



TÉCNICO
LISBOA



ACADEMIA MILITAR
MILITARY ACADEMY



Sistemas de comunicação ótica inter-satélites para aplicações em Defesa - II

Carlos Eduardo Henriques Rodrigues Fatela

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Professor Doutor João Paulo Neto Torres
Coorientador: Professora Doutora Maria João Marques Martins

Júri

Presidente: Professor Doutor Gonçalo Nuno Gomes Tavares
Orientador: Professor Doutor João Paulo Neto Torres
Vogal: Professor Doutor Carlos Alberto Ferreira Fernandes

Dezembro 2016

Agradecimentos

Esta dissertação surge como uma continuidade prática de um estudo teórico já efetuado. O culminar desta dissertação é resultado de todo um conjunto de conhecimentos adquiridos e matérias estudadas ao longo de vários anos de uma vida académica e profissional. Segundo isto, é por este meio que agradeço a todos aqueles que estiverem presentes ao meu lado nesta longa jornada, pois foram fundamentais para fazer face a qualquer dificuldade.

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer aos meus familiares, que sempre estiveram presentes ao longo de todo o caminho percorrido na Academia Militar com todo o empenho e compreensão. Obrigado pela educação e pelos objetivos de vida que me ensinaram e inculcaram.

Um apreço enorme ao Professor Doutor João Paulo Neto Torres pela sua paciência e total disponibilidade, à Professora Doutora Maria João Marques Martins pelo apoio e conselhos na realização da presente dissertação e ao Professor Doutor António Carlos de Campos Simões Baptista pelas explicações de eletrónica. Agradecer pela informação que me foi disponibilizada e todo o conhecimento passado, um muito obrigado.

Agradecer publicamente à minha namorada Mariana Silva, que foi a base para a conclusão de todos os objetivos, na realização e concretização dos mesmos.

Por último, e não menos importante, tenho de agradecer a todo o curso de Transmissões – Engenharia Eletrotécnica Militar e restantes camaradas da Academia Militar que ao longo de seis anos estiveram sempre disponíveis para qualquer problema e dúvida em dias que se antecederam, pessoais e profissionais.

Resumo

Esta dissertação aborda o estudo dos sistemas de intercomunicação utilizados pelos satélites com base em ligações óticas e tem como objetivo final a construção de um recetor ótico em placa impressa.

O recetor ótico foi representado através de um diagrama de blocos. É possível desta forma identificar as funções de cada parte do recetor ótico, relativamente ao sinal recebido. A escolha dos componentes foi feita com base nas vantagens e desvantagens que apresentam, sendo cada um deles explicado e analisado. Tendo em conta as diferentes opções que podem ser realizadas para a modelação de cada bloco, foi escolhida a solução mais indicada e vantajosa para todo o conjunto de componentes que o recetor terá.

Ao longo desta dissertação foi feita uma introdução e explicação de cada fase do recetor, assim como dos seus componentes principais. Para complementar, foram realizados testes práticos a cada bloco, e por vezes ao componente principal em específico desse mesmo bloco.

Conclui-se, que a modelação e elaboração do recetor ótico destinado a baixas frequências é capaz de cumprir todos os objetivos previstos.

Palavras-chave: Satélites, comunicação ótica, recetor ótico, subsistemas óticos.

Abstract

This dissertation deals with the study of intercommunication systems used by satellites that use optical link and its ultimate goal is the construction of an optical receiver in a printed board.

The optical receiver was represented by a diagram of blocks. It is possible this way identify the functions of each part of the optical receiver, concerning the received signal. The choice of components was made based on their advantages and disadvantages, which have being explained and analyzed. Taking into account the different options that can be taken to the modeling of each block, the most suitable and beneficial to the entire set of components have been chosen.

Throughout this dissertation was made an introduction and explanation of each stage of the detector, as well as of its main components. To complement practical tests were performed on each block, and, sometimes, of their main component.

It is concluded that the modeling and the optical receiver for low frequency are able to meet all of the objectives laid down.

Keywords: Satellites, optical communication, optical receiver, optical subsystems.

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	ii
Abstract	iii
Índice de Tabelas.....	vii
Lista de Acrónimos e Siglas.....	x
Lista de Símbolos.....	xi
Capítulo 1	1
1. Introdução	1
1.1. Motivação e Objetivos	1
1.2. Estado da arte.....	2
1.3. Estrutura da dissertação.....	3
Capítulo 2.....	4
2. Sistema de comunicação ótico	4
2.1. Tipos de satélites.....	4
2.2. Sistema de comunicação ótico.....	6
2.3. Tipos de modulação	7
2.3.1. Modulação On-Off Keying (OOK).....	8
2.3.2. Pulse Position Modulation (PPM)	10
2.3.3. Modulação Binary Phase Shift Keying (BPSK)	11
2.3.4. Modulação Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)	12
2.4. Pointing Tracking and Acquisition (PTA).....	12
2.5. Conclusões do capítulo	13
Capítulo 3	15
3. Constituição do Recetor Ótico	15
3.1. Introdução ao recetor ótico.....	15
3.2. Funcionamento de cada bloco do recetor	17
3.3. Requisitos do recetor	17

3.4. Parâmetros e componentes do recetor	18
3.4.1. Fotodetetores	18
3.4.2. Fotodíodos	19
3.4.2.1. Fotodíodo PIN	20
3.4.2.2. Caracterização do ruído no fotodíodo PIN	20
3.4.2.3. Fotodíodo APD	21
3.4.2.4. Caracterização do ruído no fotodíodo APD.....	22
3.4.2.5. Alteração do ganho em avalanche	23
3.4.2.6. Vantagens e desvantagens entre os fotodíodos APD e PIN	23
3.4.3. Eficiência quântica	23
3.4.4. Ruído e as suas vertentes	23
3.4.4.1. Ruído quântico	24
3.4.4.2. Ruído de corrente escura	24
3.4.4.3. Ruído térmico	24
3.4.5. Detecção coerente e deteção direta	24
3.4.5.1. Detecção heterodínica e homodínica.....	26
3.4.6. Processamento síncrono e assíncrono	28
3.4.7. Largura de banda	28
3.4.8. Parâmetro de sobrecarga	28
3.4.9. Sensibilidade	29
3.5. Conclusões do capítulo	30
Capítulo 4	31
4. O Recetor Ótico	31
4.1. Modelação do Recetor Ótico	31
4.2. Caracterização dos componentes do recetor ótico	38
4.2.1 Fotodíodo	38
4.2.2 MOSFET dual-gate BF998.....	40
4.2.3 Amplificador operacional TL592b.....	42
4.2.4 Recuperação de sinal.....	43
4.3. Funcionamento geral da comunicação espaço livre	45
4.4. Funcionamento do recetor ótico	46

4.5. Material utilizado.....	47
4.6. Conclusões do capítulo	48
Capítulo 5	49
5. Testes práticos e computacionais	49
5.1. Análises e resultados laboratoriais.....	49
5.1.1. Análise até ao MOSFET	49
5.1.2. Análise até ao AMPOP	51
5.1.3. Análise até à recuperação do sinal.....	54
5.2. Projeto de uma placa impressa (PCB)	55
5.3. Conclusões do capítulo	57
Capítulo 6	58
6. Conclusões finais e propostas de trabalhos futuros	58
6.1. Conclusões da dissertação.....	58
6.2. Propostas de trabalhos futuros.....	59
Referências bibliográficas	61

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Bandas de comunicação e respetivos intervalos de frequência	6
Tabela 2 - Comprimentos de onda operados por detetores óticos [7]	16
Tabela 3 - Materiais Semicondutores, cores e comprimentos de onda	16
Tabela 4 - Modos de operação de um MOSFET duas portas	34
Tabela 5 - Resistências do componente NE592	36
Tabela 6 - Modos de funcionamento de um transístor de junção bipolar	38

Índice de Figuras

Figura 1 - Sistema de Comunicação ótico	6
Figura 2 - Sinal Modulado em frequência [14]	8
Figura 3 - Modulação OOK.....	9
Figura 4 - Níveis de potência.....	9
Figura 5 - Sinal PPM [23]	10
Figura 6 - Modulação BPSK [17].....	11
Figura 7 - Diagrama de fase e quadratura [17]	12
Figura 8 - Exemplo da constituição do recetor [11].....	15
Figura 9 - Estrutura do fotodíodo PIN e campo elétrico [26].....	20
Figura 10 - Estrutura do fotodíodo APD [26]	22
Figura 11 - Blocos do recetor e respetivos ruídos	24
Figura 12 - Esquema do fotodetector.....	32
Figura 13 - Esquema do MOSFET	33
Figura 14 - Parte do diferenciador.....	35
Figura 15 - Esquema do componente TLB592b	35
Figura 16 - Esquema do componente NE592	36
Figura 17 - Recuperação inicial do sinal	37
Figura 18 - Recuperação final do sinal.....	37
Figura 19 - Correntes e tensões da recuperação Inicial	38
Figura 20 - Correntes e tensões da recuperação final	38
Figura 21 - V_{of} com luz ambiente.....	39
Figura 22 - V_{of} com flash de telemóvel	39
Figura 23 - V_{of} com o fotodetector tapado	39
Figura 24 – Condensador 100nF	40
Figura 25 – Condensador 220nF	40
Figura 26 – Condensador 270pF	40
Figura 27 - Fonte do MOSFET	41
Figura 28 - Dreno do MOSFET	41
Figura 29 - 2ª porta do MOSFET.....	41
Figura 30 - 1ª porta do MOSFET.....	41
Figura 31 - Função dreno/porta1.....	42
Figura 32 - Pinos de ganho não ligados.....	43
Figura 33 - Pinos de ganho ligados em série.....	43
Figura 34 - Pinos de ganho ligados em série com uma resistência (1k Ω).....	43
Figura 35 - Esquema de recuperação do sinal em breadboard.....	44
Figura 36 - Esquema de recuperação do sinal no programa EasyEDA	44
Figura 37 - Sinal de tensão em R14.....	44
Figura 38 - Sinal ampliado de tensão em R14	44

Figura 39 - Sinal real de tensão em R14.....	44
Figura 40 - Sinal no Pspice em P1	45
Figura 41 - Sinal de bancada em P1	45
Figura 42 - Sinal no Pspice em P1	45
Figura 43 - Sinal de bancada em P1	45
Figura 44 - Sinal de saída com espelho de corrente	45
Figura 45 - Sinal de saída sem espelho de corrente	45
Figura 46 - Esquema do recetor ótico	47
Figura 47 - Circuito no EasyEDA	49
Figura 48 - Sinal de entrada e sinal na fonte do MOSFET	49
Figura 49 - Sinal detalhado na fonte do MOSFET	49
Figura 50 - Sinal de entrada e sinal na 2ª porta do MOSFET	50
Figura 51 - Sinal detalhado na 2ª porta do MOSFET	50
Figura 52 - Sinal de entrada e sinal na 1ª porta do MOSFET	50
Figura 53 - Sinal de entrada e sinal no dreno do MOSFET	50
Figura 54 - Circuito recetor até ao AMPOP no EasyEDA	51
Figura 55 - Sinal no dreno do MOSFET	51
Figura 56 - Sinal na 2ª porta do MOSFET	52
Figura 57 - Sinal Pormenorizado da 2ª porta do MOSFET	52
Figura 58 - Sinal correspondente a 1ª porta do MOSFET	52
Figura 59 - Sinal referente à entrada+ do AMPOP	52
Figura 60 - Sinal referente à entrada+ do AMPOP	52
Figura 61 - Sinal correspondente ao paralelo de resistências à entrada do AMPOP	53
Figura 62 - Sinal referente à saída+ do AMPOP sem condensador.....	53
Figura 63 - Sinal referente à saída- do AMPOP sem condensador	53
Figura 64 - Sinal referente à saída+ do AMPOP com condensador.....	53
Figura 65 - Sinal referente à saída- do AMPOP com condensador	53
Figura 66 - Junção dos componentes antes das entradas do AMPOP	54
Figura 67 – Sinal de 10kHz no dreno do MOSFET.....	54
Figura 68 - Sinal de 10kHz à saída do recetor.....	54
Figura 69 - Sinal de 100kHz no dreno do MOSFET	54
Figura 70 - Sinal de 100kHz à saída do recetor.....	54
Figura 71 – Sinal de 1MHz no dreno do MOSFET	55
Figura 72 - Sinal de 1MHz à saída do recetor.....	55
Figura 73 - Sinal de 3.5MHz no dreno do MOSFET	55
Figura 74 - Sinal de 3.5MHz à saída do recetor	55
Figura 75 - O recetor ótico em esquema computacional	56
Figura 76 - O recetor ótico em placa impressa	56
Figura 77 - O recetor ótico em placa impressa com as ligações efetuadas em duas camadas.....	56

Lista de Acrónimos e Siglas

AC	Alternate Current
AMPOP	Operational Amplifier
ASK	Amplitude Shift Keying
APD	Avalanche Photo Diode
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
DC	Direct Current
DPSK	Differential Phase Shift-Keying
E-BOMB	Electromagnetic Bomb
ESA	European Space Agency
FSK	Frequency Shift Keying
FTTH	Fiber To The Home
GPS	Global Positioning System
HEO	High Earth Orbit
ISI	Intersymbol Interference
LAN	Local Area Networks
LEO	Low Earth Orbit
LO	Local Oscillator
MEMS	Micro Electro Mechanical System
MEO	Medium Earth Orbit
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NRZ	Non Return to Zero
OOK	On-Off Keying
PAT	Pointing Tracking and Acquisition
PIN	Positive Intrinsic Negative
PON	Passive Optical Network
PPM	Pulse Position Modulation
PSK	Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio Frequency
RZ	Return to Zero
SNR	Signal Noise Ratio
WDM	Wavelength Division Multiplexing

Lista de Símbolos

a_s	Coeficiente de absorção
$B_{e,n}$	Largura de banda equivalente de ruído da parte elétrica do recetor ótico
B_w	Largura de banda elétrica
c	Velocidade da luz
D_b	Débito binário
E_g	Diferença de energia entre a banda de condução e a banda de valência
$erfc$	Função de erro complementar
$F(M)$	Função do fator de ruído do ganho em avalanche
h	Constante de Planck
$H_T(f)$	Resposta em frequência da parte elétrica
I_d	Corrente escura do fotodíodo
I_D	Corrente no Dreno
I_p	Corrente média primária gerada no fotodetector/ Componente média do sinal
$\langle i_q^2 \rangle$	Valor quadrático médio da corrente elétrica
I_M	Corrente média no fotodíodo APD
$i_{pd}(t)$	Corrente no fotodíodo PIN
$i_q(t)$	Componente aleatória de corrente
$i(t)$	Ruído quântico
k	Número de bits
M	Ganho do fotodíodo APD/ Grau da Modulação utilizada
N_{th}	Componente térmica do ruído branco
$P_{(x)}$	Potência transmitida ao longo do fotodíodo
P_i	Potência média do sinal à entrada do fotodetector
P_{LO}	Potência do oscilador local
P_{med}	Potência média do sinal
P_{min}	Potência mínima do sinal
P_{max}	Potência máxima do sinal
P_o	Potência incidente
$P_{opt}^{(min)}$	Potência ótica mínima necessária no recetor/ Sensibilidade do recetor
P_{opt}	Potência ótica do feixe de luz
P_S	Potência entregue no recetor
q	Carga de um electrão
Q	Fator de qualidade
R	Responsividade
R_λ	Responsividade para um comprimento de onda específico
r	Razão de extinção
SNR_{het}	Relação sinal ruído de um recetor ótico heterodínico

$S_n(f)$	Densidade espectral de potência unilateral
T_{slot}	Duração de um intervalo de tempo
T_{symbol}	Duração do símbolo
$\mu_n C_{ox}$	Parâmetro de transcondutância
V	Volts
ν	Frequência
V_{CC}	Tensão de alimentação do circuito
V_{in}	Sinal de entrada no fotodiodo
V_{GS}	Tensão porta-fonte
V_{DS}	Tensão dreno-fonte
V_{ofot}	Sinal de saída do fotodetector
V_t	Tensão de limiar (<i>threshold</i>)
V_+	Tensão de alimentação do fotodiodo
W	Comprimento (<i>width</i>)
x	Distância ao longo do material semiconductor
λ	Comprimento de onda
λ_c	Comprimento de onda de corte
η	Eficiência quântica do recetor
σ_q^2	Variância do ruído quântico no fotodiodo

Capítulo 1

1. Introdução

Nesta dissertação, no início de cada capítulo, será apresentada uma breve abordagem por forma a elucidar o leitor quanto ao que vai ser abordado em cada parte.

Assim sendo, no capítulo inicial são apresentados os objetivos da dissertação e, conseqüentemente do recetor ótico. Para conseguir delinear os objetivos da dissertação foram referidas vantagens e desvantagens quanto ao tipo de sistema utilizado, por comparação aos sistemas já existentes. Também é apresentado o enquadramento da utilização do recetor ótico a nível militar, sendo esta a verdadeira motivação da dissertação.

