.24)$$

¹⁴Deve ressaltar-se que existem outros dispositivos sensíveis à luz como as fotorresistências, os fototransistores e os fototriódos. No entanto, uma vez que são dispositivos bastantes lentos, geralmente não são considerados para utilização neste tipo de comunicações.

Um outro parâmetro que permite avaliar o desempenho de um fotodetector é a responsividade, R (A/W), que mostra a característica de transferência do detetor, isto é, a razão entre a fotocorrente gerada e a potência ótica incidente [39].

$$R = \frac{I_p}{P_o} = \frac{\eta e \lambda}{hc} \quad (2.25)$$

Os fotodetectors introduzem ruído no sistema ótico. Na Figura 2.22 podem observar-se as várias fontes de ruído associadas a um detetor ótico. Deve, no entanto, salientar-se que o bloco correspondente ao ganho de avalanche (representado a tracejado) refere-se apenas ao fotodíodo APD e será abordado mais à frente.

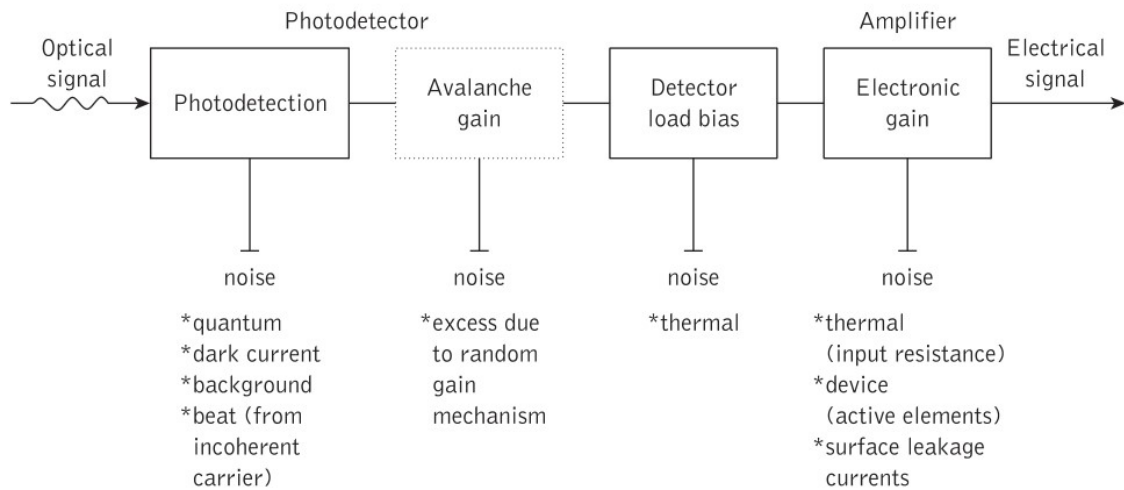


Figura 2.22: Fontes de ruído associadas a um detetor ótico [39].

Assim, as principais fontes de ruído que um fotodetector introduz são:

- o ruído quântico (ou de disparo) deve-se ao processo de deteção da luz. Este processo resulta da absorção de um fóton¹⁵ e o sinal de saída do fotodetector é imposto pelo processo de natureza estatística associado à produção e chegada de fótons ao mesmo;
- o ruído associado à existência de correntes de escuridão (em inglês, *dark currents*), que existem quando não existe luz incidente no fotodetector (potência ótica) e, ainda assim, este continua a produzir corrente devido à radiação de fundo existente;
- o ruído térmico¹⁶ associado aos circuitos eletrónicos de polarização e internos do próprio detetor ótico.

¹⁵Este processo será explicado com maior detalhe mais à frente.

¹⁶O ruído térmico, também designado de ruído branco ou de Johnson, deve-se essencialmente à interação térmica entre os electrões livres nos condutores e possui uma densidade espectral de potência constante na gama de frequências considerada.

Fotodíodo PIN

O fotodíodo PIN é um fotodetector sem ganho interno, polarizado inversamente, constituído por duas junções de semicondutores (p e n^+)¹⁷ separadas por uma região intrínseca (i) dopada com semiconductor do tipo n .

Um fotão com uma energia igual ou superior à energia da banda proibida do material semiconductor, E_g (J), descrita na Equação 2.26,

$$E_g = hf = \frac{hc}{\lambda}, \quad (2.26)$$

pode libertar energia, excitando um eletrão da camada de valência para a banda de condução. Este processo, que ocorre na região intrínseca e cria um par eletrão-lacuna, designa-se por fotogeração.

À medida que os eletrões se deslocam do ânodo (abundante em eletrões) para o cátodo (abundante em lacunas) e as lacunas se deslocam do cátodo para o ânodo, verifica-se a criação de um par eletrão-lacuna. A absorção do fotão ocorre na região de depleção, tal como se pode observar na Figura 2.23 [39].

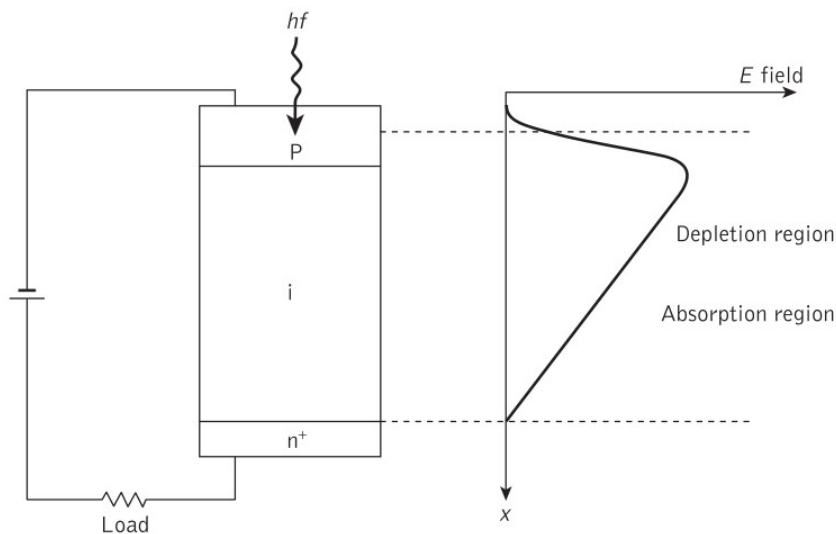


Figura 2.23: Constituição de um fotodíodo PIN [39].

Nos sistemas de UOWC, estes fotodíodos são bastante utilizados dada a sua elevada linearidade e largura de banda - o que pode ser decisivo em sistemas de elevado débito - e o seu baixo nível de ruído e correntes de escuridão. No entanto, estes dispositivos possuem tipicamente áreas de deteção relativamente pequenas, o que pode dificultar o alinhamento do feixe de luz e não possuem ganho interno.

¹⁷Quando se refere que a junção é dopada de semicondutores do tipo n^+ , é sobretudo para ressaltar que essa junção é fortemente dopada desse mesmo semiconductor (n).

Fotodíodo APD

No fotodíodo de avalanche, a absorção dos fótons conduz à fotogeração, tal como no fotodíodo PIN. No entanto, devido à existência de um campo elétrico extremamente elevado na zona de depleção, as lacunas e os eletrões adquirem energia suficiente, o que leva à criação de pares eletrão-lacuna adicionais. A este fenómeno dá-se o nome de multiplicação por avalanche.

Tal como se pode observar na Figura 2.24, este fotodíodo possui mais uma junção de semiconductor do tipo p , fortemente dopada, para além da região intrínseca, da junção do tipo p e da junção fortemente dopada do tipo n , em comparação com o fotodíodo PIN.

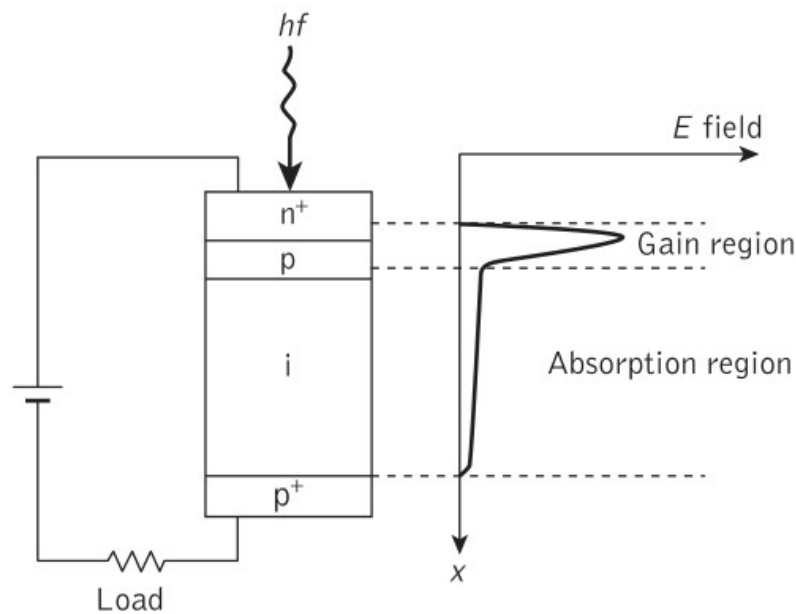


Figura 2.24: Constituição de um fotodíodo APD [39].

Dada a criação de pares eletrão-lacuna adicionais, na multiplicação por avalanche, este fotodíodo possui um ganho em corrente interno, M_f , ao contrário do fotodíodo PIN. A corrente total de saída de um fotodíodo APD, I , é descrita na Equação 2.27.

$$I = M_f I_p = M_f R P_o \quad (2.27)$$

Por outro lado, a existência desse ganho interno leva a que o número de eletrões recolhidos não seja proporcional ao número de fótons incidentes, pelo que este dispositivo apresenta uma característica não linear, ao contrário do fotodíodo PIN.

Se se rearranjar os termos da Equação 2.27, pode obter-se a responsividade, R (A/W), do fotodíodo APD, que vem aumentada pelo seu ganho em corrente interno, tal como mostra a Equação 2.28.

$$R = \frac{I}{M_f P_o} \quad (2.28)$$

Relativamente ao ruído introduzido pelo fotodíodo APD, deve salientar-se que o mecanismo de multiplicação por avalanche contribui para um aumento das correntes de escuridão e, conseqüentemente do ruído quântico deste dispositivo, tal como se pode observar na Figura 2.22 [39].

O fotodíodo de avalanche é também bastante utilizado em sistemas de UOWC dada o seu ganho interno de multiplicação e a sua elevada sensibilidade na deteção da luz. Por outro lado, a sua largura de banda é mais reduzida, requer tensões de polarização mais elevadas, a sua saída é não linear, possui um custo mais elevado, é mais dependente da temperatura (devido ao fator de multiplicação) e possui um maior nível de ruído, em comparação com o fotodíodo PIN, anteriormente descrito.

Fotomultiplicador de tubo de vácuo

Ao contrário dos anteriores, o PMT não pertence ao grupo dos dispositivos semicondutores, mas sim ao grupo dos tubos de vácuo. Essencialmente, este dispositivo é constituído por uma janela (por onde entra a luz), um fotocátodo, eléctrodos de concentração, um multiplicador de electrões e um ânodo (geralmente selado por um tubo de vidro), tal como mostra a Figura 2.25.

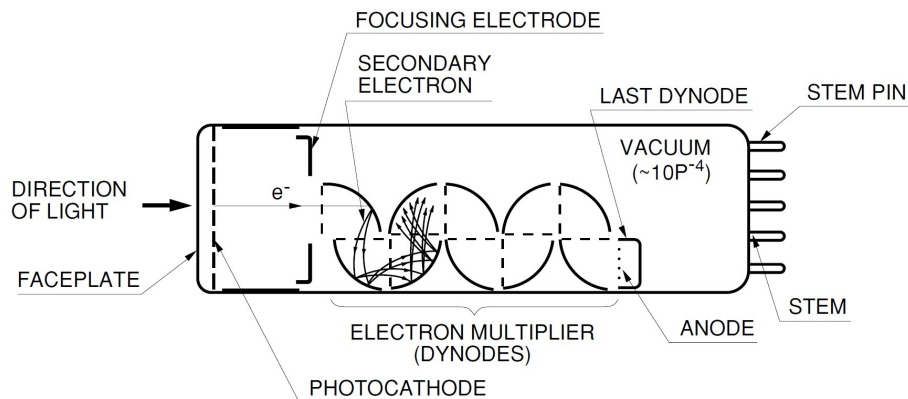


Figura 2.25: Constituição de fotomultiplicador [40].

Tal como referido, a luz entra no PMT pela janela de entrada e excita os electrões presentes no fotocátodo, de modo a que os fotoelectrões sejam emitidos no interior do tubo de vácuo. Estes são, por sua vez, acelerados e concentrados nos eléctrodos do primeiro dínodo, onde são multiplicados pela emissão de electrões secundários, o que se verifica nos sucessivos dínodos até ao último, onde os electrões emitidos são coletados no ânodo.

Estes fotodetetores possuem a vantagem de serem muito sensíveis à luz - o que também pode ser um problema, uma vez que são bastante afetados pela luz ambiente - e de produzirem um elevado ganho interno - devido à multiplicação interna. Contudo, são dispositivos relativamente frágeis, de um porte considerável (comparativamente com os anteriores), e que requerem tensões de polarização muito elevadas (entre os 1000 V e os 2000 V), o que pode ser um problema quando aplicados em sistemas de UOWC [40].

Fotomultiplicador de silício

Ao contrário do PMT, o SiPM¹⁸ é um dispositivo que requer tensões de polarização relativamente baixas (entre 20 V e 60 V, valor inferior à tensão de rutura¹⁹), possui dimensões reduzidas e não é sensível a campos eletromagnéticos. Por outro lado, estes dispositivos reúnem algumas das características dos fotomultiplicadores de tubo de vácuo, como o seu elevado ganho devido à multiplicação (cerca de 10^6) e o seu baixo ruído interno.

A sua estrutura interna é composta por um conjunto de micro-células (entre 100 a 10 000) acopladas em paralelo, sendo a composição de cada microcélula idêntica à de um fotodíodo APD em série com uma resistência de supressão (em inglês, *quenching resistor*), que limita a corrente consumida pelo fotodíodo, tal como se pode observar na Figura 2.26.

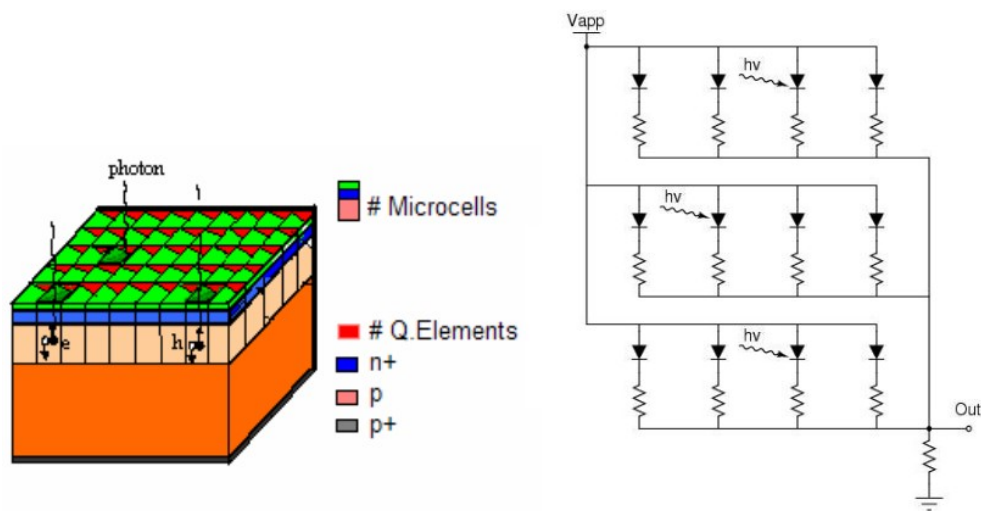


Figura 2.26: Constituição de um fotomultiplicador de silício [41].

A saída deste dispositivo é composta por uma série de impulsos de corrente devidos ao sinal ótico e à existência de correntes de escuridão, sendo estes indistinguíveis entre si em termos de amplitude. A taxa de impulsos devidos a correntes de escuridão depende da sobretensão, da temperatura e do número de micro-células existentes na área ativa do dispositivo. No entanto, para muitas aplicações com dezenas e centenas de fótons, este efeito pode ser desprezado [41].

De facto, o elevado ganho, a robustez mecânica, o baixo ruído interno e a imunidade eletromagnética são os principais fatores que distinguem os SiPMs de outros detetores óticos, existindo atualmente um elevado interesse na sua utilização. No entanto, a utilização dos SiPM requer estruturas de deteção, amplificação e digitalização do sinal, sendo estes os próximos desafios para possíveis futuros desenvolvimentos deste dispositivo. Para além disso, atualmente estes dispositivos estão bastante limitados em termos da sua taxa de transmissão, devido à sua relativamente baixa largura de banda [42].

¹⁸Este fotomultiplicador é também frequentemente designado de *Multi-Pixel Photon Counter* (MPPC).

¹⁹A tensão de rutura de um semiconductor é a tensão tal, que causa a rutura da junção *pn* e, quando esse valor é ultrapassado, este passa a estar polarizado inversamente.

2.3.4 Controlo de Temperatura

Os sistemas de controlo de temperatura são sistemas bastante utilizados em muitos sistemas de comunicação óticos. Isto porque os díodos LASER e até mesmo alguns fotodetetores são dispositivos cujas características internas variam com o aumento da temperatura, como por exemplo, o comprimento de onda, potência ótica média, eficiência, entre outras. Assim, neste caso, torna-se imperativo o dimensionamento de um sistema que mantenha o dispositivo a uma temperatura adequada à sua operação, de modo a não comprometer o desempenho global do sistema.

Este tipo de controlo é tipicamente efetuado, nestes sistemas, por um dispositivo que se designa de *Thermoelectric Cooler* (TEC). O TEC é um dispositivo constituído por duas placas cerâmicas e por junções do tipo *p* e *n* dispostas, de forma alternada, entre estas. Estes elementos estão ligados em série no domínio elétrico e em paralelo no domínio térmico, sendo que no primeiro e no último existe um terminal onde é aplicada uma corrente contínua (DC - *Direct Current*), tal como se pode observar na Figura 2.27.

Este dispositivo funciona de acordo com o Efeito Peltier que refere que é criado um gradiente de temperatura em junções de condutores diferentes, quando a estas é aplicada uma corrente elétrica. Este princípio foi descoberto pelo francês Jean Peltier, razão pela qual o TEC é frequentemente denominado por módulo Peltier.

Assim, quando é aplicada uma corrente DC nos terminais do TEC, uma das placas aquece e a outra arrefece, mediante o sentido da corrente aplicada. Tipicamente coloca-se a placa fria em bom contacto térmico com o dispositivo que se pretende controlar a temperatura e a placa quente em bom contacto térmico com um dissipador de calor, de modo a libertar o calor proveniente da outra placa [43].

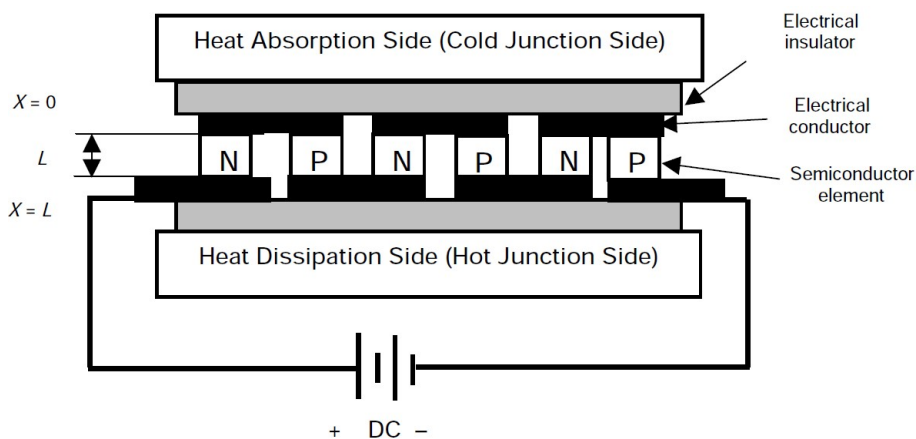


Figura 2.27: Módulo TEC [43].

De modo a ser possível projetar um sistema de controlo de temperatura baseado num TEC são necessários outros dispositivos, tais como:

- o termístor que, dada a sua dependência da temperatura, converte a temperatura num valor de tensão. O seu coeficiente de variação da resistência com a temperatura pode ser positivo ou negativo, isto é, se o valor da resistência aumenta ou diminui com o aumento da temperatura;
- o amplificador de erro, que compara o valor da temperatura atual com o valor da temperatura de *setpoint* (que se pretende atingir) e calcula o erro associado;
- o andar de compensação de temperatura, que tipicamente contempla um controlador proporcional, integral e diferencial (PID), de forma a minimizar o erro e a proporcionar variações de temperatura mais suaves;
- o amplificador de transcondutância, responsável por proporcionar um sinal em corrente adequado ao TEC, tendo em consideração que a corrente fornecida a estes dispositivos é tipicamente elevada (cerca de 2 A).

A arquitetura típica de um sistema de controlo de temperatura baseado num TEC, anteriormente descrita, está representada, através de diagrama de blocos, na Figura 2.28.

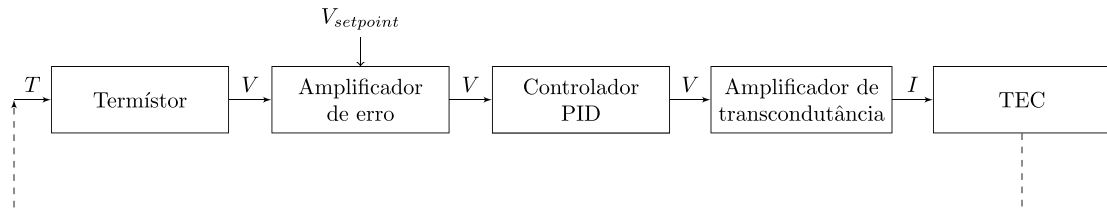


Figura 2.28: Sistema de controlo de temperatura baseado no TEC.

Salienta-se que a introdução do TEC no sistema vai alterar a temperatura a que o dispositivo está sujeito, alterando a temperatura medida pelo termístor. Por este motivo, a realimentação está representada a tracejado, de modo a salientar que não se trata de uma ligação elétrica mas sim térmica.

2.3.5 Processamento do Sinal

Após o sinal ótico ser recebido no detetor ótico, torna-se necessário processar o sinal de saída deste dispositivo. Este processamento é efetuado através de um andar de amplificação, tipicamente constituído por um amplificador de transimpedância. Pode ainda ser adicionado um andar de filtragem para eliminar alguns efeitos indesejados, como a interferência causada pela luz ambiente, no entanto, como a área de deteção dos fotodíodos é relativamente reduzida e como o sistema funcionará a uma distância considerável da superfície, não se considera, neste ponto, necessária a sua utilização.

O amplificador de transimpedância (TIA - *Transimpedance Amplifier*) é um amplificador que efetua a conversão de um sinal em corrente para um sinal em tensão. Este tipo de amplificador é utilizado nestes sistemas, de modo a converter o sinal de saída do detetor ótico, que é um sinal em corrente, para um sinal em tensão, dado que tipicamente os dispositivos eletrônicos funcionam através de variações de tensão e não de corrente.

O TIA deve apresentar uma baixa impedância ao fotodíodo, isolá-lo da tensão de saída do amplificador e possuir uma elevada largura de banda, não comprometendo a largura de banda de todo o sistema de comunicação.

Tal como se pode observar na Figura 2.29, a topologia do circuito é bastante simples, consistindo apenas num amplificador operacional com uma resistência (R) em paralelo com um condensador (C) que serve essencialmente para conferir uma maior estabilidade ao circuito. O fotodíodo é ligado à entrada inversora do amplificador operacional, podendo a entrada não inversora do mesmo estar ligada à massa do circuito (funcionando esta como uma massa virtual para o fotodíodo, tal como representado na Figura 2.29) ou a um valor de tensão de referência²⁰.

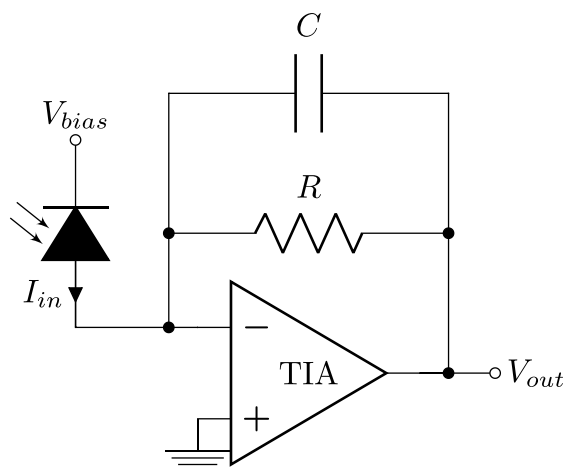


Figura 2.29: Circuito do amplificador de transimpedância.

Deve ainda salientar-se que, se o ganho do TIA não for suficiente e de modo a não comprometer a sua largura de banda, o sinal deve passar por um andar de amplificação, de modo a ser possível compensar o efeito da elevada atenuação que este sofreu quando propagado no canal de comunicação (água salgada). Assim, são tipicamente usados nestes sistemas amplificadores de baixo ruído (LNAs - *Low-Noise Amplifiers*), por apresentarem um elevado ganho numa largura de banda considerável e uma baixa figura de ruído.

²⁰A primeira configuração é tipicamente utilizada quando o amplificador é configurado em *split-supply* e a segunda quando este é configurado em *single-supply*.

2.4 Publicações Relevantes

No decorrer da pesquisa bibliográfica efetuada, são resumidas, neste subcapítulo, algumas das publicações mais relevantes relacionadas com o tema da dissertação. Na análise aqui apresentada serão sobretudo descritos os sistemas de UOWC baseados em transmissores LASER, dado o alto débito que este dispositivo confere à comunicação.

Em [44] foi demonstrada a transmissão de um sinal de informação modulado em OFDM com as subportadoras moduladas em 16/64-QAM através de um LASER a emitir na região do azul ($\lambda = 405$ nm). Com uma distância máxima de propagação de 4.8 m, através de reflexões em dois espelhos localizados nas extremidades de um tanque de acrílico cheio com água doce, com um fotodetector APD, com 16-QAM foi possível atingir uma taxa de transmissão de 968 Mbit/s e com 64-QAM uma EVM de 10.07 % e uma taxa de transmissão de 1.45 Gbit/s.

Em [45] foi demonstrado um sistema baseado num transmissor LASER a emitir na região do verde ($\lambda = 520$ nm) com uma largura de banda de 1.2 GHz. A informação foi modulada em OOK-NRZ sendo o sinal ótico propagado numa distância total de 7 m ao longo de um tanque cheio de água do tipo *coastal water* com espelhos refletores nas extremidades. No referido sistema, em que receção foi assegurada por fotodetector APD de elevada sensibilidade, foi possível atingir uma taxa de transmissão de 2.3 Gbit/s.

Os mesmos autores demonstraram em [46] um sistema com um transmissor LASER a emitir na região do azul ($\lambda = 450$ nm) com uma largura de banda de 1.2 GHz, com modulação OFDM e 16-QAM, um fotodetector APD na receção e uma distância de propagação de 5.4 m através de várias reflexões num tanque cheio de água doce com um coeficiente de atenuação similar à do tipo *clear ocean water*. Este sistema permitiu atingir uma EVM de 16.5 %, uma SNR de 15.63 dB e uma taxa de transmissão de 4.8 Gbit/s.

Em 2016, os mesmos autores demonstraram em [47] um sistema muito semelhante ao anterior com uma distância de propagação superior, de 6.6 m e uma largura de banda de 0.8 GHz. O sistema, no qual foi utilizado um tanque de vidro cheio com água doce, permitiu atingir uma EVM de 14.34 %, uma SNR de 17.71 dB e uma taxa de transmissão de 3.2 Gbit/s.

Em [48], os autores demonstraram um sistema baseado num transmissor LASER a emitir na região do azul ($\lambda = 450$ nm), no qual a informação foi modulada em OFDM e 16-QAM. Com o sinal a propagar-se num tanque cheio com água doce, numa distância total de 6.4 m, com três espelhos refletores. Na receção, com um fotodetector PIN, foi possível obter uma taxa de transmissão de 8.8 Gbit/s, uma EVM de 17.4 % e uma SNR de 15.2 dB.

Em [49] foi demonstrado um sistema baseado num transmissor LASER a emitir na região do azul ($\lambda = 450$ nm), com a informação a ser modulada em OFDM e 16-QAM e uma distância de propagação máxima de 10.2 m através de um tanque cheio de água doce e salgada. Na receção foi utilizado um fotodetector PIN. Nas condições de propagação da luz em água doce, foi possível atingir para uma distância de 1.7 m uma taxa de transmissão de

12.4 Gbit/s e uma EVM de 16.8 % e para uma distância de 10.2 m uma taxa de transmissão de 5.6 Gbit/s e uma EVM de 16.8 %. Nas condições de propagação da luz em água salgada, foi possível atingir para uma distância de 6.8 m uma taxa de transmissão de 7.2 Gbit/s e uma EVM de 16.4 % e para uma distância de 10.2 m uma taxa de transmissão de 4 Gbit/s e uma EVM de 16.3 %.

Em [50] foi demonstrado um sistema baseado em três estádios de injeção LASER, de modo a aumentar a sua resposta em frequência. Os transmissores LASER emitem na região do vermelho ($\lambda = 680$ nm) com uma modulação OOK-NRZ. O sistema possui uma largura de banda de 26.1 GHz e o sinal ótico propaga-se num tanque cheio com água do tipo *turbid harbor*, ao longo de 5 m. Na receção, assegurada por um fotodetector com uma largura de banda de 25 GHz, foi possível atingir uma taxa de transmissão de 25 Gbit/s.

Em [51] os autores descreveram um sistema baseado num transmissor LASER a emitir na região do verde ($\lambda = 520$ nm) com a informação a ser modulada em OOK-NRZ e o sinal ótico a propagar-se num tanque cheio com água doce ao longo de 2.3 m, 6.9 m, 11.5 m, 16.1 m, 20.7 m e 34.5 m. Para as duas primeiras distâncias referidas foi utilizado um fotodetector PIN com uma largura de banda de 1.4 GHz e para as restantes um fotodetector PIN ultrarrápido de largura de banda de 7 GHz. Assim, foi possível obter, para as distâncias referidas, respetivamente, taxas de transmissão de 4.60 Gbit/s, 4.20 Gbit/s, 3.93 Gbit/s, 3.88 Gbit/s, 3.48 Gbit/s e 2.70 Gbit/s.

Em [52] foi descrito um sistema baseado num transmissor LASER a emitir na região do azul ($\lambda = 450$ nm), sendo a informação modulada em *Discrete Multitone* (DMT) com equalização não linear. O sinal ótico propagou-se num tanque cheio com água doce ao longo de 5 m, 35 m e 55 m. O sistema constituído por um fotodetector PIN permitiu atingir, para as referidas distâncias de propagação, taxas de transmissão de 16.6 Gbit/s, 13.2 Gbit/s e 6.6 Gbit/s, respetivamente.