1.1. Motivação e Objetivos

Os satélites artificiais desempenham um papel cada vez mais preponderante na vida da população e como tal, existe um conjunto de interesses no seu desenvolvimento tecnológico de forma a utilizar todas as suas potencialidades e usufruir dos benefícios que proporcionam. É necessário existir um sistema eficiente de comunicação entre os satélites para que a comunicação com a estação base seja feita de forma rápida e sem perda de informação. A falha da meta temporal na entrega da informação poderá torná-la inútil, podendo mesmo conduzir à tomada de decisões erradas. Há uma grande aposta nos satélites tendo em conta a sua utilização no que toca à sustentabilidade dos recursos que estes possibilitam. Proporcionam e mantêm alguns serviços como a televisão, internet ou fornecem a localização geográfica ao utilizador, com a utilização do GPS (*Global Positioning System*) [1-2].

Desde o aparecimento dos lasers e das fibras monomodais que as comunicações óticas permitem um grande fluxo de informação, tendo como resultado um crescimento exponencial das comunicações a nível mundial. O facto de as perdas serem baixas aliadas ao aumento da largura de banda, faz com que estas comunicações óticas superem qualquer outra forma de transmissão, como por exemplo, os cabos coaxiais, os guias metálicos e as comunicações através de rádio-microondas [3].

O uso das comunicações óticas em espaço livre comparativamente à utilização das comunicações por microondas na transmissão de dados está perfeitamente justificada face às vantagens apontadas comparativamente aos sistemas de comunicação mais antigos. De referir [2-7]:

- A absorção e a dispersão: são efeitos que, em espaço livre, podem ser desprezados, ao contrário das perdas do raio laser e da precisão do emissor na tarefa de apontar o seu feixe à zona de receção do recetor;
- Maior largura de banda: permite o uso de uma largura de banda maior, que é cada vez mais escassa devido ao grande número de comunicações, bem como o uso de bandas mais estreitas por canal evitando a contraespionagem;

- Velocidades de transmissão com débitos binários mais elevados;
- Desempenho do sistema ótico praticamente dependente da distância de ligação;
- Baixa potência de emissão: é requerida uma potência de emissão menor nos dispositivos. Potências de valor baixo são mais fáceis de dissipar, resultando num BER (*Bit Error Rate*) mínimo, através de um transmissor com divergência de ângulos para assegurar a potência de receção máxima;
- Menores dimensões físicas: o facto de precisar de potências de emissão mais baixas permite dimensionar antenas mais pequenas;
- Mais económico: utilização mais barata dos sistemas óticos porque a comunicação por rádio frequência está sujeita ao pagamento de taxas e a restrições reguladoras;

O espaço é cada vez mais um ambiente de suporte para as atividades militares e de segurança através do uso de imagens fornecidas pelos satélites como por exemplo, para navegação e posicionamentos de forças militares no terreno, na inteligência de sinal no âmbito da contra-espionagem, entre outros [10].

É neste sentido que surge o interesse no estudo das comunicações óticas mais especificamente na análise e referente ao recetor ótico de um sistema de comunicações. Serão analisados todos os blocos que o constituem, descrevendo as suas características e funcionamento, bem como as suas limitações. Serão realizados alguns testes, primeiro a nível do *Software*, e posteriormente, em laboratório.

1.2. Estado da arte

Os satélites surgiram na década de 50. Neste momento, possuem um papel bastante importante na vida humana como o resultado do avanço tecnológico na procura de informação. Como resultado, o número de satélites lançados para o espaço aumentou tendo surgido a rede mundial de comunicação por satélite que possibilitou a transmissão de dados televisivos. Os principais satélites que começaram por constituir esta rede foram, o TELSTAR lançado em 1962, e o INTELSAT-1 lançado em 1965. Desde então vários foram os satélites lançados para o espaço permitindo inúmeras funcionalidades ao utilizador. Os satélites de banda-C que permitiam mais de 250 canais de vídeo e 75 serviços de áudio. Os satélites DBS (*Direct Broadcast Satellite*) permitiam a transmissão de vídeo e áudio por via satélite até ao consumidor final, entres muitos outros. [1]

Em 2011, foi demonstrada a primeira ligação inter-satélites pela ESA (*European Space Agency*) entre os satélites SPOT4 e ARTEMIS numa órbita de 31mil quilómetros [2].

Os recetores óticos começaram a ser muito desenvolvidos assim que testados para ligações curtas tais como as redes de área locais (LAN – *Local Area Networks*), ou a FTTH (*Fiber-to-the-Home*). As interfaces óticas também foram muito importantes nos armazenamentos óticos como por exemplo, nos *CD-ROM*, nos *DVDs* e nos discos *Blu-ray*. Nunca esquecer que qualquer que seja a aplicação é necessário que um fotodetector converta a luz num sinal elétrico [7].

No que diz respeito às redes óticas, a sua evolução pode ser dividida em dois períodos: no final dos anos 80, quando as redes serviam apenas para transmitir dados ou seja, a ótica era usada apenas

na transmissão da informação. O segundo período em que se começou a usar a ótica para transmitir e realizar as funções de encaminhamento e comutação (*routing* e *switching*). A utilização dos componentes óticos resultou em inúmeros benefícios tais como: o incremento de dinâmica na rede (mais ligações entre pontos), algoritmos para encontrar e selecionar caminhos mais curtos nas comunicações, capacidade para prevenir e resolver falhas de transmissão, entre outros. Estando as redes de comunicações óticas por satélite a conhecer atualmente um grande período de crescimento vão beneficiar destes e de outros desenvolvimentos sendo de esperar que em muitos casos só seja necessário passar do domínio ótico ao elétrico nas estações de terra [11].

Uma limitação no desenvolvimento das transmissões óticas via satélite resulta do facto de a transmissão por rádio estar muito disseminada, há muitos equipamentos e infraestruturas no terreno a operar segundo esta tecnologia, o que torna cara a adaptação ou até mesmo a substituição dos materiais existentes. Mas, o uso dos sistemas óticos é uma solução mais vantajosa, mesmo que sejam necessários avultados recursos económicos inicialmente, esta é a tecnologia a adotar [4].

1.3. Estrutura da dissertação

A presente dissertação encontra-se repartida em 5 capítulos.

No primeiro capítulo, como foi possível observar até ao momento, constitui a parte inicial da dissertação, onde estão definidos os objetivos e apresentada a motivação para a realização da mesma. É referido o estado da arte, de forma a entender o tema selecionado, bem como o seu enquadramento no mundo atual. O capítulo finaliza-se com a descrição da estrutura da dissertação.

O segundo capítulo aborda todo o envolvimento e ambiente do tema desta dissertação. São apresentados, os tipos de satélites que existem atualmente, o sistema de comunicação ótica (envolventes, princípios, características) e o tipo de modulação que este pode utilizar para que os envolventes deste sistema troquem informação.

No terceiro capítulo, específico para esta dissertação, é apresentado o recetor ótico, no que toca às suas características e ao seu funcionamento. É igualmente apresentada a caracterização dos seus possíveis componentes e funções.

No quarto capítulo apresenta-se a análise e descrição do funcionamento do recetor ótico modelado, assim como são descritos os componentes principais do recetor ótico e dos blocos que os constituem, apresentando as suas funções.

No quinto capítulo estão presentes as figuras com os testes práticos do recetor ótico, mais especificamente dos blocos que o constituem, permitindo uma melhor perceção do recetor.

Por fim, no sexto capítulo são apresentadas as conclusões da dissertação e as propostas de trabalhos futuros e/ou possíveis aspetos a melhorar em próximos trabalhos desta temática.

Capítulo 2

2. Sistema de comunicação ótico

Neste capítulo proceder-se-á à breve descrição dos princípios básicos de um sistema de comunicação ótica, dos seus intervenientes, das características do sistema e toda a sua relação com o meio envolvente. Serão ainda referidos alguns tipos de modulação de sinal a adotar para o sistema de comunicação entre os satélites. No fim do capítulo, será apresentado o sistema PTA (*Pointing Tracking and Acquisition*) que permite ao emissor e ao recetor, detetarem-se, direcionar o laser ótico para a zona de baliza e garantir que os dados são transferidos de forma eficiente e eficaz durante a comunicação.

2.1. Tipos de satélites

Neste subcapítulo serão apresentados alguns tipos de satélites existentes assim como os tipos de órbita dos satélites. Deste modo, é possível introduzir o local e o meio envolvente para o qual o recetor ótico será projetado.

O termo satélite, utilizado nos dias de hoje, é oriundo do latim *satelles* ou *satellitis* cujo significado remete para um corpo que gravita em torno de um astro de massa preponderante, como por exemplo, o planeta Terra. Desde logo, surge a necessidade de diferenciar os satélites naturais (corpos celestes) dos artificiais. Devido ao elevado número de satélites já construídos pelo homem é difícil agrupá-los segundo diversas categorias. Ainda assim, os satélites artificiais, que são os que requerem especial atenção neste trabalho, serão divididos em três grupos [12]:

- **Satélites militares:** a maior parte dos satélites construídos inicialmente, tinha finalidades militares. Tinham definido como objetivo, serem pontos de ligação para telecomunicações, pontos de observação sobre os inimigos e conseqüentemente alertas, serviam de suportes de navegação e reconhecimento em zonas desconhecidas, entre outros. Consoante as funções para que eram predispostos, estes satélites tinham diferentes órbitas. Existem algumas curiosidades acerca deste tipo de satélites, os Estados Unidos possuem uma tecnologia muito avançada em resolução espacial, conseguindo identificar objetos com alguns centímetros de comprimentos na Terra. Conseguem espiar e transmitir informações sobre alvos com uma varredura igual à da televisão, em tempo real. Os satélites militares foram muito importantes na origem do sistema GPS.
- **Satélites científicos:** estes tipos de satélites incluem os satélites meteorológicos, os satélites de exploração e recolha de dados sobre o universo e o nosso planeta. Como o nome indica, os satélites meteorológicos têm a função de monitorizar os fenómenos climáticos por forma a evitar catástrofes, emitindo previsões sobre condições climatéricas para diversos locais do globo. É assim possível evitar conseqüências mais graves causadas, por exemplo, por

furacões, por tempestades e por chuvas de granizo. Aqueles que se destinam ao estudo do universo permitem conhecer melhor o espaço que nos rodeia e os que se destinam ao estudo do nosso planeta tentam justificar os fenômenos físicos, químicos ou biológicos, que surgem na Terra.

- **Satélites de navegação:** os 24 satélites de navegação formam uma constelação que se situa aproximadamente a cerca de 20.000 km de altitude formando assim o suporte para o sistema GPS. Esse sistema é controlado pelos Estados Unidos, mas pode ser utilizado por todos aqueles que têm um aparelho recetor, detetando a sua posição na Terra. O *Glonass* é o sistema de navegação russo e o Galileu o da União Europeia.
- **Satélites de comunicação:** estes são os satélites que servem de base para o envio e recepção de dados, permitindo a divulgação de informações a qualquer local do mundo. Os satélites utilizados nesta área conseguem servir várias estações de comunicações ao mesmo tempo, em vários países. Não se restringem a nenhum tipo de órbita ou banda.

Se se pretender classificar os satélites quanto ao tipo de órbita utilizada, podem-se agrupar os satélites em quatro grupos distintos [13]:

- **LEO (*Low Earth Orbit*):** os satélites com este tipo de órbita são utilizados em comunicações, em que não se mantêm ligados em permanência a uma estação terrestre. Têm como finalidade a obtenção de dados científicos ou militares através do uso de sensores. No início da década de 90, com o investimento da empresa Motorola, os satélites passaram a poder estar ligados a qualquer aparelho portátil estando este aparelho em movimento ou não.
- **MEO (*Medium Earth Orbit*):** este tipo de órbita pode ser dividida em dois grupos, órbita *semi-síncrona* e a órbita *Molniya*. A órbita *semi-síncrona* posiciona-se a 26.560km da superfície terrestre e tem pouca excentricidade¹. O satélite demora 12 horas para completar uma volta orbital. O GPS funciona com satélites que desempenham este tipo de órbita. A órbita de *Molniya*, inventada pelos Russos, funciona eficientemente para observações de elevadas latitudes. Os satélites geoestacionários fixam-se na linha do equador e, por esta razão não conseguem visualizar o polo Norte e o polo Sul. Este tipo de órbita resolveu o problema e serve para a visualização de pontos muito a Norte e muito a Sul.
- **HEO (*High Earth Orbit*):** os satélites com esta órbita são usados normalmente para fins de comunicação. São colocados entre 35800km e 360000km de altitude e acompanham a rotação da Terra à mesma velocidade. Estas órbitas podem ser designadas de órbita geossíncrona. Se a órbita do satélite for em torno do equador, o nome correto é órbita geoestacionária. As órbitas geoestacionárias são essenciais para a monitorização do clima, visto que acompanham o movimento da Terra e conseguem visualizar um mesmo local de forma continuada. Servem também de grande apoio para as comunicações (telemóveis, televisão e rádio). Relativamente a estas órbitas, podem-se referir os pontos de *Lagrange*, nos quais os satélites sofrem a mesma

¹ A excentricidade de uma órbita indica o desvio que a órbita faz comparativamente a um círculo perfeito. Uma órbita circular tem uma excentricidade 0, enquanto uma órbita excêntrica tem um valor de praticamente 0. Um satélite é uma órbita excêntrica que roda em torno de um ponto e não do centro da Terra [13].

força gravitacional por parte da Terra e do Sol. Há cinco pontos de *Lagrange* em torno do nosso planeta mas apenas dois são estáveis e passíveis de serem utilizados.

Relativamente à classificação dos satélites no que se refere ao uso da banda de frequência, o seguinte quadro resume as bandas existentes e o seu respetivo intervalo de frequências:

Banda	Frequência [GHz]
P	0,2 a 0,4
L	1,53 a 2,7
S	2,7 a 3,5
C	3,7 a 4,2
	4,4 a 4,7
	5,725 a 6,425
X	7,9 a 8,4
Ku1 (PSS)	10,7 a 11,75
Ku2 (DBS)	11,75 a 12,5
Ku3 (Telecom)	12,5 a 12,75
Ka	17,7 a 21,2
K	27,5 a 31,0

TABELA 1 - BANDAS DE COMUNICAÇÃO E RESPETIVOS INTERVALOS DE FREQUÊNCIA

A banda de frequência utilizada pelos satélites destina-se tanto ao envio (*downlink*) como à receção (*uplink*) de dados. A frequência de ambos será diferente, dentro da mesma gama, de forma a evitar a existência de interferências entre os dados enviados.

2.2. Sistema de comunicação ótico

Um sistema de comunicação ótica apresenta em geral três características que o quantificam: a potência de emissão, as perdas de propagação e a sensibilidade do recetor, a potência que o sinal no recetor deve ter para conseguir recuperar a informação que lhe foi enviada. Um sistema de comunicação pode ser dividido em três blocos: o módulo emissor, o meio ou o canal de propagação, e o módulo recetor. Um recetor ótico é constituído por um fotodetetor, e por um circuito de processamento do sinal, que inclui como funções principais a amplificação, a desmodulação e a descodificação do sinal recebido [4][10].

A figura 1 representa de forma geral um sistema de comunicação ótico.

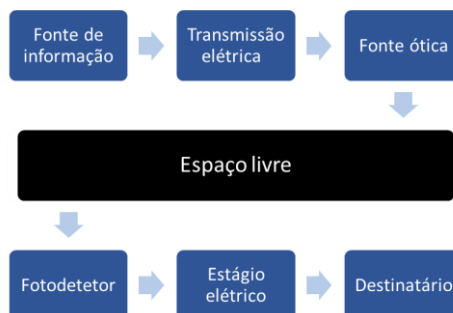


FIGURA 1 - SISTEMA DE COMUNICAÇÃO ÓTICO

A parte do canal de recepção pode ainda ser subdividida em duas partes: a detecção do sinal e a recepção do sinal. A parte da detecção é constituída por um componente cuja área física diminui com o aumento da largura de banda utilizada. Por exemplo, $80\mu\text{m}^2$ para um ritmo binário de 2. Gb/s e $30\mu\text{m}^2$ para 10Gb/s. A vantagem de apresentar dimensões físicas menores é a diminuição do ruído escuro. Como os lasers usados nestas situações operam num regime de contagem singular de fótons (os fótons são contados um a um) há um aumento de 8dB a 10dB na relação sinal-ruído. Neste caso, quando se verifica a sensibilidade para detetar fóton a fóton, o tempo do *jitter*² constitui uma característica muito importante do detetor. É este parâmetro que vai limitar o ritmo de transferência dos dados podendo o ruído escuro ser desprezado. Quanto à recepção do sinal, observam-se algumas limitações a ter em conta, como por exemplo, a eficiência do detetor, o *dark noise*, o tempo do *jitter*, e as limitações dos componentes óticos. [10].

O desempenho de um sistema ótico que utilize um feixe laser numa comunicação *Wireless* entre o emissor e o recetor em espaço livre é influenciado pelo meio de propagação. A escolha da modulação a utilizar também é uma decisão importante a tomar, cada tipo tem as suas vantagens e desvantagens para o sistema de comunicação [2][4].

Uma das principais características do sistema prende-se com a quantidade de dados que o sistema consegue transmitir a cada segundo para uma determinada distância (por exemplo 100 Gbit/s · km) [11].

2.3. Tipos de modulação

Esta parte iniciar-se-á com uma breve introdução de o que é e para que serve a modulação.

Pode-se descrever a modulação como o processo em que os dados a transmitir numa comunicação são adicionados a ondas eletromagnéticas. Este processo pode fazer variar parâmetros característicos do sinal deformando as características do sinal (amplitude, frequência ou a fase). Estas características alteram-se dependendo do meio através do qual o sinal vai ser enviado. Pode-se descrever a modulação como o processo em que os dados a transmitir numa comunicação, entre um emissor e um recetor, são alterados de forma a poderem ser enviados com sucesso. O recetor por sua vez terá de desmodular os dados para conseguir obter a informação original.

Para ritmos binários elevados nas transferências de dados, quanto maior for o grau da modulação melhor será a relação SNR do sistema.

Os métodos de modulação podem ser divididos em 3 tipos: a modulação em amplitude; a modulação em frequência; e a modulação em fase.

Na **modulação em amplitude** faz-se variar a amplitude das ondas do sinal em operação. Uma amplitude codificará por exemplo o bit "1" e a outra amplitude codificará o bit "0".

Na **modulação em frequência** altera-se a frequência e, deste modo, uma frequência é utilizada para codificar um bit, e a outra frequência será utilizada para codificar o outro bit. A figura 2 explicita melhor o dito anteriormente.

² Atraso aleatório desde que um fóton incide sobre o fotodetetor até ao tempo em que seja detetado um par fotogerado.

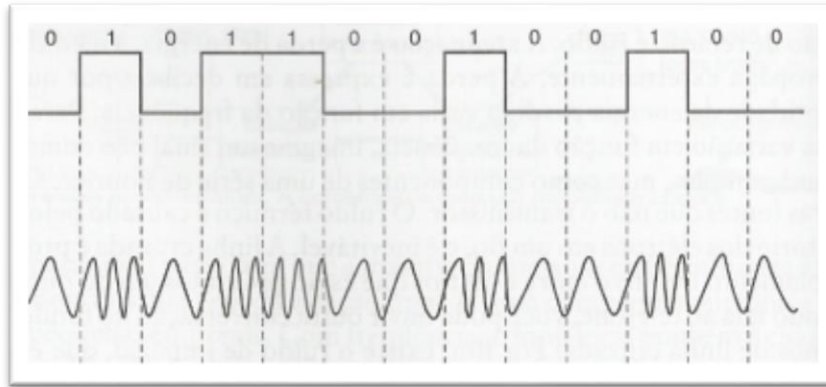


FIGURA 2 - SINAL MODULADO EM FREQUÊNCIA [14]

Na **modulação por fase**, como o próprio nome indica, varia-se a fase das ondas. As variações podem ser múltiplas e a cada variação de fase, podem ser codificados vários bits. Resumindo, quando há a transição de bit, ou símbolo, a onda portadora sofre uma alteração de fase. Mais à frente serão abordados dois tipos de modulação por fase [14].

Ainda referente à modulação em frequência, esta pode ser modulação direta ou modulação indireta.

Na modulação direta atua-se diretamente sobre o circuito oscilador que origina a frequência do transmissor. Este efeito, degrada fortemente o desempenho do sistema devido aos processos na cavidade do laser.

Na modulação indireta o que se faz é aplicar o sinal modulador num circuito modulador de fase. Na modulação indireta o efeito de *chirp* é eliminado mas a complexidade e as perdas do recetor aumentam [2][4].

2.3.1. Modulação On-Off Keying (OOK)

É um dos formatos de modulação mais simples que existe e é considerado um caso de modulação em amplitude: cada bit é colocado num intervalo temporal (*time slot*) e cada um desses intervalos corresponde a um símbolo, ou seja é uma técnica binária simples. Para ser enviado o bit “1” é emitido um feixe laser, na ausência desse feixe é considerado que se pretende enviar o bit “0”. O recetor, a cada período de tempo, decide qual o bit recebido. O tempo de espera é inversamente proporcional ao ritmo binário da ligação o que implica uma largura de banda de operação com um valor igual ao valor do ritmo binário.

Os impulsos utilizados terão que ser necessariamente unipolares, do tipo NRZ (*Non Return to Zero*), em que o impulso tem a mesma duração do período do bit, ou do tipo RZ (*Return to Zero*) em que o impulso terá uma duração menor do que o período do bit. Os impulsos utilizados são os impulsos NRZ porque necessitam de uma largura de banda menor por parte do recetor e ainda são mais simples. Para determinar qual o bit recebido o recetor, ao efetuar a desmodulação do sinal, compara a amplitude do sinal recebido com um valor limite e registará se recebeu o bit 0 ou bit 1. Esta modulação permite ter um valor de BER bastante aceitável para baixos ritmos binários. A figura 3 representa de forma

esquemática a modulação explicada bem como a diferença de um sinal que retorne, ou não, a zero [8] [15-16].

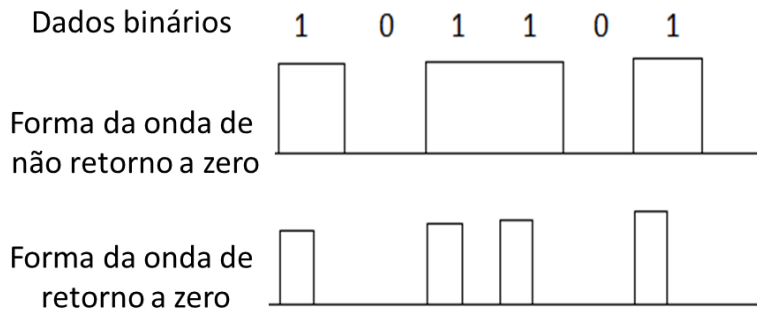


FIGURA 3 - MODULAÇÃO OOK

As equações importantes nesta modulação são as seguintes:

$$T_{slot} = \frac{1}{D_b} \quad (2.1)$$

T_{slot} é a duração de um intervalo de tempo e D_b é o débito binário.

$$B_w = \frac{MD_b}{k} \quad (2.2)$$

A largura de banda elétrica B_w depende da modulação utilizada, k é o número de bits e M o grau de modulação.

É importante referir os níveis de potência máxima, mínima e média de um sinal laser quando envia os sinais. A figura 4 é uma figura esquemática simples para compreender as potências dos sinais utilizados nesta modulação.

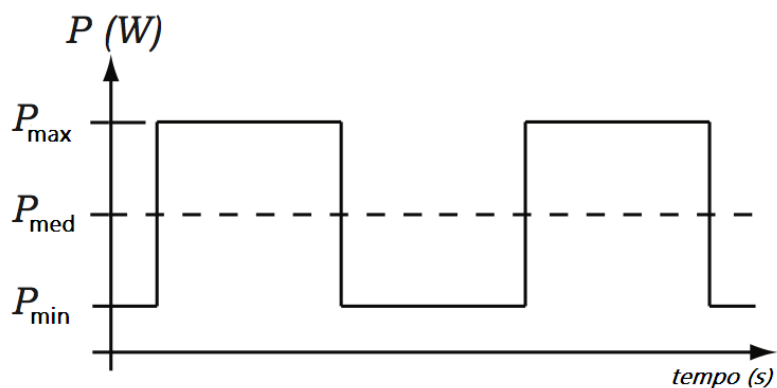


FIGURA 4 - NÍVEIS DE POTÊNCIA

Um aspeto desde já importante é o facto de que, em casos ideais, a potência relativa ao bit zero é nula mas, em casos reais, isso não acontece e a expressão $P_{max} = 2P_{med}$ não é válida.

Através da razão de extinção (razão que quantifica a potência óptica necessária para que o zero lógico se extingue) consegue-se relacionar a potência máxima e a potência mínima, permitindo obter as suas expressões. A razão de extinção pode variar entre zero e um dado valor tal que $P_{min} < P_{max}$, mais concretamente entre zero e aproximadamente um. A expressão (2.3) indica a razão de extinção:

$$r = \frac{P_{min}}{P_{max}} \quad (2.3)$$

Em condições ideais o seu valor seria nulo mas, a ITU-T³ recomenda um valor mínimo de 0.152 para a razão de extinção. Ambas as potências, máxima e mínima, podem ser obtidas através da razão de extinção e da potência média:

$$P_{max} = \frac{2P_{med}}{1+r} \quad (2.4)$$

$$P_{min} = \frac{2P_{med}}{1+r} \cdot r \quad (2.5)$$

Na modulação OOK, a potência média é definida da seguinte forma:

$$P_{med} = \frac{P_{max}}{2}(1+r) \quad (2.6)$$

De forma muito sucinta, esta técnica de modulação é simples e barata de implementar mas tratando-se de uma técnica de modulação em amplitude, sofre negativamente efeitos de atenuação do meio de propagação sendo pouco eficiente em ambientes com perdas elevadas tais como a atmosfera terrestre.

2.3.2. Pulse Position Modulation (PPM)

A modulação PPM utiliza símbolos com um tamanho fixo na escala do tempo para transmitir a informação. Estes símbolos estão divididos em M intervalos temporais. É o número de intervalos temporais que vão determinar o tamanho dos símbolos.

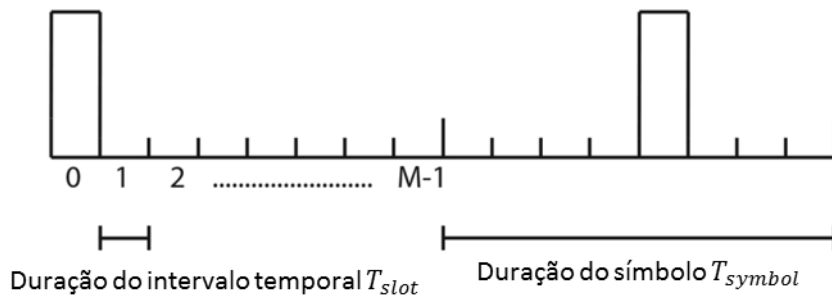


FIGURA 5 - SINAL PPM [23]

A figura 5 permite ilustrar um sinal PPM bem como o que se considera com o tempo de símbolo e o tempo do intervalo temporal. As expressões das relações das características dos sistemas são as seguintes:

$$M = k^2 \quad (2.7)$$

O número de bits é representado por k e M é o grau da modulação utilizada, como já foi referido anteriormente.

³ As Comissões de Estudos do Sector da Normalização das Telecomunicações da UIT (ITU-T) reúnem peritos de todo o mundo para desenvolver normas internacionais conhecidas como as Recomendações da UIT-T. Estas atuam como elementos de definição na infraestrutura global das tecnologias da informação e da comunicação.

$$T_{symbol} = \frac{k}{D_b} \quad (2.8)$$

T_{symbol} é a duração do símbolo e depende do débito binário D_b .

$$T_{slot} = \frac{k}{MD_b} \quad (2.9)$$

T_{slot} é a duração de um intervalo temporal.

$$B_w = \frac{MD_b}{k} \quad (2.10)$$

A largura de banda elétrica está dependente da modulação utilizada.

$$P_{med} = \frac{P_{max}}{M} (1 + r \cdot (M - 1)) \quad (2.11)$$

Esta modulação torna-se mais eficiente quando maior for o valor da modulação visto que o número de bits enviados por símbolo aumenta, logo, é mais eficiente do que a modulação OOK necessitando apenas que o valor k seja superior a 2 ($k > 2$). Ainda assim, esta técnica é mais complexa sendo necessário que o recetor esteja sincronizado com o início de cada símbolo para que decida corretamente qual o bit recebido, para que a fase, de descodificação, seja feita de forma eficaz [16].

2.3.3. Modulação Binary Phase Shift Keying (BPSK)

A técnica BPSK é uma técnica de modulação digital que transmite dados através da modulação da fase de um sinal. É apropriado para emissores passivos baratos e é a forma mais simples quando se procede à mudança de fase (PSK). São utilizadas duas fases nos sinais, separadas por 180°, sendo que a fase inverte-se na transição de um bit para o outro. A figura 6 é um exemplo desta técnica de modulação:

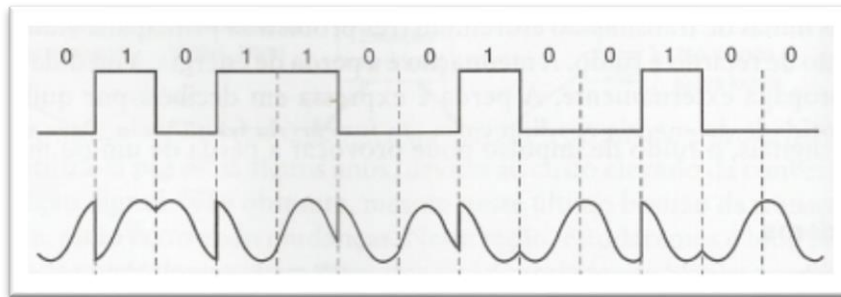


FIGURA 6 - MODULAÇÃO BPSK [17]

Esta modulação é a mais robusta de todas as modulações que surgem da PSK, uma vez que toma como referência o nível mais alto de ruído, ou da distorção, para que o modulador, através desse valor e por comparação, chegue a uma decisão correta. O desempenho da modulação BPSK pode ser estudada através de modelos de desvanecimento, utilizados em estudos de sistemas de comunicações móveis. Estes modelos permitem obter quantidade considerável de sinal que é perdido numa comunicação. O valor de BER na modulação BPSK é dado pela expressão (2.12) onde $erfc$ é a função de erro complementar e SNR (*Signal Noise Ratio*) é a relação sinal-ruído do recetor. A função de erro

é a mais comum de se encontrar a bibliografia sendo que a função $erfc$ é o valor unitário subtraído à função de erro.

$$BER = \frac{1}{2} erfc(\sqrt{SNR}) \quad (2.12)$$

A modulação BPSK pode ser considerada como uma modelação desvantajosa visto que envia apenas um bit por símbolo [15].

2.3.4. Modulação Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

Este tipo de modulação, deriva da modelação PSK e utiliza parâmetros de fase e quadratura da onda portadora para modelar o sinal de dados. Utiliza quatro fases pelo que a codificação dos dados é feita em símbolos de dois bits. Consegue-se portando o dobro da transmissão de dados utilizando a mesma largura de banda quando comparada com a técnica BPSK. A figura que se segue é um exemplo simples da codificação QPSK. A portadora poderá assumir 4 símbolos distintos, cada símbolo com dois bits, *dibit*, correspondendo a 45° , 135° , 225° e 315° .

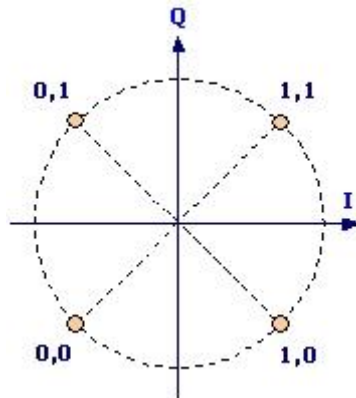


FIGURA 7 - DIAGRAMA DE FASE E QUADRATURA [17]

Pode desempenhar o mesmo papel que a técnica anterior precisando apenas de metade da largura de banda que seria necessária. A equação da percentagem de erros binários para a modulação QPSK é dada pela seguinte expressão cujos parâmetros foram explicados anteriormente [18]:

$$BER = erfc(\sqrt{SNR}) \quad (2.13)$$

2.4. Pointing Tracking and Acquisition (PTA)

Para que a comunicação entre emissor e recetor seja bem sucedida há a necessidade de desenvolver um sistema que permita a ambos estabelecerem uma ligação correta. O sistema de apontamento, aquisição e rastreamento consiste em procurar e rastrear o feixe laser proveniente do emissor, bem como direccionar os seus terminais no sentido em que o emissor emite o seu feixe para que a comunicação entre ambos seja bem sucedida. As operações que decorrem para o efeito deste sistema são [7]:

- A fase de aquisição: esta está relacionada com a compensação do erro inicial causado pelo feixe do emissor provocado por erros de aquisição espaciais, erros de localização do recetor, entre outros;
- A fase de rastreio: logo que o feixe seja adquirido, as perturbações angulares locais emitidas devem ser controladas a partir da plataforma de unidade central bem como os elementos dinâmicos de carga, com uma precisão inferior a um micro radiano ($1\mu rad$);
- A fase de apontamento: a extremidade ótica do terminal é apontada em direção ao satélite em linha direta após a compensação dos movimentos relativos da plataforma, de tempo finito de trânsito e, de tempo da luz.