Na Tabela 2.4 estão resumidas características mais relevantes extraídas das publicações atrás analisadas referentes a diversos sistemas de UOWC.

Tabela 2.4: Resumo das características mais relevantes das publicações estudadas.

Ref. ^a	Data	Modulação	λ (nm)	L (m)	Detetor	R (Gbit/s)	EVM (%)
[44]	1/15	64-QAM-OFDM	405	4.8	APD	1.45	10.07
[45]	8/15	OOK-NRZ	520	7	APD	2.3	—
[46]	9/15	16-QAM-OFDM	450	5.4	APD	4.8	16.5
[47]	6/16	16-QAM-OFDM	450	6.6	APD	3.2	14.34
[48]	9/16	16-QAM-OFDM	450	6.4	PIN	8.8	17.4
[49]	1/17	16-QAM-OFDM	450	6.8	PIN	7.2	16.4
[50]	6/18	OOK-NRZ	680	5	—	25	—
[51]	10/17	OOK-NRZ	520	34.5	PIN	2.70	—
[52]	12/18	DMT	450	5	PIN	16.6	—

— Os autores não forneceram informação relativamente a essa característica.

2.5 Sumário

No que diz respeito aos modelos de comunicação, pode-se concluir que, independentemente do modelo considerado, as características próprias do canal subaquático como a turbulência causada pelas marés, correntes e ventos, a existência de obstáculos, de partículas dissolvidas na água, a absorção e o espalhamento interferem diretamente (em maior ou menor proporção) na propagação dos diferentes sinais.

As comunicações acústicas, apesar de serem as mais utilizadas, dado que permitem que o sinal se propague em distâncias superiores relativamente aos outros modelos, são severamente afetadas pela existência do efeito Doppler devido à baixa velocidade de propagação das ondas acústicas, das componentes multicaminho que introduzem ISI e de ruído ambiente que contribui para a distorção do sinal recebido.

Relativamente às comunicações por RF, apesar de se considerar que a largura de banda é reduzida devido às bandas de frequência utilizadas, esta ainda assim é superior à das comunicações acústicas. Tal como nas comunicações acústicas, também se verifica a existência de componentes multicaminho (ainda que em menor proporção), no entanto pode ser explorado um percurso adicional, no solo oceânico. Estas comunicações são severamente afetadas pela atenuação provocada pela elevada condutividade e permitividade elétrica da água salgada.

No que concerne às comunicações óticas, estas surgem como uma solução com componentes de custo e consumo relativamente baixo e de alto débito, devido à elevada largura de banda disponível, ao contrário das restantes. Contudo, como a atenuação na água aumenta consideravelmente com o aumento da frequência, as ondas óticas são bastante afetadas (sobretudo em águas turvas), o que leva a que as distâncias de propagação sejam relativamente curtas. Esta solução proporciona uma menor latência que as restantes devido à elevada velocidade de propagação da luz na água.

Das técnicas de modulação apresentadas, de uma maneira geral, as mais adequadas e utilizadas para utilização em sistemas de UOWC são: a OOK juntamente com o código de linha NRZ, dada a baixa complexidade, a poupança energética considerável e a simplicidade dos circuitos necessários à implementação desta técnica de modulação; a OFDM, dado que permite aumentar a eficiência espectral, atingir transmissões de alto débito e reduzir os efeitos das componentes multicaminho, em conjunto com as várias configurações possíveis da QAM, esta última para modular as várias subportadoras da OFDM.

No que diz respeito ao transmissor ótico, em sistemas de UOWC são frequentemente utilizados os LEDs e os díodos LASER na janela do azul e verde, de modo a minimizar a atenuação que o sinal ótico sofre no canal de comunicação subaquático. Os LEDs tornam-se uma boa opção dado o seu baixo custo, a sua facilidade de implementação, o seu elevado tempo de vida e fiabilidade, contudo, dada a sua reduzida largura de banda, estes dispositivos mostram-se limitados em termos de taxa de transmissão. Por isso, em sistemas de

UOWC de alto débito são tipicamente utilizados díodos LASER, dada a sua elevada potência de saída e largura de banda. Estes dispositivos são, no entanto, mais dispendiosos, dependentes da temperatura, necessitando de circuitos de compensação adicionais, e o seus níveis de potência degradam-se com o passar do tempo.

Relativamente aos detetores óticos, o fotodíodo PIN, apesar do seu baixo custo, elevada simplicidade, fiabilidade, linearidade e largura de banda, mostra-se um pouco limitador em termos de ganho, dado o seu ganho unitário e a elevada atenuação que o sinal ótico sofre no canal de comunicação subaquático. Por outro lado, o fotodíodo APD é uma opção interessante dado o seu ganho em corrente interno, devido à multiplicação por avalanche, o que permite atingir maiores distâncias de propagação do sinal ótico. Por outro lado, estes dispositivos possuem um custo mais elevado, possuem uma largura de banda mais reduzida (o que se torna um problema em sistemas de alto débito), requerem circuitos mais complexos e são mais sensíveis ao ruído, comparativamente com os anteriores. Por sua vez, os PMT são dispositivos volumosos, que requerem tensões muito elevadas e são mais facilmente danificados por uma elevada exposição à luz devido à sua elevada sensibilidade. O SiPM possui dimensões reduzidas, um ganho e sensibilidade comparáveis com o PMT, no entanto a taxa de impulsos devidos a correntes de escuridão é superior. Os SiPM permitem atingir ganhos mais elevados e apresentam um menor ruído interno, comparativamente com os fotodíodos APD.

Tendo em consideração o processamento de sinal necessário no bloco recetor, deve salientar-se a necessidade de utilização de um amplificador de transimpedância, de modo a converter o sinal em corrente proveniente do fotodetetor para um sinal em tensão e, dependendo do fotodetetor selecionado, de um outro amplificador, de modo a compensar o efeito da elevada atenuação devido à propagação do sinal ótico na água salgada, por forma a que o sinal seja desmodulado com qualidade.

Capítulo 3

Projeto do Sistema de UOWC

3.1 Introdução

Neste capítulo são descritas as várias etapas do projeto do sistema de comunicações óticas sem fios subaquáticas. O capítulo é dividido em dois módulos: o projeto do transmissor e do recetor e, em cada um destes, é apresentada uma introdução teórica de cada um dos blocos que os constituem, seguida do dimensionamento e simulação, quando aplicável.

Em 3.2 é exposto o módulo transmissor, sendo inicialmente apresentadas as características da fonte de luz selecionada. De seguida, é projetado o circuito da fonte de corrente que polariza a fonte de luz, sendo este alvo de simulação, fabricação e validação experimental e, logo após, é apresentado o circuito do *bias-tee*. É ainda descrito um circuito de controlo da temperatura para a fonte de luz e o desenho do protótipo deste módulo para fabricação e posterior validação experimental. Em 3.3 é descrito o módulo recetor, sendo inicialmente apresentadas as características do fotodetector selecionado. De seguida, é apresentado o dimensionamento do circuito do amplificador de transimpedância, seguido de simulação. É ainda projetado um amplificador de baixo ruído, terminando o recetor com o desenho do protótipo deste módulo para fabricação e posterior validação experimental.

3.2 Módulo Transmissor

O módulo transmissor é responsável por estabelecer a transmissão dos dados provenientes da fonte de informação. Numa primeira fase, o sinal de informação é modulado numa onda portadora com uma frequência adequada à sua transmissão (tipicamente elevada) e é, então, encaminhado para o módulo transmissor. Este módulo é constituído pelo circuito *bias-tee*, que combina o sinal de RF (sinal de informação previamente modulado) com o sinal DC, pela fonte de luz, que efetua a conversão eletro-ótica do sinal, sendo este encaminhado para o canal de comunicação, e ainda por um circuito de controlo e estabilização da temperatura, de forma a manter constante a temperatura da fonte de luz.

Na Figura 3.1 está ilustrada a arquitetura do referido módulo, estando a laranja representando o sinal do domínio elétrico e a azul o sinal do domínio ótico.

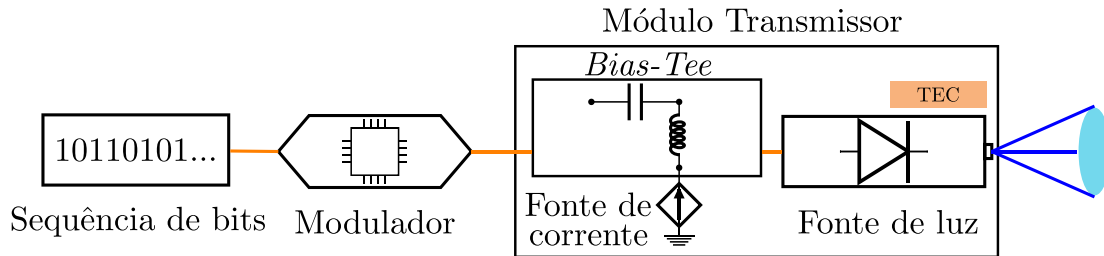


Figura 3.1: Arquitetura do módulo transmissor.

3.2.1 Fonte de Luz

Após a análise efetuada em 2.3.2, relativamente ao transmissor ótico, conclui-se que a fonte de luz mais adequada para responder às necessidades do sistema a implementar é o diodo LASER. Apesar de o seu custo ser mais elevado e de ser bastante dependente da temperatura, na verdade, só este dispositivo permite responder ao principal requisito do sistema: o elevado débito da comunicação.

Assim sendo, foi selecionado um diodo LASER (representado na Figura 3.2) cujas principais características estão descritas na Tabela 3.1.

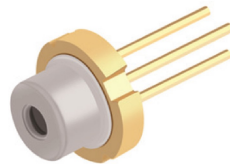


Figura 3.2: Diodo LASER selecionado [53].

Tabela 3.1: Principais características do diodo LASER selecionado [53].

Fabricante	OSRAM Opto Semiconductors GmbH
Referência	PLT5 450B
Comprimento de onda típico	$\lambda = 450 \text{ nm}$ (azul)
Temperatura de operação típica	$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$
Corrente de operação típica	$I_F = 75 \text{ mA}$
Tensão de operação típica	$V_F = 5.2 \text{ V}$
Corrente limiar	$I_{th} = 17 \text{ mA}$
Largura espectral	$\Delta\lambda = 2 \text{ nm}$
Corrente de operação máxima	$I_{Fmax} = 165 \text{ mA}$
Potência ótica máxima	$P_{max} = 120 \text{ mW}$

Na Figura 3.3 está representada a curva V-I do díodo LASER selecionado medida experimentalmente em laboratório e a disponibilizada pelo fabricante no manual [53].

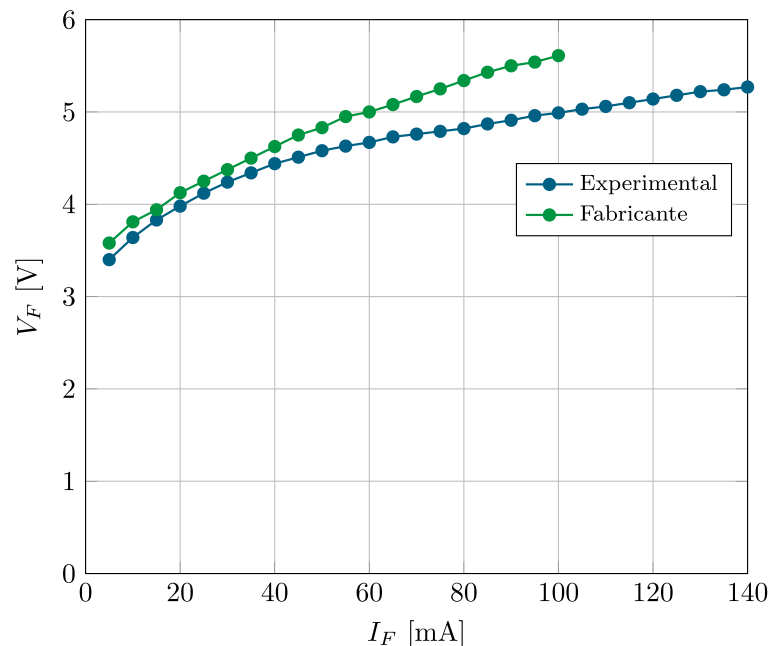


Figura 3.3: Curva V-I do díodo LASER.

Através da análise da Figura 3.3, pode observar-se uma ligeira discrepância entre os valores medidos experimentalmente e os disponibilizados pelo fabricante, que pode ser justificada pela ausência de controlo de temperatura do díodo LASER na medição experimental, o que leva a que a tensão seja ligeiramente inferior. Isto porque a tensão aos terminais do díodo LASER decresce com o aumento da temperatura, para os mesmos valores de corrente de polarização.

3.2.2 Fonte de Corrente

Uma vez selecionada e analisada a fonte de luz, é necessário desenvolver um circuito que seja capaz de lhe fornecer a corrente de alimentação (DC) necessária¹. O circuito da fonte de corrente deve ser linear, introduzir o mínimo ruído no sistema e proporcionar ao díodo LASER a corrente adequada à sua aplicação.

Dimensionamento

Desta forma, através de uma topologia simples, representada na Figura 3.4, que assenta no amplificador operacional LT1006 fabricado pela Linear Technology, é aplicada uma tensão de entrada de referência, V_{in} , (de 0 V a 2.5 V) que controla, de modo linear, a corrente fornecida ao díodo LASER I_{out} (de 0 mA a 250 mA).

¹Esta corrente deve ser superior à corrente limiar, pois só assim se verifica a emissão estimulada e o funcionamento adequado do díodo LASER.

A topologia contempla um condensador de desacoplamento (*bypass*), C_1 , de modo a filtrar a possível ondulação de alta frequência (*ripple*) da alimentação DC, um potenciômetro *trimmer* de $100\text{ k}\Omega$, R_2 , que permite ajustar a tensão máxima, que irá corresponder à corrente máxima fornecida ao diodo LASER, I_{out_max} , e ainda um potenciômetro *trimmer* de $10\text{ k}\Omega$, R_3 , que permite efetuar um ajuste mais suave da tensão V_{in} . A resistência R_1 garante que a tensão V_{in} nunca é superior a 2.5 V , o que implica que a corrente I_{out} nunca será superior a 250 mA ².

O circuito possui uma entrada adicional V_{enable} , que serve essencialmente para desligar a fonte de corrente. Para tal, basta colocar nessa entrada uma tensão compreendida entre 1 V e 5 V , sendo que uma tensão igual a 0 V nessa entrada indica que a fonte de corrente está ligada. Quando a fonte de corrente é desligada, a base do transistor Q_2 é colocada à massa, não fluindo corrente, I_{out} , para o diodo LASER, D_3 .

O diodo D_1 garante que não circula corrente no sentido inverso, caso a tensão na base do transistor Q_2 seja superior à da entrada do circuito, e o diodo D_2 garante que, quando a fonte de corrente está ligada, não circula corrente do amplificador para a entrada *enable*.

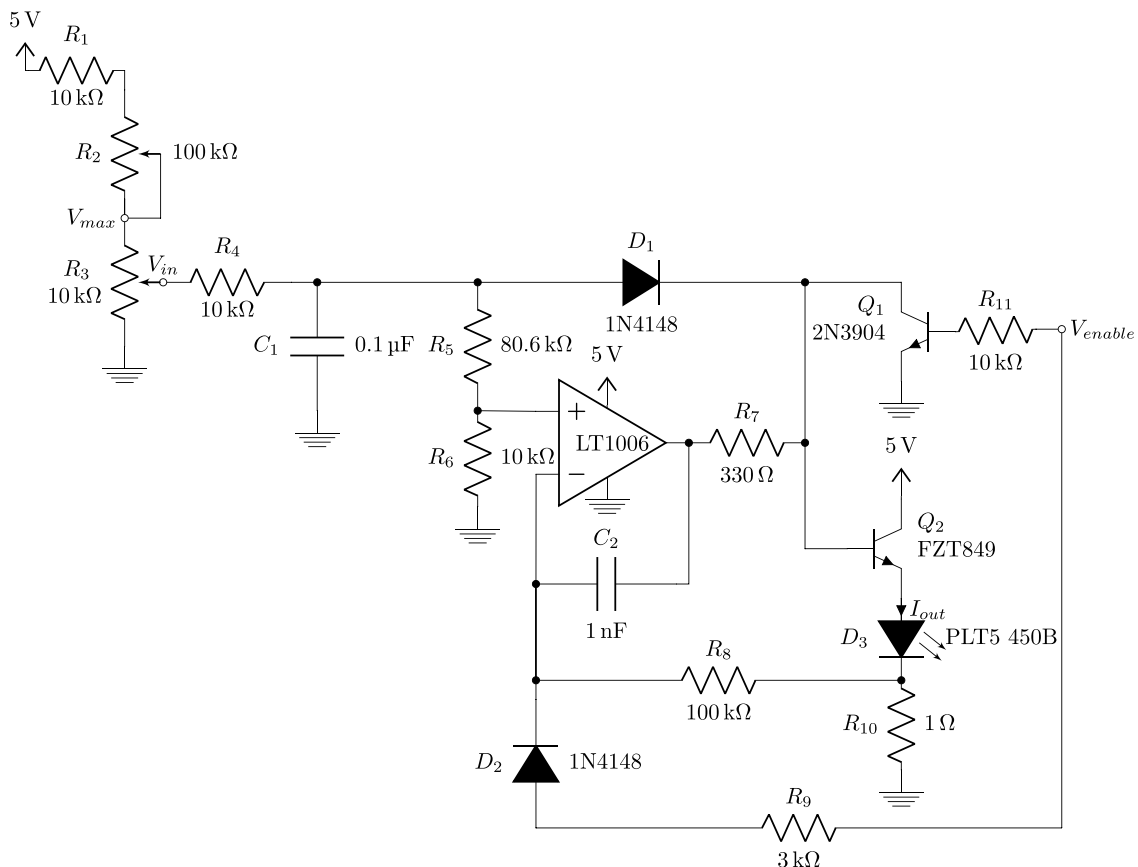


Figura 3.4: Circuito da fonte de corrente do diodo LASER.

²Este valor é característico do circuito da fonte de corrente, que pode ser utilizado para fornecer corrente a vários dispositivos. No entanto, depende do valor máximo de corrente de cada dispositivo, neste caso, do diodo LASER. Esse valor deve ser controlado pelo potenciômetro R_2 , através do ajuste da tensão V_{max} .

Simulação

De modo a testar o funcionamento do circuito, foi realizada uma simulação DC do mesmo no programa LTspice. O objetivo da simulação consistiu em ajustar a tensão de entrada V_{in} , através dos potenciômetros, de modo a obter-se na saída uma corrente I_{out} próxima da corrente de operação típica do diodo LASER (valor descrito na Tabela 3.1).

Deve salientar-se que, para a simulação DC, o diodo LASER foi modelizado como uma resistência de $50\ \Omega$, valor este retirado da curva V-I - representada na Figura 3.3 - para um valor de corrente de $100\ \text{mA}$. Na Figura 3.5 está representada a referida simulação DC do circuito.

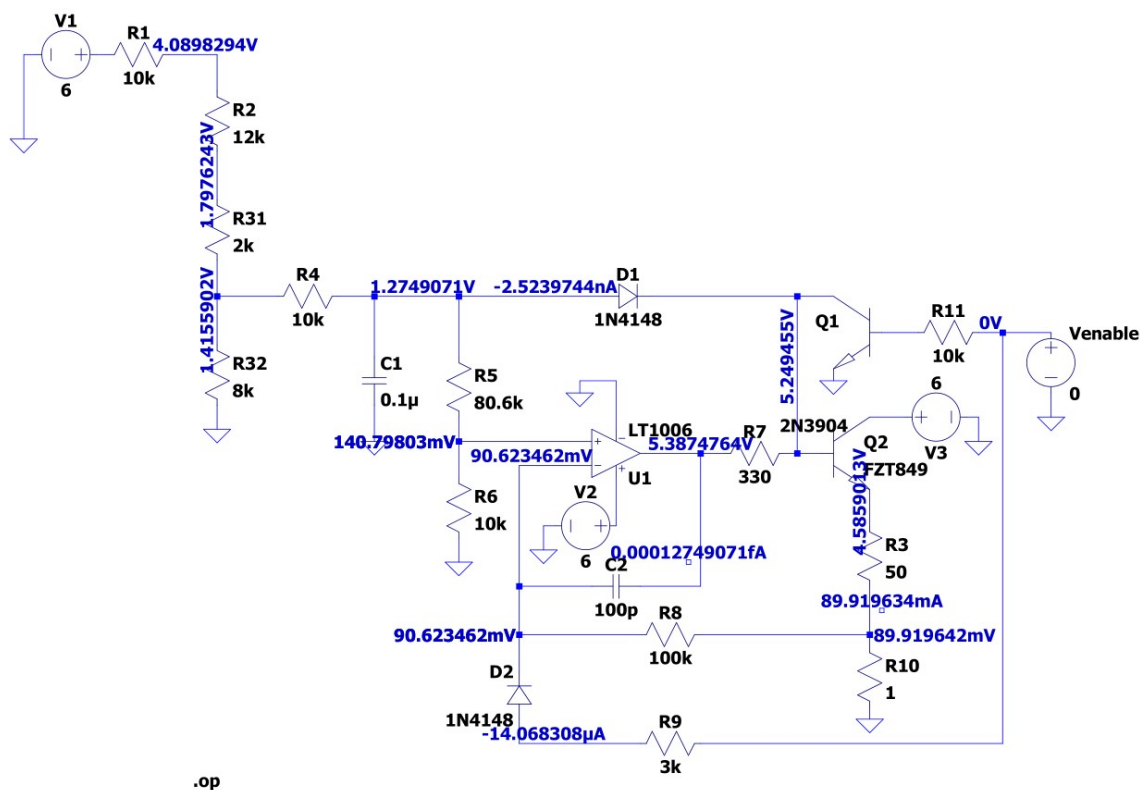


Figura 3.5: Simulação no LTspice do circuito da fonte de corrente do diodo LASER.

Assim, após realizada a simulação, pode concluir-se que, ajustando os potenciômetros R_2 para $12\ \text{k}\Omega$ e R_3 para $2\ \text{k}\Omega$, a tensão V_{max} é cerca de $1.80\ \text{V}$ e a tensão V_{in} é cerca de $1.42\ \text{V}$. A polarização da entrada do circuito traduz-se numa tensão no emissor do transistor Q_2 de $4.59\ \text{V}$ e numa corrente de saída da fonte de corrente (para o diodo LASER) $I_{out} = 90\ \text{mA}$, valor este coerente com os valores típicos de operação do dispositivo.

Teste Experimental

De modo a tornar possível validar experimentalmente o funcionamento do circuito previamente dimensionado e simulado, procedeu-se ao desenho de uma placa de circuito impresso (PCB - *Printed Circuit Board*). Esta, que foi desenhada no programa EAGLE e está representada na Figura 3.6, é composta por componentes de montagem superficial (SMDs - *Surface-Mount Devices*), exceto os *trimmer*, os díodos e o transistor 2N3904.

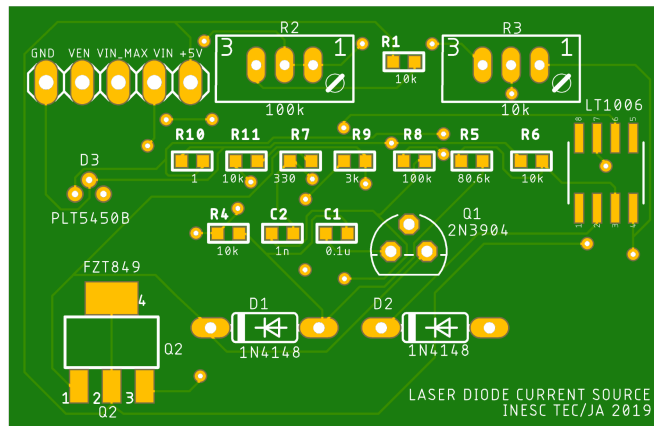


Figura 3.6: PCB da fonte de corrente do diodo LASER.

Após a soldagem dos vários componentes com recurso a um *stencil* e a pasta de solda, foi possível testar o funcionamento da PCB. Através de um multímetro, foi também possível medir o valor da tensão V_{max} e V_{in} , sendo que na Figura 3.7 pode observar-se o diodo LASER ligado, assim como o multímetro a medir a tensão V_{in} .

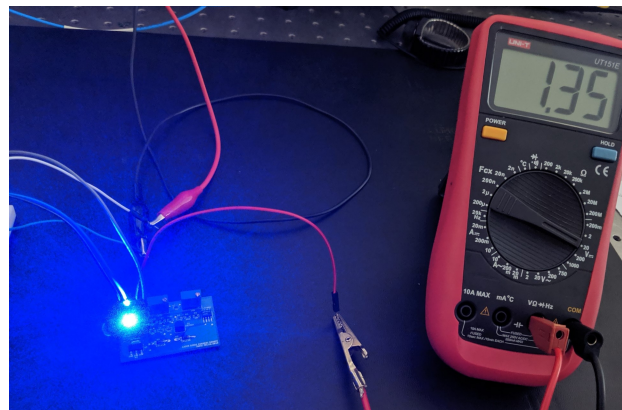


Figura 3.7: Teste de funcionamento da PCB da fonte de corrente do diodo LASER.

Com a observação da Figura 3.7, pode comprovar-se o funcionamento da fonte de corrente do diodo LASER. A tensão V_{in} medida pelo multímetro (1.35 V) apresenta um valor muito próximo da simulada (1.42 V), sendo que a pequena diferença se deve ao facto de os potenciômetros não estarem perfeitamente ajustados.

3.2.3 Bias-Tee

Uma vez caracterizado o circuito que fornece o sinal DC necessário ao funcionamento do diodo LASER, torna-se necessário implementar um circuito que combine esse sinal com o sinal de RF de elevada frequência, necessário à modulação do sinal de informação. Esse circuito é constituído por três terminais: um de baixa frequência, no qual é aplicada a polarização DC, um de elevada frequência, onde é aplicado o sinal de RF³, e o de saída, onde são combinados ambos os sinais (RF e DC). Na Figura 3.8 pode observar-se o referido circuito que, dada a sua forma ('T'), se designa de *bias-tee*.

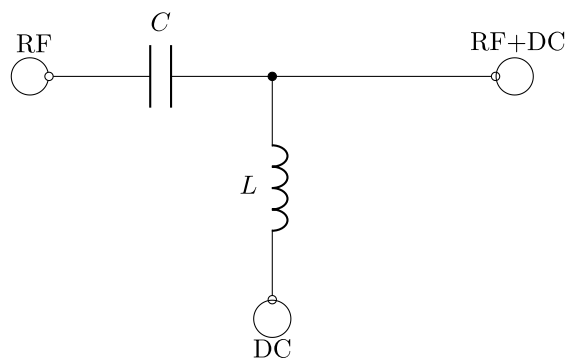


Figura 3.8: Circuito do *bias-tee*.

Alguns dos parâmetros importantes no dimensionamento de um *bias-tee* são: a sua largura de banda de funcionamento, a perda de retorno, a perda de inserção e o isolamento. Estes três últimos parâmetros são obtidos através da análise dos parâmetros de espalhamento (em inglês, *scattering parameters* ou simplesmente *S-parameters*) do *bias-tee*⁴. Os parâmetros S de uma linha de transmissão de dois portos, como a representada na Figura 3.9, podem ser calculados através de técnicas de análise de redes ou medidos diretamente em laboratório, através de um VNA. Destaca-se que V_1^+ e V_2^+ consistem na ondas incidentes e V_1^- e V_2^- nas ondas refletidas, nos portos 1 e 2, respetivamente.

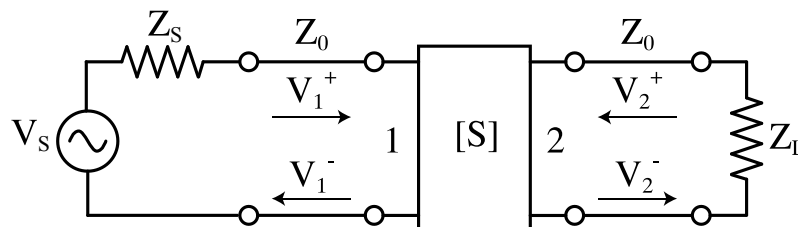


Figura 3.9: Circuito de uma linha de transmissão com uma rede de dois portos.

³Deve notar-se que no terminal de DC apenas existe sinal de DC, sendo bloqueada pela bobine a possível componente de RF existente. Por outro lado, no terminal de RF apenas existe sinal de RF, sendo bloqueada pelo condensador a possível componente de DC existente.

⁴Estes parâmetros são bastante úteis para avaliar as características e o comportamento dos circuitos e linhas de transmissão projetados para funcionar em elevadas frequências, especialmente nas micro-ondas. Estes parâmetros são medidos através de sistemas de análise e instrumentação de elevada precisão, nomeadamente medidores de dipolos/quadrípolos, tipicamente designados de *Vector Network Analyzers* (VNAs).

Estes parâmetros são tipicamente dispostos numa matriz $[S]$, tal como a representada na Equação 3.1, estando cada um dos seus parâmetros descritos nas Equações 3.2 a 3.5. Esta representação pode ser generalizada para uma rede com N portos [54].

$$\begin{vmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{vmatrix} \quad (3.1)$$

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad (3.2)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} \quad (3.3)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad (3.4)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+=0} \quad (3.5)$$

O coeficiente de reflexão, Γ , de uma linha de transmissão é dado pela razão entre a amplitude da onda refletida e a amplitude da onda incidente, tal como descrito pela Equação 3.6,

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (3.6)$$

onde Z_L corresponde à impedância da carga e Z_0 à impedância característica da linha de transmissão.

O coeficiente de reflexão no porto 1 (Figura 3.9), que avalia a potência que é refletida de volta para a fonte, devido à desadaptação de impedância na linha de transmissão, corresponde ao parâmetro S_{11} , quando o porto 2 está terminado com uma impedância igual à impedância característica da linha de transmissão⁵.

Idealmente, numa linha de transmissão perfeitamente adaptada, o coeficiente de reflexão deve ser igual a $\Gamma = 0$, não existindo potência a ser refletida. No entanto, quando a linha de transmissão não está perfeitamente adaptada, nem toda a potência fornecida pela fonte é entregue à carga. Esta perda, designada de perda de retorno (em inglês, *return loss*), pode ser obtida do ponto de vista da fonte (RL_{in}) ou da carga (RL_{out}), em dB, através das Equações 3.7 e 3.8, respetivamente [54].

$$RL_{in} = -20 \log_{10} |S_{11}| \quad (3.7)$$

$$RL_{out} = -20 \log_{10} |S_{22}| \quad (3.8)$$

⁵O coeficiente de reflexão do lado da carga (porto 2), que avalia a potência que é refletida de volta para a carga, relaciona-se com o parâmetro S_{22} . Se o circuito for simétrico, verifica-se que $S_{11} = S_{22}$.

Por outro lado, o coeficiente de transmissão, T , de uma linha de transmissão avalia a atenuação resultante da inserção de uma rede (de dois portos) entre a fonte e a carga. A perda de sinal existente entre o terminal 1 e o terminal 2⁶, designada de perda de inserção (em inglês, *insertion loss*), pode ser obtida através da Equação 3.9 [54].