Cada operação é realizada por um dos 3 sistemas. Cada sistema é controlado por um conjunto de componentes eletrónicos diferentes: a eletrónica de aquisição e processamento, a eletrónica de apontadores grosseiros (*coarse pointing*) e a eletrónica de apontadores finos (*fine pointing*). Estes sistemas são essenciais para estabelecer uma boa comunicação entre satélites localizados a longas distâncias.

Para efetuar as tarefas PAT existem duas possibilidades que podem ser adotadas: um aparelho eletromecânico que aplica uma força binária ao aparelho ótico, ou um espelho MEMS (*Micro Electro Mechanical System*) usado para encaminhar o sinal ótico na direção pretendida. Esta última opção é mais suscetível a radiações e por conseguinte, a melhor solução a tomar é o dispositivo eletromecânico, visto apresentar-se como o mais robusto [7].

2.5. Conclusões do capítulo

No presente capítulo observaram-se um vasto conjunto de aplicações em que os recetores óticos podem ser utilizados, através da introdução dos satélites artificiais e nomeadamente das suas órbitas. Estes têm grande interesse e relevância no quotidiano, existindo um vasto conjunto de informações a ter em conta na sua utilização nomeadamente, os seus requisitos e os seus parâmetros, uma vez que o ambiente de utilização é hostil e complexo.

Foram definidos os intervenientes do sistema de comunicação ótico, o emissor, o recetor e o canal de ligação entre ambos (espaço livre). Para a comunicação entre emissor e recetor foram apresentadas técnicas de modulação que podem ser utilizadas para a troca de dados de forma mais segura, eficiente e eficaz. O estudo das técnicas de modulação e a comparação entre as mesmas permitiu compreender que o aumento da segurança leva ao aumento da complexidade, mas, por sua vez, a uma largura de banda necessária menor para o envio e receção de dados. Devido ao difícil acesso aos satélites, torna-se necessária a implementação de técnicas de modulação simples, evitando o dispêndio económico na resolução de problemas que o recetor ótico, presente num satélite, possa vir a ter.

Verificou-se que a modulação QPSK precisa apenas de metade da largura de banda do que a modulação PSK (*Phase Shift Keying*) transmitindo duas vezes mais informação do que a modulação

BPSK. Quanto ao desempenho e a respeito do *bit error rate*, esta modulação é superior a todos os outros tipos de PSK [2][4].

Ainda que estas sejam as técnicas de modulação mais vantajosas, nem sempre são as mais indicadas, sendo necessário recorrer a outros tipos de modulação mais simples. Isto tem a ver com alguns casos de acesso e manutenção difíceis de aceder e executar, como é o caso dos satélites.

Por fim, apresentou-se o sistema PAT que facilita a operação entre emissor e recetor ótico, uma vez que ambos estão em constante movimento no ambiente espacial. Este sistema, implementado em ambos os intervenientes da comunicação ótica, possibilita a sua localização rápida. Após o emissor e o recetor se detetarem mutuamente, ambos se preparam para proceder ao envio e à receção de dados, procedendo efetivamente a esta ação, sem que nunca percam a ligação. Evita-se assim a perda de informação e o atraso que esta provocaria, já que implicaria um novo envio da mesma informação.

Capítulo 3

3. Constituição do Recetor Ótico

Neste capítulo, procede-se a uma descrição geral do funcionamento de um recetor ótico. De seguida, apresentar-se-ão os requisitos e os parâmetros do recetor ótico projetado. Os subcapítulos seguintes destinam-se à análise do fotodetetor, componente fundamental do recetor ótico. São explicadas as metodologias que podem descrever os fotodetetores, os ruídos correspondentes, assim como as vantagens e desvantagens de cada um deles.

3.1. Introdução ao recetor ótico

O recetor ótico converte o sinal ótico recebido novamente num sinal elétrico. Tem como objetivo a reconstrução do sinal oriundo de uma determinada fonte emissora. O recetor é constituído pelos seguintes componentes: um fotodetetor, um pré-amplificador, um desmodulador, entre outros componentes ou sistemas.

Os fotodíodos semicondutores são utilizados como fotodetetores devido à sua compatibilidade com o sistema, isto é, as frequências, as correntes e as tensões de operação adequam-se a todos os materiais utilizados nesta dissertação. O desmodulador utilizado no recetor depende do tipo de modulação utilizada pelo sistema emissor. Os formatos FSK (*Frequency Shift Keying*) e PSK geralmente requerem técnicas de desmodulação homodínica ou heterodínica. A desmodulação no recetor é realizada por um circuito de decisão. Este identifica o bit recebido como bit "1" ou bit "0" através, por exemplo, da amplitude ou da fase do sinal elétrico em cada período temporal. É nesta parte que importa ter a informação sobre todos os tipos de modulação, tais como a ASK (*Amplitude Shift Keying*), a FSK e a PSK, pois todo o sistema de transmissão tem de estar uniformizado. A eficiência do circuito de decisão depende do *SNR* do sinal elétrico gerado pelo fotodetetor [11][18].

Um exemplo simplificado de um diagrama de blocos encontra-se esquematizado na figura 8. Este diagrama permite observar quais as funcionalidades que os componentes e os sistemas do recetor ótico necessitam de desempenhar para o funcionamento adequado do recetor ótico [11][19].

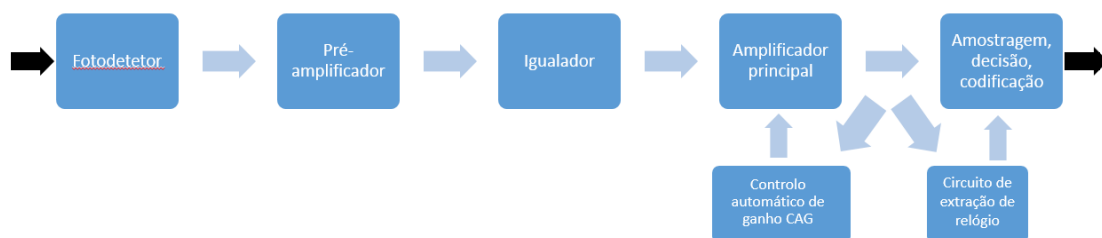


FIGURA 8 - EXEMPLO DA CONSTITUIÇÃO DO RECETOR [11]

É também possível dividir o recetor em três partes: a primeira parte que é a que recebe o feixe de fótons, denomina-se de *front end* e é constituída pelo fotodetetor seguido do pré-amplificador; a segunda parte, denominada de canal linear básico é constituída por um amplificador com controlo de

ganho e por um filtro. Por último, a terceira parte também designada de recuperação de dados, é constituída por um circuito de decisão associado a um sistema de recuperação de sinal [20].

Existem alguns tipos de detetores óticos, no entanto, irão ser abordados os seguintes: o fotodíodo tipo PIN e o fotodíodo tipo APD (*Avalanche Photo Diode*), visto serem os mais utilizados atualmente e demonstrarem melhores desempenhos no recetor, relativamente aos fototransístores e aos fotoresistores. São caracterizados sucintamente pela sua eficiência quântica e pela responsividade para um determinado comprimento de onda. A eficiência quântica é a capacidade de gerar um par eletrão-buraco por cada fóton recebido. No caso de o fotodíodo ser ideal seria gerado um par eletrão-buraco por cada fóton incidente, situação que não se verifica visto que o material não é 100% puro. Quanto à responsividade, esta pode ser definida como a relação entre a corrente gerada e a potência ótica incidente. Estes detetores funcionam polarizados inversamente com tensões na ordem dos 15 a 30 Volts, no caso dos tipo PIN, e no caso dos APD, centenas de Volts [7][11][21].

O pré-amplificador ótico aumenta o desempenho do sistema recetor permitindo operar com sinais de menor potência recebidos pelo fotodetector. Estes sinais serão amplificados para posterior utilização no sistema. Quando é realizada a deteção direta do sinal sem pré amplificação, podem destacar-se as seguintes fontes de ruído: ruído de fundo, ruído escuro do detetor e o ruído eletrónico. Este último pode ser desprezado face aos outros dois por apresentar valores muito menores. No caso de ser utilizado um pré amplificador, as principais fontes de ruído são: o ruído quântico do sinal e o ruído de impulso espontâneo (*spontaneous beat*). Esta amplificação pode ser feita através de fibras óticas ou amplificadores óticos de material semicondutor. É necessário ter em conta que a utilização de uma pré amplificação do sinal aumenta o peso do recetor e o consumo de potência, sendo utilizados nos casos estritamente necessários. A segunda tabela apresenta alguns valores típicos de comprimentos de onda em função do material semicondutor a que operar determinados recetores [7].

Material Semicondutor	Comprimento de onda [nm]
Silício	190-1100
Germânio	400-1700
Arseniato de índio e gálio	800-2600
Sulfato de chumbo II	1000-3500

TABELA 2 - COMPRIMENTOS DE ONDA OPERADOS POR DETETORES ÓTICOS [7]

Material Semicondutor	Cor da Luz	Comprimento de Onda [nm]
Arseniato de Gálio e Alumínio ⁴	Infravermelha	880
Arseniato de Gálio e Alumínio ⁴	Vermelha	645
Fosfato de Alumínio, Índio e Gálio	Amarela	595
Fosfato de Gálio	Verde	565
Nitreto de Gálio	Azul	430

TABELA 3 - MATERIAIS SEMICONDUCTORES, CORES E COMPRIMENTOS DE ONDA

⁴ O AlGaAs (Arseniato de Gálio e Alumínio) representa uma família de compostos ternários. Para cada valor de Alumínio tem-se um composto ternário, com um dado valor ω_c e, portanto, um comprimento de onda (λ) associado.

3.2. Funcionamento de cada bloco do recetor

O primeiro elemento constituinte do recetor é um fotodíodo que pode ser do tipo PIN ou APD. O fotodíodo vai produzir uma determinada corrente elétrica. A mesma passa por um amplificador que se encontra na designada *front end*. Após a amplificação do sinal, este é sujeito a um filtro passa baixo. A utilização de um filtro pode reduzir o ruído, eliminar frequências externas à largura de banda do recetor e reduzir a distorção, evitando interferência intersimbólica (interferência causada pela resposta no tempo do canal, havendo uma modificação no símbolo de informação transmitido). Por último, com um circuito de recuperação e um sistema de decisão, o recetor consegue determinar quais dos sinais recebidos (*inputs*) correspondem aos bits “0” e “1” [21-23].

É no âmbito desta última parte, que surge o parâmetro de taxa de erros binários, BER. Um sistema de informação terá de possuir um laser ótico, um contador de fótons e um circuito de decisão. O contador quântico nunca atinge a desejada eficiência de 100% face às perdas e aos ruídos, como já foi referido anteriormente. Este dispositivo irá contabilizar quase na sua totalidade todos os fótons recebidos pelo contador de fótons do recetor. O circuito de decisão, com base nos fótons contabilizados, estima os bits que realmente foram recebidos. Esta estimativa é feita através de um modelo estatístico, segundo a distribuição de *Poisson*⁵. Ao limite de receção ótico é atribuído o nome de limite quântico [2].

O BER é inversamente proporcional ao fator de qualidade (Q), ou seja, se a probabilidade de erro do sistema aumentar, o BER também aumenta. O fator de qualidade é a medida que quantifica a qualidade do sinal e quanto maior for este valor, melhor será o sistema. Quando o desvio padrão do bit “1” é igual ao do bit “0”, pode-se dizer que o BER é uma função de SNR [4][22][30][31][32].

3.3. Requisitos do recetor

No dimensionamento de um sistema recetor existe um conjunto de requisitos necessários, que têm de ser seguidos. Esses requisitos serviram como linhas orientadoras ao longo da sua construção e modulação [11][20][22]. Os requisitos são:

- **Compatibilidade física:** as dimensões do recetor têm de ser adequadas, quanto menor forem mais acessível será a sua integração num sistema de grandes dimensões, como por exemplo nos satélites;
- **Ganho elevado e baixo ruído:** desta forma consegue-se otimizar a relação sinal-ruído;
- **Tempo de resposta muito baixo:** o sistema tem de responder rapidamente aos sinais recebidos tratando-os e evitando atrasos para o sistema (nesta etapa, uma das vantagens deve-se ao facto de ter elevada largura de banda);
- **Custos baixos e durabilidade:** devem apresentar longevidade e uma grande resistência de forma a diminuir os custos associados.

⁵ Esta distribuição representa a probabilidade de que um evento ocorra um n^o especificado de vezes em um intervalo de tempo (espaço), quando a taxa de ocorrência é fixa. É dada pela expressão: $P(x) = \frac{\lambda^x * e^{-\lambda}}{x!}$.

- **Alta responsividade (R):** quanto mais elevado for o valor da responsividade melhor será o desempenho do sistema. Há uma seleção do comprimento de onda tendo em conta as características do recetor, como por exemplo, a eficiência quântica que varia conforme a composição do material. Para a frequência de trabalho, a sensibilidade do recetor deverá ser alta mas, em contrapartida, deverá ser baixa no que diz respeito a alterações da temperatura. A responsividade do sistema encontra-se descrita na seguinte expressão (3.1):

$$R = \frac{I_p}{P_i} = \frac{\eta q}{h\nu} = \frac{\eta\lambda}{1.24} \quad (3.1)$$

Na expressão (3.1) a responsividade é representada como o quociente entre a corrente média gerada no fotodetector (I_p) e a potência média do sinal à entrada do fotodetector (P_i). Pode ser dada em função de outros parâmetros como a eficiência quântica do recetor η , o módulo da carga do eletrão, q , ($1,667 \times 10^{-19} \text{ C}$), da constante de Planck (h $6,626 \times 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$), a frequência ν em hertz, e do comprimento de onda, λ , em μm .

3.4. Parâmetros e componentes do recetor

3.4.1. Fotodetetores

O recetor converte o sinal ótico recebido num sinal elétrico. As células fotoelétricas têm a capacidade de transformar energia luminosa, em energia elétrica. O efeito fotocondutivo acontece quando se faz incidir radiação eletromagnética, com uma frequência específica sobre cristais, originando os pares eletrão-buraco.

No processo de fotodeteção, os fótons absorvidos pelo material semiconductor fazem transitar os eletrões que se encontram na banda de valência, para a banda de condução, desde que o comprimento de onda (λ) seja inferior ao comprimento de onda de corte (λ_c), $\lambda < \lambda_c$. A expressão que se segue (3.2) relaciona o valor do comprimento de onda de corte com a energia de banda proibida E_g :

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g} \quad (3.2)$$

Existem vários tipos de fotodetetores, tais como os fotodíodos, fotoresistores, entre outros. Na presente dissertação serão estudados os fotodíodos que, durante o seu funcionamento normal, são polarizados inversamente, isto é, não ocorre fluxo de corrente sem que exista iluminação. Quando um fóton incide no material semiconductor e um eletrão transita da banda de valência para a banda de condução origina um par eletrão-buraco. Os pares formados dão origem, por sua vez, a uma corrente elétrica. Este processo é ligeiramente distinto nos fotodíodos tipo PIN e APD como se poderá observar mais adiante. O fotodetector deve apresentar as seguintes características [2][8][19][22-23]:

- ➔ Largura de banda e tempo adequado aos ritmos binários em operação;
- ➔ Sensibilidade elevada para os comprimentos de onda utilizados;

- Fraca sensibilidade a variações de temperatura;
- Durabilidade elevada e baixo custo;
- Baixo nível de ruído;
- Tempos de vida média longos.

O fotodíodo terá de detetar sinais óticos muito fracos logo, o fotodetector e a sua parte de amplificação têm de estar preparados para manter o nível de sinal ruído. A fotocorrente irá ser amplificada através de um amplificador elétrico. Existe um compromisso entre largura de banda e ruído, de forma a não prejudicar o funcionamento do sistema. A potência à entrada do recetor não pode ser muito elevada, podendo ser afirmado, que o desempenho do recetor ótico é determinado pelo ruído provocado à entrada do mesmo.

Em suma, para conseguir obter um baixo nível de ruído, a largura de banda tem de ser o mais estreita possível. Em contrapartida, o sinal pode ser distorcido facilmente, mas o problema pode ser resolvido com a técnica da igualação [9].

3.4.2. Fotodíodos

Os fotodíodos são utilizados como fotodetectors, uma vez que cumprem praticamente todos os requisitos referidos anteriormente. Foram analisados dois tipos de díodos de polarização inversa, o PIN e o APD. As diferenças entre ambos encontram-se relacionadas com o processo de formação de corrente gerada pelos pares eletrão-buraco e com a sua constituição física. Posteriormente, estes fotodíodos serão descritos sucintamente. Os fotodíodos possuem alguns parâmetros que os caracterizam, nomeadamente, a responsividade, a eficiência quântica, a corrente escura, o tempo de resposta e a potência equivalente de ruído [2][11][22].

Os fotodíodos APD são mais caros e mais complexos que os fotodíodos PIN, mas apresentam-se como uma melhoria, principalmente devido ao ganho interno que possuem. Face a este ganho, que faz com que este tipo de dispositivos seja bastante utilizado, a sua sensibilidade é mais baixa face ao ruído imposto pelo fotodíodo e pelo processo de avalanche. Com o avançar da tecnologia, estes dispositivos começaram a operar numa banda de frequências acima do 1THz. No caso do fotodíodo PIN, o ruído térmico tem um papel preponderante na receção do sinal, contrariamente aos fotodíodos APD onde o ruído quântico assume um papel mais importante do que o ruído térmico [21].

Quando um feixe de fotões penetra no material semiconductor, existem fotões que são absorvidos dando origem a um par eletrão-buraco. A movimentação de cargas portadoras dá origem a corrente elétrica associada à foto-geração. O material possui um determinado coeficiente de absorção (a_s) que faz variar a potência luminosa ao longo do material. A potência transmitida ao longo do fotodíodo ($P(x)$) é dada pela expressão (3.3), em que x é a distância percorrida ao longo do material semiconductor e P_i a potência média do sinal à entrada do fotodetector. O coeficiente de absorção depende do tipo de material utilizado [21].

$$P(x) = P_i e^{-a_s x} \quad (3.3)$$

3.4.2.1. Fotodíodo PIN

O fotodíodo PIN é baseado numa junção com materiais “p-n”, separados por um material intrínseco. Por material intrínseco entende-se um material sem dopantes, isto é, com a concentração de buracos igual à concentração de eletrões. Funciona polarizado inversamente, originando um par eletrão-buraco por cada fóton incidente, no caso ideal. Esta geração de pares eletrão-buraco nunca é totalmente eficaz, existindo sempre perdas na criação dos pares eletrão-buraco. Estes dispositivos apresentam uma responsividade entre 0.5 e 0.7 A/W e são mais usados para ligações a curtas distâncias. A figura 9 permite observar a estrutura de um fotodíodo do tipo PIN [7][8][23].

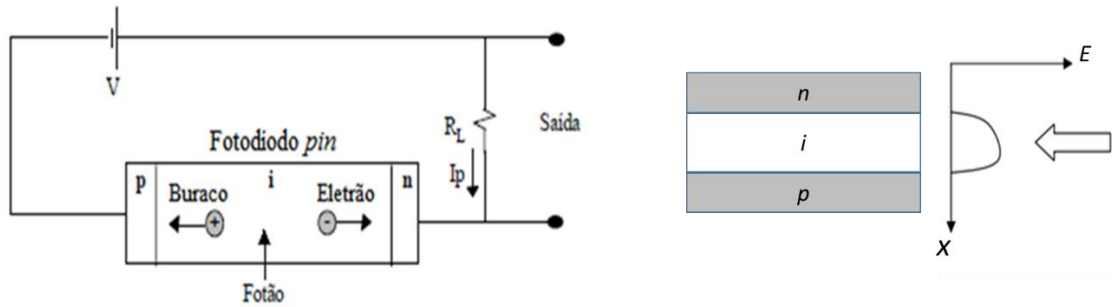


FIGURA 9 - ESTRUTURA DO FOTODÍODO PIN E CAMPO ELÉTRICO [26]

Na figura 9 pode-se observar que a região intrínseca é representada pela letra “i”. Salienta-se que o campo elétrico é intenso em praticamente toda a região de absorção, o que não é o caso nos APD.

3.4.2.2. Caracterização do ruído no fotodíodo PIN

No processo de fotodeteção surgem os fotoeletrões e a fotocorrente por eles gerada. A fotocorrente resulta de um fluxo de eletrões aleatórios⁶ que segue uma distribuição de *Poisson*. A corrente à saída do fotodetector representa a soma de duas componentes, uma componente aleatória de média nula, designada de ruído quântico (*shot noise*) e uma componente média, designada de fotocorrente (I_p). A largura de banda equivalente de ruído depende essencialmente da filtragem utilizada pelo pré amplificador elétrico e dos blocos subsequentes a este. A largura de banda deve ser menor do que a do débito de transmissão.

Para efeitos de análise do desempenho do sistema, aproxima-se a estatística do ruído quântico por uma estatística gaussiana com média nula e variância de ruído quântico, σ_q^2 , dada pela expressão (3.4) [18]:

$$\sigma_q^2 = \langle i_q^2 \rangle = 2q(I_p + I_d)B_{e,n} \quad (3.4)$$

A expressão (3.4) representa o valor quadrático médio da corrente elétrica, $\langle i_q^2 \rangle$, q é a carga do eletrão, I_p a corrente média primária à saída do fotodetector, I_d a corrente escura do fotodíodo e $B_{e,n}$ a largura de banda equivalente de ruído do recetor ótico.

⁶ A distribuição de *Poisson* é a estatística que para uma radiação coerente e monocromática descreve o número de fótons. Ou seja a probabilidade de detetar N fótons num intervalo de tempo t_i quando se espera detetar em média N_i fótons é dada por uma distribuição de Poisson de valor médio N_m .

Como não possuem ganho interno de corrente, os fotodíodos apresentam um baixo ruído interno. O seu desempenho é determinado pelo ruído oriundo do circuito e não pelo ruído quântico. Possuem um desempenho inferior aos fotodíodos APD para ligações mais curtas. Ainda assim, os fotodíodos PIN apresentam uma estrutura mais simples. Têm igualmente um custo inferior, tendo a mesma largura de banda e um ganho menor, face os fotodíodos APD.

A fotocorrente gerada pelo fotodíodo é dada pela expressão (3.5), assumindo que o intervalo de tempo entre fótons é uma grandeza aleatória e, que a potência ótica é constante. Nesta expressão, P_{opt} , é a potência ótica que incide no fotodíodo, $i_q(t)$ é a componente aleatória de corrente e R_λ a responsividade para um dado comprimento de onda. O termo I_p , que surge na expressão intermédia é a fotocorrente gerada pelo fotodíodo a qual foi referida anteriormente [11].

$$i(t) = I_p + i_q(t) = R_\lambda P_{opt} + i_q(t) \quad (3.5)$$

3.4.2.3. Fotodíodo APD

Os fotodíodos APD apresentam um ganho interno conseguido através de um campo elétrico de grande intensidade. Operam polarizados perto do ponto de avalanche e quando este ponto é atingido, os poucos portadores de carga que são gerados dão origem a uma corrente elétrica. Quando um fóton incide no material semiconductor um par eletrão-buraco é gerado. Estes pares deslocam-se para a região não dopada, libertando assim, mais pares eletrão-buraco. Um pequeno grupo de pares eletrão-buraco origina vários pares. Este fenómeno cíclico explica o efeito de avalanche [22][24].

Os fotodíodos APD são construídos de forma a terem uma região com um elevado campo elétrico que irá acelerar cargas até uma velocidade que seja suficiente para que as colisões entre os átomos produzam novos portadores. Estas partículas criadas por ionização são aceleradas pelo campo elétrico dando então continuidade ao processo de avalanche. A maioria dos sistemas de transmissão a longa distância e com elevada velocidade de transmissão utilizam APD na seção frontal do recetor.

A responsividade destes dispositivos varia de 20 a 80 A/W e utilizam tensões mais elevadas do que as tensões utilizadas no fotodíodo PIN. Conseguem também suportar ligações mais longas, uma vez que necessitam de uma menor potência para gerar corrente. É devido a todas as vantagens mencionadas que o fotodíodo, que será analisado mais em detalhe, será o fotodíodo APD.

A figura 10 constitui uma figura esquemática de um fotodíodo APD. Nela é possível observar a existência de um campo elétrico suficientemente intenso na região de avalanche, para que os eletrões adquiram energia, atinjam o ponto de avalanche assim que incida energia suficiente, para os fazer transitar da banda de valência para a banda de condução [23].

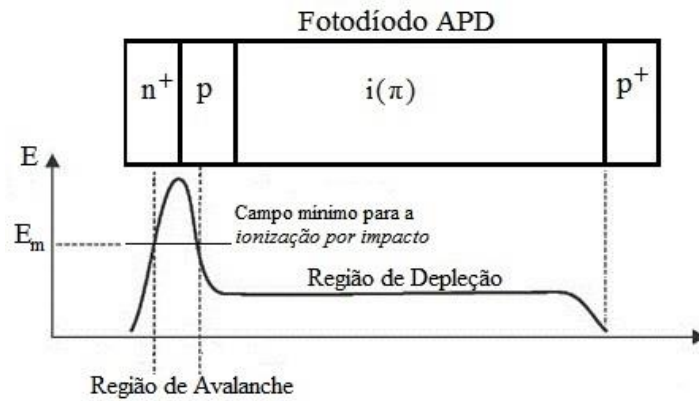


FIGURA 10 - ESTRUTURA DO FOTODÍODO APD [26]

Como se observou no início do capítulo, a responsividade é um parâmetro bastante importante no funcionamento do fotodíodo. É nesse sentido que se torna importante referir a corrente média no APD, representada por I_M (eq. 3.6). O feixe de luz que incide tem uma determinada potência ótica (P_{opt}), I_p é a fotocorrente e R_λ a responsividade para um dado comprimento de onda e M é o ganho do fotodíodo [23].

$$I_M = MI_p = R_\lambda MP_{opt} \quad (3.6)$$

3.4.2.4. Caracterização do ruído no fotodíodo APD

Os recetores devem apresentar na saída do fotodetector uma corrente média com valor superior ao mínimo necessário para garantir a qualidade mínima exigida para a comunicação. Os fotodetectores com maior responsividade são melhores, face à necessidade de uma potência ótica menor. Os fotodetectores APD têm responsividade maior que os PIN, pela presença de uma corrente interna. Este ganho de corrente é conseguido à custa da ionização dos portadores de carga que por impactos sucessivos entre portadores, iniciam e continuam o processo de avalanche dos portadores. Através da absorção dos fótons, muitos eletrões transitam da banda de valência para a banda de condução gerando os pares eletrão-buraco, que incrementarão a corrente à saída do díodo. Um aspeto a referir, é que o processo de avalanche nos APD é aleatório, pelo que o ganho flutua em torno do valor médio do ganho APD [18].

A existência de ganho nos APD leva a que o desempenho seja determinado pelo ruído da parte elétrica e pelo ruído quântico. Os APD têm menor sensibilidade, ou seja, o desempenho do seu sistema sofre mais facilmente alterações com a temperatura, logo são menos fiáveis. Necessitam de uma tensão de polarização suficiente para conseguir atingir o ponto de avalanche [18].

A fotocorrente, neste caso, é dada pela expressão (3.7):

$$i(t) = MI_p + i_q(t) = R_\lambda MP_{opt} + i_q(t) \quad (3.7)$$

3.4.2.5. Alteração do ganho em avalanche

Os fótons resultantes do processo de avalanche originam uma corrente interna com um determinado ganho M , através do efeito de impacto por ionização. Um fóton juntamente com um eletrão pode gerar um par eletrão-buraco secundário, contribuindo para a corrente total e, conseqüentemente para o aumento do ruído [4].

3.4.2.6. Vantagens e desvantagens entre os fotodíodos APD e PIN

A vantagem dos fotodíodos APD em relação aos PIN, passa pelo elevado ganho que este proporciona na conversão eletro-ótica.

As desvantagens do APD em comparação com o PIN são [26]:

- A limitação do desempenho do recetor é influenciada fortemente pelo ruído quântico, que no PIN se despreza e a limitação é normalmente feita pelo ruído do circuito;
- Têm uma estrutura mais complexa, logo são mais caros e podem ser mais difíceis de operar;
- Precisam de tensões inversas mais elevadas;
- Têm sensibilidade elevada a condições externas, como à variação de temperatura, por exemplo.

3.4.3. Eficiência quântica

A eficiência quântica é o quociente entre o número de pares eletrões-buraco gerados por cada fóton incidente. Alguns dos fótons incidentes não criam um par eletrão-buraco. A responsividade (R) quantifica este efeito e aumenta quanto menor a frequência utilizada [2][22].

Num fotodetetor do tipo PIN, a eficiência quântica é inferior a 1. A eficiência quântica de um fotodíodo PIN é dada considerando a potência ótica incidente como P_o , um fotodetetor tipo PIN com determinada eficiência quântica e certa responsividade, e existência de uma corrente no fotodetetor I_p , sendo dada por:

$$\eta = \frac{\text{taxa de geração de pares electrão - buraco}}{\text{taxa de fótons incidentes}} = \frac{I_p/q}{P_o/h\nu} \quad (3.8)$$

A responsividade depende da eficiência quântica e é dada pela expressão (3.9):

$$R_\lambda = \frac{I_p}{P_o} = \frac{\eta q}{h\nu} \quad (3.9)$$

3.4.4. Ruído e as suas vertentes

O ruído pode ser oriundo dos vários componentes ou atividades. Por exemplo, pode ser da fonte, da interação dos múltiplos modos coerentes, do fotodetetor ou pré amplificador, da distorção causada pelas não linearidades ou até mesmo de reflexões que ocorrem nos acopladores. Existem

três principais fontes de ruído proveniente de flutuações espontâneas nas comunicações óticas. A figura 11 permite esquematizar de uma forma simplificada alguns ruídos bem como a sua origem [2].

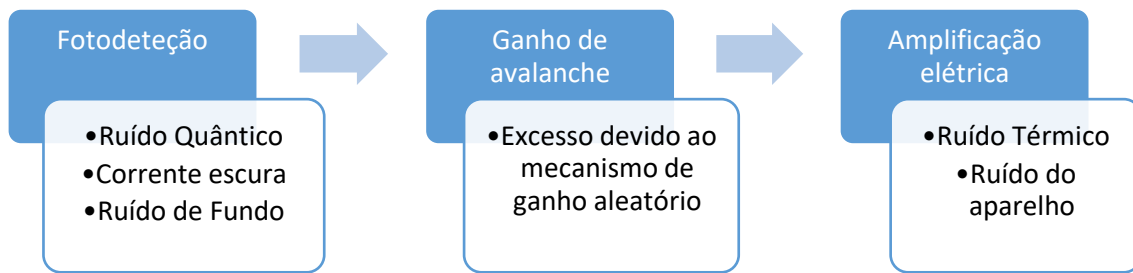


FIGURA 11 - BLOCOS DO RECETOR E RESPECTIVOS RUIDOS

3.4.4.1. Ruído quântico

Entende-se por ruído quântico o ruído proveniente da corrente produzida pelos fotodíodos, muitas vezes, denominado de *shot noise*. Este ruído que surge à saída do emissor tem uma distribuição normal e é oriundo de flutuações da potência ótica.

Para um fotodetector PIN o ruído é dado pela expressão (3.5). Para um fotodetector APD o ruído é dado pela expressão (3.7). O termo novo que surge é designado de componente aleatória $i_q(t)$. Esta corrente segue pelos terminais do fotodetector, sobreposta à componente média I_p [2][21].

3.4.4.2. Ruído de corrente escura

Este ruído é uma fonte de erro causada pela geração espontânea de pares eletrões-buracos, no entanto, é desprezada, pois a detecção de bits “0” e “1” ocorre no pico de potência. Existe sempre alguma quantidade de corrente às escuras, por mínima que seja, sem que exista luz incidente. Este ruído divide-se em *bulk dark current noise* e *surface leakage current noise* [2].

3.4.4.3. Ruído térmico

Entende-se por ruído térmico o ruído proveniente do movimento dos eletrões por causa da temperatura do componente. Para que o sistema de decisão funcione corretamente, é necessário que a corrente dos fotodíodos seja amplificada. Esta amplificação vai inevitavelmente adicionar ruído. O ruído térmico e o quântico são os ruídos que provocam uma maior degradação do sistema [18][21].

3.4.5. Detecção coerente e detecção direta

O recetor de detecção direta apresenta uma constituição simples e não depende da fase nem da frequência do sinal. É utilizada, na generalidade, em todos os recetores óticos. Concretamente, o recetor coleta e identifica os fotões recebidos, ou seja, traduz-se num processo de contagem de fotões, onde cada fotão é convertido em corrente elétrica. Por exemplo, se o recetor receber vários fotões por determinado bit, identifica esse bit como “1”, se receber poucos fotões identifica-o como bit “0”. O ruído é minimizado, de forma a conseguir também distinguir o ruído do bit “0” e do bit “1”.

Para que a informação da fase e da frequência do sinal seja utilizada, é necessário que exista um processamento anterior à detecção pelo fotodíodo. O bloco básico para este processamento é um oscilador ótico local. O sinal deste oscilador, representado por um díodo laser, é “envolvido” juntamente com o sinal recebido no recetor. Assim, surge o termo de recetor de detecção coerente. Há desde logo a vantagem do componente oscilador local (LO – *Local Oscillator*) fornecer uma potência superior à potência de ruído e de sinal. O problema neste detetor é que passa a ser necessário considerar a fase do sinal e o oscilador local, para manter a fase igual entre o sinal de entrada e o sinal de saída. Qualquer distorção de fase que ocorra no sinal ótico recebido pelo recetor vai aumentar o BER, relativamente à detecção direta [25].