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| \quad (3.9)$$

Por sua vez, neste contexto, o isolamento, IS , representa a atenuação que o sinal de RF sofre no terminal de DC e consiste na perda de inserção entre estes dois terminais.

Assim, para o caso do *bias-tee* representado na Figura 3.8, se se admitir que o terminal 1 é o terminal de RF, o terminal 2 é o de RF+DC (combinado) e o terminal 3 é o de DC, os parâmetros típicos que devem ser analisados, de modo a avaliar o seu desempenho são:

- Perda de retorno de entrada (terminal RF): $RL_{in} = -20 \log_{10} |S_{11}|$;
- Perda de inserção (entre os terminais RF e RF+DC): $IL = -20 \log_{10} |S_{21}|$;
- Isolamento (entre os terminais RF e DC): $IS = -20 \log_{10} |S_{31}|$.

Dimensionamento

O dimensionamento dos valores de C e L foi realizado com base na frequência mínima de operação do *bias-tee*, $f = 100$ MHz, sendo que a largura de banda do circuito é assegurada pela SRF (*Self-Resonant Frequency*) dos componentes selecionados.

Admitindo que o condensador e a carga (díodo LASER), de impedância $Z_c = 50 \Omega$, formam um filtro passa-alto, a capacidade do condensador deve ser suficientemente elevada, para que a frequência de corte seja o mais baixa possível, de modo a permitir a passagem das componentes do sinal de frequência mais baixa. Assim, pode calcular-se a capacidade do condensador através da Equação 3.10.

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_c} \quad (3.10)$$

De modo a que não exista sinal de RF no ramo da bobine, a sua reatância deve ser muito elevada. Como a impedância que é vista pelo sinal de RF que circula na linha de transmissão corresponde à sua impedância característica, $Z_0 = 50 \Omega$, a impedância no ramo da bobine deve ser uma impedância muito superior a esta. Assim, para o pior cenário, que corresponde à frequência mínima de operação (uma vez que a impedância aumenta com a frequência), deve garantir-se que a indutância da bobine é muito superior à impedância característica da linha de transmissão.

$$L \gg \frac{Z_0}{2\pi f} \quad (3.11)$$

⁶A perda de sinal existente entre o terminal 1 e o terminal 2 é igual à existente entre o terminal 2 e o terminal 1 se o circuito for simétrico, ou seja, $S_{21} = S_{12}$.

Através das Equações 3.10 e 3.11, foi possível obter os valores dos componentes do circuito da Figura 3.8: $C = 31.8 \text{ pF}$ e $L \gg 80 \text{ nH}$. Deste modo, foram selecionados componentes, com valores adequados, específicos para utilização em RF, isto é, com SRFs elevadas, de três fabricantes diferentes, tal como apresentado na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Valores de componentes selecionados para o circuito do *bias-tee*.

Condensadores		Bobines	
Fabricante	C [pF]	Fabricante	L [nH]
AVX	22,27,33,39	Murata	100,220
Johanson Technology	20,30,33,39,56	Coilcraft	100,110,120,150,180,200
KEMET	20,33,39,47	Würth Elektronik	100,120,150,220,270

Simulação

De modo a ser possível avaliar o comportamento dos vários componentes selecionados foram realizadas várias simulações no programa de simulação *Advanced Design System* (ADS), tendo em consideração os parâmetros S disponibilizados pelos fabricantes. Na Figura 3.10 pode observar-se o esquemático composto por três terminais e por dois blocos nos quais se inserem os parâmetros S de ambos os componentes.

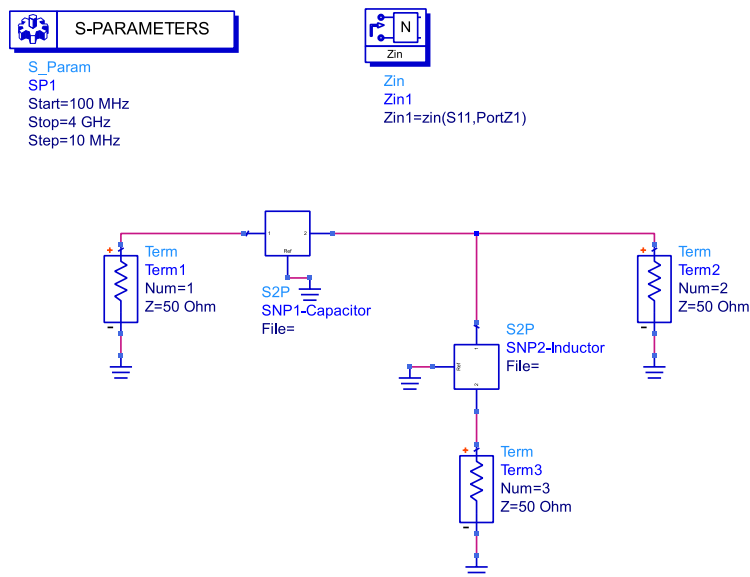


Figura 3.10: Esquemático ADS para simulação do *bias-tee*.

Após várias simulações, observou-se quais as combinações de componentes do *bias-tee* que permitiam atingir melhores resultados, estando estas representadas nas Figuras 3.11, 3.12 e 3.13, que correspondem, respetivamente, à perda de retorno de entrada (S_{11}), perda de inserção (S_{21}) e isolamento (S_{31}). Deve notar-se que algumas das características estão incompletas, isto é, não refletem toda a largura de banda considerada, devido ao facto de os dados disponibilizados estarem limitados em termos de frequência.

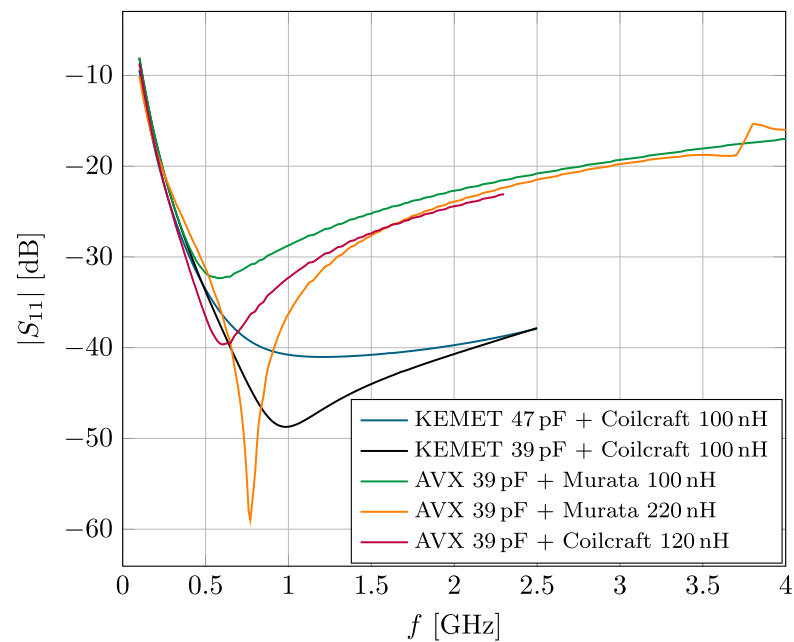


Figura 3.11: Perda de retorno de entrada do circuito do *bias-tee*.

Através da análise da Figura 3.11 pode constatar-se que entre 170 MHz e 4 GHz todas as características ficam abaixo dos -16 dB, o que é um resultado muito satisfatório para praticamente toda a largura de banda. Salienta-se ainda que entre 500 MHz e 2,5 GHz as características a preto e azul situam-se abaixo dos -30 dB, sendo estas as características que permitem atingir melhores resultados.

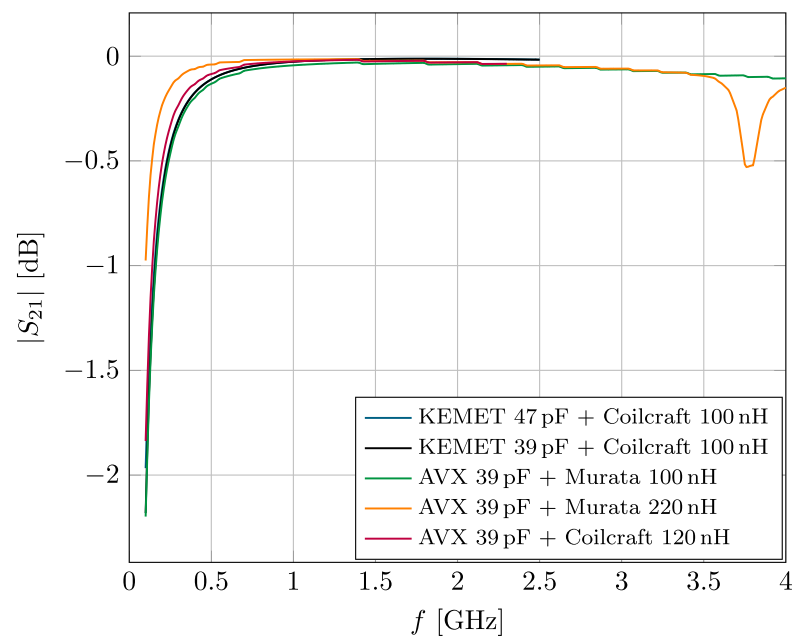


Figura 3.12: Perda de inserção do circuito do *bias-tee*.

Através da análise da Figura 3.12 pode concluir-se que entre 500 MHz e 4 GHz todas as características estão abaixo de -0.3 dB, o que mostra que a perda de inserção entre os terminais RF e RF+DC é bastante baixa. Aproximadamente a 3.75 GHz observa-se uma inversão na característica a laranja devida ao comportamento intrínseco da bobine Murata de 220 nH.

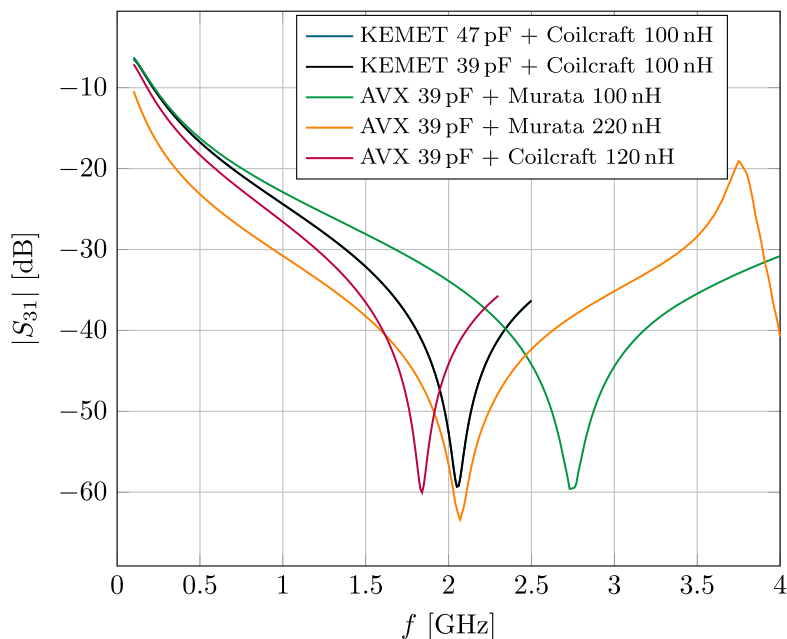


Figura 3.13: Isolamento do circuito do *bias-tee*.

Através da análise da Figura 3.13 pode observar-se que o isolamento se encontra abaixo de -20 dB a partir de 750 MHz, a menos da referida inversão da característica a laranja.

Teste Experimental

De modo a ser possível avaliar o desempenho dos vários componentes selecionados, assim como do circuito *bias-tee*, foram desenhadas várias PCBs. Dado que é necessário avaliar o comportamento eletromagnético (RF) dos componentes (através dos parâmetros anteriormente explanados), de modo a perceber quais são os mais adequados para o circuito a implementar, é imperativo que para o desenho das pistas das PCBs seja dimensionada uma linha de transmissão adequada à aplicação.

O projeto da linha de transmissão e das várias PCBs de medição dos componentes está descrito no Apêndice A.

Depois de projetado o *kit* de calibração para o equipamento de medição, torna-se necessário configurar corretamente o VNA com os parâmetros próprios do *kit*. Após análise do VNA⁷, verificou-se que era necessário introduzir oito coeficientes que resultam de uma representação polinomial da indutância e da capacidade em função da frequência, que

⁷O VNA usado no laboratório para as medições é o Keysight N5224B.

se extrai, respetivamente, dos elementos curto-circuito e circuito aberto. Assim, foram simulados os referidos elementos da PCB do *kit* de calibração num simulador eletromagnético, e obtido o parâmetro S_{11} de cada um dos elementos, considerando uma impedância característica da linha de transmissão de $50\ \Omega$, tal como mostra a Figura 3.14.

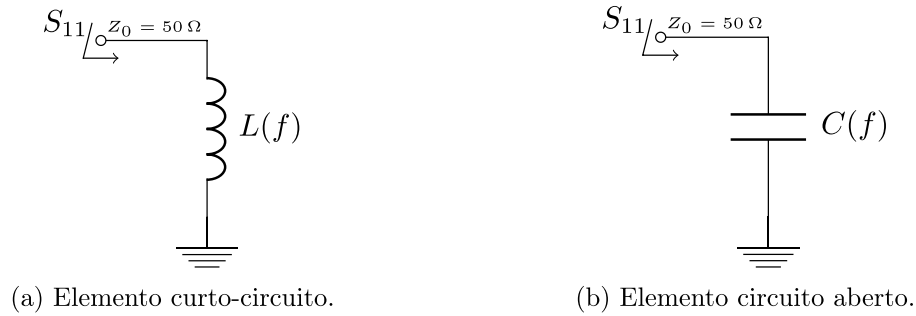


Figura 3.14: Simulação dos elementos curto-circuito e circuito aberto do *kit* de calibração.

Como os referidos elementos (curto-circuito e circuito aberto) constituem uma rede de um porto, verifica-se que $\Gamma = S_{11}$. Assim, através da Equação 3.12, pode obter-se a impedância da carga (bobine e condensador) [54].

$$Z_l = \frac{Z_0(1 + S_{11})}{1 - S_{11}} \quad (3.12)$$

Para o caso do elemento curto-circuito, representado na Figura 3.14(a), pode obter-se a representação da indutância em função da frequência através da Equação 3.13.

$$L(f) = \frac{\text{Im}\{Z_l\}}{2\pi f} \quad (3.13)$$

Para o caso do elemento circuito aberto, representada na Figura 3.14(b), pode obter-se a representação da capacidade em função da frequência através da Equação 3.14.

$$C(f) = \frac{-1}{\text{Im}\{Z_l\}2\pi f} \quad (3.14)$$

Na Figura 3.15 podem observar-se as características da indutância e da capacidade em função da frequência, assim como as respectivas aproximações polinomiais.

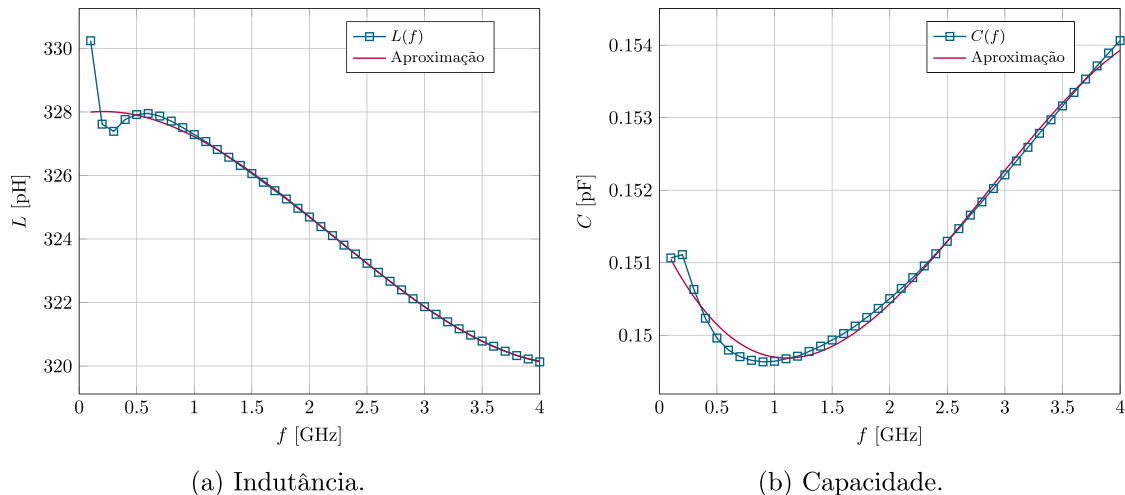


Figura 3.15: Indutância e capacidade em função da frequência e respectivas aproximações polinomiais.

Na Tabela 3.3 estão representados os coeficientes que resultam da aproximação polinomial da indutância e da capacidade do *kit* de calibração implementado.

Tabela 3.3: Coeficientes da representação polinomial da indutância e da capacidade do *kit* de calibração.

Curto-circuito	Circuito aberto
$L_0 = 327.9456 \times 10^{-12} \text{ H}$	$C_0 = 151.3576 \times 10^{-15} \text{ F}$
$L_1 = 656.9765 \times 10^{-24} \text{ H/Hz}$	$C_1 = -3286.1 \times 10^{-27} \text{ F/Hz}$
$L_2 = -1626.3 \times 10^{-33} \text{ H/Hz}^2$	$C_2 = 1841.9 \times 10^{-36} \text{ F/Hz}^2$
$L_3 = 243.8222 \times 10^{-42} \text{ H/Hz}^3$	$C_3 = -214.9433 \times 10^{-45} \text{ F/Hz}^3$

Depois de se proceder à soldagem dos vários componentes nas várias PCB, configurou-se o VNA com os coeficientes obtidos e calibrou-se o mesmo com o *kit* de calibração projetado.

No Apêndice B estão descritas as medições efetuadas aos componentes, assim como ao circuito completo do *bias-tee* e ao diodo LASER. Após a análise exaustiva dos vários resultados das medições experimentais, os componentes do circuito do *bias-tee* (representado na Figura 3.8) que permitiram obter um melhor resultado foram: o condensador de 22 pF fabricado pela AVX e a bobine de 100 nH fabricada pela Coilcraft.

3.2.4 Controlo de Temperatura

Tal como anteriormente referido, o díodo LASER é um dispositivo muito dependente da temperatura, variando com este parâmetro o seu comprimento de onda de emissão e a sua eficiência quântica externa. Assim, torna-se imprescindível a utilização de um sistema de controlo e estabilização da temperatura. Neste projeto será projetado um sistema idêntico ao descrito em 2.3.4, baseado num TEC.

Dimensionamento

O circuito considerado, que implementa o controlo de temperatura do díodo LASER, é constituído por três andares: o primeiro, que é composto pelo sensor de temperatura (termístor), pelo condicionamento de sinal associado e pelo amplificador de erro, o segundo, que compreende o andar de compensação de temperatura e o terceiro que inclui o TEC e o amplificador de potência associado. Este circuito, representado na Figura 3.16, assenta no circuito integrado INA330, que é um amplificador de precisão otimizado para controlo de temperatura baseado num TEC, que proporciona uma boa estabilidade a longo prazo e possui um baixo ruído e erro introduzido.

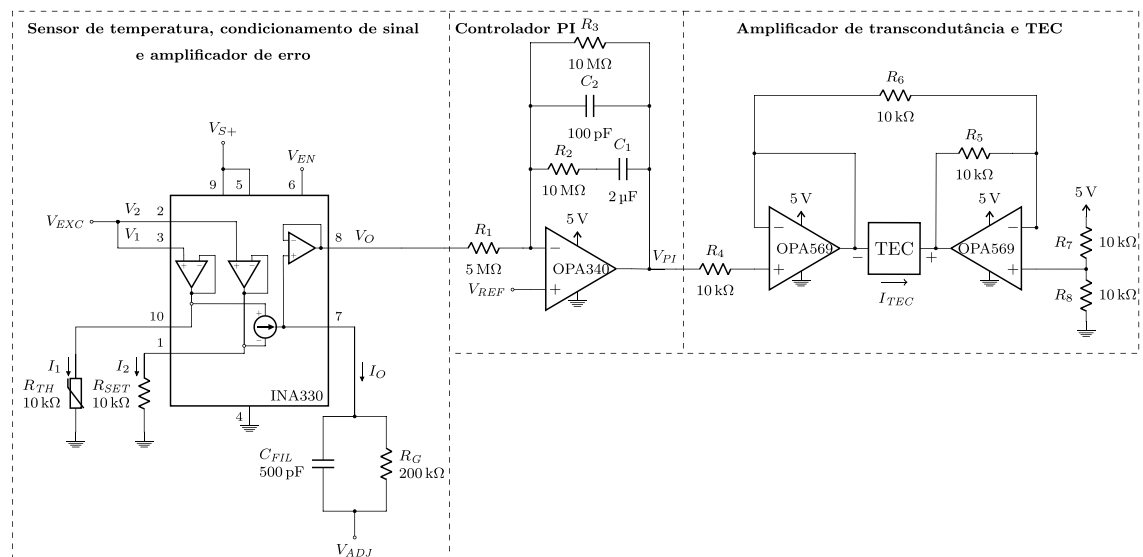


Figura 3.16: Circuito que implementa o controlo de temperatura do díodo LASER.

- Sensor de temperatura, condicionamento de sinal e amplificador de erro

O primeiro andar possui o termístor de $10\text{k}\Omega^8$, responsável por medir a temperatura através da variação da sua resistência R_{TH} , e uma resistência de precisão R_{SET} com o mesmo valor, que indica o *setpoint*, isto é, o valor que se pretende atingir. Idealmente, a resistência do termístor deve ser sempre de $10\text{k}\Omega$, o que significa que a temperatura

⁸Deve salientar-se que o termístor utilizado possui um coeficiente de temperatura negativo (NTC - *Negative Temperature Coefficient*), isto é, a sua resistência interna diminui com o aumento da temperatura.

de funcionamento do díodo LASER é de 25 °C, temperatura de operação típica deste dispositivo. Assim, o amplificador de erro fornece uma tensão de saída V_O proporcional ao erro de temperatura (entre R_{TH} e R_{SET}). É aplicada uma tensão de excitação ao termistor, V_1 , e à resistência de precisão, V_2 , que criam, respetivamente, as correntes I_1 e I_2 , sendo a corrente de saída do amplificador dada pela diferença entre estas correntes, tal como mostra a Equação 3.15 [55].

$$I_O = I_1 - I_2 \quad (3.15)$$

A função de transferência da configuração, assumindo que $V_1 = V_2 = V_{EXC}$, está descrita na Equação 3.16 [55].

$$V_O = V_{ADJ} + V_{EXC} R_G \left(\frac{1}{R_{TH}} - \frac{1}{R_{SET}} \right) \quad (3.16)$$

O circuito possui ainda uma etapa de filtragem, composta por uma resistência e um condensador, de modo a diminuir a ondulação (*ripple*) proveniente da fonte de tensão (de alimentação). A capacidade do condensador, C_{FIL} , é dada pela Equação 3.17 [55].

$$C_{FIL} = \frac{1}{2\pi R_G \times 1.6 \times 10^3} \quad (3.17)$$

O circuito possui ainda um pino V_{ADJ} , que permite controlar o valor do *setpoint* pretendido, através da variação do valor médio da tensão de saída, e um pino V_{EN} , que permite ativar ou desativar o circuito através do estado lógico alto (5 V) ou baixo (0 V), respetivamente [55].

Através da Equação 3.17, obteve-se uma capacidade $C_{FIL} = 500$ pF para uma resistência $R_G = 200$ k Ω . No pino V_{S+} colocou-se uma tensão de 5 V, no pino V_{EXC} uma tensão de 1.25 V (através de um regulador de tensão fabricado pela Texas Instruments, de referência REF3012), no pino V_{EN} uma tensão de 5 V e no pino V_{ADJ} uma tensão de 2.5 V (correspondente a um valor de temperatura de *setpoint* de 25 °C), através de um *trimmer*.

– Controlador PI

O segundo andar é responsável pela compensação da temperatura através de um controlador PI. Optou-se por um controlador deste tipo dada a sua estabilidade, simplicidade e por proporcionar uma resposta transitória térmica adequada. No pino V_{REF} foi colocado um sinal de tensão igual a 2.5 V (através de um regulador de tensão fabricado pela Texas Instruments, de referência REF3025).

Dado que o condensador se comporta como um circuito aberto para sinais DC, não existe realimentação à frequência zero, o que leva a que o circuito seja sensível a qualquer tensão *offset*, colocando o amplificador constantemente em saturação (positiva- V_{S+} ou negativa- V_{S-}). Este problema é muito comum em circuitos integradores e, de modo a contorná-lo, introduziu-se, em paralelo, a resistência R_3 na malha de realimentação.

Analisando o amplificador do controlador PI da Figura 3.16 e considerando Z_{rl} a impedância da malha de realimentação, pode escrever-se a Equação 3.18.

$$\frac{V_O - V_{REF}}{R_1} = \frac{V_{REF} - V_{PI}}{Z_{rl}} \Leftrightarrow V_{PI} = V_{REF} \left(1 + \frac{Z_{rl}}{R_1}\right) - V_O \frac{Z_{rl}}{R_1} \quad (3.18)$$

No contexto de uma análise em corrente alternada (AC - *Alternating Current*), o termo com V_{REF} desaparece da Equação 3.18, dado ser um termo DC, estando a função de transferência do controlador PI descrita na Equação 3.19.

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{V_{PI}(s)}{V_O(s)} = -\frac{Z_{rl}}{R_1} = -\frac{R_3 // \frac{1}{sC_2} // (R_2 + \frac{1}{sC_1})}{R_1} \\ &= -\frac{1}{R_1 \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{sC_2} + \frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_1}} \right)} = -\frac{1}{R_1 \left(\frac{1}{R_3} + sC_2 + \frac{sC_1}{sR_2C_1 + 1} \right)} \\ &= -\frac{1}{R_1 \left(\frac{sR_2C_1 + 1}{sR_2R_3C_1 + R_3} + \frac{sR_3C_2 + s^2R_2R_3C_1C_2}{sR_2R_3C_1 + R_3} + \frac{sR_3C_1}{sR_2R_3C_1 + R_3} \right)} \\ &= -\frac{1}{R_1 \frac{sR_2C_1 + 1 + sR_3C_2 + s^2R_2R_3C_1C_2 + sR_3C_1}{sR_2R_3C_1 + R_3}} \\ &= -\frac{(R_2R_3C_1)s + R_3}{(R_1R_2R_3C_1C_2)s^2 + (R_1R_2C_1 + R_1R_3C_2 + R_1R_3C_1)s + R_1} \end{aligned} \quad (3.19)$$

– Amplificador de transcondutância e TEC

O terceiro andar do circuito é composto por um amplificador de transcondutância, responsável por efetuar a conversão do sinal em tensão de saída do amplificador PI num sinal em corrente adequado ao TEC, I_{TEC} . Para tal, foram selecionados dois amplificadores de potência capazes de fornecer ao TEC um sinal de corrente até 2 A, negativo ou positivo, dependendo se o valor da temperatura atual se encontra acima ou abaixo do valor de *setpoint*, permitindo, respetivamente, arrefecer ou aquecer o díodo LASER.

Simulação

De modo a comprovar o funcionamento do circuito de compensação de temperatura, simulou-se o mesmo no simulador da Texas Instruments, o TINA-TI, de acordo com o esquemático representado na Figura 3.17. Em primeiro lugar, foi realizada uma simulação AC apenas do controlador PI através da ponta de prova VPI, colocada na saída deste.

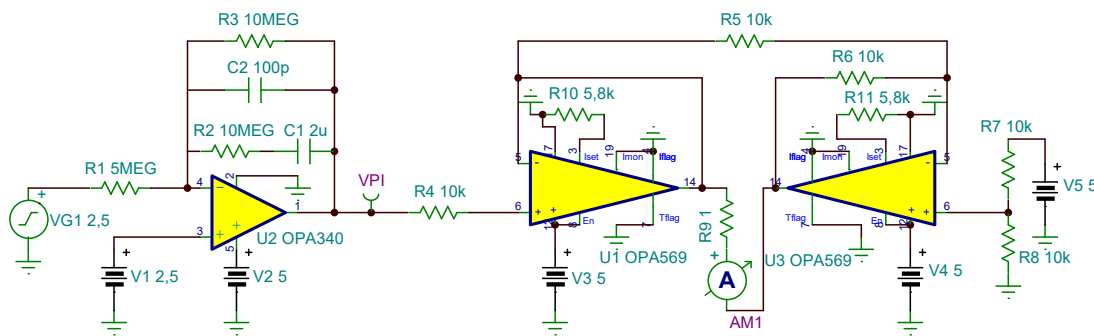


Figura 3.17: Esquemático TINA-TI para simulação do circuito de controlo de temperatura.

Na Figura 3.18 pode observar-se o diagrama de Bode (módulo e fase) que resulta da função de transferência descrita na Equação 3.19 e da simulação do circuito no TINA-TI.

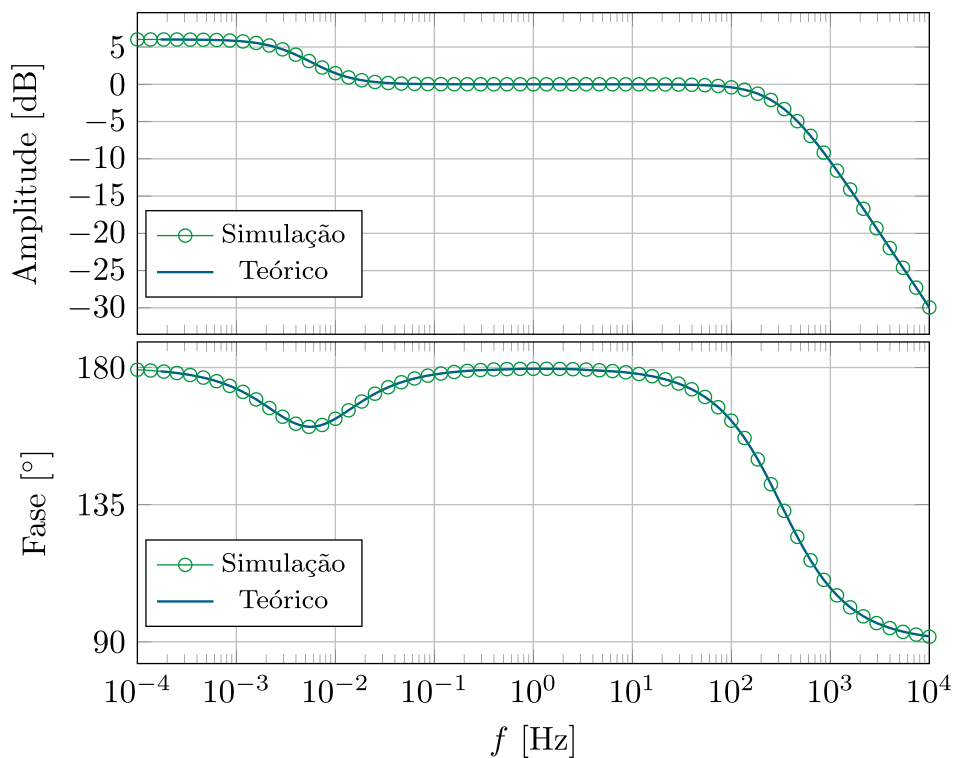


Figura 3.18: Diagrama de Bode (teórico e simulado) do circuito controlador PI.

Através da análise da Figura 3.18, pode concluir-se que o circuito, após a resolução do problema da tensão de *offset*, se torna praticável, dado que a característica obtida por simulação é coincidente com a característica teórica obtida através da função de transferência.

De seguida, de modo a simular o comportamento do circuito completo, como se sabe que o primeiro andar do circuito (representado na Figura 3.16) é modelizado pela Equação 3.16, é possível estimar qual a influência de uma dada variação de temperatura na resistência do

termistor⁹ e na tensão de saída. Assim, na Tabela 3.4 estão representados esses mesmos valores para um desvio de -10°C , 0°C e $+10^{\circ}\text{C}$ face ao valor da temperatura de *setpoint*.

Tabela 3.4: Influência da variação da temperatura na resistência do termistor e na tensão de saída do amplificador de erro.

ΔT ($^{\circ}\text{C}$)	R_{TH} (Ω)	V_O (V)
-10	15 725	11.60
0	10 000	2.5
+10	6528	-10.80

Assim é possível modelizar, para estas condições, o primeiro andar do circuito como uma fonte de tensão variável entre, aproximadamente, -11 V e 11 V . Colocando um sinal DC com essas características, e modelizando o TEC como uma resistência, é possível saber a corrente que nela passa através do amperímetro AM1. Na Figura 3.19 está representada a função de transferência DC do circuito (corrente no TEC em função da tensão V_O aplicada).

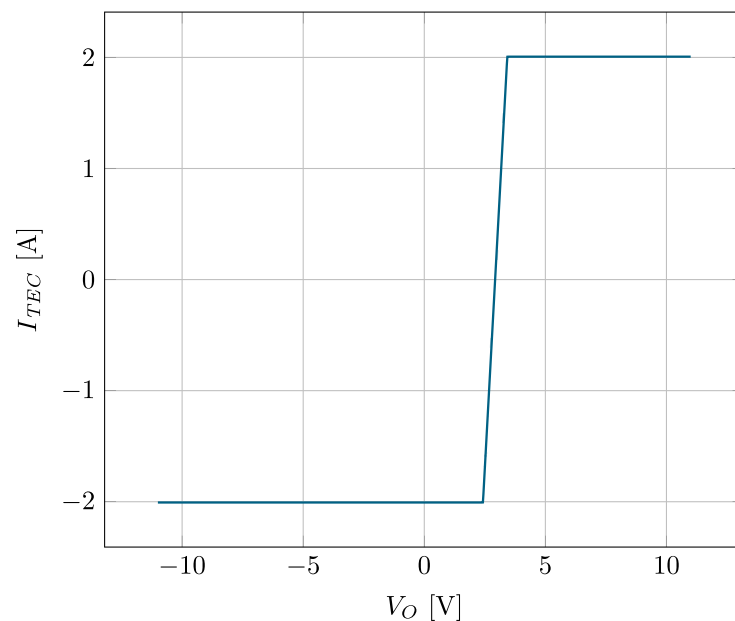


Figura 3.19: Característica de transferência DC do circuito de controlo da temperatura.

O sentido da corrente I_{TEC} representado na Figura 3.17 retrata o fenómeno de aquecimento do termistor. Por este motivo, a corrente possui sinal negativo, de modo a arrefecer a placa do TEC em contacto térmico com o dissipador e a aquecer a placa do TEC em contacto térmico com o LASER. No entanto, é mais usual acontecer o processo inverso, isto é, existir uma corrente positiva, de modo a aquecer a placa do TEC em contacto térmico com o dissipador e a arrefecer a placa do TEC em contacto térmico com o LASER.

⁹Deve salientar-se que para o controlo de temperatura foi utilizado o termistor TH10K fabricado pela Thorlabs e o TEC do mesmo fabricante com a referência TEC3-2.5.

3.2.5 Protótipo do Transmissor

Depois de terem sido construídos e validados os vários módulos que constituem o módulo transmissor, foi desenhado no programa EAGLE um primeiro protótipo completo deste módulo. Este compreende o circuito da fonte de corrente DC para polarizar o diodo LASER, o circuito do *bias-tee* para combinar esse sinal com o sinal de RF, o diodo LASER e ainda o circuito de controlo e estabilização da temperatura. O desenho da PCB protótipo do módulo transmissor está representado na Figura 3.20.

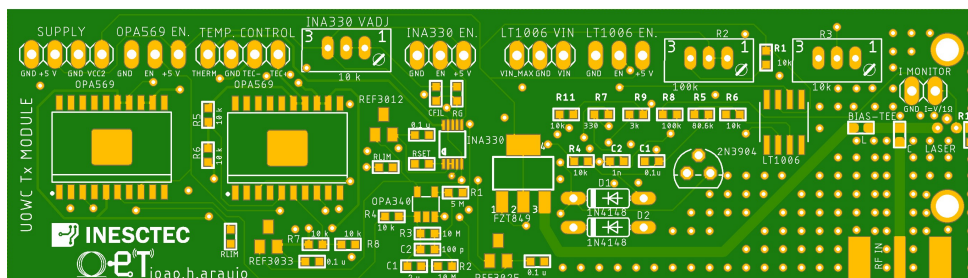


Figura 3.20: Desenho da PCB protótipo do módulo transmissor.

Após a fabricação da PCB seguiu-se o processo de soldagem. Este processo foi efetuado através de um *stencil*, pasta de solda e de um forno (*reflow oven*), dado o elevado número de componentes SMD existentes na PCB. Os componentes *through-hole* e o conector foram soldados posteriormente com recurso a um ferro de soldar, tal como se pode observar na PCB completa com os componentes soldados, representada na Figura 3.21.

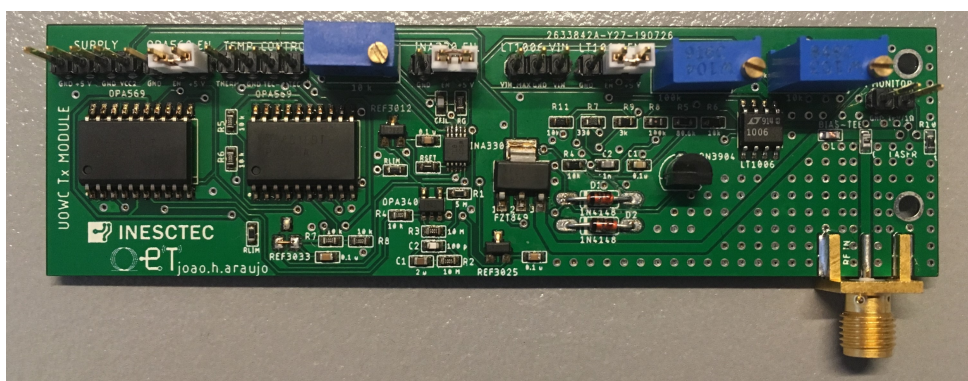
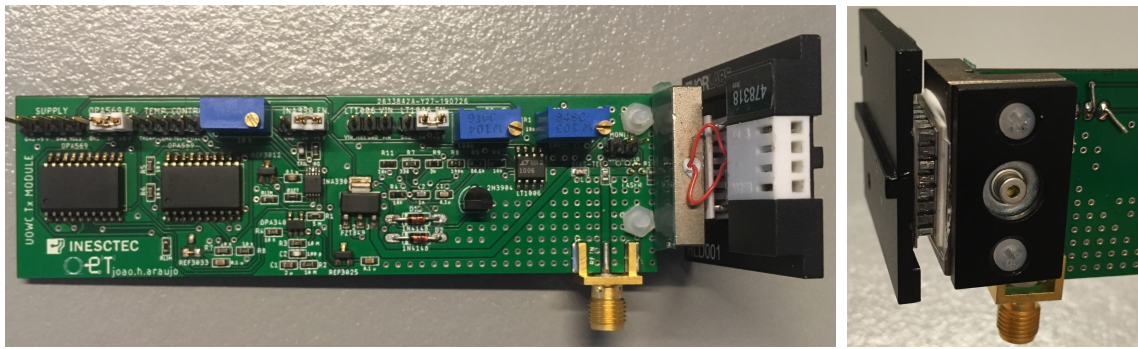


Figura 3.21: PCB protótipo do módulo transmissor.

Na PCB do transmissor, representada na Figura 3.21, pode observar-se duas perfurações no lado direito da mesma, junto ao conector, cujo objetivo é acoplar a PCB ao suporte do diodo LASER (em inglês, *LASER diode mount*), ilustrado na Figura 3.22.



(a) Vista frontal.

(b) Vista traseira.

Figura 3.22: PCB protótipo do módulo transmissor acoplada no suporte do díodo LASER.

Após a criação da PCB protótipo do módulo transmissor, prosseguiu-se com o teste de funcionamento dos seus três módulos: fonte de corrente, *bias-tee* e controlo de temperatura.

Em primeiro lugar, ligou-se o circuito da fonte de corrente a uma fonte de alimentação de bancada de 5 V e, através dos potenciômetros R_2 e R_3 , foi possível variar a corrente fornecida ao díodo LASER, tal como aliás se tinha comprovado na validação da PCB de teste do circuito da fonte de corrente, representada na Figura 3.7.

Em segundo lugar, colocou-se um sinal sinusoidal no terminal de RF do *bias-tee* e, colocando-se um fotodíodo diretamente ligado a um osciloscópio, foi possível observar esse mesmo sinal sinusoidal, após se ter propagado ao longo do canal de comunicação ótico.

Em terceiro lugar, após se ter ativado os respetivos circuitos integrados, através de um multímetro de bancada, que serviu essencialmente para medir a resistência do termístor, e observando a corrente fornecida pela fonte de alimentação, foi possível observar o funcionamento do circuito de controlo de temperatura. Quando se colocava o potenciómetro na posição mais à esquerda (que corresponde ao valor de *setpoint* de 25 °C), observou-se, através da resistência do termístor, que esta estabilizava em cerca de 10 k Ω , valor correspondente a esse valor de temperatura. À medida que se ia variando o potenciómetro para a direita (sentido de arrefecimento), observou-se que a corrente fornecida pela fonte aumentou para arrefecer o díodo LASER, até que esta ia diminuindo à medida que o valor de temperatura se aproximava do valor colocado no *setpoint*. Na posição mais à direita do potenciómetro, observou-se uma resistência do termístor de 11.2 k Ω , correspondente a uma temperatura de 22.4 °C, que estabilizou após ter sido atingida. À medida que se ia variando o potenciómetro para a esquerda (sentido de aquecimento), observou-se que a corrente fornecida pela fonte aumentou para aquecer o díodo LASER, até que esta ia diminuindo à medida que o valor de temperatura se aproximava do valor colocado no *setpoint*.

Assim, foi possível validar o total funcionamento da PCB do módulo transmissor. Na Figura 3.23 está ilustrado parte do referido teste, em que o díodo LASER é atravessado por uma corrente de 64 mA, com uma temperatura constante de 25 °C.

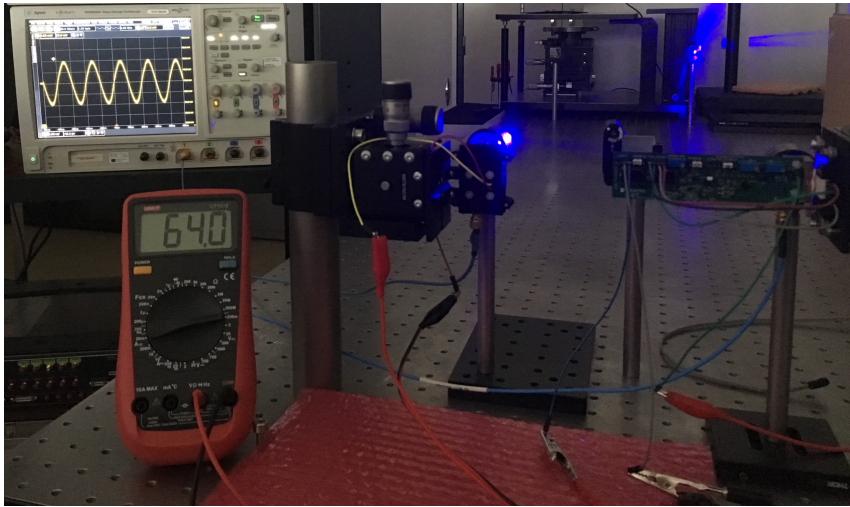


Figura 3.23: Teste em laboratório à PCB protótipo do módulo transmissor.

3.3 Módulo Recetor

O módulo recetor é responsável por recolher os dados provenientes do transmissor, que atravessaram o canal de comunicação ótico, e por processá-los adequadamente, de modo a que esses sejam corretamente recuperados pelo destinatário.

O sinal proveniente do canal de comunicação (enviado pelo módulo transmissor) é adquirido pelo módulo recetor. Este módulo é constituído pelo fotodetetor, que efetua a conversão opto-elétrica do sinal, e por uma cascata de amplificadores, que permitem colmatar o efeito da elevada atenuação do sinal quando este se propaga ao longo do canal de comunicação subaquático. Os dados são depois desmodulados, o sinal de informação é reconstruído e entregue ao destinatário.

Na Figura 3.24 está ilustrada a arquitetura do referido módulo, estando a laranja representado o sinal do domínio elétrico e a azul o sinal do domínio ótico.

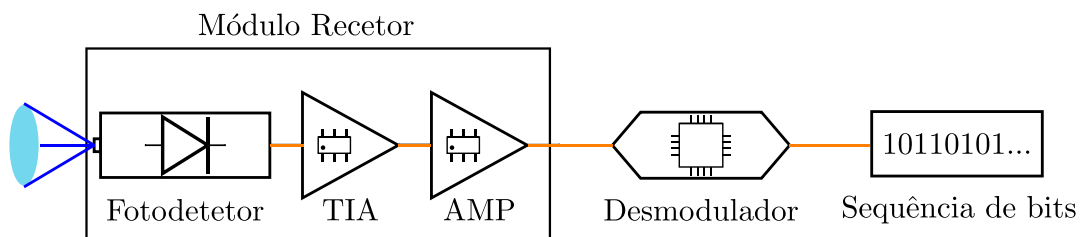


Figura 3.24: Arquitetura do módulo recetor.

3.3.1 Fotodetetor

Após a análise efetuada em 2.3.3, relativamente ao recetor ótico, conclui-se que o fotodetetor mais adequado para responder às necessidades do sistema a implementar é o fotodíodo PIN. Apesar de o seu ganho ser unitário, o que é um problema dada a elevada

atenuação ao longo do canal de comunicação, a sua elevada fiabilidade, simplicidade e largura de banda fazem com que este dispositivo seja a melhor opção, sendo o problema do ganho compensado posteriormente no processamento de sinal associado ao recetor.

Assim sendo, foi selecionado um fotodetector PIN (representado na Figura 3.25) cujas principais características estão descritas na Tabela 3.5.

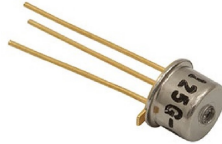


Figura 3.25: Fotodetector selecionado [53].

Tabela 3.5: Principais características do fotodetector selecionado [53].

Fabricante	Thorlabs
Referência	FDS025
Comprimento de onda de operação	$400 \text{ nm} \leq \lambda \leq 1100 \text{ nm}$
Comprimento de onda de pico	$\lambda_p = 750 \text{ nm}$
Responsividade (a 450 nm)	$R = 0.17 \text{ A/W}$
Largura de banda	$B = 7.45 \text{ GHz}$
Capacidade de junção (a 5 V)	$C_j = 0.94 \text{ pF}$

3.3.2 Amplificador de Transimpedância

Tal como anteriormente referido em 2.3.5, o amplificador de transimpedância é essencial numa sistema de comunicações óticas, dado que converte o sinal (em corrente) de saída do fotodetector num sinal em tensão adequado ao restante processamento do recetor.

Dimensionamento

A topologia considerada para este amplificador é bastante simples, contemplando apenas uma resistência na malha de realimentação para controlar o ganho em paralelo com um condensador que confere ao circuito uma maior estabilidade. Neste circuito optou-se por ligar a entrada não inversora do amplificador a um regulador que impõe uma tensão de referência e optou-se por uma topologia *single-supply*.

Foi selecionado o amplificador OPA858 fabricado pela Texas Instruments, dado ser específico para a aplicação, possuir um baixo nível de ruído e um produto ganho-largura de banda relativamente elevado (cerca de 5.5 GHz), de modo a não comprometer a largura de banda do sistema.

Na Figura 3.26 pode observar-se o circuito do amplificador de transimpedância, assim como o circuito equivalente do fotodetector, que é composto por uma fonte de corrente em paralelo com a sua capacidade intrínseca de junção, valor este fornecido pelo fabricante.

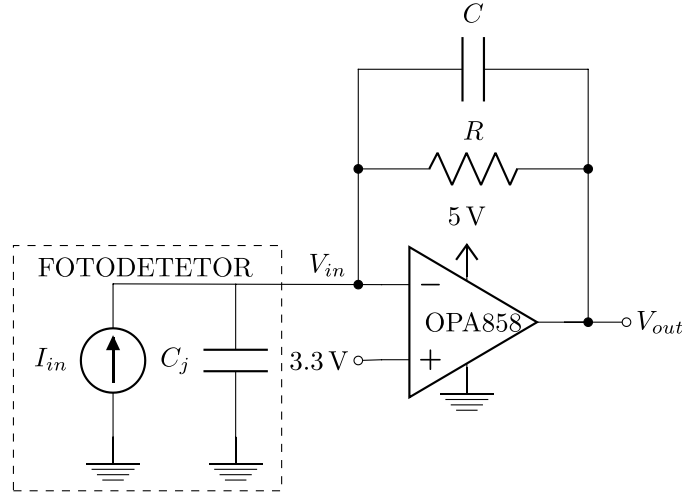


Figura 3.26: Circuito do amplificador de transimpedância.

Analisando o nó da entrada não inversora do amplificador, pode escrever-se:

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{fd}} + \frac{V_{in} - V_{out}}{Z_{rl}}, \quad (3.20)$$

onde Z_{fd} é a impedância associada ao fotodetector e Z_{rl} a impedância da malha de realimentação.

Dado que a impedância associada ao fotodetector é unicamente dada pela sua capacidade intrínseca e que a impedância da malha de realimentação é dada pelo paralelo da impedância da resistência e do condensador, a Equação 3.20 vem:

$$I_{in} = V_{in} s C_j + \frac{(V_{in} - V_{out})(sCR + 1)}{R} \quad (3.21)$$

A função de transferência normalizada do circuito amplificador é dada por:

$$H(S) = -\frac{A_{OL}}{S + 1}, \quad (3.22)$$

onde A_{OL} corresponde ao ganho em malha aberta do amplificador considerado.

É possível efetuar a sua desnormalização ($S = \frac{s}{\omega_{OL}}$), considerando que o circuito possui um polo dominante localizado em ω_{OL} , que é a frequência de corte do amplificador em malha aberta¹⁰. A sua função de transferência desnormalizada é dada pela Equação 3.23.

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{A_{OL}\omega_{OL}}{s + \omega_{OL}} \quad (3.23)$$

Rearranjando-se os termos da Equação 3.23 em ordem a V_{in} vem:

$$V_{in} = \frac{-V_{out}(s + \omega_{OL})}{A_{OL}\omega_{OL}} \quad (3.24)$$

¹⁰O amplificador OPA858 possui um ganho em malha aberta $A_{OL} = 75$ dB e uma frequência de corte em malha aberta de $\omega_{OL} = 2\pi \times 10^6$ rad/s.

Substituindo-se a Equação 3.24 na Equação 3.21, vem:

$$\begin{aligned}
 I_{in} &= -\frac{V_{out}(s + \omega_{OL})sC_j}{A_{OL}\omega_{OL}} + \frac{\left(\frac{-V_{out}(s+\omega_{OL})}{A_{OL}\omega_{OL}} - V_{out}\right)(sCR + 1)}{R} \\
 &= -\frac{V_{out}(s + \omega_{OL})sC_jR}{A_{OL}\omega_{OL}R} - \frac{V_{out}(s + \omega_{OL} + A_{OL}\omega_{OL})(sCR + 1)}{A_{OL}\omega_{OL}R} \\
 &= -\frac{V_{out}(s^2C_jR + s\omega_{OL}C_jR + s^2CR + s + s\omega_{OL}CR + \omega_{OL} + sCRA_{OL}\omega_{OL} + A_{OL}\omega_{OL})}{A_{OL}\omega_{OL}R} \\
 &= -\frac{V_{out} [s^2(C_jR + CR) + s(\omega_{OL}C_jR + 1 + \omega_{OL}CR + CRA_{OL}\omega_{OL}) + \omega_{OL} + A_{OL}\omega_{OL}]}{A_{OL}\omega_{OL}R}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Rearranjando-se os termos da Equação 3.25, obtém-se a função de transferência do amplificador de transimpedância (tensão de saída sobre corrente de entrada), através de:

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{A_{OL}\omega_{OL}R}{s^2(C_jR + CR) + s(\omega_{OL}C_jR + \omega_{OL}CR + CRA_{OL}\omega_{OL} + 1) + A_{OL}\omega_{OL}} \tag{3.26}$$

Simulação

De modo a comprovar o funcionamento do circuito do amplificador de transimpedância, simulou-se o mesmo no ADS, de acordo com o esquemático da Figura 3.27, que contempla uma simulação AC e uma análise transiente.

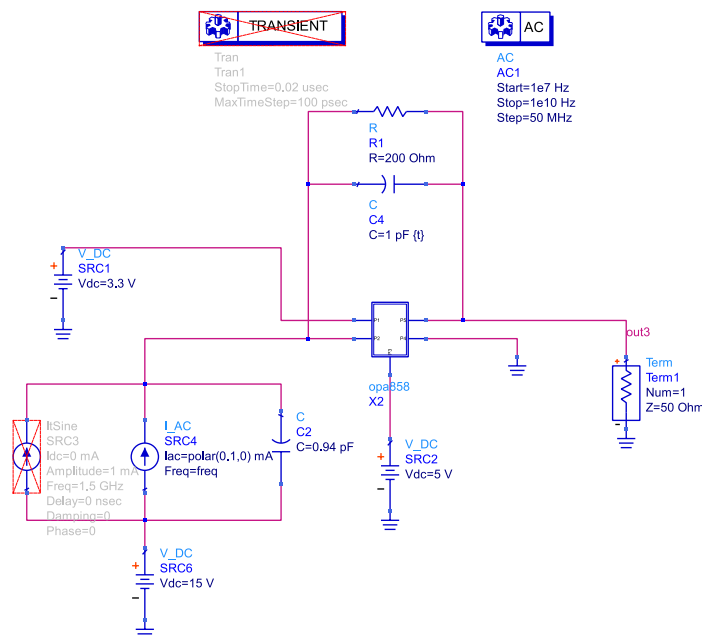


Figura 3.27: Esquemático ADS para simulação do amplificador de transimpedância.

Em primeiro lugar, foi realizada uma primeira simulação AC, de modo a selecionar qual o valor mais adequado para a resistência (da malha de realimentação), uma vez que esta é responsável por controlar o ganho do amplificador. Assim, foram considerados cinco valores para a simulação da resistência ($100\ \Omega$, $150\ \Omega$, $200\ \Omega$, $250\ \Omega$, $300\ \Omega$), tal como se pode observar no diagrama de Bode (módulo e fase) da Figura 3.28. No que diz respeito ao condensador, foi considerado um valor de capacidade de $1\ \text{pF}$ dado ter proporcionado o melhor resultado, após várias simulações.

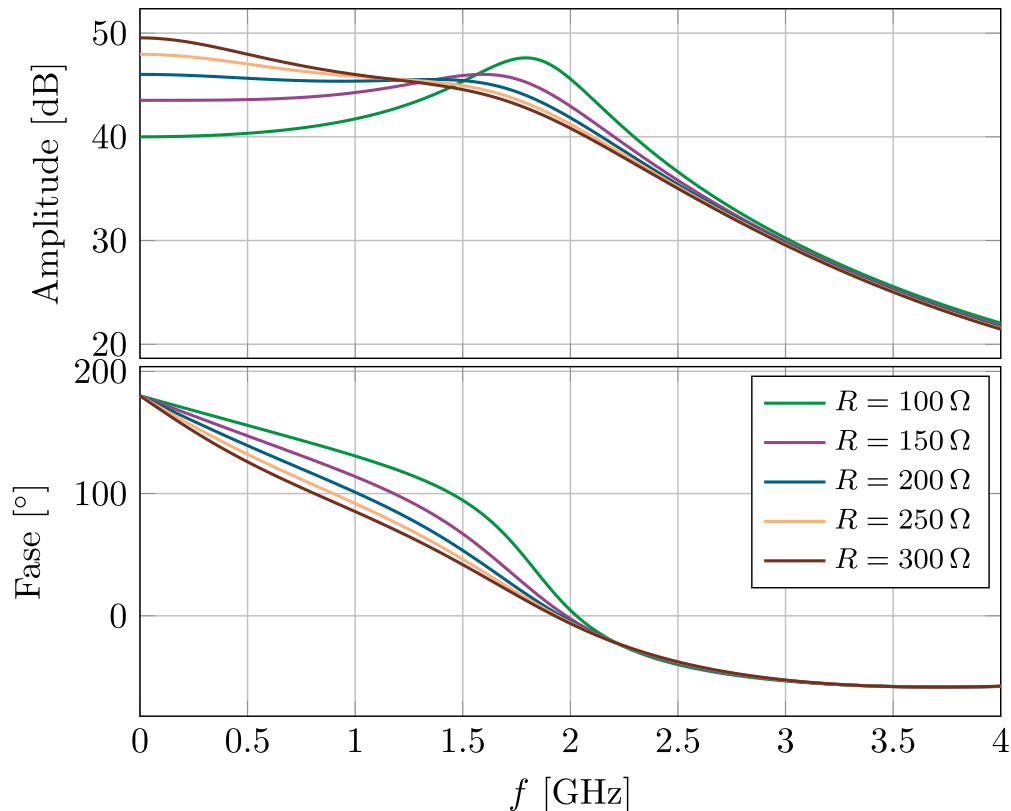


Figura 3.28: Influência da resistência da malha de realimentação na resposta em frequência do amplificador de transimpedância.

Através da observação da Figura 3.28, pode observar-se que à medida que aumenta o valor da resistência observa-se, na característica da amplitude, um aumento do ganho do amplificador de transimpedância, no entanto verifica-se também uma redução da sua largura de banda. Este comportamento do amplificador deve-se ao seu funcionamento que é ditado pelo seu produto ganho-largura de banda (igual a $5.5\ \text{GHz}$), pelo que um aumento do ganho implica necessariamente uma redução da sua largura de banda. Relativamente à fase, esta não sofre alterações consideráveis, estando todas as características bastante próximas entre si, à exceção da característica a verde, que se afasta um pouco das restantes.

Assim, considerou-se um valor de resistência de $200\ \Omega$, dado que proporciona uma característica de amplitude mais plana, com um ganho adequado, sem prejudicar significativamente a sua largura de banda e a fase.

Na Figura 3.29 pode observar-se o diagrama de Bode que resulta da função de transferência descrita na Equação 3.19 e da simulação do circuito no ADS, ambos considerando a resistência $R = 200 \Omega$ e o condensador $C = 1 \text{ pF}$.

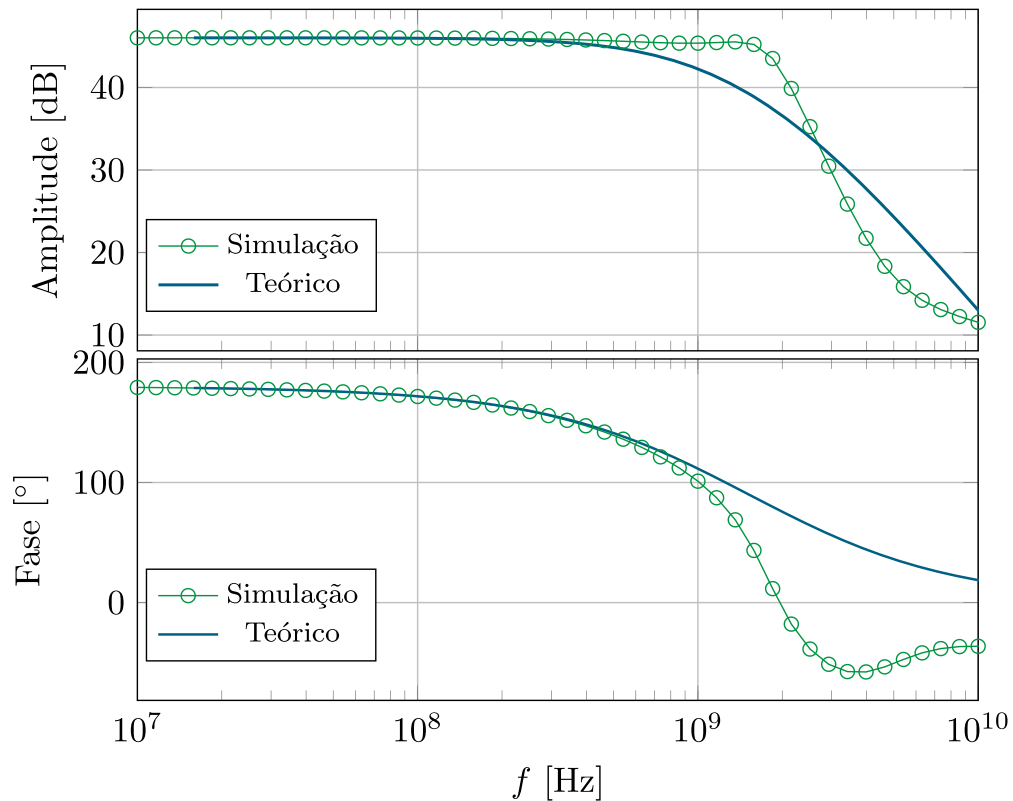


Figura 3.29: Diagrama de Bode (teórico e simulado) do amplificador de transimpedância.

Após a análise da Figura 3.29, pode constatar-se que ambas as características se encontram muito próximas entre si, sendo coincidentes até cerca de 1 GHz. Destaca-se uma ligeira diferença na característica da amplitude e da fase, a partir desse valor de frequência. As diferenças observadas entre a característica teórica e a obtida por simulação devem-se ao facto de na teórica se ter considerado um amplificador operacional ideal e na simulação se ter considerado o modelo real do amplificador seleccionado (OPA858), que inclui, entre outros parâmetros, o efeito do produto ganho-largura de banda.

De seguida, foi realizada uma análise transiente, de forma a avaliar o comportamento da tensão de saída do circuito amplificador no domínio do tempo. A simulação foi efetuada de acordo com o esquemático da Figura 3.27, mas considerando os blocos desativados, relativos a esta simulação. O resultado da simulação, tensão de saída V_{out} em função do tempo t , está representado na Figura 3.30.