Referente à detecção coerente, o sinal ótico recebido é adicionado por uma onda portadora local antes da detecção. A corrente de um fotodíodo PIN num recetor coerente é dada pela expressão (3.10):

$$i_{pd}(t) = 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \quad (3.10)$$

O termo P_{LO} é a potência do oscilador local, P_S a potência que chega ao recetor, e R a responsividade. A receção coerente amplifica o sinal no detetor, não sendo necessário o uso de um APD. O ruído que anteriormente já foi abordado irá ser considerado como ruído branco com densidade espectral de potência unilateral dada pela expressão (3.11):

$$S_n(f) = 2qRP_{LO} \quad (3.11)$$

Se se assumir que P_S é muito menor do que P_{LO} , a relação sinal ruído é dada pela expressão (3.12):

$$SNR = \frac{2R^2 P_S P_{LO}}{B_{e,n}(2qRP_{LO} + N_{th})} \quad (3.12)$$

O parâmetro N_{th} representa a componente térmica de ruído branco. A expressão (3.12) pode simplificar-se originando a expressão (3.13):

$$SNR = \frac{2RP_S}{qRP_{LO}} \quad (3.13)$$

Quer a potência do sinal, quer a densidade de potência do ruído quântico, ambas são amplificadas com o aumento da potência do LO, e podendo o ruído térmico ser excedido pelo ruído quântico (*shot noise*). Para determinar a potência necessária para que esta situação ocorra, é necessário um amplificador que através de algumas operações consegue determinar a potência do LO [2].

As vantagens da detecção coerente comparativamente à detecção direta são [2][5][8]:

- **Ângulo de modulação:** o recetor coerente consegue modular tanto a frequência como a fase permitindo a comunicação por micro-ondas;
- **Front end:** devido às limitações impostas pelo ruído quântico, o amplificador de um recetor coerente pode ser facilmente reajustado para conseguir otimizar a responsividade e a largura de banda do recetor. Consegue-se aumentar o ritmo de transmissão;

- **Seletividade da frequência:** o recetor coerente sofre menos interferência por parte da luz solar. O recetor ótico possui um filtro para permitir operar apenas com o sinal difundido sobre a onda portadora a uma dada frequência. Este filtro se for equiparado a um outro que trabalhe com modulação direta, equivale a duas vezes a largura de banda usada quanto ao último caso;
- **Sensibilidade:** a maior sensibilidade é obtida com a modulação BPSK e um recetor homodínico, as restantes apresentam perdas maiores. Com o aumento da sensibilidade consegue-se aumentar a distância entre emissor-recetor.

As desvantagens da deteção coerente comparativamente à deteção direta são [2][5][8][11]:

- **Complexidade do sistema:** a complexidade do sistema aumenta com o número de componentes, tais como o oscilador local (LO) que tem uma fase própria, diferente comparativamente à do sinal recebido. Caso o sistema seja homodínico, é necessário um *optical phase locked loop*, de forma a garantir a mesma fase entre sinais;
- **Laseres:** linha espectral dos laseres semicondutores por norma é demasiado larga para serem usados com a receção coerente. No caso de reforço ótico, mais pontos de receção, o número de laseres aumenta quando comparada com a deteção direta. É salientar que a eficiência diminui, uma vez que é necessário reconstruir o sinal recebido através de todas as partes recebidas em cada ponto de receção. Torna-se dispendioso e um processo mais complicado;
- **Polarização:** só existe uma reação na plataforma do recetor se o sinal recebido e o sinal do LO estiverem no mesmo estado de polarização. São utilizadas fibras de manutenção polarizadas, de forma a manter a linearidade do sinal ao longo do sistema ótico do recetor.

3.4.5.1. Deteção heterodínica e homodínica

A deteção coerente pode ser dividida em dois grupos: a homodínica e a heterodínica.

De forma resumida, no recetor heterodínico, o sinal recebido é aplicado com o sinal do oscilador local.

O sinal recebido por vezes é amplificado antes deste processo. O sinal que se extrai da diferença entre os sinais utilizados é denominado de sinal de frequência intermédia (IF). Este sinal IF é amplificado e detetado. Num recetor homodínico, a frequência do LO e a sua respetiva fase, são controladas de modo a que sejam iguais à fase e frequência do sinal recebido.

O recetor ótico heterodínico tem como subsistemas principais, o *front end*, o rastreador de frequência e o desmodulador.

O *front end* é um sistema constituído principalmente por detetores, fotodíodos do tipo PIN, e o oscilador local (LO). O sistema de rastreamento de frequência consiste num ciclo de realimentação (*feedback*) desde a saída do IF, até ao sistema *front end*. Este sistema assegura que o laser do LO segue qualquer laser que exista entre o transmissor e o LO. Por último, o desmodulador pode ser equiparado a um filtro ou a um discriminador de atraso.

Com um LO forte o suficiente, com capacidade de ajuste de frequência balanceada com a estabilidade no processo, o ruído predominante no recetor é o ruído quântico de deteção. O modelo estatístico de um recetor heterodínico pode ser descrito por um campo elétrico linear, somado à sua saída com um ruído quântico. Este pode ser modulado à saída do detetor ótico como ruído gaussiano branco com um determinado peso espectral. A parte de *front end* determina a relação sinal ruído no processo de deteção.

No recetor, o LO fornece ganho e a sua potência é superior aos valores dos efeitos do ruído térmico, introduzido pelos componentes eletrónicos, pelo que desta forma, se sobrepõe e, conseqüentemente, sejam desprezados. O fotodiodo tem um ganho unitário. A vantagem de possuir um ganho unitário⁷ é que os detetores óticos normalmente amplificam o ruído, causando degradação do SNR. Contudo, neste caso, como o ganho é unitário, o ruído amplificado será zero.

Desta forma, o recetor tem de reduzir ao máximo o ruído gerado pelas flutuações do LO para que este seja menor que o ruído quântico de deteção, tendo em conta a sensibilidade do recetor. O recetor estará preparado para atuar assim que receba excesso de intensidade no sinal para não degradar o sinal.

Pode ocorrer uma dificuldade que passa pela junção espacial do sinal recebido como LO, sendo difícil descrever um perfil que os correlacione eficientemente. Outra possível dificuldade surge pela instabilidade da frequência portadora do sinal, que consegue ser controlada com o varrimento em frequência. O varrimento requer que o centro da frequência intermédia seja sensibilizada pelo recetor e o LO seja programado para manter essa frequência a um valor fixo pois, caso seja necessário, utiliza-se injeções de corrente modulada.

A deteção direta ou o rastreamento dos recetores heterodínicos podem ser empregues como um sensor de erros espaciais. Este recetor apresenta uma grande sensibilidade e uma maior imunidade ao ruído de fundo. As perdas deste sistema ótico são na ordem dos 3 a 4 dB. O sistema tem de antever falhas mecânicas e térmicas e conseguir estabilizar sempre que o sistema seja comprometido por alguma falha.

O uso de um recetor coerente está intimamente relacionado com o uso de uma frequência portadora local, de forma a conseguir fazer a desmodulação do sinal [2][5].

No caso de um recetor homodínico, a portadora local tem a mesma frequência e fase que a portadora transmitida. No caso de um recetor heteródino, existe uma frequência intermédia muito superior ao ritmo de transmissão existente entre as duas portadoras. Quando se utilizava a radiofrequência, o uso de deteção não influenciava a sensibilidade, desta forma era utilizado um recetor heterodínico. No caso da transmissão ótica, o sistema de deteção heteródina apresenta uma sensibilidade com 3dB a menos do que o recetor homodínico.

Na expressão (3.14) encontra-se a relação sinal ruído de um recetor heterodínico. O B_{RF} representa a largura de banda total do recetor ótico em causa.

$$SNR_{net} = \frac{RP_S}{qB_{RF}} \quad (3.14)$$

⁷ Ganho unitário indica que o ganho é de 0dB.

Para um recetor heterodínico que opera em radiofrequência, a maior parte dos ruídos estão localizados no primeiro estado de mistura, ou seja, tanto a potência de sinal, como a potência de ruído são divididas por dois, deixando a SNR constante. Num recetor ótico, a maior contribuição para o ruído é introduzida durante o processo de mistura, dando origem ao mesmo sinal de ruído, mas a diferentes potências de sinal, quer seja homodínico ou heterodínico [2].

3.4.6. Processamento síncrono e assíncrono

A diferença de processamento diz respeito aos sistemas de receção coerente. Quando o recetor tem um LO que lhe permite fazer a conversão de frequências do sinal, para os sistemas seguintes, dá-se o nome de sistema coerente. Se a fase do sinal for considerada durante a tarefa de detecção, o processamento é síncrono, se não for, será assíncrono. A diferença no processamento implica um ganho de 3dB, operando em sincronização [18][21].

3.4.7. Largura de banda

É imposta pela parte elétrica do fotodetector. Para permitir ao recetor ótico uma potência de ruído reduzida, a largura de banda deve ser bastante limitada, e ao mesmo tempo, suficiente para atingir os objetivos do recetor ótico na receção do sinal. Em contrapartida, se a largura de banda for muito estreita, causa distorção no sinal recebido. Esta consequência é resolvida ou atenuada com um processo de igualação [18][21].

No caso dos fotodetectors do tipo PIN, a largura de banda equivalente do ruído da parte elétrica ($B_{e,n}$) depende essencialmente da filtragem realizada pelo pré-amplificador elétrico e dos blocos subsequentes. Este ruído é dado pela expressão (3.15):

$$B_{e,n} = \int_0^{+\infty} \left| \frac{H_T(f)}{H_T(0)} \right|^2 df \quad (3.15)$$

A resposta em frequência da parte elétrica é dada pelo termo $H_T(f)$. A largura de banda equivalente de ruído depende do ritmo binário do recetor. Normalmente assume o valor do ritmo binário ou inferior, até metade do valor do ritmo binário.

Para se obter a largura de banda ótima, ou seja, a que maximiza o desempenho e consequentemente minimiza o BER, há que ter em conta dois fatores: a interferência inter-simbólica (IIS) e a potência de ruído. A IIS é causada por bandas muito estreitas. Esta interferência leva à distorção de sinal e ao fecho do padrão de olho. Tendo em conta o primeiro critério de *Nyquist*, só se consegue evitar a interferência inter-simbólica quando se tem uma largura de banda com um valor mínimo correspondente à metade do valor de ritmo binário [18].

3.4.8. Parâmetro de sobrecarga

É a potência máxima que o recetor consegue aceitar na sua entrada. Este parâmetro define a gama dinâmica do recetor e toma valores até 0 dBm (1mW). [18][21].

3.4.9. Sensibilidade

A sensibilidade do recetor ($P_{opt}^{(min)}$) é definida como a potência média ótica mínima requerida na entrada do receptor para uma determinada probabilidade de erro, (probabilidade incorreta de identificação do circuito decisor, normalmente entre 10^{-9} e 10^{-12}), o que leva a fatores de qualidade entre 6 a 7. Quando se têm vários recetores, o mais sensível será aquele que consegue ter o desempenho esperado, com uma menor potência ótica.

Para se determinar a sensibilidade no recetor, há que analisar o fator de qualidade (Q) em conjunto com a potência ótica média mínima que será necessária à entrada do recetor. Seguindo a definição da razão de extinção, do sinal ótico de entrada, relaciona-se a probabilidade de na entrada existir o bit "0" com a probabilidade de existir o bit "1". Se as probabilidades forem equiprováveis, a potência média ótica à entrada será dada pela expressão (3.16):

$$\bar{p}_i = \frac{p_{i,0} + p_{i,1}}{2} \quad (3.16)$$

Sendo a razão de extinção, neste caso, dada pela expressão (3.17):

$$r = \frac{p_{i,0}}{p_{i,1}} \quad (3.17)$$

A potência média ótica à entrada pode ser dada pela equação (3.18):

$$\bar{p}_i = p_{i,1} \cdot \frac{1+r}{2} = p_{i,0} \cdot \frac{1+r}{2r} \quad (3.18)$$

Para conseguir relacionar as características do recetor há que fazer referência a um conjunto de fórmulas que permitem entender a relação entre o fator de qualidade e a sensibilidade do recetor ótico.

Através de um conjunto de expressões de probabilidades condicionadas de erro do bit "0" e do bit "1", consegue-se extrair a expressão (3.19) para a probabilidade de erro de bit (P_e):

$$P_e = \frac{1}{4} \left[\operatorname{erfc} \left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_0 \sqrt{2}} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{I_D - I_0}{\sigma_1 \sqrt{2}} \right) \right] \quad (3.19)$$

A probabilidade de erro depende, como se pode observar pela expressão anterior, do nível de decisão de I_D . A escolha neste nível é feita por forma a reduzir ao máximo a probabilidade de erro. Para essa escolha toma-se como base a expressão (3.20):

$$\frac{I_D - I_0}{\sigma_0} = \frac{I_1 - I_D}{\sigma_1} \quad (3.20)$$

A expressão para o nível de decisão (3.21) vem dada então por:

$$I_D = \frac{\sigma_0 I_1 + \sigma_1 I_0}{\sigma_0 + \sigma_1} \quad (3.21)$$

Todas as expressões apresentadas até ao momento são referentes aos recetores PIN, uma vez que a potência de ruído no recetor é devida essencialmente ao ruído do circuito e não ao ruído quântico, $\sigma_c^2 \gg \sigma_q^2$. Realizando as substituições corretas, a probabilidade de erro de bit será dada pela expressão (3.22):

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) = \frac{\exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right)}{Q \cdot \sqrt{2\pi}} \quad (3.22)$$

Com toda a explicação feita, importa relacionar a potência de entrada com o fator de qualidade. Assim sendo, segue-se a expressão (3.23):

$$Q = \frac{R_\lambda(P_{i,1} - P_{i,0})}{2\sqrt{\sigma_c^2}} \quad (3.23)$$

Por fim, resulta a expressão da sensibilidade do recetor (3.24), do tipo PIN, com ruído de circuito dominante:

$$\bar{p}_i = \frac{1+r}{1-r} \cdot \frac{Q\sqrt{S_c(f)}\sqrt{B_{e,n}}}{R_\lambda} \quad (3.24)$$

Por vezes é fornecido o valor da potência equivalente de ruído (NEP), que simplifica a expressão anterior, resultando na expressão (3.25):

$$\bar{p}_i = \frac{Q\sqrt{S_c(f)}\sqrt{B_{e,n}}}{R_\lambda} \quad (3.25)$$

No caso dos recetores do tipo APD o raciocínio é o idêntico, sendo as aproximações e resultados semelhantes [18][21].

3.5. Conclusões do capítulo

O presente capítulo possibilitou a compreensão mais aprofundada do conceito de recetor ótico. Apresentou-se o funcionamento do recetor ótico na sua totalidade bem como, de forma mais específica, dos seus componentes. Foram apresentadas as características e os requisitos de cada uma das partes integrais do recetor para que a escolha dos componentes, necessários para a realização das suas funções, fosse a mais adequada e vantajosa. A modelação do recetor ótico regeu-se pelos requisitos e os parâmetros definidos neste capítulo.

Foram igualmente caracterizados os tipos de fotodetetores que podem ser utilizados, tipo PIN ou do tipo APD, tendo-se verificado que os fotodíodos tipo PIN são mais simples e económicos. Por sua vez, os do tipo APD, por terem um ganho de avalanche associado à sua operação, acrescentam ruído ao sinal recebido.

Também foram apresentados os tipos de ruídos correspondentes aos mecanismos de funcionamento do recetor ótico. Paralelamente a este tema, descreveram-se os tipos de deteção que podem ser efetuados pelo recetor. Verificou-se que a melhor deteção é a deteção coerente – homodínica, contudo, perde-se mais ganho no sinal e é mais complexa, sendo mais uma vez colocada de parte a complexidade, optando-se pela opção mais simples de implementar.

Capítulo 4

4. O Recetor Ótico

No presente capítulo é descrita a modulação e o funcionamento do recetor ótico referente a esta dissertação. São igualmente analisados os componentes do recetor ótico e os valores dos parâmetros que caracterizam cada componente. É apresentada uma descrição do funcionamento do recetor na sua totalidade, e em cada bloco, permitindo avaliar com maior detalhe a influência que cada bloco tem no sinal de entrada.

4.1. Modelação do Recetor Ótico

Para se proceder à modelação de um recetor ótico que cumprisse os objetivos previamente definidos (recuperar um sinal originado inicialmente pela fonte do emissor ótico após sofrer todas as atenuações e perdas devido aos mecanismos quer do emissor quer do recetor e do meio de propagação), elaborou-se um plano de tarefas que possibilitasse atingir com êxito, todas as metas estabelecidas.