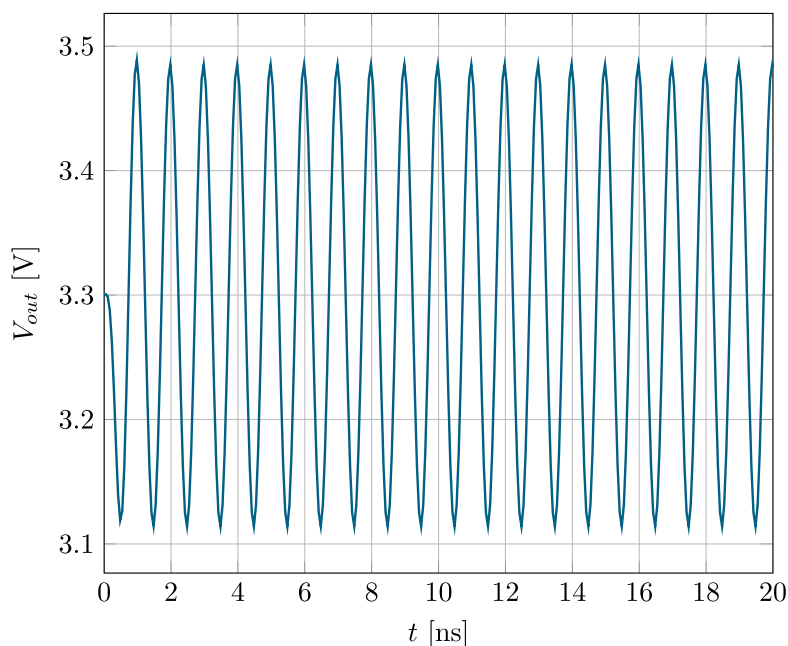


Figura 3.30: Análise transiente do amplificador de transimpedância.

Através da análise da Figura 3.30 pode comprovar-se o funcionamento do circuito no domínio do tempo, observando-se na saída um sinal sinusoidal centrado no valor da tensão de referência de 3.3 V, tal como seria esperado.

3.3.3 Amplificador

Tal como anteriormente referido em 2.3.5, dada a elevada atenuação que o sinal ótico sofre no canal de comunicação subaquático, é bastante provável que chegue ao recetor um sinal de baixa amplitude. Uma possível solução poderia ser aumentar o ganho do amplificador de transimpedância, contudo isso iria comprometer a sua largura de banda de funcionamento. Assim sendo, a solução encontrada contempla um amplificador de baixo ruído, que aumenta significativamente o nível de sinal sem comprometer a sua relação sinal-ruído. As principais características do LNA selecionado estão descritas na Tabela 3.6.

Tabela 3.6: Principais características do LNA selecionado [56].

Fabricante	Mini-Circuits
Referência	PSA-545+
Ganho (a 1 GHz)	19.8 dB
Figura de ruído (a 1 GHz)	0.8 dB
Largura de banda	50 MHz – 4 GHz
Tensão de alimentação típica	3 V

A topologia do circuito do LNA, representada na Figura 3.31, contempla um *bias-tee* na entrada (C_1 e L_2), um *snubber* que serve essencialmente para extinguir possíveis efeitos transitórios de tensão devidos a interrupções do fluxo de corrente (C_4 e R_1), uma resistência para a polarização do circuito (R_b), um condensador de desacoplamento (C_3) e um *bias-tee* na saída (C_2 e L_1).

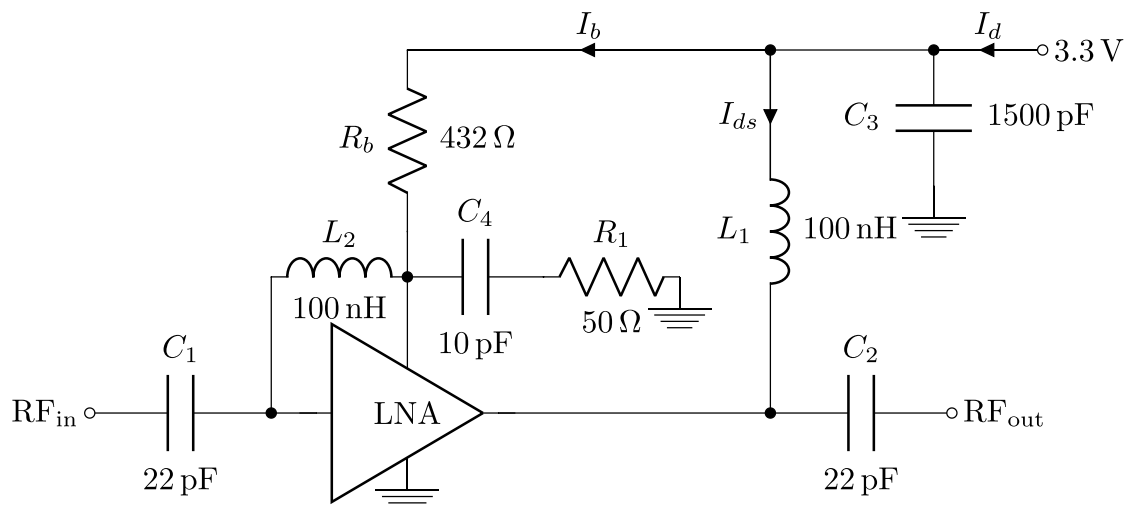
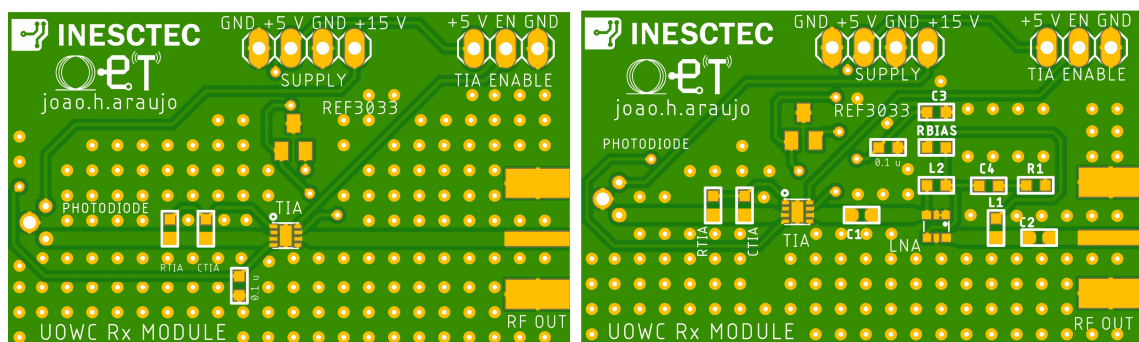


Figura 3.31: Circuito do LNA.

3.3.4 Protótipo do Recetor

Depois de dimensionados os blocos que constituem o módulo recetor, foi desenhado no programa EAGLE um primeiro protótipo deste módulo. Na verdade, foram desenhados dois: um que não inclui o LNA e outro que inclui o recetor completo, de modo a melhor avaliar efetivamente a necessidade/influência do LNA no módulo recetor. Os desenhos das PCBs protótipo do módulo recetor estão representados na Figura 3.32.

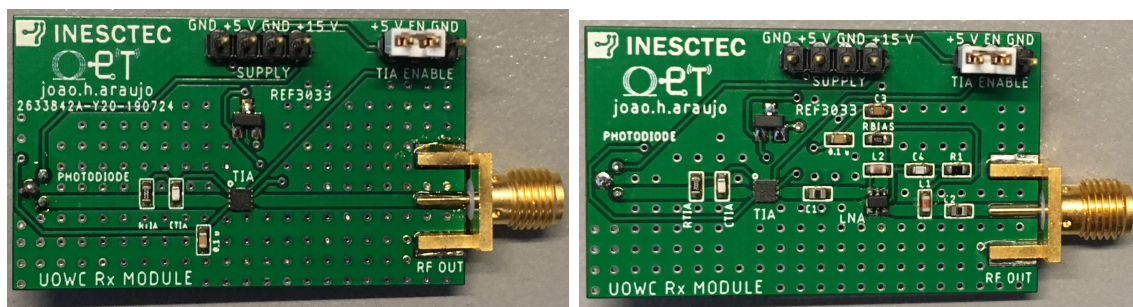


(a) sem LNA.

(b) com LNA.

Figura 3.32: Desenho das PCBs protótipo do módulo recetor.

Após a fabricação das PCBs, seguiu-se o processo de soldagem, que foi em tudo semelhante ao processo de soldagem da PCB do módulo transmissor, com recurso a um *stencil*, pasta de solda e de um forno (*reflow oven*). Os restantes componentes que não são SMD foram soldados posteriormente, de forma manual, com recurso a um ferro de soldar, tal como se pode observar na PCB completa com os componentes soldados, representada na Figura 3.33.



(a) sem LNA.

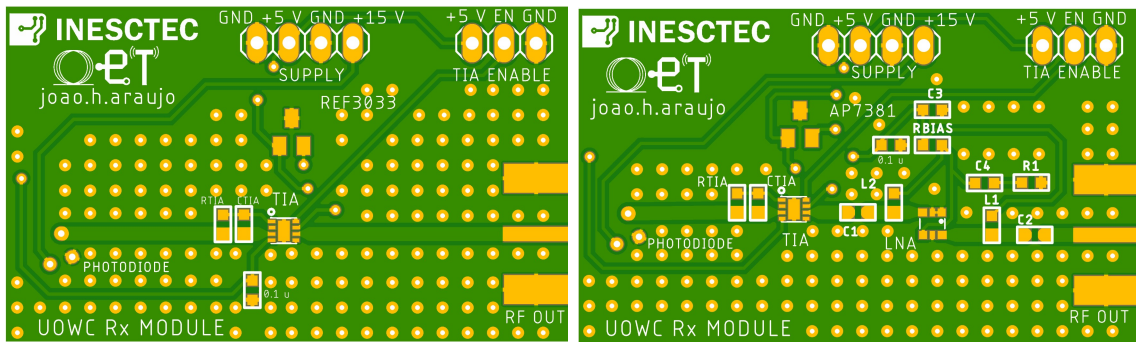
(b) com LNA.

Figura 3.33: PCBs protótipo do módulo recetor.

Após a criação das PCBs protótipo do módulo recetor, prosseguiu-se com o teste de funcionamento dos três elementos que as constituem: fotodíodo, TIA e LNA.

Deste modo, foi ligada a PCB sem o LNA a uma fonte de alimentação de bancada com duas saídas, uma de 5 V para o TIA e outra de 15 V para o fotodíodo. De seguida, ligou-se o conector da PCB a um osciloscópio, por forma a ser possível avaliar o sinal de saída do TIA, que consistiu num sinal sinusoidal, que mostrou que o referido circuito se encontrava instável. Após vários testes efetuados, chegou-se à conclusão que a pista da malha de realimentação do TIA introduz na PCB uma indutância parasítica considerável, especialmente devido à distância existente entre os componentes da malha de realimentação e o referido amplificador, e que leva a que o TIA se comporte de um modo instável.

Depois de realizadas algumas simulações, observou-se que a referida oscilação introduzida pelo TIA não pode ser compensada pelo aumento da capacidade do condensador da malha de realimentação, já que este é o responsável por manter a estabilidade do amplificador, mas sim pela redução da distância entre os componentes da malha de realimentação e o amplificador. A distância existente no projeto das PCBs representadas na Figura 3.33 é de cerca de 5.3 mm, valor este que pôde ser reduzido para cerca de 1.3 mm, através da alteração da posição dos referidos componentes, ficando estes mais próximos do TIA, tal como mostra a Figura 3.34.



(a) sem LNA.

(b) com LNA.

Figura 3.34: Desenho das PCBs protótipo do módulo recetor após correção.

Neste âmbito, foi adicionado um modelo das linhas de transmissão existentes na PCB ao esquemático ADS da Figura 3.27, de modo a perceber qual a sua influência no sistema, estando este representado, após as alterações, na Figura 3.35.

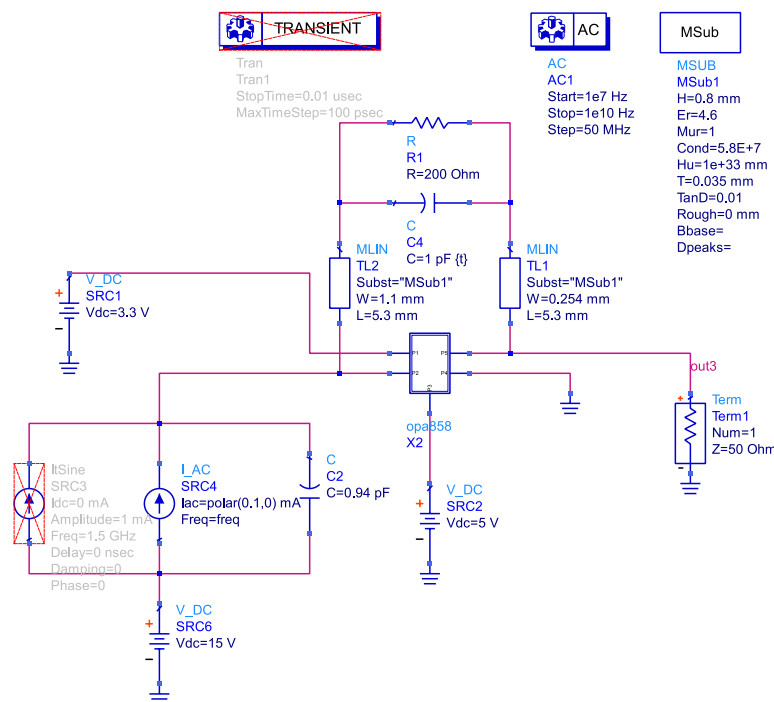


Figura 3.35: Esquemático ADS para simulação do amplificador de transimpedância com o modelo das linhas de transmissão.

Na Figura 3.36 pode observar-se o diagrama de Bode que resulta da simulação no ADS, considerando o esquemático da Figura 3.35, para as duas distâncias entre os componentes da malha de realimentação e o TIA, a distância considerada no projeto anterior, de 5.3 mm, e a nova distância, de 1.3 mm.

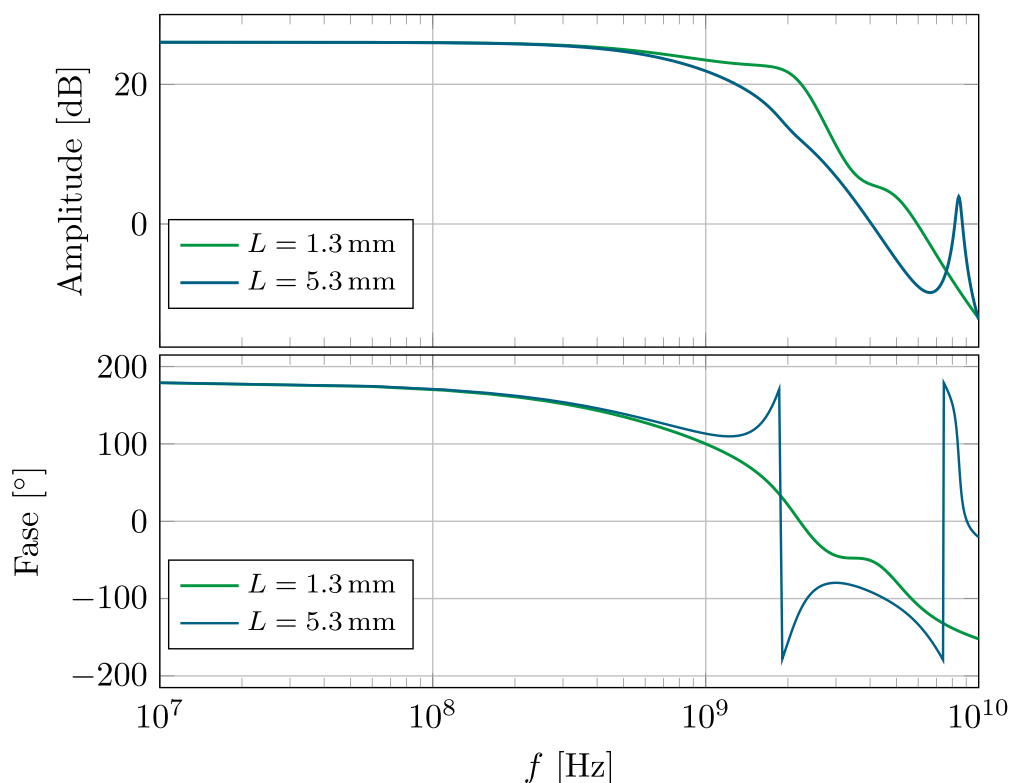


Figura 3.36: Diagrama de Bode (teórico e simulado) do amplificador de transimpedância para dois comprimentos das linhas de transmissão.

Após a observação da Figura 3.36, pode comprovar-se a instabilidade do circuito, especialmente através da inversão de fase a 2 GHz com um ganho acima de 0 dB, que volta a inverter a 7 GHz para a distância entre os componentes de 5.3 mm. Para a distância entre os componentes de 1.3 mm, pode observar-se que o problema da instabilidade já não se verifica. Deve salientar-se que a condição de estabilidade do circuito foi, adicionalmente, comprovada através da observação do Diagrama de Nyquist, na mesma simulação.

Apesar de se ter comprovado que a aproximação dos referidos componentes se traduzia na resolução do problema observado e se ter efetuado a correção do desenho das PCBs, como não foi possível fazer uma nova fabricação das mesmas, na avaliação experimental do Capítulo 4 não será considerado este amplificador nas medições.

Capítulo 4

Avaliação Experimental do Sistema de UOWC

4.1 Introdução

Uma vez projetadas e concebidas as PCBs dos módulos transmissor e recetor, neste capítulo são descritos os testes experimentais realizados em ambiente laboratorial. Assim, será apresentado um estudo do sistema de comunicações com o sinal ótico a propagar-se em espaço livre e em meio subaquático (UOWC), este último com recurso a um tanque de vidro, próprio para este tipo de testes experimentais.

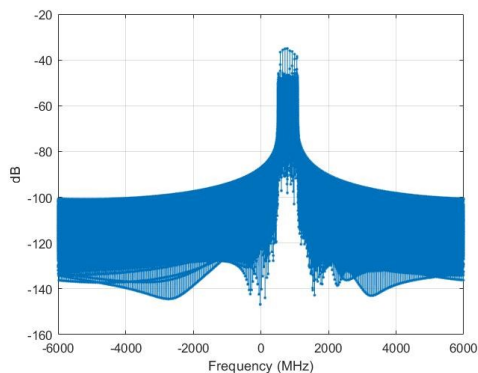
Em 4.2 são apresentadas as principais características associadas ao processo de modulação, sendo apresentadas expressões úteis de análise deste processo do ponto de vista do transmissor. Adicionalmente, são também apresentadas várias expressões úteis para avaliar a qualidade da transmissão, após a desmodulação efetuada pelo recetor. Em 4.3 é descrito o funcionamento do sistema de comunicações óticas em espaço livre, sendo inicialmente apresentada a característica da resposta em frequência, de modo a melhor compreender o funcionamento do sistema. De seguida, é apresentado o esquema de avaliação experimental em laboratório, os resultados obtidos para várias larguras de banda do sinal OFDM, as respetivas características e conclusões. Em 4.4 é efetuado o mesmo procedimento mas agora para a propagação em meio subaquático, que é o principal objeto de estudo deste projeto. É apresentada também a resposta em frequência, o esquema experimental de medição, o tanque usado para simular o ambiente subaquático, os resultados obtidos, as respetivas características e conclusões. Em 4.5 é apresentado um sumário dos conteúdos abordados ao longo do capítulo, nomeadamente a comparação dos resultados da propagação em espaço livre e em meio subaquático.

4.2 Caraterísticas da Modulação

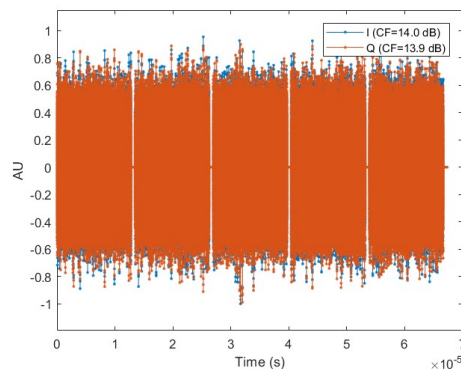
As várias experiências que serão apresentadas ao longo do capítulo contemplam a técnica de modulação digital OFDM. Tal como anteriormente referido em 2.3.1, esta técnica de modulação complexa possui uma elevada eficiência espectral devido à ortogonalidade entre as várias subportadoras, nas quais é codificada a informação a transmitir através de uma técnica de modulação convencional, tipicamente M -QAM. A técnica de modulação OFDM mostra-se bastante adequada à aplicação em causa dado ser imune a várias características do próprio canal de comunicação, tais como: a atenuação, a interferência e a existência de componentes multicaminho, o que contribui para uma redução da ISI e, conseqüentemente, um aumento da relação sinal-ruído.

O sinal OFDM é modulado através da interligação entre uma plataforma concebida em MATLAB (`IQtools`) e um *Arbitrary Waveform Generator* (AWG). O sinal OFDM modulado é constituído por cinco blocos de informação (Figura 4.1(b)), cada um composto por um dado número de símbolos, sendo que entre dois blocos é introduzida uma pausa.

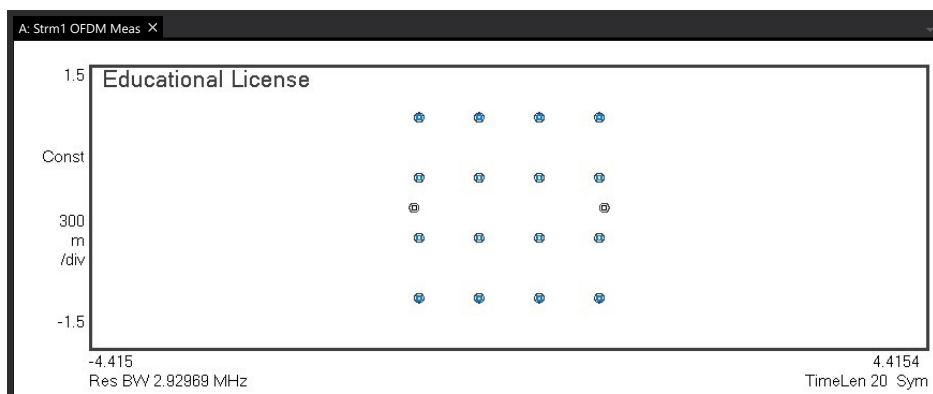
Na Figura 4.1 pode observar-se o espectro, as componentes em fase e em quadratura e a constelação de um sinal modulado em OFDM, centrado em 800 MHz e com uma largura de banda de 500 MHz.



(a) Espectro.



(b) Componentes em fase e em quadratura.



(c) Constelação.

Figura 4.1: Caraterísticas do sinal OFDM modulado.

Considerando que N_{sub_dados} corresponde ao número de subportadoras de dados, Δ à percentagem do comprimento do prefixo cíclico face ao comprimento do símbolo com N_{sub} subportadoras, f_{OFDM} à largura de banda do sinal OFDM e M à ordem do formato de modulação M -QAM, pode obter-se a taxa de transmissão dos símbolos OFDM, R , através da Equação 4.1 [57].

$$R = \frac{N_{sub_dados}}{N_{sub}(1 + \Delta)} f_{OFDM} \log_2 M \quad (4.1)$$

Nas várias experiências implementadas, a informação foi modulada em 16-QAM a partir de uma sequência pseudo-aleatória binária (PRBS - *Pseudorandom Binary Sequence*) composta por 256 subportadoras, sendo 55 destinadas a bandas de guarda, 8 a subportadoras piloto, restando 193 subportadoras de dados. Foi ainda introduzido um prefixo cíclico $\Delta = 0.25$, valor este especificado como uma fração do número de subportadoras (comprimento da sequência OFDM). Na Tabela 4.1, estão descritas as várias larguras de banda do sinal OFDM/16-QAM consideradas, assim como as correspondentes larguras de banda destinadas a dados (úteis) e taxas de transmissão, obtidas através da Equação 4.1.

Tabela 4.1: Taxa de transmissão vs. largura de banda do sinal OFDM/16-QAM.

Largura de banda do sinal [MHz]	Largura de banda de dados [MHz]	Taxa de transmissão [Gbit/s]
500	301.563	1.206
750	452.344	1.810
1000	603.125	2.413
1200	723.750	2.895
1500	904.688	3.619
2000	1206.250	4.825

Uma vez apresentadas as principais considerações relacionadas com a modulação do ponto de vista do transmissor, é importante agora avaliar a qualidade da modulação no recetor, isto é, após o sinal ótico se propagar ao longo do canal de comunicação. De acordo com o anteriormente explanado em 2.3.1, a EVM é um parâmetro bastante utilizado na avaliação do desempenho de modulações digitais. Este parâmetro mede as possíveis degradações presentes no sinal recebido, através da razão entre a potência do vetor de erro e a potência do vetor de referência, relativo à constelação ideal (como a representada na Figura 4.1(c)).

De acordo com [58], através deste parâmetro é possível estimar a relação sinal-ruído e a taxa de bits errados recebidos, tal como descrito pelas Equações 4.2 e 4.3, respetivamente,

$$SNR \approx \frac{1}{EVM^2}, \quad (4.2)$$

$$BER \approx \frac{2(1 - \frac{1}{L})}{\log_2 L} Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \cdot \frac{2}{EVM_{RMS}^2 \log_2 M}} \right), \quad (4.3)$$

onde L corresponde ao número de bits codificados por cada símbolo, $Q(x)$ à função de distribuição da distribuição normal e EVM_{RMS} ao valor eficaz da magnitude do vetor de erro, que se relaciona com o seu valor em dB, pela Equação 4.4.

$$EVM_{RMS} = 10 \cdot e^{\frac{EVM(dB)}{20}} \quad (4.4)$$

4.3 Comunicações Óticas Sem Fios em Espaço Livre

Como ponto de partida, antes de se avaliar o funcionamento do sistema projetado em ambiente subaquático, começou-se por avaliá-lo em espaço livre, tendo sido inicialmente medida a sua resposta em frequência para vários valores de corrente do díodo LASER (I_{bias}), representada na Figura 4.2.

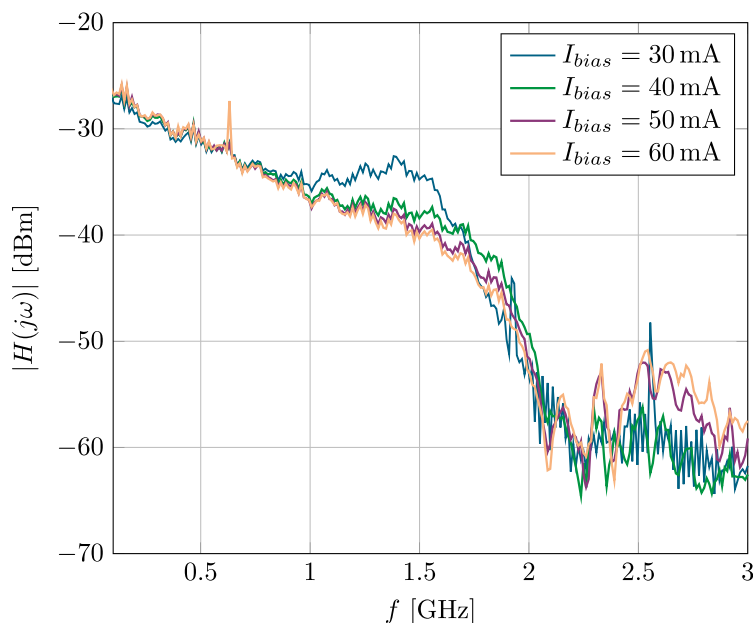


Figura 4.2: Resposta em frequência do sistema com propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.

Através da análise da Figura 4.2 pode constatar-se que, para valores de corrente mais elevados a largura de banda é maior, mas a magnitude da resposta em frequência é menor. Até cerca de 1.5 GHz, a melhor característica é a de 30 mA em termos de magnitude da resposta em frequência, no entanto, com valores de corrente superiores é possível garantir uma resposta razoável até cerca de 1.9 GHz. A melhor característica observa-se para 40 mA, dado que melhor satisfaz o compromisso magnitude-largura de banda, isto é, possui uma magnitude superior, de entre os que possuem uma maior largura de banda.

Após se terem efetuado alguns ajustes na corrente fornecida ao diodo LASER, na tensão de alimentação do fotodiodo, nas suas posições e no alinhamento existente entre estes, foi possível otimizar o sistema de comunicações, cuja resposta em frequência está representada na Figura 4.3.

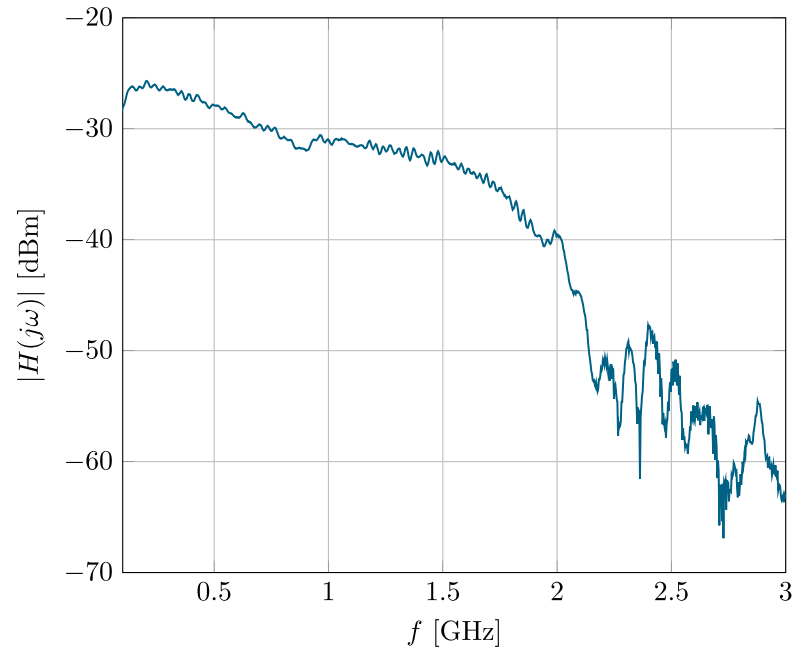


Figura 4.3: Resposta em frequência do sistema com propagação em espaço livre otimizado para uma distância de 3.14 m.

Através da observação da Figura 4.3, pode constatar-se que o sistema possui ainda uma resposta em frequência razoável até cerca de 2 GHz, sendo que a partir deste valor a magnitude da resposta em frequência começa a degradar-se significativamente. Tal deve-se às características do próprio canal de comunicação e à limitação intrínseca do próprio diodo LASER, relacionada com o tempo de vida de recombinação das portadoras na região ativa.

Seguidamente, foi possível avaliar o funcionamento do sistema de comunicações óticas em espaço livre, segundo o esquema representado na Figura 4.4, para uma distância total de propagação do sinal de 3.14 m, estando evidenciados a verde os blocos pertencentes ao módulo transmissor e a laranja os blocos pertencentes ao módulo recetor.

Inicialmente, através de um computador com acesso ao programa MATLAB é gerada uma PRBS e ajustado o AWG para que seja capaz de gerar um sinal OFDM para modular essa informação. O AWG recebe essa informação, processa-a e envia, através de uma das suas saídas, o sinal modulado para a PCB do módulo transmissor.