Desta forma, inicialmente analisou-se o problema, tendo sido estudado o funcionamento de cada bloco do recetor. Posteriormente, procedeu-se à montagem do circuito e posterior simulação. O circuito experimental, montado na *broadboard*, foi projetado para ser fabricado numa placa impressa, apresentada mais adiante. Por fim, surgem as conclusões sobre os resultados obtidos. De uma forma resumida, podem enumerar-se cinco fases distintas desta fase de trabalho: Análise teórica do circuito; Montagem experimental; Testes; Projeto da placa impressa; Conclusões.

Numa primeira fase, foi estudado o funcionamento de cada bloco que constitui o recetor ótico, como por exemplo, do fotodetector, do amplificador ótico, do diferenciador e da recuperação de sinal. Desta forma, foi mais fácil o estudo e a descrição do recetor ótico. Foram estudadas algumas variáveis, como por exemplo, a frequência do sinal utilizado, o que permitiu saber onde colocar em pontos estratégicos, os condensadores, de forma a diminuir ao máximo a interferência intersimbólica e a distorção do sinal.

Após o estudo inicial, seguiu-se a montagem dos componentes. Esta tarefa foi realizada seguindo diversos passos, para efetuar o registo de todos os testes que resultaram das montagens de cada bloco. Conseguiu-se assim observar a evolução do sinal recebido ao longo do circuito, permitindo no final de cada bloco descrever com mais especificidade cada um deles, cada conjunto de componentes e até mesmo cada componente de forma detalhada.

Após a análise de vários componentes, foi montado e testado um protótipo. Através de equações matemáticas da análise do circuito e de alguns simuladores (tais como o *EasyEDA* e o *PSpice Student*), foi possível verificar se o circuito seria capaz de cumprir os objetivos pretendidos. Os testes realizados em laboratório foram realizados em condições ideais diferentes das condições

em espaço livre. Os componentes utilizados possuem perdas. O que se pretende por comparação dos resultados experimentais com os de simulação, que o recetor é uma solução aceitável para os objetivos propostos.

Relativamente aos programas utilizados para a realização da dissertação, foram utilizados o *EasyEDA* e o *PSpice Student*. O *EasyEDA* dispõe de um enorme conjunto de componentes, tornando-o num programa complexo e robusto que permite de uma forma fácil, a construção de circuitos. Por outro lado, apresenta algumas fragilidades no que diz respeito à obtenção e análise de gráficos, há dificuldades na alteração das escalas dos eixos e conseqüentemente dificulta a análise por inspeção. O *PSpice* é mais vantajoso na análise gráfica contudo, é menos robusto na construção dos circuitos. Através destas ferramentas, foi possível analisar os componentes tais como, o fotodetector, o MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e o amplificador operacional (AMPOP) que serve de diferenciador. Com este programa, é também possível no final do trabalho a realização de uma placa impressa que representa o circuito estudado.

No decorrer da realização desta dissertação, e comparando os resultados teóricos e experimentais, foi necessário proceder a algumas alterações no esquema do recetor. Essas alterações ou escolhas serão explicadas mais adiante.

Foi feita a análise DC do circuito que será apresentada de seguida. O recetor ótico, tal como referido anteriormente, foi dividido em blocos, de forma a proceder à análise da funcionalidade que cada bloco tem no circuito. Foram consideradas quatro partes distintas:

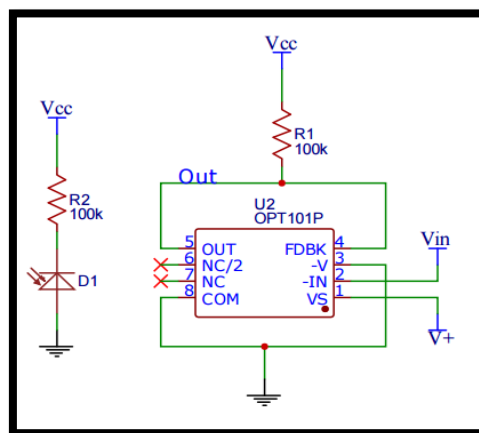


FIGURA 12 - ESQUEMA DO FOTODETETOR

Na Figura 12, encontra-se representado o fotodiodo de forma simplificada. O seu funcionamento depende da incidência do sinal ótico com um determinado comprimento de onda. Ainda na mesma figura, podem observar-se todas as ligações do respetivo componente, bem com o esquema em que ele se insere. Nesta figura, a tensão de alimentação do recetor (V_{cc}) é de 12V, e o sinal de entrada (V_{in}) é um sinal AC com amplitude de 5V. As frequências de teste variaram de 1kHz a 1MHz intercaladas com uma ordem de grandeza entre valores. A tensão de alimentação do fotodiodo (V_{+}) utilizada foi de 6V. No subcapítulo seguinte é descrito mais detalhadamente o componente.

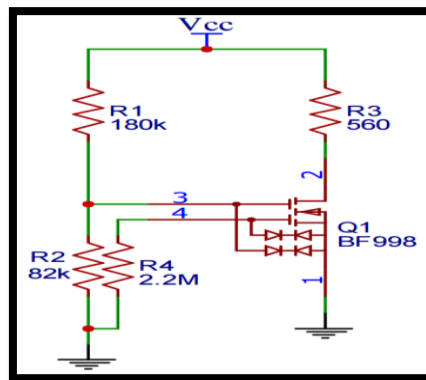


FIGURA 13 - ESQUEMA DO MOSFET

Na figura 13 representa-se o circuito no qual se estuda o MOSFET de duas portas. O facto de se tratar de um MOSFET de duas portas, permite afirmar que ambas têm efeito sobre o sinal de corrente que se encontra entre a fonte e o dreno. A forma como se apresenta toda a configuração, e ainda tendo em conta os condensadores que não estão presentes nesta análise, visto que é uma análise DC, indica que esta configuração serve para amplificar o sinal. Com a utilização em série de dois FETs (*Field Effect Transistor* – transistor de efeito de campo) num único componente, consegue-se a modelação de um MOSFET, com dois andares de amplificação em cascata.

Este esquema permite superar o efeito de *Miller*⁸, que afeta a capacitância entre o andar de entrada e de saída. Não esquecendo que este efeito pode estar relacionado com impedâncias, o mais prejudicial para o sinal são as capacitâncias dos componentes. O efeito de *Miller* é ultrapassado pela utilização de um amplificador em cascata, como já foi referido, polarizando a segunda porta do MOSFET. O terceiro pino, com um valor de potencial constante, permite reduzir a perda de ganho causada pelo efeito de *Miller*. Assim, os efeitos do acoplamento capacitivo entre a entrada e a saída, são praticamente anulados.

Na figura 13 estão presentes duas configurações. No FET de entrada, no inferior do modelo, apresenta-se uma configuração fonte comum auto-polarizada e no FET de saída, no superior, uma configuração porta comum polarizada, através de um divisor de tensão. [28-29]

Para estudar o MOSFET, será ignorado o modo de funcionamento em corte, sendo dada especial atenção apenas aos outros modos de funcionamento, o trípode e em saturação. Assim sendo, o quadro que se segue permite resumir as zonas de funcionamento do MOSFET de duas portas.

⁸ O efeito *Miller* reside no facto de que a capacitância intereletródica, "grelha-placa", nas válvulas termiônicas, em particular do trípode, modifica a capacitância efetiva do círculo gerador de força, variando em eficácia segundo a frequência. Esta condição contribui para a linearidade. A expressão é dada por $C_M = C(1 + A_v)$ em que A_v é o ganho do amplificador e C é a capacitância de realimentação (*feedback*).

Região	1º FET	2º FET	Modo de Operação
1ª	Tríodo	Tríodo	--
2ª	Tríodo	Saturação	Redução de ganho
3ª	Saturação	Tríodo	--
4ª	Saturação	Saturação	Ganho total

TABELA 4 - MODOS DE OPERAÇÃO DE UM MOSFET DUAS PORTAS

Para um FET funcionar na região de tríodo têm de se verificar duas condições, ou seja, a tensão entre a fonte e a porta tem de ser superior à tensão de limiar (V_{th} *threshold*), e a tensão entre o dreno e a fonte (V_{DS}) tem de ser inferior ao resultado da subtração entre a tensão porta-fonte (V_{GS}) e a de limiar, isto é, $V_{GS} > V_{th}$ e $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$. Quando estas condições se verificam, há fluxo de corrente entre o dreno e a fonte. O MOSFET opera como uma resistência e é controlado pela tensão na sua porta. A corrente do dreno (I_D) para a fonte é dada pela expressão (4.1):

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} (2(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - V_{DS}^2) \quad (4.1)$$

Na expressão (4.1), W e L são respetivamente a largura e o comprimento do canal.

A expressão $\mu_n C_{ox}$ é, na maior parte das vezes, substituída pelo parâmetro k_n' , denominado de parâmetro de transcondutância.

Ainda neste modo de funcionamento existem duas zonas distintas: uma em que a função é aproximadamente linear quando $V_{DS} \ll V_{GS}$ e outra sub linear quando $V_{DS} \approx V_{GS}$.

Quando se pretende usar um FET como amplificador, não é em tríodo que se opera, ainda que exista uma zona linear neste modo de funcionamento, mas sim na região de saturação.

Para um FET funcionar na região de saturação, têm de se verificar também duas condições, isto é, a tensão porta-fonte tem de ser superior à tensão de limiar do FET bem como, a tensão dreno-fonte tem de ser superior à subtração entre a tensão porta-fonte e a tensão de limiar, ou seja, $V_{GS} > V_{th}$ e $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$. É criado da mesma forma um canal que permite a passagem de um fluxo de corrente entre o dreno e a fonte, mas como a tensão de dreno é maior que a tensão na porta, uma parte deste canal é desligada. A esta região formada dá-se o nome de *pinch-off*, ou seja, ocorre um “estrangulamento” do canal, ficando mais estreito para a passagem da corrente. Assim, consegue-se uma relativa independência da corrente de dreno em relação à tensão de dreno. Esta corrente passa a ser controlada pela tensão na gate, dando origem à expressão (4.2):

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 \quad (4.2)$$

Para um MOSFET bem polarizado na região de saturação com uma determinada corrente I_D e uma tensão V_{GS} , o ganho de transcondutância (g_m) é dado pela expressão (4.3):

$$g_m = \frac{2 I_D}{(V_{GS} - V_{th})} \quad (4.3)$$

Importa ainda referir a região de corte que acontece quando $V_{GS} < V_{th}$. Neste caso não há praticamente corrente entre o dreno e a fonte. Afirma-se mais uma vez a utilização do MOSFET,

de forma a implementar um amplificador, conseguindo efetuar a tensão na segunda porta V_{G2S} , com uma fonte DC juntamente com um sinal AC em V_{G1S} . A resistência que se encontra ligada ao dreno é representada por R_D .

Na secção seguinte, serão apresentados os dados concretos da análise DC realizada em laboratório e consequentemente os cálculos necessários para determinar os valores importantes para a dissertação.

Será seguidamente analisado o componente que funciona como um diferenciador. Na figura 14 apresentam-se os componentes referentes ao amplificador de vídeo diferencial.

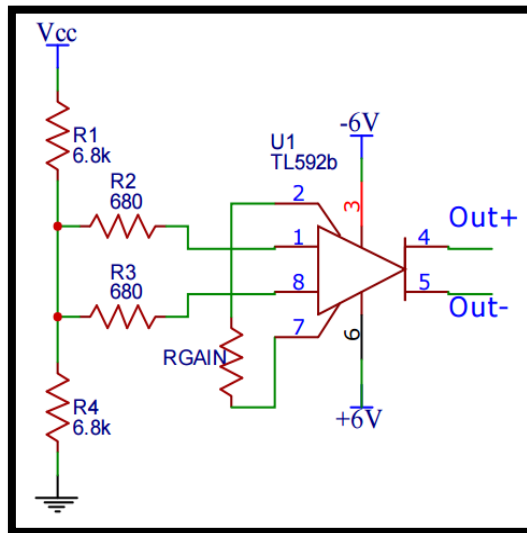


FIGURA 14 - PARTE DO DIFERENCIADOR

O esquema do AMPOP utilizado é apresentado na figura 15, juntamente com uma explicação das funções que estão presentes no seu esquema. Visto que se verificou escassez de informação acerca deste componente no seu *site* de compra e no seu *datasheet*, procurou-se outro com uma estrutura muito semelhante. O componente selecionado para comparação e conseguinte explicação foi o diferenciador NE592. Também é inserida uma tabela que contém os valores dos componentes presentes na estrutura do diferenciador. Os transístores não se encontram na tabela, contudo o tipo de todos eles é NPN.

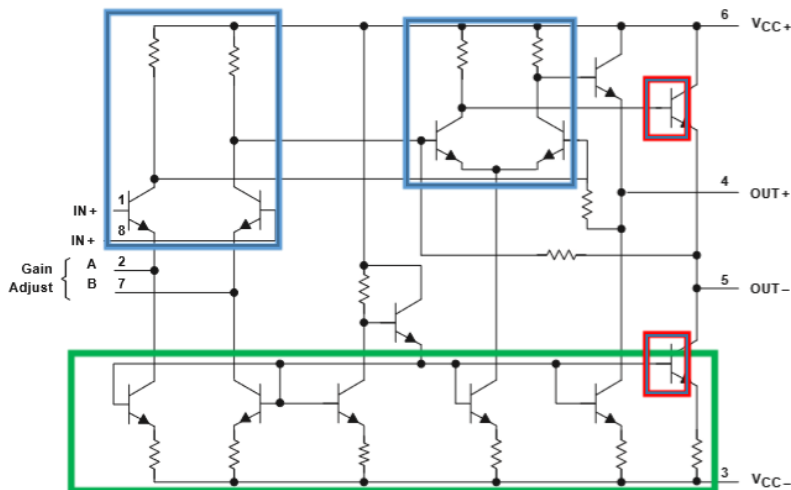


FIGURA 15 - ESQUEMA DO COMPONENTE TL592B

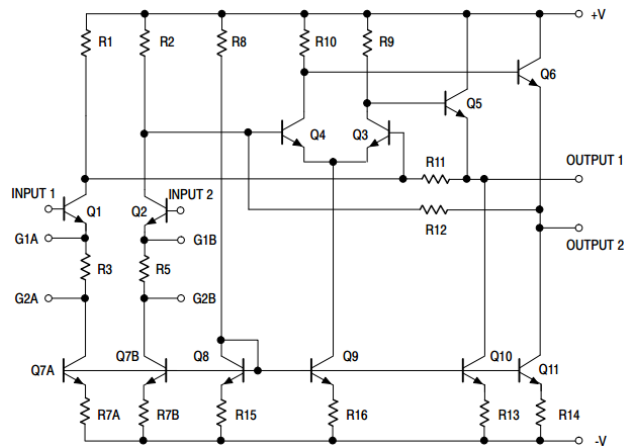


FIGURA 16 - ESQUEMA DO COMPONENTE NE592

Resistências	
R1	2.4kΩ
R2	2.4kΩ
R3	640Ω (590+50)
R5	640Ω (590+50)
R7A	1.2kΩ
R7B	1.2kΩ
R8	10kΩ
R9	1.1kΩ
R10	1.1kΩ
R11	7kΩ
R12	7kΩ
R13	400Ω
R14	400Ω
R15	1.4kΩ
R16	600Ω

TABELA 5 - RESISTÊNCIAS DO COMPONENTE NE592

Através da análise do esquema do diferenciador (figura 15 e 16), é de notar a existência de um par diferencial (retângulos azuis) e polarização com espelho de corrente (retângulo verde). Para analisar o esquema é feita a análise do ponto de funcionamento em repouso.

Na determinação do ponto de funcionamento em repouso há que ter em consideração alguns valores e por conseqüente algumas expressões. A corrente de saturação (I_S) dos transistores que é $10^{-14}A$, com exceção dos transistores de saída (retângulos vermelhos) que é de $3 \times 10^{-14}A$. São apenas utilizados transistores do tipo NPN com os parâmetros $\beta_n = 200$ e $V_{AN} = 125V$.

Para o funcionamento dinâmico o estudo foi feito por andares determinando a transcondutância (G_m) e as resistências de entrada e saída de cada andar.

Apresenta-se agora a parte que limita e recupera o sinal, um par diferencial com carga ativa. Será estudado o ponto de funcionamento em repouso, bem como o regime dinâmico com o modelo incremental.