O sinal modulado é aplicado ao terminal de RF do circuito *bias-tee*, o sinal proveniente da fonte de corrente é aplicado ao terminal de DC, sendo o sinal do terminal combinado (RF+DC) entregue ao diodo LASER, que efetua a conversão eletro-ótica desse sinal, sendo

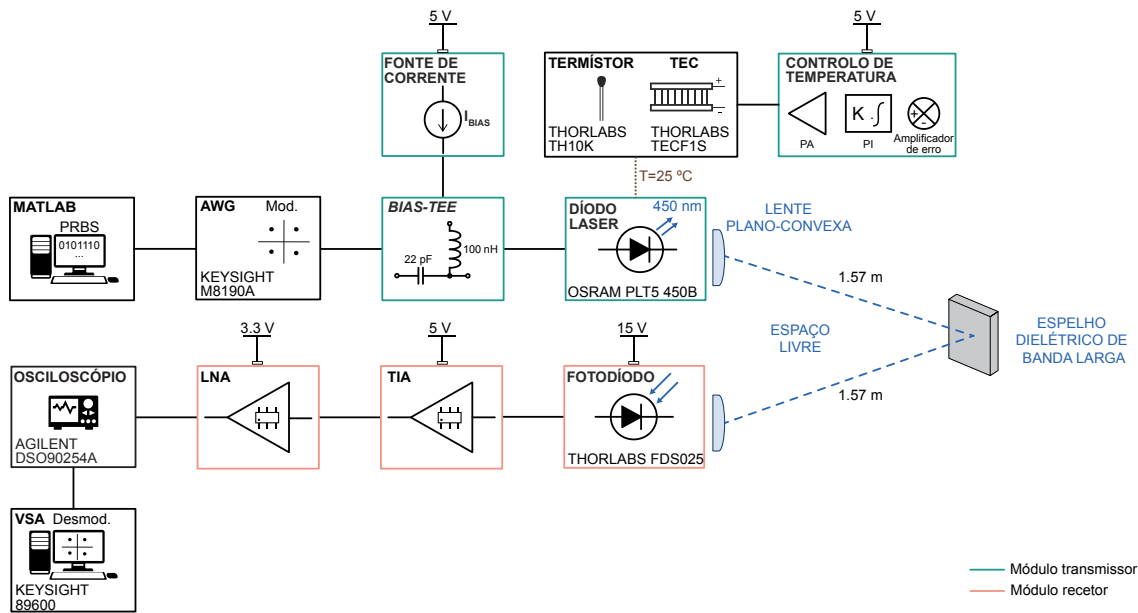


Figura 4.4: Esquema experimental de avaliação da propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.

o feixe ótico colimado à saída deste, através de uma lente plano-convexa (Figura 4.5(a))¹, e enviado para o canal de comunicação ótico.

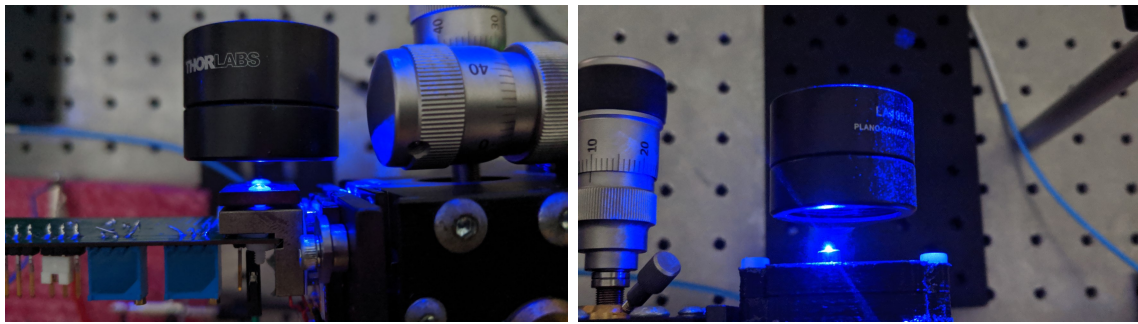
A temperatura constante de 25 °C do diodo LASER é assegurada pelo circuito de controlo e estabilização da temperatura, por via do amplificador de erro, que recebe o valor atual do termistor e o compara com o valor do *setpoint*, do controlador PI, que efetua a compensação de temperatura, e do amplificador de potência (PA - *Power Amplifier*), que atua no TEC com um sinal de corrente adequado ao desvio de temperatura existente.

O feixe ótico é coletado por um espelho dielétrico de banda larga (Figura 4.5(c))², que permite aumentar a distância total de propagação do sinal, e é refletido para o módulo recetor, onde mais uma vez é colimado através de uma lente convexo-plana (Figura 4.5(b)), de modo a ser recebido pelo fotodiodo, que efetua a conversão opto-elétrica. Neste módulo, o sinal passa por um amplificador de transimpedância, que converte o sinal em corrente num sinal em tensão, e por um amplificador de baixo ruído, que permite compensar a elevada atenuação existente no canal de comunicação.

O sinal é finalmente entregue ao osciloscópio, que recolhe amostras do sinal no domínio do tempo e as envia para o computador, mais propriamente para o programa 89600 VSA, que efetua a desmodulação do sinal (OFDM), tornando possível não só a reconstrução do mesmo, mas também a avaliação do desempenho do sistema.

¹A referida lente plano-convexa, fabricada pela Thorlabs com a referência LA1951-A-ML, possui uma distância focal $f = 25.4$ mm e um raio de curvatura $R = 13.1$ mm.

²O espelho dielétrico de banda larga, fabricado pela Thorlabs com a referência BBSQ1-E02, possui uma refletância superior a 99 %.



(a) Díodo LASER e lente plano-convexa.

(b) Fotodíodo e lente convexo-plana.



(c) Espelho retrorefletor.

Figura 4.5: Constituintes do sistema de comunicações óticas.

Na Figura 4.6 pode observar-se o ensaio experimental para avaliação do sistema de comunicações em espaço livre, para uma distância total de propagação do sinal de 3.14 m.

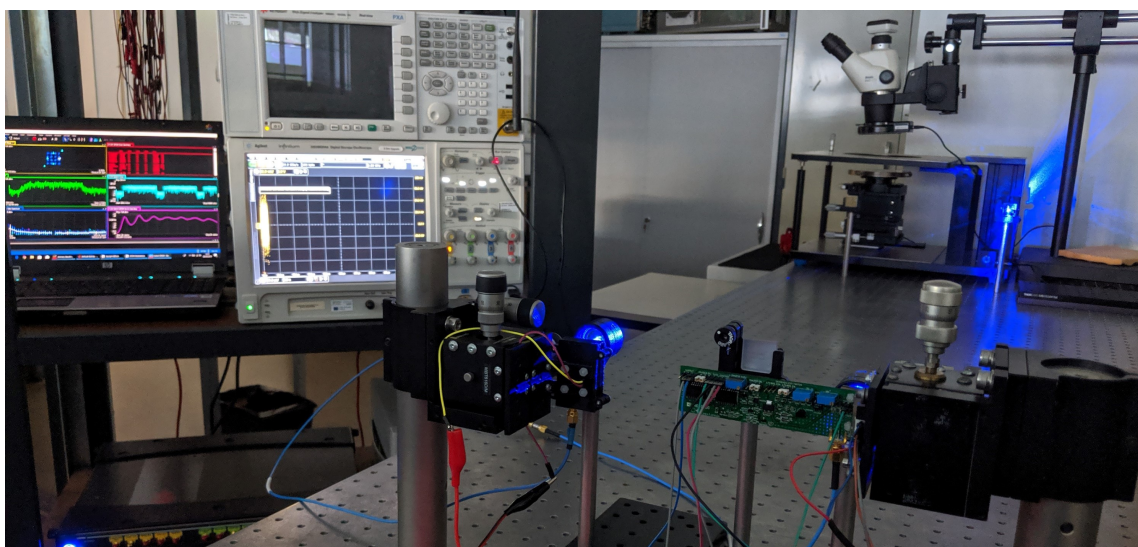


Figura 4.6: Ensaio experimental de avaliação da propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.

Tal como anteriormente referido, foram consideradas as larguras de banda do sinal OFDM descritas na Tabela 4.1, às quais foram acrescentados os resultados obtidos no ensaio experimental, tal como mostra a Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Resultados obtidos do ensaio experimental de avaliação da propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.

Largura de banda do sinal [MHz]	EVM [dB]	BER
500	-28.214	4.220×10^{-31}
750	-27.928	2.979×10^{-29}
1000	-26.882	1.969×10^{-23}
1200	-24.278	9.412×10^{-14}
1500	-22.335	1.827×10^{-9}
2000	-19.687	6.016×10^{-6}

Na Figura 4.7 está representada a característica da magnitude do vetor de erro em função da largura de banda do sinal OFDM, assim como os respetivos diagramas de constelação.

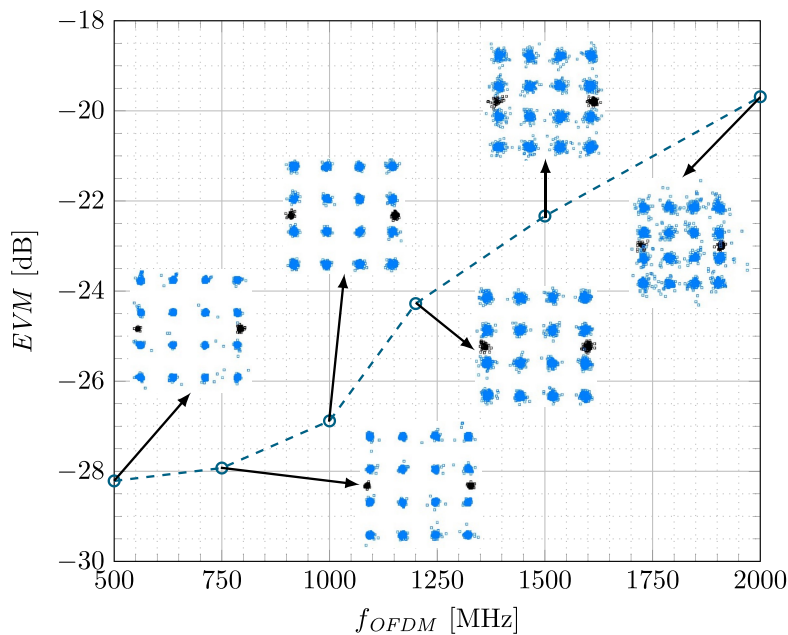


Figura 4.7: Magnitude do vetor de erro em função da largura de banda do sinal OFDM com propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.

Através da observação da Figura 4.7, pode verificar-se que a magnitude do vetor de erro, que é uma medida da qualidade do sistema de comunicações, aumenta com o aumento da largura de banda do sistema OFDM. À medida que este valor vai aumentando, observa-se uma degradação do diagrama de constelação recebido. Nesse diagrama pode observar-se os símbolos recebidos (representados a azul), que se enquadram nos 16 símbolos possíveis

da modulação 16-QAM e as subportadoras piloto (representadas a preto). A partir de 1500 MHz, começa a observar-se uma dispersão mais acentuada nos símbolos recebidos, tornando difícil decidir qual o símbolo correto da informação recebida.

Na Figura 4.8 está representada a característica da taxa de bits errados (Equação 4.3 e 4.4) em função da taxa de transmissão do sistema, obtida para as larguras de banda consideradas na Tabela 4.1.

É importante salientar que neste tipo de ensaios experimentais é comum considerar-se um parâmetro designado de *Forward Error Correction* (FEC). O FEC é uma técnica de processamento digital de sinal que consiste em adicionar informação redundante (códigos de correção de erros) ao sinal de informação a ser transmitido, de modo a que o recetor possua a capacidade de detetar e corrigir erros, devido ao ruído e atenuação existente no canal de comunicação. O valor máximo de bits errados (limiar do FEC) que poderão ainda ser corrigidos depende do código de correção utilizado, no entanto, em [59], é estimado um valor teórico, que será considerado nas medições experimentais do sistema.

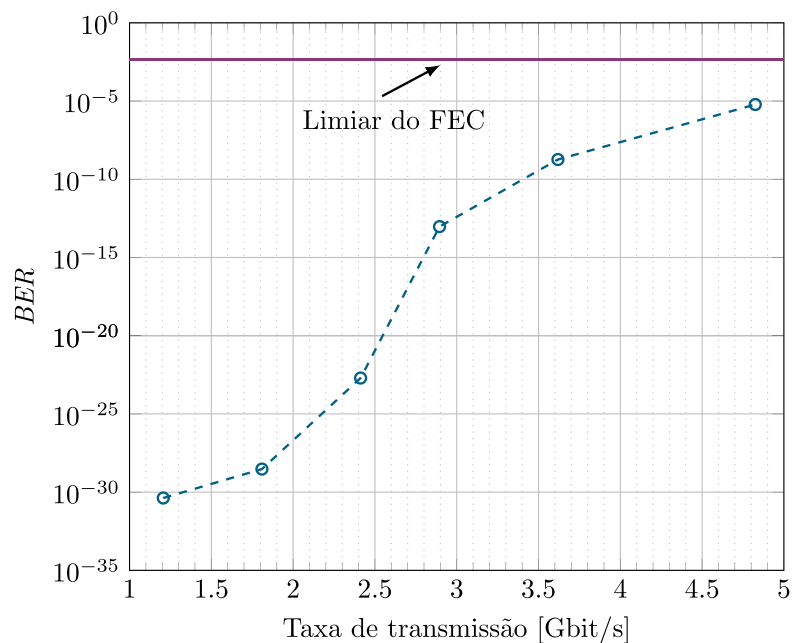


Figura 4.8: Taxa de bits errados em função da taxa de transmissão do sistema com propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m.

Através da análise da Figura 4.8, pode constatar-se que, da mesma forma que na característica anterior, a taxa de bits errados aumenta com o aumento da taxa de transmissão relativa ao sinal OFDM. No entanto, observa-se que, para todos os valores de taxa de transmissão, o valor da taxa de bits errados encontra-se abaixo do limiar do FEC, o que leva a que, caso se use esta técnica, todos os bits errados serão corretamente identificados e corrigidos, não existindo perda de informação.

4.4 Comunicações Óticas Sem Fios Subaquáticas

Uma vez observado o comportamento do sistema de comunicações óticas em espaço livre, será agora avaliado o seu funcionamento em meio subaquático, sendo este o grande objetivo deste projeto. Inicialmente, tal como efetuado para a propagação em espaço livre, foi medida a resposta em frequência do sistema, representada a verde na Figura 4.9.

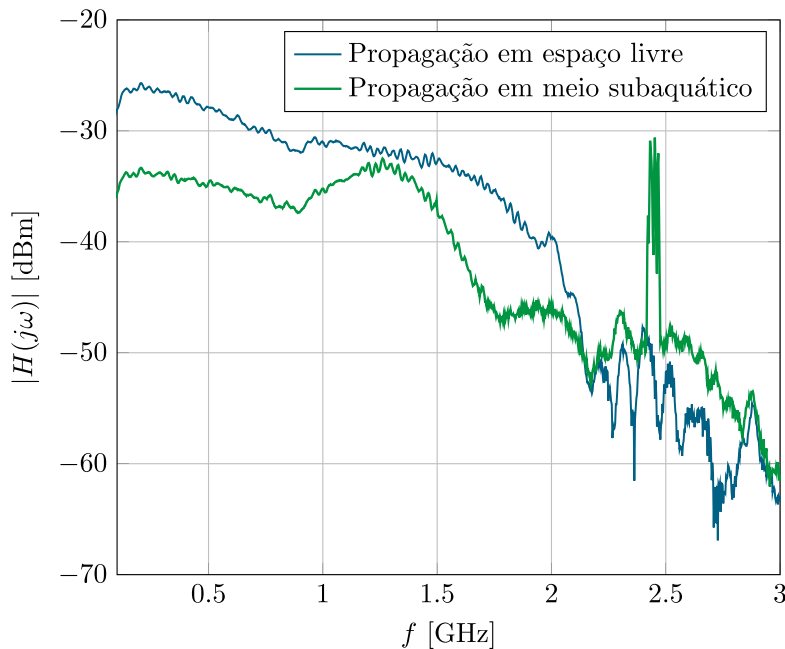


Figura 4.9: Resposta em frequência do sistema com propagação em espaço livre para uma distância de 3.14 m e em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.

Após a observação da Figura 4.9, pode verificar-se que a característica é bastante semelhante à medida para a propagação em espaço livre, a menos do nível de sinal detetado, devido à atenuação existente ao longo do canal de comunicação subaquático. Observa-se algum ruído em torno de 2.5 GHz, que pode ser devido a interferências eletromagnéticas, dado que estas são frequências de operação típicas de sinais como o Wi-Fi e Bluetooth.

De seguida, foi possível avaliar o funcionamento do sistema de comunicações óticas em meio subaquático, segundo o esquema representado na Figura 4.10, para uma distância total de propagação do sinal de 3.25 m, estando evidenciados a verde os blocos pertencentes ao módulo transmissor e a laranja os blocos pertencentes ao módulo recetor.

O esquema de medição em meio subaquático é bastante semelhante ao utilizado na propagação em espaço livre, com exceção do tanque cheio de água doce (em inglês, *fresh water*), que simula o próprio ambiente subaquático. O sinal após ser colimado pela lente plano-convexa propaga-se ainda em espaço livre, entrando depois no tanque através da interface ar-vidro-água. O sinal ótico, após se propagar na água, passa a interface água-vidro-ar e é refletido novamente para dentro do tanque devido ao espelho retrorefletor. Este volta a passar a interface ar-vidro-água, propaga-se novamente na água e passa a

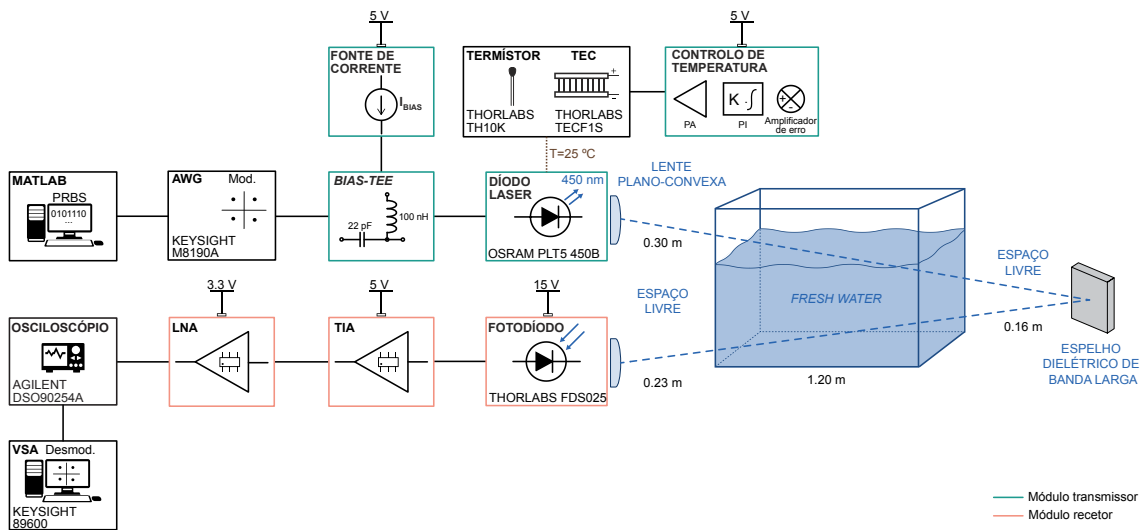


Figura 4.10: Esquema experimental de avaliação da propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.

interface água-vidro-ar, onde o feixe ótico é colimado pela lente convexo-plana e coletado pelo fotodiodo, sendo o restante processamento idêntico ao anteriormente explanado.

Na Figura 4.11 pode observar-se uma vista de perfil do referido tanque, assim como as várias reflexões que o sinal ótico sofre nas interfaces ar-vidro-água e água-vidro-ar.



Figura 4.11: Tanque utilizado no ensaio experimental de avaliação da propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.

Na Figura 4.12 pode observar-se o ensaio experimental realizado em laboratório para avaliação do sistema de comunicações em meio subaquático, para uma distância total de propagação do sinal de 3.25 m.

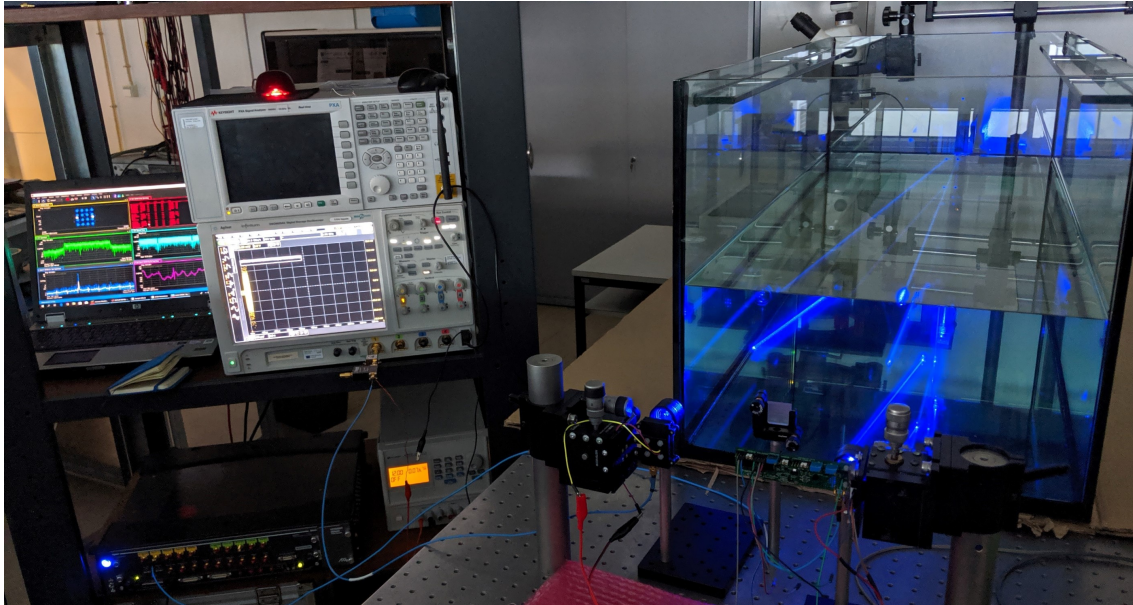


Figura 4.12: Ensaio experimental de avaliação da propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.

Na Tabela 4.3 podem observar-se os resultados obtidos no ensaio experimental para as várias larguras de banda do sinal OFDM consideradas.

Tabela 4.3: Resultados obtidos do ensaio experimental de avaliação da propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.

Largura de banda do sinal [MHz]	EVM [dB]	BER
500	-22.779	2.756×10^{-10}
750	-21.190	1.094×10^{-7}
1000	-20.825	3.283×10^{-7}
1200	-20.431	9.773×10^{-7}
1500	-19.310	1.357×10^{-5}
2000	-16.540	1.003×10^{-3}

Na Figura 4.13 está representada a característica da magnitude do vetor de erro em função da largura de banda do sinal OFDM, assim como os respetivos diagramas de constelação para a propagação em meio subaquático.

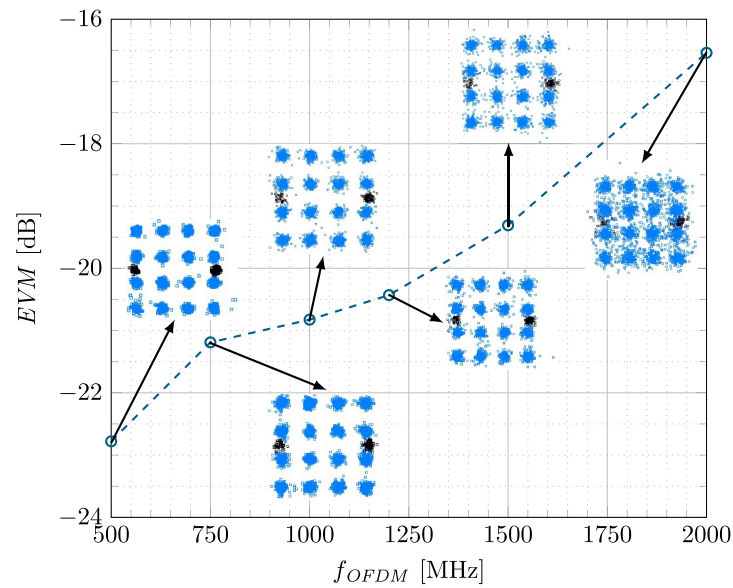


Figura 4.13: Magnitude do vetor de erro em função da largura de banda do sinal OFDM com propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.

Através da observação da Figura 4.13, constata-se que a magnitude do vetor de erro aumenta com o aumento da largura de banda do sistema OFDM. Tal deve-se ao facto de, ao aumentar-se a largura de banda, está-se também a aumentar a taxa de transmissão dos dados (Equação 4.1), o que contribui para uma maior quantidade de bits errados, degradando assim a qualidade da transmissão e, conseqüentemente, o diagrama de constelação.

Na Figura 4.14 está representada a característica da taxa de bits errados em função da taxa de transmissão do sistema para a propagação em meio subaquático.

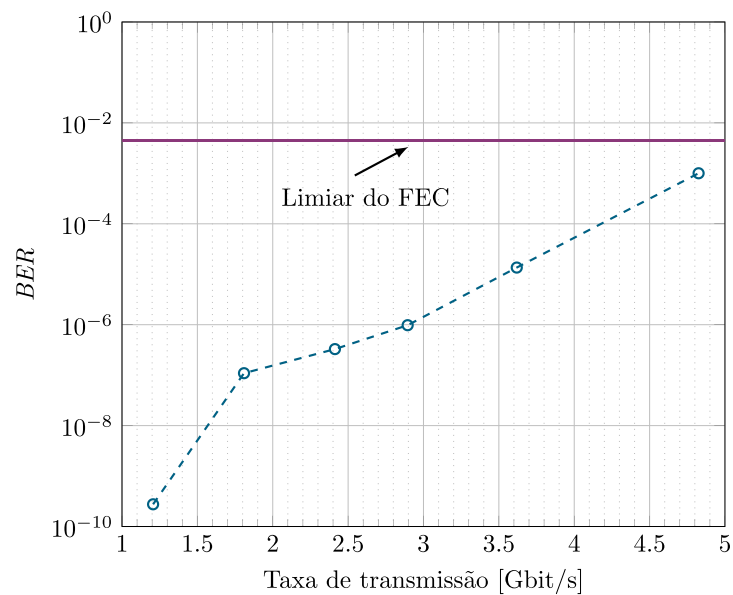


Figura 4.14: Taxa de bits errados em função da taxa de transmissão do sistema com propagação em meio subaquático para uma distância de 3.25 m.

Através da análise da Figura 4.14, pode verificar-se que, tal como referido e justificado anteriormente, a taxa de bits errados aumenta com o aumento da taxa de transmissão relativa ao sinal OFDM. É possível observar-se que, para todos os valores de taxa de transmissão, o valor da taxa de bits errados encontra-se abaixo do limiar do FEC. No entanto, para a largura de banda do sinal OFDM de 2000 MHz, correspondente a uma taxa de transmissão de 4.825 Gbit/s, a taxa de bits errados já se encontra muito próxima do limiar do FEC. Deve salientar-se que uma vez ultrapassado este limiar, o aumento da taxa de erro é abrupto, não sendo possível identificar e corrigir os bits errados, mesmo com a utilização de códigos de correção de erros.

4.5 Sumário

Após os ensaios realizados, pode concluir-se que a resposta em frequência medida para a propagação em espaço livre possui uma maior magnitude e largura de banda, relativamente à medida para a propagação em meio subaquático, tal como seria de esperar, uma vez que se verifica uma maior atenuação e ruído no canal de comunicação, também devido ao número considerável de reflexões e de perdas de sinal existentes nas interfaces ar-vidro-água e água-vidro-ar.

Do mesmo modo, verifica-se uma relativa degradação na magnitude do vetor de erro medida, e conseqüentemente na taxa de bits errados, quando efetuada a mesma comparação entre os dois tipos de propagação. No entanto, os resultados obtidos não deixam de ser muito satisfatórios, na medida em que se atingiu uma taxa de transmissão máxima de 4.825 Gbit/s, ainda com a taxa de bits errados abaixo do limiar do FEC, tanto para propagação em espaço livre como para propagação em meio subaquático.

No que diz respeito à taxa de transmissão do sistema, deve salientar-se que esta poderia ser aumentada através da redução do prefixo cíclico, uma vez que nos ensaios experimentais descritos ao longo deste capítulo foi utilizado para o prefixo cíclico um número de símbolos equivalente a 25 % do número total de símbolos disponíveis (256). Evidentemente, tal traduz-se numa redução significativa da largura de banda correspondente a informação útil e, por conseguinte, numa redução significativa da taxa de transmissão de dados.

Capítulo 5

Conclusões

5.1 Trabalho Desenvolvido

O projeto desta dissertação tinha como principal objetivo o desenvolvimento de um protótipo de um sistema de comunicações óticas sem fios, baseado em componentes optoeletrónicos adequados para a aplicação, para funcionamento em ambiente subaquático, com suporte num transmissor LASER. Era também um dos objetivos que este sistema de comunicações permitisse atingir débitos relativamente elevados, acima de algumas centenas de Mbit/s, adequados às recentes necessidades de transmissão de uma grande quantidade de dados, por exemplo provenientes de gravação de vídeo em alta definição.

De modo a cumprir tais requisitos, foi efetuado um enquadramento dos principais modelos de comunicação sem fios subaquáticos existentes, de modo a perceber quais as vantagens e desvantagens do modelo de comunicações óticas, em comparação com os restantes. De seguida, foi realizado um estudo do problema em análise, relativo às comunicações óticas, tendo-se começado por avaliar qual a técnica de modulação mais adequada à transmissão dos dados, assim como às características do canal de comunicação ótico. Ainda no estudo do problema, efetuou-se uma análise relativa a várias fontes óticas e fotodíodos possíveis para incluir nos módulos transmissor e recetor, respetivamente.

Uma vez efetuado o estudo do problema, segue-se o projeto do sistema, de acordo com as soluções anteriormente propostas. No que se refere ao módulo transmissor, após ter sido selecionado o díodo LASER a utilizar, foi projetado um circuito para a fonte de corrente do mesmo, específico para a aplicação, tendo-se fabricado um protótipo, de modo a possibilitar uma total validação em laboratório. De maneira a combinar o sinal da fonte de corrente com o sinal de modulação, desenvolveu-se um *bias-tee*, tendo-se efetuado uma medição exaustiva dos componentes mais adequados a essa aplicação. Nesse mesmo âmbito, foram projetadas placas de medição dos componentes, do *bias-tee* completo e do díodo LASER, o que levou à necessidade de conceber um *kit* de calibração para garantir a correta medição dos vários dispositivos a medir, cujo funcionamento foi validado com sucesso. Ainda neste módulo, foi implementado o circuito de controlo de temperatura para o díodo LASER.

Relativamente ao módulo recetor, após ser selecionado o fotodíodo a utilizar, foram também selecionados e projetados os circuitos do amplificador de transimpedância e do amplificador de baixo ruído, seguidos de simulação e posterior prototipagem do referido módulo. Pode concluir-se, após o projeto e fabricação dos módulos transmissor e recetor, que a menos da oscilação existente no amplificador de transimpedância, previamente analisada e discutida, foi validado com sucesso o seu funcionamento, tendo-se prosseguido para a tarefa de avaliação experimental do sistema.

No que concerne à avaliação experimental do sistema de comunicações óticas, conclui-se que em ambiente subaquático a resposta em frequência é reduzida em termos de magnitude e largura de banda, quando comparada com a medida em espaço livre. Mais uma vez sublinha-se que tal se deve à existência de ruído no canal de comunicação subaquático e à elevada atenuação que o sinal ótico sofre quando propagado na água.

Assim, torna-se evidente que à medida que aumenta a frequência as condições pioram, seja devido à característica da resposta em frequência do próprio sistema ou também porque à medida que se aumenta a largura de banda do sinal OFDM, aumenta-se também a taxa de transmissão do sistema, aumentando a quantidade de informação a ser transmitida, que leva à existência de uma maior quantidade de bits errados, o que implica uma degradação do diagrama de constelação no recetor e da taxa de bits errados obtida.

Deve ainda referir-se que, durante este projeto, o autor da dissertação foi também autor de um artigo científico, a ser brevemente submetido para publicação numa revista, desenvolvido juntamente com a equipa do INESC TEC, que apresenta, entre outras contribuições, o projeto de um circuito de adaptação de impedância para compensar a desadaptação introduzida pelo díodo LASER.

5.2 Melhorias Futuras

A título de melhorias futuras, sublinha-se em primeiro lugar a necessidade de fabricação de um novo protótipo do módulo recetor, dada a oscilação detetada, de modo a ser possível validar a alteração efetuada com vista à resolução do problema.

Destaca-se também a necessidade de realização de um estudo mais aprofundado dos componentes optoeletrónicos, nomeadamente das características intrínsecas dos mesmos, como por exemplo a limitação de largura de banda e a desadaptação de impedância introduzida pelo díodo LASER, assim como a baixa responsividade do fotodíodo para os comprimentos de onda de operação.

Relativamente aos ensaios experimentais, sugere-se efetuar os mesmos com o tanque cheio com diferentes tipos de água. Uma forma de aumentar a turbidez da água e, consequentemente o espalhamento, passa por aumentar a concentração de hidróxido de alumínio e hidróxido de magnésio, através da adição de uma substância de uso comercial, bastante utilizada neste tipo de ensaios, designada de Maalox.

Outra das possibilidades seria efetuar o estudo e a avaliação de outros formatos de modulação, como por exemplo a modulação OFDM combinada com formatos mais complexos de M-QAM (por exemplo 32-QAM ou 64-QAM). A modulação OFDM possui elevados requisitos de linearidade, pelo que também seria interessante avaliar novos formatos de modulação alternativos, que garantam as necessidades de transmissão existentes.

Finalmente, de modo a aumentar a taxa de transmissão, dada a crescente necessidade de débitos mais elevados, sugere-se a utilização de um prefixo cíclico de menor dimensão e até mesmo efetuar uma configuração mais adequada dos parâmetros do sinal OFDM modulado (largura de banda, prefixo cíclico, número de subportadoras e posição das subportadoras piloto), de modo a que a modulação seja otimizada para o modelo específico do canal de comunicação existente.

Apêndice A

Projeto da Linha de Transmissão CBCPW e das PCBs de Medição

A.1 Linha de Transmissão CBCPW

A configuração da linha de transmissão selecionada para a implementação das PCBs de medição assentou numa configuração de guia de onda coplanar (CPW - *Coplanar Waveguide*) designada de *Conductor-Backed Coplanar Waveguide* (CBCPW).

Esta linha de transmissão é composta por uma superfície, constituída por pelo menos um plano condutor metálico adjacente a dois planos condutores de massa com fendas estreitas, colocada sobre uma placa de substrato de material dielétrico, tal como representado na Figura A.1, em que $S = 2a$ representa a largura do plano condutor, W a largura de cada fenda, $2b = 2a + 2W$ a soma da largura da pista com a largura da fenda de cada lado, h a espessura do substrato de material dielétrico, ϵ_r a permitividade elétrica relativa desse mesmo material e ϵ_0 a permitividade elétrica do vácuo.

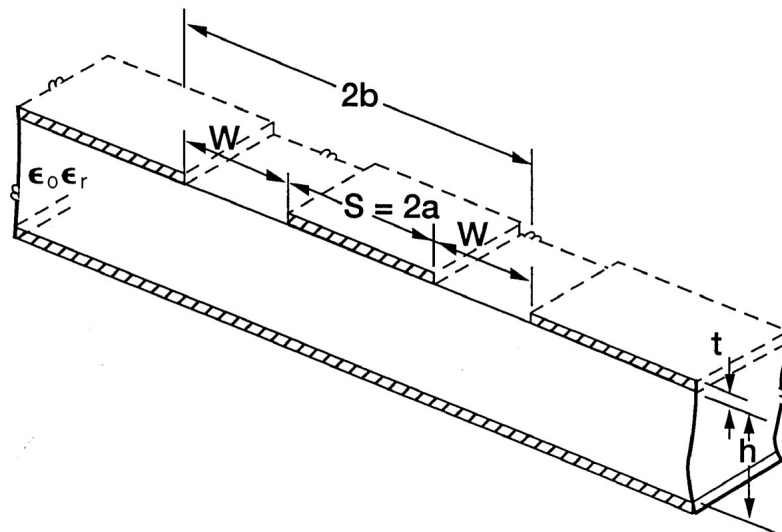


Figura A.1: Configuração de guia de onda coplanar [60].

O dimensionamento desta configuração de linha de transmissão pressupõe o cálculo dos parâmetros intermédios descritos nas Equações A.1, A.2, A.3 e A.4 [60].

$$k = \frac{a}{b} \quad (\text{A.1})$$

$$k_3 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \quad (\text{A.2})$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (\text{A.3})$$

$$k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (\text{A.4})$$

Finalmente, através das Equações A.5 e A.6, pode calcular-se, respetivamente, a permissividade elétrica relativa efetiva e a impedância característica da linha de transmissão, sendo que $K(k)$, $K(k_3)$, $K(k')$ e $K(k'_3)$ correspondem às integrais elípticas completas de 1.^a espécie do tipo $K(m = k^2)$ de k , k_3 , k' e k'_3 , respetivamente [60].

$$\varepsilon_{eff} = \frac{1 + \varepsilon_r \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad (\text{A.5})$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')} + \frac{K(k_3)}{K(k'_3)}} \quad (\text{A.6})$$

Admitindo que o plano condutor possui uma largura $S = 1.1$ mm, que cada fenda possui uma largura $W = 0.35$ mm (o que implica $a = 0.55$ mm e $b = 0.9$ mm), que o substrato dielétrico é composto por material FR-4, de espessura $h = 0.8$ mm e permissividade elétrica relativa $\varepsilon_r = 4.6$, foram obtidos, para a linha de transmissão CBCPW, os parâmetros descritos na Tabela A.1.

Tabela A.1: Parâmetros obtidos do dimensionamento da linha de transmissão CBCPW.

Parâmetros intermédios	Integrais elípticas completas de 1. ^a espécie	Parâmetros da linha de transmissão CBCPW
$k = 0.6111$	$K(k) = 1.7595$	$\varepsilon_{eff} = 3.0825$
$k_3 = 0.8409$	$K(k_3) = 2.0859$	
$k' = 0.7915$	$K(k') = 1.9793$	$Z_0 = 50.9088 \Omega$
$k'_3 = 0.5413$	$K(k'_3) = 1.7098$	

Assim, pode comprovar-se que a linha de transmissão CBCPW foi dimensionada para possuir uma impedância característica de $50\ \Omega$, de modo a estar perfeitamente adaptada com os conectores das PCB, assim como com o equipamento de medição.

A.2 PCBs de Medição

Uma vez dimensionada a linha de transmissão CBCPW, procedeu-se ao desenho das seguintes placas de circuito impresso:

- componente do *bias-tee*, de modo a ser possível avaliar individualmente o desempenho de cada componente, permitindo uma comparação experimental de vários componentes para posterior seleção;
- circuito do *bias-tee* completo, de modo a ser possível avaliar o conjunto dos componentes previamente avaliados;
- placa de medição do diodo LASER selecionado, que permite também a medição de um outro, que emite na região do verde, de referência OSRAM PLT5 520B;
- *kit* de calibração do equipamento de medida, cuja necessidade de integração no projeto das placas de medição é abaixo explanada.

O desenho de um *kit* de calibração perfeitamente coerente com as PCBs de medição é impreterível, de modo a que o equipamento de medida possa subtrair os efeitos inerentes às PCBs, nomeadamente a existência de possíveis interferências e/ou desadaptações, o efeito introduzido pelos conectores, assim como pelas linhas de transmissão.

Existem vários métodos de calibração [61], no entanto será considerada uma calibração do tipo SOLT com quatro elementos (*standards*): curto-circuito (S), circuito aberto (O), carga (L) e *through* (T), uma vez que como a frequência mínima de medição é bastante baixa, tal implicava elementos do tipo *line* (L) bastante longos, em outros métodos.

Deve ainda notar-se que é assaz importante que os elementos S, O e L sejam projetados usando linhas de transmissão idênticas às das placas de medição e que o elemento T deve possuir um comprimento igual ao dobro do comprimento existente entre o conector e os componentes a medir. Destaca-se ainda a necessidade de introdução de vias metálicas para o plano de massa nas PCBs de medição projetadas, de modo a garantir que a linha de transmissão suporta apenas um modo de propagação quase estático, curto-circuitando os campos elétricos de possíveis modos parasíticos existentes [60].

Nas Figuras A.2, A.3, A.4 e A.5 podem observar-se, respetivamente, os desenhos da PCB de medição do componente do *bias-tee*, do circuito *bias-tee* completo, dos diodos LASER e a do *kit* de calibração do equipamento de medida. As referidas PCBs contemplam as linhas de transmissão CBCPW anteriormente dimensionadas, componentes SMD de dimensão padrão 0603 e conectores fabricados pela Cinch Connectivity Solutions com referência 142-0701-881. O elemento L possui uma resistência de precisão de $50\ \Omega$, valor igual à impedância característica da linha de transmissão.

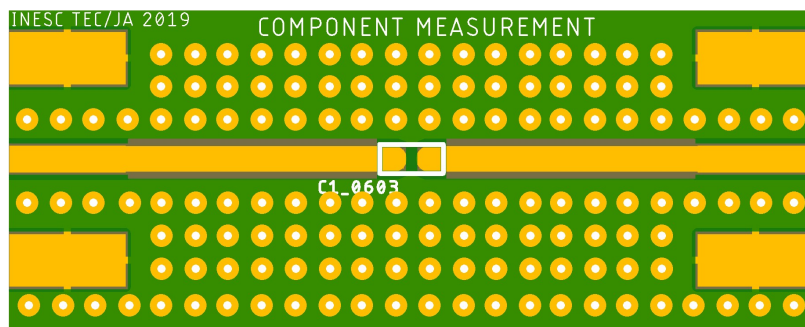
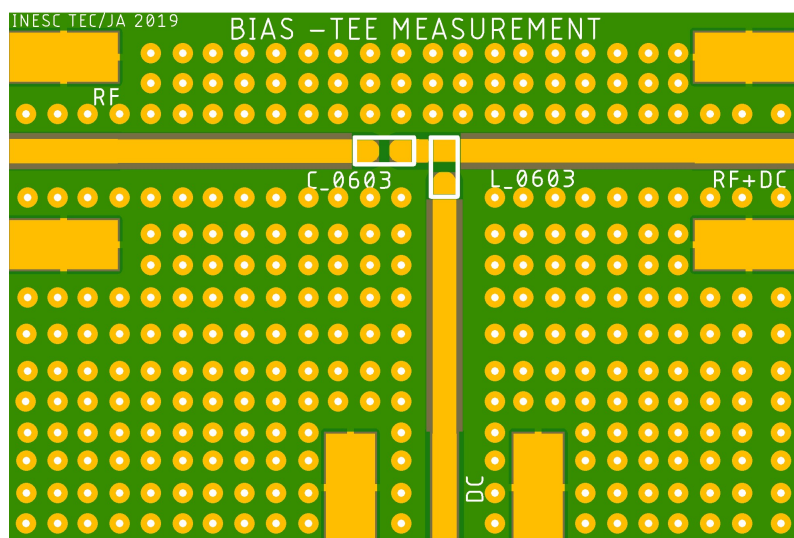
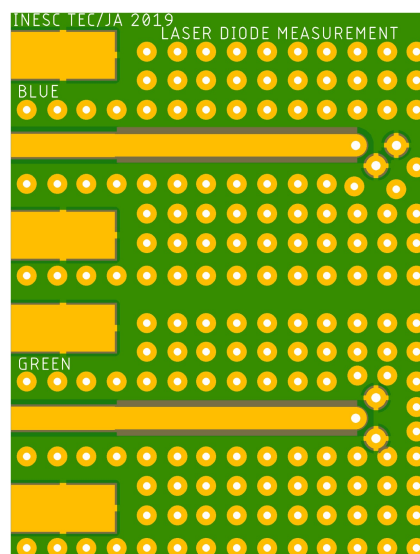
Figura A.2: Desenho da PCB de medição do componente do *bias-tee*.Figura A.3: Desenho da PCB de medição do circuito do *bias-tee*.

Figura A.4: Desenho da PCB de medição dos díodos LASER.

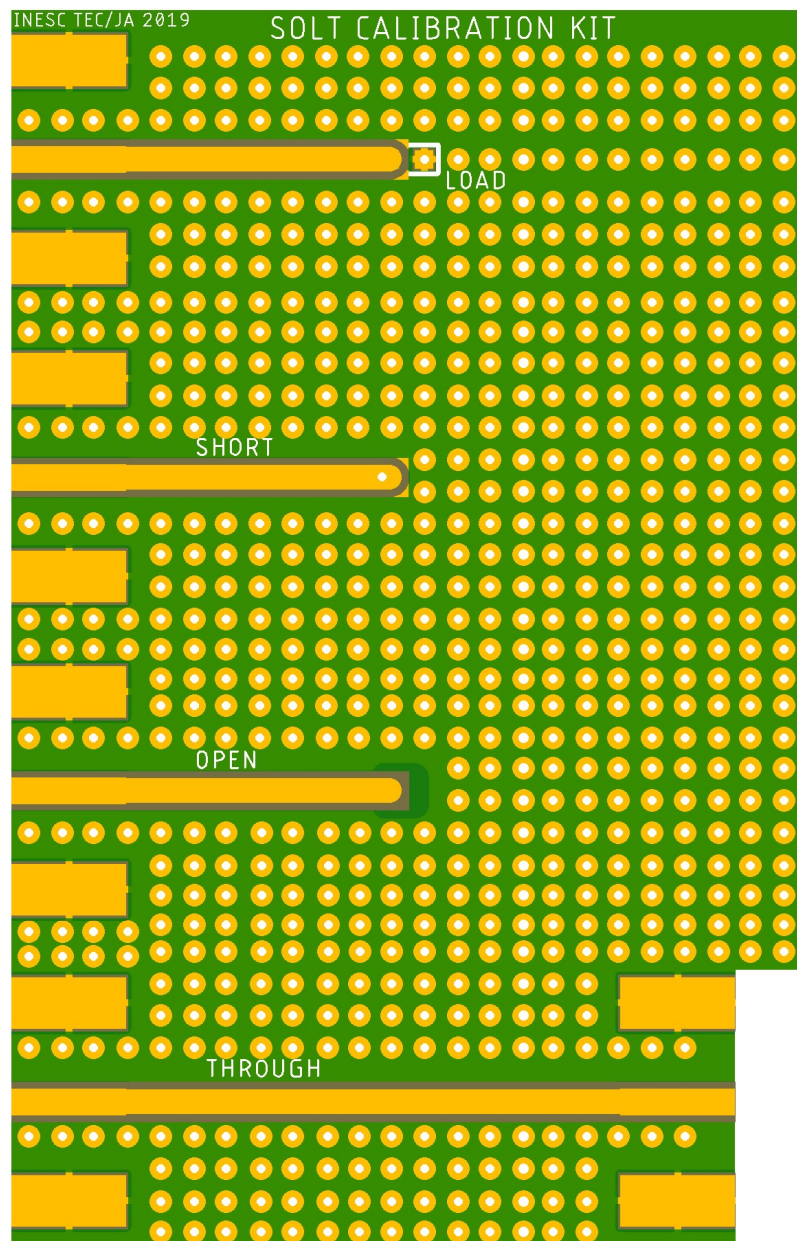


Figura A.5: Desenho da PCB do *kit* de calibração do equipamento de medida.

Após a fabricação das PCBs, seguiu-se o processo de soldagem dos vários componentes, processo este efetuado com recurso a pasta de solda e a uma pistola de ar quente.

Nas Figuras A.6, A.7, A.8 e A.9 podem observar-se, respetivamente, as várias PCBs de medição dos componentes medidos do *bias-tee*, do circuito *bias-tee* completo, dos díodos LASER e a do *kit* de calibração do equipamento de medida, já com os componentes devidamente soldados.

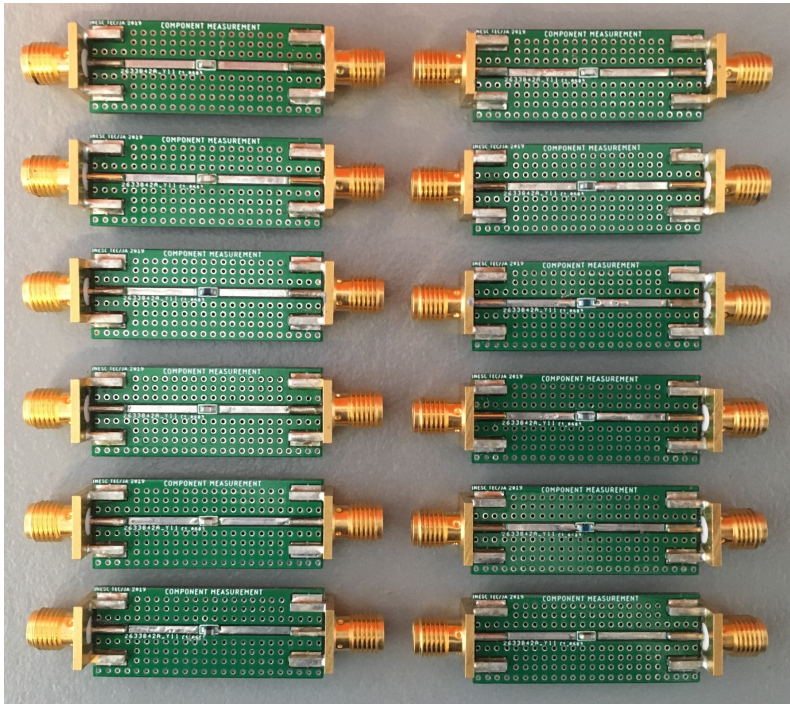


Figura A.6: PCB de medição do componente do *bias-tee*.

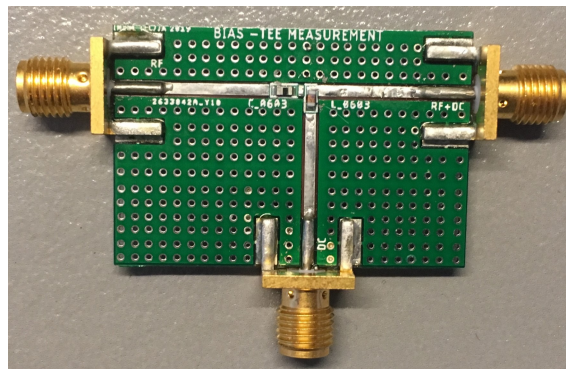


Figura A.7: PCB de medição do circuito do *bias-tee*.

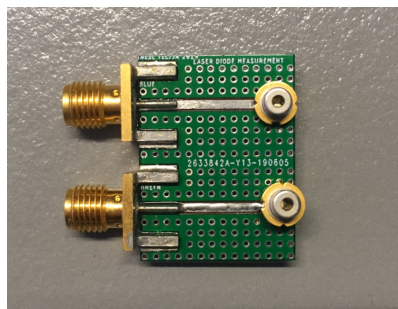


Figura A.8: PCB de medição dos diodos LASER.

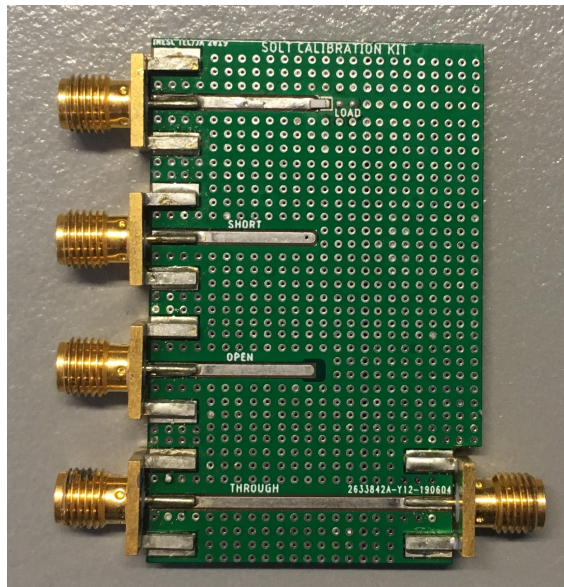


Figura A.9: PCB do *kit* de calibração do equipamento de medida.

Apêndice B

Medição dos Componentes no VNA

Através das várias PCB concebidas, cujo projeto está descrito no Apêndice A, foi possível, através do VNA, com recurso ao *kit* de calibração projetado, efetuar a medição dos componentes para o *bias-tee*, do circuito completo do *bias-tee* e do díodo LASER.

B.1 Componentes do *Bias-Tee*

Tal como ilustrado na Figura B.1, após a devida calibração do equipamento de medida, que permitiu descontar não só os efeitos inerentes às placas de medição dos componentes mas também aos cabos utilizados. Assim, foram utilizados dois portos do VNA, nos quais foi ligada a PCB de medição representada na Figura A.2, de modo a poder avaliar-se a característica do coeficiente de reflexão e de transmissão de cada um dos componentes.

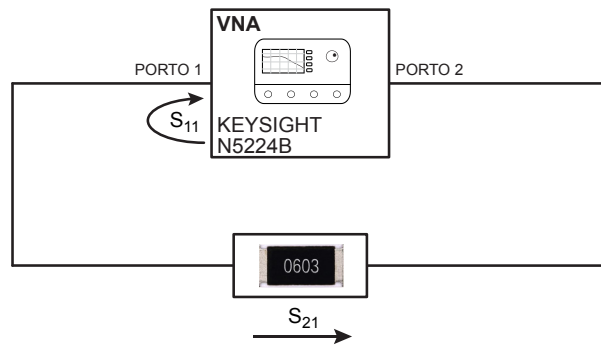
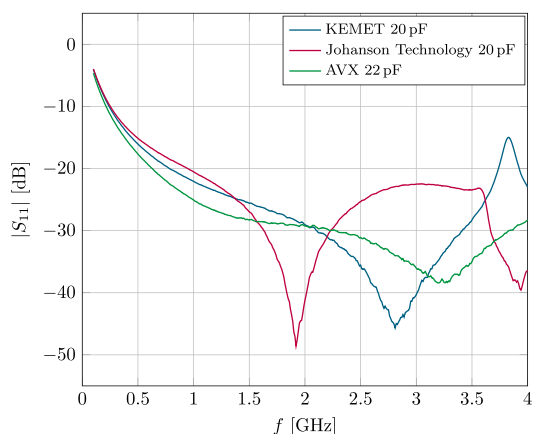
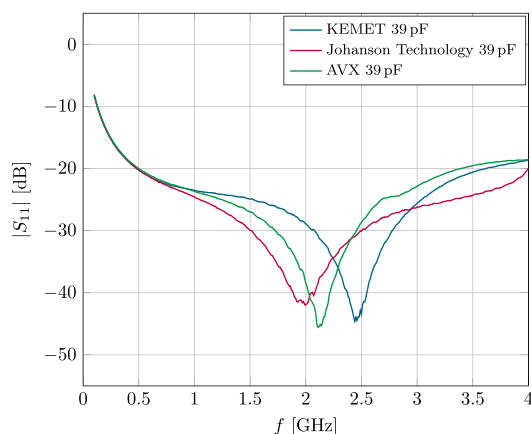


Figura B.1: Esquema de medição dos componentes do *bias-tee* no VNA.

Nesta medição foram apenas considerados alguns dos componentes disponíveis no laboratório, descritos na Tabela 3.2, três valores de capacidade e indutância mais baixos ($C = 20/22$ pF e $L = 100$ nH) e três mais elevados ($C = 39$ pF e $L = 200/220$ nH). Na Figura B.2, B.3 e B.4 pode observar-se, respetivamente, a característica do coeficiente de reflexão de entrada (que se relaciona com a perda de retorno de entrada), do coeficiente de transmissão (que se relaciona com a perda de inserção) e da capacidade dos vários condensadores avaliados.

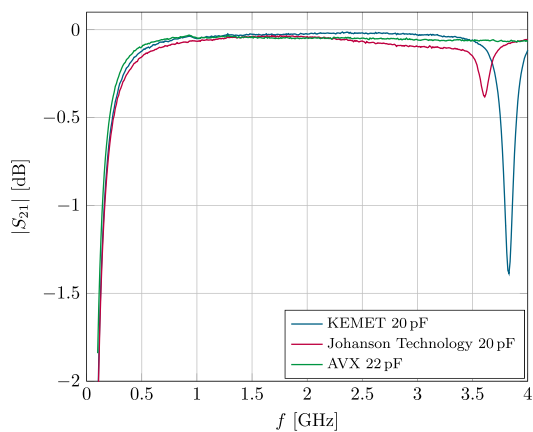


(a) Condensadores 20/22 pF.

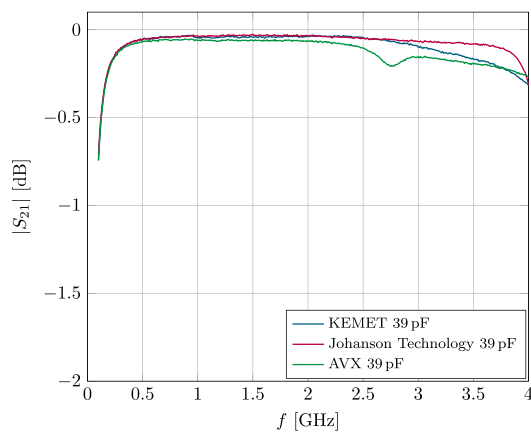


(b) Condensadores 39 pF.

Figura B.2: Coeficiente de reflexão de entrada dos condensadores avaliados.

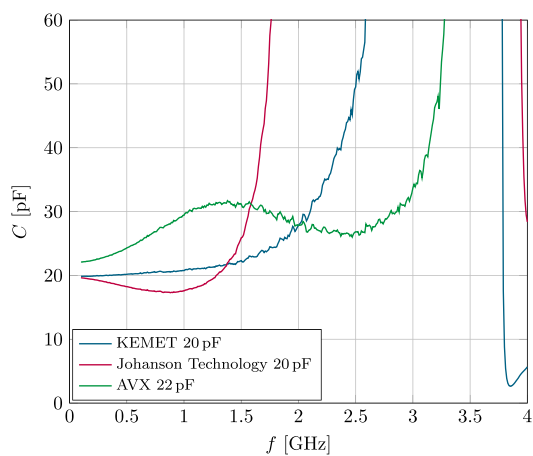


(a) Condensadores 20/22 pF.

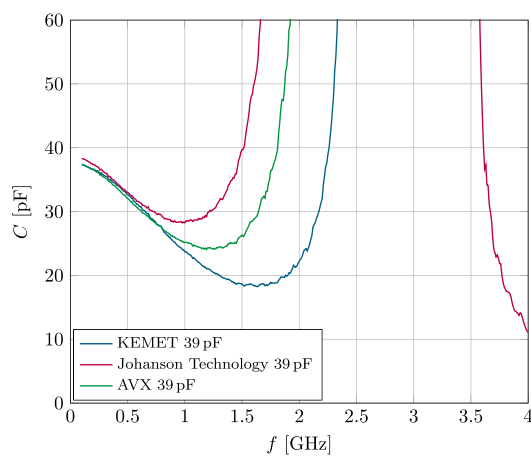


(b) Condensadores 39 pF.

Figura B.3: Coeficiente de transmissão dos condensadores avaliados.



(a) Condensadores 20/22 pF.



(b) Condensadores 39 pF.

Figura B.4: Capacidade dos condensadores avaliados.

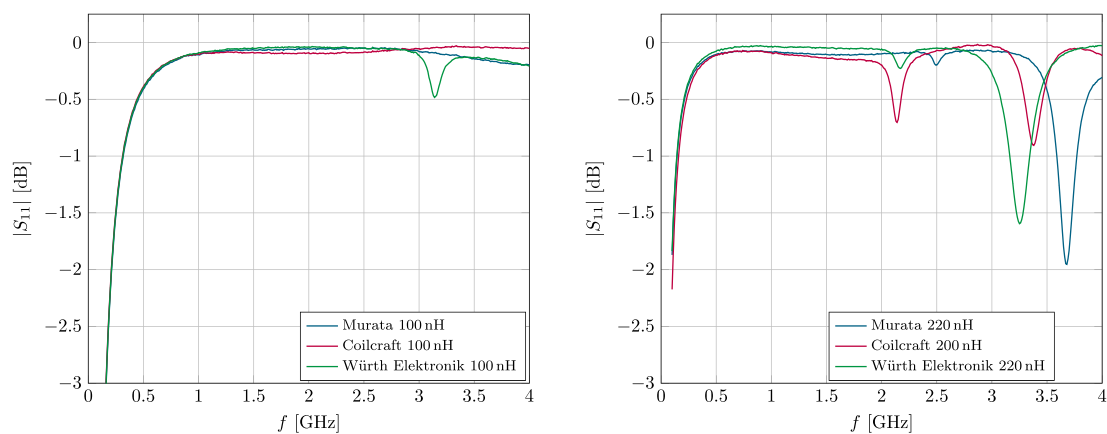
Através da análise da Figura B.2, e dado que o coeficiente de reflexão de um condensador deve ser o mais baixo possível, pode concluir-se que, de entre todos os valores e fabricantes dos condensadores medidos, o modelo que apresenta uma melhor característica em termos do coeficiente de reflexão é o fabricado pela AVX de 22 pF, dada a sua característica se situar abaixo das restantes entre os 100 MHz e os 1.5 GHz. A partir dessa mesma frequência, e até aos 4 GHz, a característica situa-se abaixo de -28 dB.

No que diz respeito ao coeficiente de transmissão, num condensador, este deve ser próximo de 0 dB. Após a análise da Figura B.3, conclui-se que todas as características apresentam bons resultados, de uma maneira geral, o que indica que a perda de inserção do componente é muito baixa.

A Figura B.4 permite concluir que, na generalidade, a capacidade aumenta com o aumento da frequência. O modelo de condensador que possui um melhor desempenho é o fabricado pela AVX, de 22 pF, dado que preserva um bom desempenho até cerca de 3 GHz, ainda que com um valor de capacidade na ordem dos 30 pF. Em alguns modelos, verifica-se que, a certa frequência (mais elevada), alguns condensadores deixam de se comportar como tal e passam a comportar-se como bobines. Essa frequência está relacionada com a frequência de ressonância dos componentes, como aliás se pode comprovar através da comparação com a Figura B.2. Em alguns casos, depois de se passarem a comportar como bobines, a uma certa frequência voltam a comportar-se como condensadores, como por exemplo o fabricado pela KEMET de 20 pF.

Desta forma, tendo em consideração a análise realizada, conclui-se que o condensador que apresenta um melhor resultado é o fabricado pela AVX, de 22 pF.

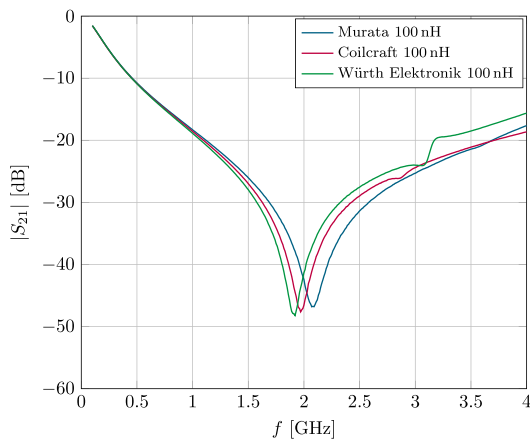
Na Figura B.5, B.6 e B.7 pode observar-se, respetivamente, a característica do coeficiente de reflexão de entrada, do coeficiente de transmissão e da indutância das várias bobines avaliadas.



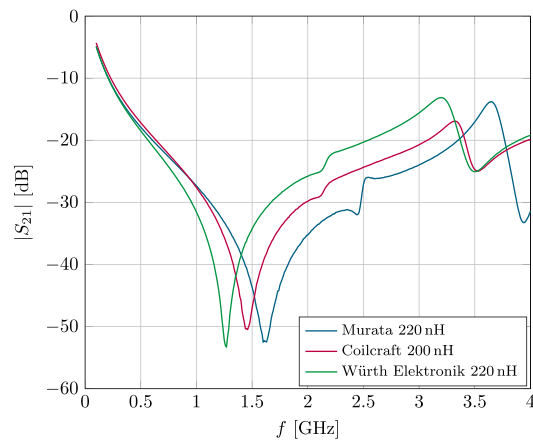
(a) Bobines 100 nH.

(b) Bobines 200/220 nH.

Figura B.5: Coeficiente de reflexão de entrada das bobines avaliadas.

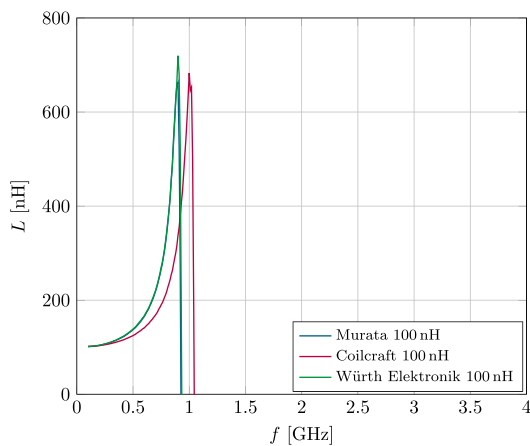


(a) Bobines 100 nH.

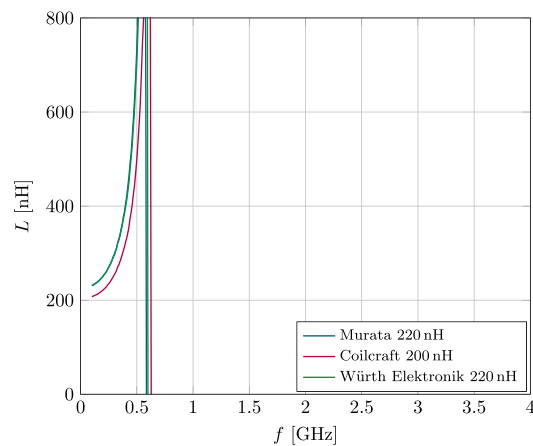


(b) Bobines 200/220 nH.

Figura B.6: Coeficiente de transmissão das bobines avaliadas.



(a) Bobines 100 nH.



(b) Bobines 200/220 nH.

Figura B.7: Indutância das bobines avaliadas.

Através da análise da Figura B.5, observa-se que a característica do coeficiente de reflexão, que numa bobine deve ser próximo de 0 dB, apresenta particularmente um melhor resultado nas bobines de mais baixo valor de indutância (Figura B.5(a)). No caso das bobines de maior valor de indutância (Figura B.5(b)), o coeficiente de reflexão apresenta alguns picos (devidos à ressonância de cada bobine), que podem ser prejudiciais ao desempenho do circuito do *bias-tee*, especialmente a fabricada pela Murata de 220 nH com um pico até cerca de -2 dB.

Relativamente ao coeficiente de transmissão, este deve ser o mais baixo possível numa bobine. Através da observação da Figura B.6, pode constatar-se que este possui características bastante semelhantes entre todas as bobines avaliadas. No entanto destaca-se a fabricada pela Coilcraft de 100 nH dado ser a que apresenta uma das características situadas o mais abaixo e apresentar uma ressonância mais suave próxima dos 3 GHz.

No que concerne à evolução da indutância com a frequência, pode constatar-se, através da observação da Figura B.7, que as bobines de 100 nH comportam-se melhor que as de 200/220 nH, ainda que as primeiras apenas assegurem uma indutância que é o dobro da esperada até cerca de 750 MHz. Apesar de as características serem bastante próximas, destaca-se a fabricada pela Coilcraft, de 100 nH, dado que possui a mesma indutância que as restantes a uma frequência superior.

Assim, conclui-se que a bobine que apresenta um melhor resultado é a fabricada pela Coilcraft, de 100 nH.

B.2 Circuito do *Bias-Tee*

Após serem seleccionados os componentes que apresentam melhores resultados (condensador AVX de 22 pF e bobine Coilcraft de 100 nH), foi realizada uma medição da PCB do circuito completo do *bias-tee* com esses mesmos componentes.

Assim, foram utilizados três portos do VNA, nos quais foram ligados os três terminais da PCB do *bias-tee* (representada na Figura A.3), de acordo com o esquema representado na Figura B.8, de modo a poder avaliar-se a característica do coeficiente de reflexão e de transmissão, assim como o isolamento do circuito entre os terminais RF e DC.

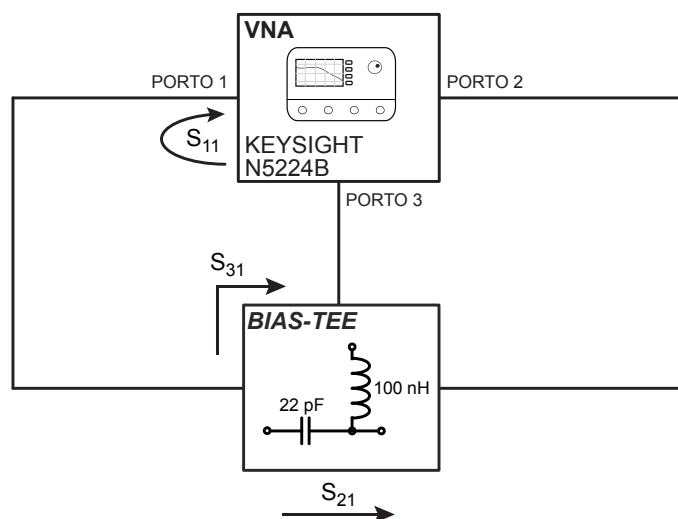


Figura B.8: Esquema de medição do circuito do *bias-tee* no VNA.

Na Figura B.9 estão representados os coeficientes de reflexão e de transmissão e o isolamento do circuito do *bias-tee*.

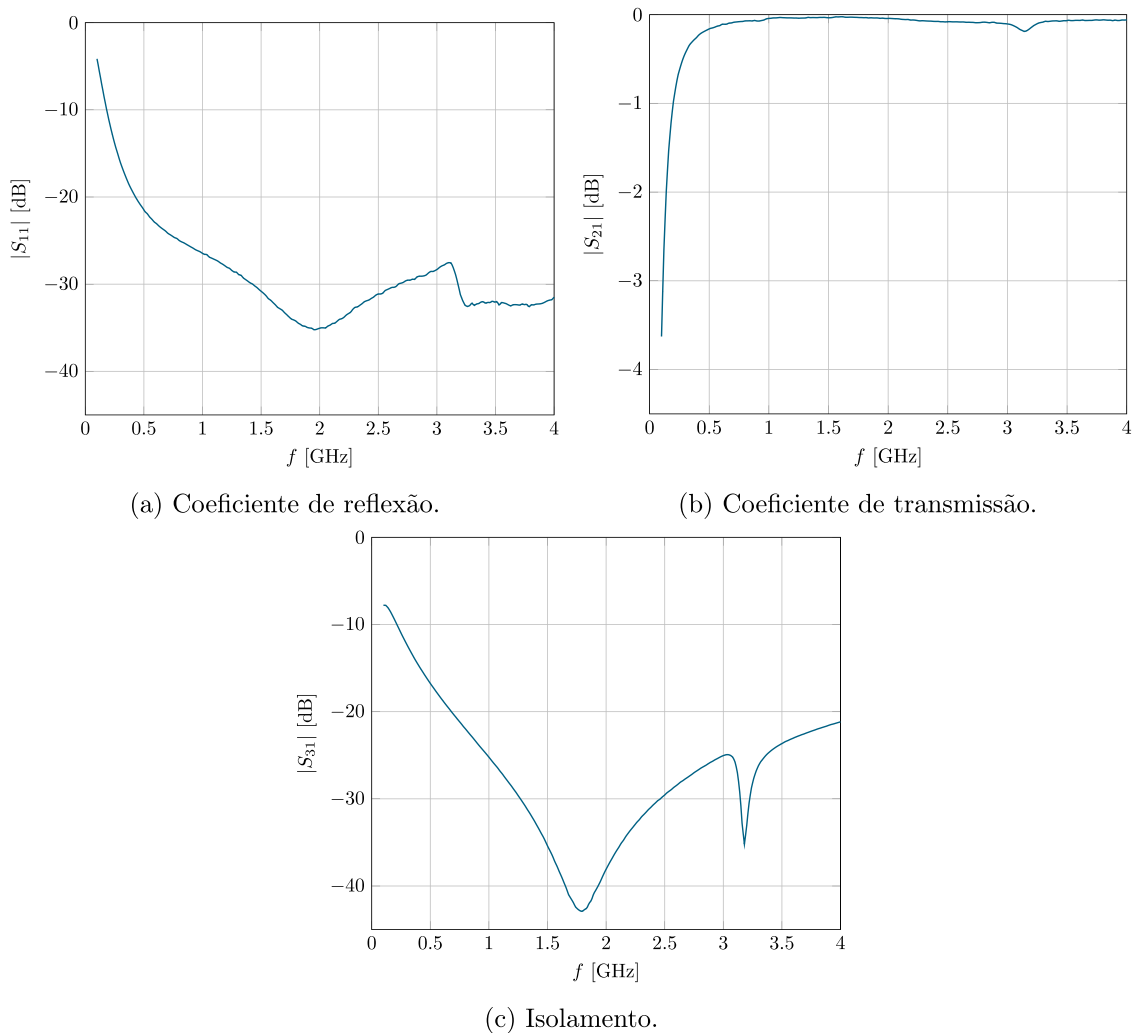


Figura B.9: Coeficientes de reflexão e de transmissão e isolamento do circuito do *bias-tee*.

Através da observação da Figura B.9 pode constatar-se que o circuito do *bias-tee* possui um coeficiente de reflexão inferior a -25 dB a partir dos 800 MHz e inferior a -30 dB entre 1.45 GHz e 2.7 GHz, o que é um resultado muito satisfatório tendo em consideração que este parâmetro deve ser o mais baixo possível. O pico em torno dos 2 GHz deve-se à ressonância da bobine e o pico em torno dos 3 GHz à ressonância do condensador.

O coeficiente de transmissão, que deve ser igual a 0 dB, é inferior a -0.2 dB logo a partir dos 500 MHz com um baixo nível de ondulação, o que indica que a perda de inserção no circuito é bastante baixa.

No que diz respeito ao isolamento, este deve ser o mais baixo possível, de modo a não existir sinal de RF no terminal de DC. Observa-se que o isolamento é inferior a -20 dB a partir dos 700 MHz e inferior a -30 dB entre 1.3 GHz e 2.4 GHz. Pode observar-se, mais uma vez, os picos devidos às ressonâncias dos componentes já anteriormente descritos.

B.3 Díodo LASER

Através da PCB projetada, representada na Figura A.4, foi possível medir o díodo LASER azul (OSRAM PLT5 450B, $\lambda = 450$ nm). Assim, foi utilizado um porto do VNA, no qual foi ligado o terminal da PCB, de acordo com o esquema representado na Figura B.10, de modo a poder avaliar-se a característica do coeficiente de reflexão do díodo LASER. Salienta-se que o processo de calibração foi efetuado com a presença do circuito *bias-tee* e da fonte de corrente, pelo que os seus efeitos foram descontados no processo de medição.

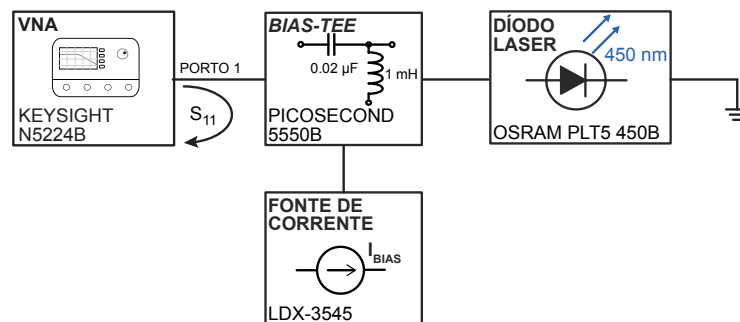


Figura B.10: Esquema de medição do díodo LASER.

Na Figura B.11 pode observar-se as características do coeficiente de reflexão e da impedância de entrada do díodo LASER medido.

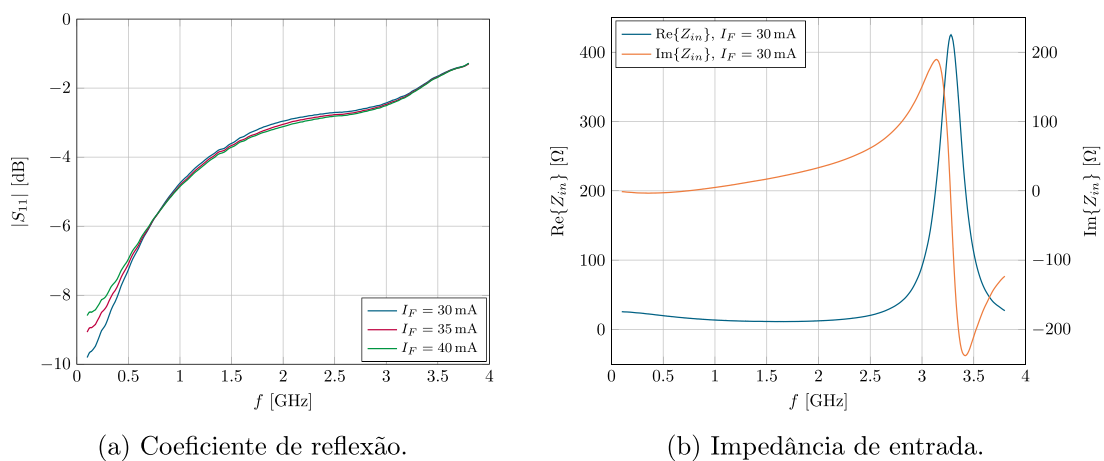


Figura B.11: Coeficiente de reflexão e impedância de entrada do díodo LASER.

Através da observação da Figura B.11 pode observar-se que o coeficiente de reflexão do díodo LASER é praticamente independente da corrente de operação e é relativamente elevado, quando deveria ser bastante inferior. Tal facto, dá origem a uma perda de retorno de entrada muito elevada e a uma desadaptação de impedância, que aliás se observa em praticamente todas as frequências de operação.

Referências

- [1] INESC TEC, “Laboratório de tecnologias óticas e eletrónicas,” 2018. Disponível em: www.inesctec.pt/pt/laboratorios/laboratorio-de-tecnologias-oticas-e-eletronicas. Acedido pela última vez a 28 de janeiro de 2019.
- [2] INESC TEC, “INESC TEC develops underwater docking station for underwater robots,” 2015. Disponível em: <https://www.inesctec.pt/en/news/inesc-tec-develops-underwater-docking-station-for-underwater-robots-14912>. Acedido pela última vez a 28 de janeiro de 2019.
- [3] INESC TEC, “ENDURE project - demonstrator,” 2018. Disponível em: <http://endure.inesctec.pt/demonstrator>. Acedido pela última vez a 28 de janeiro de 2019.
- [4] INESC TEC, “CORAL project presents deep sea challenges in Portugal,” 2018. Disponível em: <https://www.inesctec.pt/en/news/coral-project-presents-deep-sea-challenges-in-portugal>. Acedido pela última vez a 28 de janeiro de 2019.
- [5] INESC TEC, “Projeto ENDURANCE carrega sensores subaquáticos através de wireless,” 2018. Disponível em: <https://www.inesctec.pt/pt/noticias/projeto-endurance-carrega-sensores-subaquaticos-atraves-de-wireless>. Acedido pela última vez a 28 de janeiro de 2019.
- [6] INESC TEC BIP, “Projeto ENDURANCE carrega sensores subaquáticos através de wireless,” 2018. Disponível em: <http://bip.inesctec.pt/195/noticia-tc03.html>. Acedido pela última vez a 30 de janeiro de 2019.
- [7] The Editors of Encyclopædia Britannica, “Hydrosphere,” Encyclopædia Britannica, inc., 2019. Disponível em: <https://www.britannica.com/science/hydrosphere>. Acedido pela última vez a 29 de janeiro de 2019.
- [8] Sea Around Us, “Catches by taxon in the waters of selected regions,” 2016. Disponível em: www.seaaroundus.org/data/#/eez/620,622,621?chart=catch-chart&dimension=taxon&measure=tonnage&limit=10. Acedido pela última vez a 29 de janeiro de 2019.
- [9] Governo de Portugal, “Estratégia nacional para o mar 2013-2020,” 2013. Disponível em: <https://www.portugal.gov.pt/media/1318016/Estrategia%20Nacional%20Mar.pdf>. Acedido pela última vez a 29 de janeiro de 2019.
- [10] X. Zhang, J. Cui, S. Das, M. Gerla, e M. Chitre, “Underwater wireless communications and networks: Theory and application: Part 1,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, n.º 11, pp. 40–41, 2015.

- [11] J. Heidemann, M. Stojanovic, e M. Zorzi, “Underwater sensor networks: applications, advances and challenges,” *Philosophical Transactions of the Royal Society of London A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 370, n.º 1958, pp. 158–175, 2012. Disponível em: <http://rsta.royalsocietypublishing.org/content/370/1958/158>.
- [12] Multicom, “Technical specification,” 2019. Disponível em: https://www.multicominc.com/wp-content/uploads/Multicom-Armored-Specs_M.pdf. Acessado pela última vez a 26 de janeiro de 2019.
- [13] J. Walker, D. Halliday, e R. Resnick, *Fundamentals of physics*. John Wiley & Sons, Inc., 2013.
- [14] Engineering ToolBox, “Speed of sound in water,” 2004. Disponível em: https://www.engineeringtoolbox.com/sound-speed-water-d_598.html. Acessado pela última vez a 27 de janeiro de 2019.
- [15] Engineering ToolBox, “Speed of sound in air,” 2004. Disponível em: https://www.engineeringtoolbox.com/air-speed-sound-d_603.html. Acessado pela última vez a 27 de janeiro de 2019.
- [16] K. Talib, O. Yusof, S. Sulaiman, e A. Azizan, “Determination of speed of sound using empirical equations and SVP,” *Proceedings - 2011 IEEE 7th International Colloquium on Signal Processing and Its Applications, CSPA 2011*, 2011.
- [17] M. Stojanovic e J. Preisig, “Underwater acoustic communication channels: Propagation models and statistical characterization,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, n.º 1, pp. 84–89, 2009.
- [18] M. C. Domingo, “Overview of channel models for underwater wireless communication networks,” *Physical Communication*, vol. 1, n.º 3, pp. 163 – 182, 2008. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1874490708000451>.
- [19] W.-J. Zeng e W. Xu, “Fast estimation of sparse doubly spread acoustic channels,” *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 131, n.º 1, pp. 303–317, 2012. Disponível em: <https://doi.org/10.1121/1.3665992>.
- [20] P. C. Etter, *Underwater acoustic modeling and simulation*, 5.ª ed. CRC Press, Taylor & Francis Group, 2018.
- [21] X. Che, I. Wells, G. Dickers, P. Kear, e X. Gong, “Re-evaluation of RF electromagnetic communication in underwater sensor networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, n.º 12, pp. 143–151, 2010.
- [22] E. M. O’Shaughnessy, “Characterising the relative permittivity and conductivity of seawater for electromagnetic communications in the radio band,” University of New South Wales at the Australian Defence Force Academy, Relatório técnico, 2012. Disponível em: <http://ojs.unsw.adfa.edu.au/index.php/juer/article/download/621/393>.
- [23] U. Inan e A. Inan, *Engineering Electromagnetics*, sér. Addison-Wesley world student series. Addison-Wesley, 1999.

- [24] K. P. Hunt, J. J. Niemeier, e A. Kruger, “RF communications in underwater wireless sensor networks,” em *2010 IEEE International Conference on Electro/Information Technology*, 2010, pp. 1–6.
- [25] A. N. Bashkatov e E. A. Genina, “Water refractive index in dependence on temperature and wavelength: a simple approximation,” em *Proceedings of SPIE*, vol. 5068, 2003, pp. 393–395. Disponível em: <https://doi.org/10.1117/12.518857>.
- [26] Z. Zeng, S. Fu, H. Zhang, Y. Dong, e J. Cheng, “A survey of underwater optical wireless communications,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol. 19, n.º 1, pp. 204–238, 2017.
- [27] N. Saeed, A. Celik, T. Al-Naffouri, e M.-S. Alouini, “Underwater optical wireless communications, networking, and localization: A survey,” *arXiv e-prints*, 2018.
- [28] S. Meihong, Y. Xinsheng, e Z. Fengli, “The evaluation of modulation techniques for underwater wireless optical communications,” em *2009 International Conference on Communication Software and Networks*, 2009, pp. 138–142.
- [29] C. Gabriel, M. Khalighi, S. Bourennane, P. Léon, e V. Rigaud, “Investigation of suitable modulation techniques for underwater wireless optical communication,” em *2012 International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, 2012, pp. 1–3.
- [30] PCB heaven, “Pulse position modulation and differential PPM,” 2011. Disponível em: http://www.pcbheaven.com/wikipages/Pulse_Position_Modulation/. Acedido pela última vez a 18 de fevereiro de 2019.
- [31] tutorialspoint, “Differential Phase Shift Keying,” 2011. Disponível em: https://www.tutorialspoint.com/digital_communication/digital_communication_differential_phase_shift_keying.htm. Acedido pela última vez a 18 de fevereiro de 2019.
- [32] I. Keysight Technologies, “Concepts of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and 802.11 WLAN,” 2018. Disponível em: http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600b/webhelp/subsystems/wlan-ofdm/content/ofdm_basicprinciplesoverview.htm. Acedido pela última vez a 18 de fevereiro de 2019.
- [33] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, e C. G. Kang, *Introduction to OFDM*. John Wiley & Sons, Ltd, 2010, cap. 4, pp. 111–151.
- [34] electronics-notes, “What is QAM: quadrature amplitude modulation,” 2018. Disponível em: <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/modulation/quadrature-amplitude-modulation-what-is-qam-basics.php>. Acedido pela última vez a 18 de fevereiro de 2019.
- [35] F. Xiong, *Digital Modulation Techniques*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2006.
- [36] Agilent Technologies, *Using Error Vector Magnitude Measurements to Analyze and Troubleshoot Vector-Modulated Signals*, 2000. Disponível em: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5965-2898E.pdf>.

- [37] A. Mohammadi e F. M. Ghannouchi, *RF Transceiver Design for MIMO Wireless Communications*, sér. Lecture Notes in Electrical Engineering. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012.
- [38] R. Green e M. Leeson, “The optical wireless channel,” em *Advanced Optical Wireless Communication Systems*, 1.^a ed., S. Arnon, J. Barry, G. Karagiannidis, R. Schober, e M. Uysal, Eds. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2012, cap. 10.
- [39] J. M. Senior, *Optical Fiber Communications: Principles and Practice*. Pearson Education Limited, 2009.
- [40] Hamamatsu Photonics K.K., *Photomultiplier Tubes – Basics and Applications*, 3.^a ed. Hamamatsu Photonics K.K., 2007. Disponível em: https://sites.fas.harvard.edu/~phys191r/Bench_Notes/B4/PMT_handbook.pdf.
- [41] V. Saveliev, “Silicon photomultiplier - new era of photon detection,” em *Advances in Optical and Photonic Devices*, K. Y. Kim, Ed. Rijeka: IntechOpen, 2010, cap. 14. Disponível em: <https://doi.org/10.5772/7150>.
- [42] M. Khalighi, T. Hamza, S. Bourennane, P. Léon, e J. Opderbecke, “Underwater wireless optical communications using silicon photo-multipliers,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 9, n.º 4, pp. 1–10, ago. 2017.
- [43] A. Brillant, *Digital and Analog Fiber Optic Communications for CATV and FTTx Applications*. John Wiley & Sons, Inc., 2008.
- [44] K. Nakamura, I. Mizukoshi, e M. Hanawa, “Optical wireless transmission of 405 nm, 1.45 Gbit/s optical IM/DD-OFDM signals through a 4.8 m underwater channel,” *Opt. Express*, vol. 23, n.º 2, pp. 1558–1566, jan. 2015. Disponível em: <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-23-2-1558>.
- [45] H. M. Oubei, C. Li, K.-H. Park, T. K. Ng, M.-S. Alouini, e B. S. Ooi, “2.3 Gbit/s underwater wireless optical communications using directly modulated 520 nm laser diode,” *Opt. Express*, vol. 23, n.º 16, pp. 20 743–20 748, ago. 2015. Disponível em: <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-23-16-20743>.
- [46] H. M. Oubei, J. R. Duran, B. Janjua, H.-Y. Wang, C.-T. Tsai, Y.-C. Chi, T. K. Ng, H.-C. Kuo, J.-H. He, M.-S. Alouini, G.-R. Lin, e B. S. Ooi, “4.8 Gbit/s 16-QAM-OFDM transmission based on compact 450-nm laser for underwater wireless optical communication,” *Opt. Express*, vol. 23, n.º 18, pp. 23 302–23 309, set. 2015. Disponível em: <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-23-18-23302>.
- [47] H. M. Oubei, J. R. Durán, B. Janjua, H.-Y. Wang, C.-T. Tsai, Y.-C. Chi, T. K. Ng, H.-C. Kuo, J.-H. He, M.-S. Alouini, G.-R. Lin, e B. S. Ooi, “Wireless optical transmission of 450 nm, 3.2 Gbit/s 16-QAM-OFDM signals over 6.6 m underwater channel,” em *Conference on Lasers and Electro-Optics*. Optical Society of America, 2016, p. SW1F.1. Disponível em: http://www.osapublishing.org/abstract.cfm?URI=CLEO_SI-2016-SW1F.1.
- [48] Y. Chi, H. Kuo, e G. Lin, “Underwater 6.4-m optical wireless communication with 8.8-Gbps encoded 450-nm GaN laser diode,” em *2016 International Semiconductor Laser Conference (ISLC)*, set. 2016, pp. 1–2.

- [49] T.-C. Wu, Y.-C. Chi, H.-Y. Wang, C.-T. Tsai, e G.-R. Lin, “Blue laser diode enables underwater communication at 12.4 Gbps,” *Scientific Reports*, vol. 7, n.º 1, jan. 2017. Disponível em: <https://doi.org/10.1038%2Fsrep40480>.
- [50] C. Li, H. Lu, W. Tsai, Z. Wang, C. Hung, C. Su, e Y. Lu, “A 5 m/25 Gbps underwater wireless optical communication system,” *IEEE Photonics Journal*, vol. 10, n.º 3, pp. 1–9, jun. 2018.
- [51] X. Liu, S. Yi, X. Zhou, Z. Fang, Z.-J. Qiu, L. Hu, C. Cong, L. Zheng, R. Liu, e P. Tian, “34.5 m underwater optical wireless communication with 2.70 Gbps data rate based on a green laser diode with NRZ-OOK modulation,” *Opt. Express*, vol. 25, n.º 22, pp. 27 937–27 947, out. 2017. Disponível em: <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-25-22-27937>.
- [52] C. Fei, X. Hong, G. Zhang, J. Du, Y. Gong, J. Evans, e S. He, “16.6 Gbps data rate for underwater wireless optical transmission with single laser diode achieved with discrete multi-tone and post nonlinear equalization,” *Opt. Express*, vol. 26, n.º 26, pp. 34 060–34 069, dez. 2018. Disponível em: <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-26-26-34060>.
- [53] OSRAM, “Metal Can ® TO56, PLT5 450B,” 2019. Disponível em: https://www.osram.com/os/ecat/Metal%20Can%C2%AE%20TO56%20PLT5%20450B/com/en/class_pim_web_catalog_103489/global/prd_pim_device_2220054/#c5a3118e7198c84bef4adb003cf9e842. Acedido pela última vez a 10 de abril de 2019.
- [54] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4.^a ed. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [55] Texas Instruments Incorporated, “Thermistor signal amplifier for temperature control,” 2002. Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina330.pdf>. Acedido pela última vez a 10 de junho de 2019.
- [56] Mini-Circuits, “PSA-545+ Low Noise MMIC Amplifier, 50 MHz to 4 GHz,” 2017. Disponível em: <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=PSA-545%2B>. Acedido pela última vez a 10 de julho de 2019.
- [57] P. Payaswini e Manjaiah, “Analysis of effect of cyclic prefix on data rates in ofdm modulation techniques,” em *International Journal of Advanced Computer and Mathematical Sciences*, 2012.
- [58] R. A. Shafik, M. S. Rahman, e A. R. Islam, “On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics,” em *2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering*, dez. 2006, pp. 408–411.
- [59] F. Chang, K. Onohara, e T. Mizuochi, “Forward error correction for 100 G transport networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 48, n.º 3, pp. S48–S55, mar. 2010.
- [60] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. John Wiley & Sons, Ltd, 2002, cap. 3, pp. 87–111.
- [61] J. P. Dunsmore, *Handbook of Microwave Component Measurements : with advanced VNA techniques*. John Wiley & Sons, Ltd, 2012.