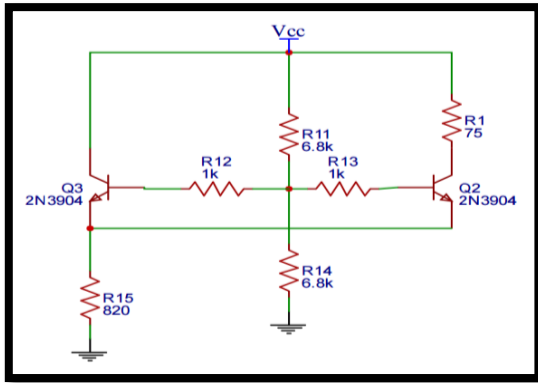


FIGURA 17 - RECUPERAÇÃO INICIAL DO SINAL

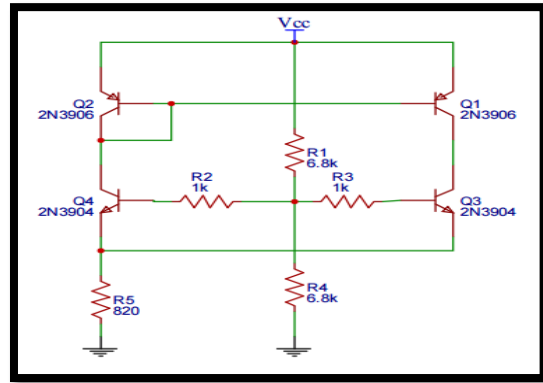


FIGURA 18 - RECUPERAÇÃO FINAL DO SINAL

Por fim, são expostos os esquemas elétricos nas figuras 16 e 17 com os quais se vai limitar o sinal e posteriormente à sua recuperação. Numa primeira fase, ainda não está integrada a carga ativa. No final, depois de verificar que era necessário a sua implementação, como irá ser mostrado experimentalmente, juntou-se a carga ativa, melhorando assim o sinal de saída.

Na figura 18 estão indicados dois TJB (transistor de junção bipolar) NPN (2N3904) e dois transistores PNP (2N3906).

Na figura 17 está representada uma fonte de corrente, isto é, no transistor Q2, a corrente de emissor fica imposta pela fonte de corrente deixando assim de haver dependência da temperatura. Estabelece-se uma relação estável entre as correntes do emissor e do coletor, $I_C \approx I_E$. Posteriormente é idealizado um par diferencial com carga ativa com os transistores 2N3904. Um par diferencial tem como função, a amplificação de sinais diferenciais, serve de amplificador operacional e permite a conversão de sinais diferenciais em sinais não diferenciais. De uma forma consisa, para tornar real um par diferencial com carga ativa com saída em um dos coletores (Q3), em vez de serem utilizadas duas fontes de corrente independentes que seriam ligadas aos transistores Q3 e Q4, recorre-se a um repetidor de corrente.

Algumas das expressões que permitem estudar os transistores, para conseguir determinar em que modo de funcionamento operam são as seguintes:

$$v_{CB} + v_{BE} - v_{CE} = 0 \quad (4.4)$$

$$i_B + i_C = i_E \quad (4.5)$$

$$i_{c1} = i_{c2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\frac{v_D}{V_t}}} \quad (4.6)$$

$$i_C = i_b * \beta \quad (4.7)$$

$$i_C = \frac{\beta}{1 + \beta} * i_e \quad (4.8)$$

$$i_C = I_S * e^{\frac{V_{BE}}{V_t}} \quad (4.9)$$

Quanto às regiões de funcionamento em que o TJB pode trabalhar, encontram-se mencionadas na tabela 6:

Modo de operação	Junção BE	Junção BC	Aplicação típica
Corte	Polarizada inversamente	Polarizada inversamente	Circuitos lógicos
Ativa	Polarizada Diretamente	Polarizada inversamente	Amplificador
Saturação	Polarizada diretamente	Polarizada diretamente	Circuitos lógicos

TABELA 6 - MODOS DE FUNCIONAMENTO DE UM TRANSÍSTOR DE JUNÇÃO BIPOLAR

Ainda na tabela 6, quando se refere à polarização direta, entende-se que o díodo está ON, ou seja, $V_D = V_{ON}$.

O ponto de funcionamento em repouso para ambos os circuitos é visível na figura 19 e 20. Ambas as figuras foram obtidas a partir do programa Pspice.

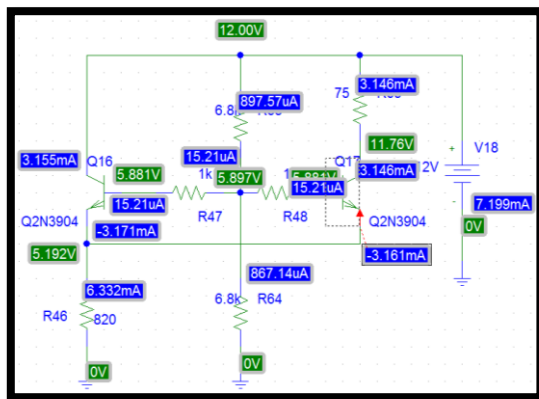


FIGURA 19 - CORRENTES E TENSÕES DA RECUPERAÇÃO INICIAL

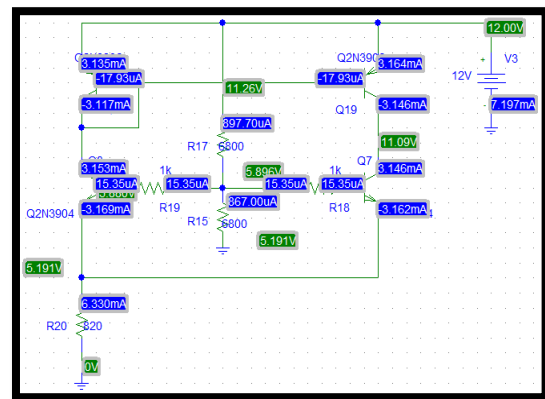


FIGURA 20 - CORRENTES E TENSÕES DA RECUPERAÇÃO FINAL

Para a análise matemática dos TJB o foi efeito de *Early*.

4.2. Caracterização dos componentes do recetor ótico

4.2.1 Fotodíodo

O recetor ótico inicia-se com um fotodíodo monolítico, utilizado para captar o sinal ótico emitido pelo laser emissor. Após a captação desse sinal, procede-se à sua amplificação de transimpedância. Quando um circuito com amplificação opera no modo de transimpedância, significa que ocorre a conversão de fotocorrente de entrada numa tensão de saída. A conjugação do fotodíodo com a amplificação de transimpedância num componente único permite reduzir ou até mesmo desprezar alguns dos problemas referidos em capítulos anteriores, como por exemplo, o erro de corrente de deriva (*leakage current*), *the noise pick-up* e a queda de ganho que resulta de uma capacitância dispersa. A tensão à saída aumenta linearmente com o aumento da intensidade

da luz que incide no fotodíodo. Tem uma responsividade máxima de 0,6 A/W, com um comprimento de onda incidente de 840nm e para um sinal vermelho visível (650nm), uma responsividade de 0.45 A/W. Apresenta uma boa linearidade quando trabalha no modo fotocondutivo, introduzindo uma corrente negra muito reduzida no sinal. Opera com uma tensão de alimentação entre os 2,7 e 36 Volts (foram fornecidos 6Volts) e a corrente de repouso (*quiescent current*) é de 120pA. Este dispositivo atua eficientemente desde os 0°C até aos 70°C.

O documento deste componente permite analisar ao pormenor cada uma das suas características bem como as suas funcionalidades. A parte importante para esta dissertação é a referente à característica elétrica, quando o componente funciona como fotodíodo, assim, sabe-se que a sua capacidade é de 1200pF. O fotodíodo foi testado com uma tensão de alimentação a 5.97V de três formas distintas: luz solar juntamente com luz artificial; com o *flash* de um telemóvel ligado diretamente na direção do fotodetector; e com o fotodetector praticamente sem iluminação, tapado com um objeto. Os resultados à saída do fotodetector (V_{of}) foram os seguintes:

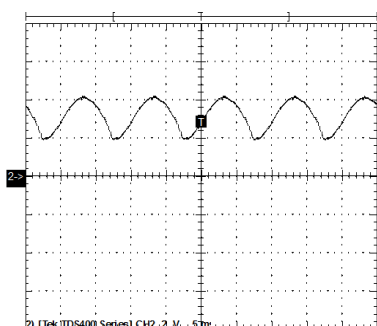


FIGURA 21 - V_{of} COM LUZ AMBIENTE

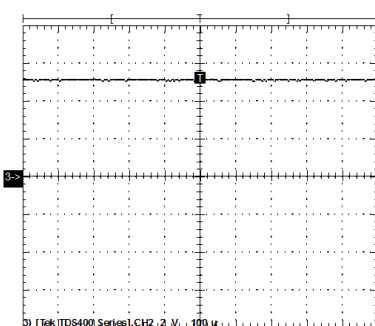


FIGURA 22 - V_{of} COM FLASH DE TELEMÓVEL

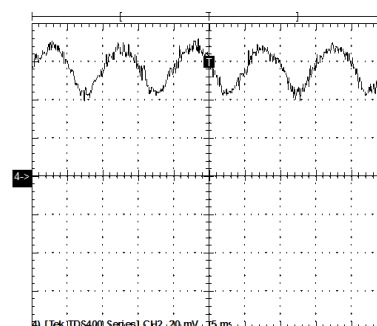


FIGURA 23 - V_{of} COM O FOTODETETOR TAPADO

Como se pode observar, com a luz ambiente (entre 400nm a 650nm) obteve-se um sinal de saída cuja amplitude varia dos 2 aos 4 volts. Quando o *flash* do telemóvel incide diretamente sobre o fotodetector o sinal satura, fixando a sua amplitude de saída nos 4,6V. Quando se tapa o fotodetector, havendo o mínimo possível de raios incidindo no mesmo (comprimento de onda aproximado a 400nm), o valor de tensão é menor e como tal, o sinal de saída oscila entre os 40mV a 65mV a uma frequência de 100Hz. Esta frequência não é suficiente para o recetor, o que origina a implementação de um condensador logo após a saída do fotodetector.

As escalas das figuras 21 e 22 são de 2V por divisão, sendo que a figura 23 tem uma escala de 20mV por divisão.

Foram testados três condensadores, o primeiro de 220nF, o segundo de 100nF, e o terceiro de 270pF. Os resultados da análise do sinal após cada condensador foram os seguintes:

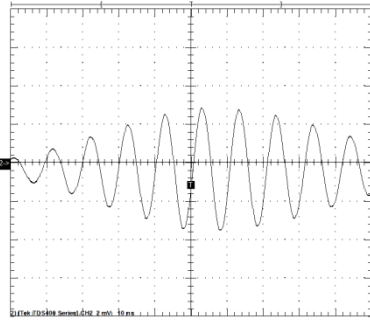


FIGURA 24 – CONDENSADOR 100NF

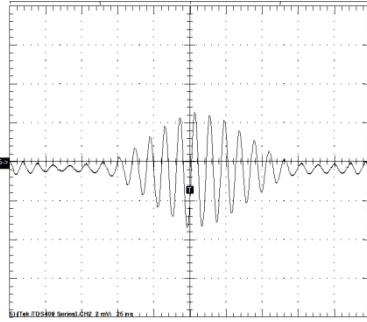


FIGURA 25 – CONDENSADOR 220NF

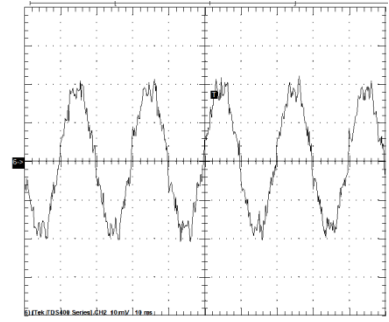


FIGURA 26 – CONDENSADOR 270PF

Através das figuras 24, 25 e 26, observa-se que nos dois primeiros casos, o sinal após o condensador, fica a uma frequência de 100MHz com amplitude a oscilar entre $\pm 2,6mV$. Quando utilizado o condensador de 270pF, três ordens de grandeza abaixo dos outros dois testados, o resultado é significativamente diferente. Verifica-se uma senoide com certa distorção, com amplitude a variar entre os $\pm 20mV$ e com frequência de 50Hz.

A figura 24 e a figura 25 têm ambas uma escala de 2mV por divisão (escala vertical). A figura 26 possui uma escala de 10mV por divisão.

Desta forma conclui-se que o condensador a usar é na ordem dos 150 nF.

4.2.2 MOSFET dual-gate BF998

Este componente permite uma alta transferência de admitância. No documento referente ao MOSFET esta característica é analisada sempre tendo em conta apenas um pino. Permite também uma amplificação de ganho controlado até 1GHz com baixo ruído.

O valor da transferência de admitância do componente é de 24mS para a frequência de 1kHz.

Foram medidos os seguintes valores de tensão quando realizada a análise DC ao MOSFET, com base na figura 13, tendo sido obtido os seguintes resultados:

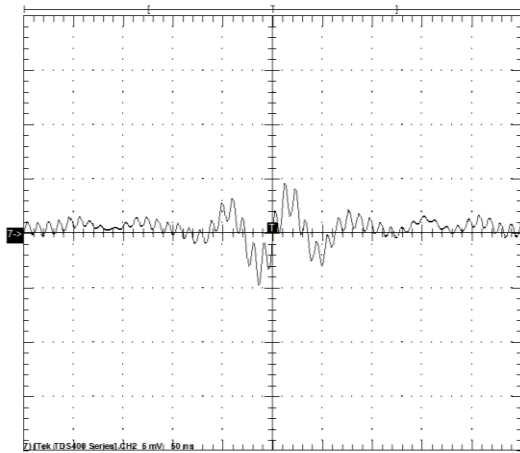


FIGURA 27 - FONTE DO MOSFET

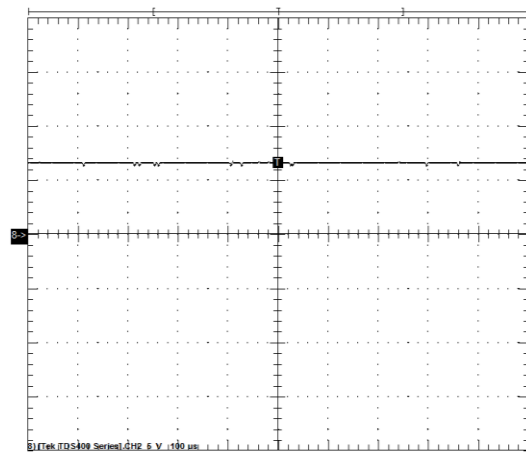


FIGURA 28 - DRENO DO MOSFET

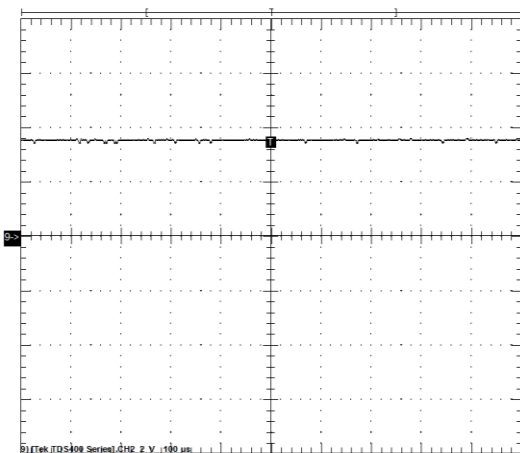


FIGURA 29 - 2ª PORTA DO MOSFET

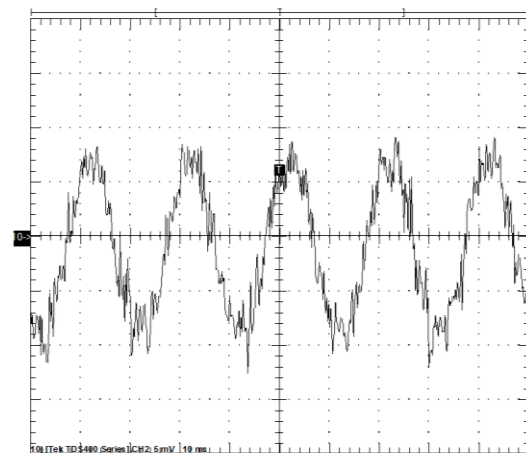


FIGURA 30 - 1ª PORTA DO MOSFET

Pelos gráficos obtidos é possível observar desde logo uma particularidade, o valor na fonte, que deveria ser zero. Este valor não é zero devido às características das fontes de tensão utilizadas. É possível verificar a veracidade das afirmações em que os componentes computacionais são diferentes dos reais. Observa-se pelo gráfico que o valor varia com uma amplitude aproximada de 50mV nos pontos máximos. O valor do dreno e da segunda porta estão fixos com os valores aproximados de 6,8V e 3,6V, respetivamente. O sinal visível na primeira porta é comum, uma vez que está ligada à terra, mas com a diferença de ter em série a resistência de 2.2MΩ.

Numa análise suplementar, foi aplicada uma tensão variando entre os 0V e os 3V ao pino quatro do MOSFET que recebe o sinal enviado pelo fotodiodo. Esta análise foi feita de modo a entender a zona de funcionamento do MOSFET e permitiu concluir que ocorrem alterações no estado de funcionamento do MOSFET com a alteração do sinal do fotodetector.



FIGURA 31 - FUNÇÃO DRENO/PORTA1

Inicialmente, o valor de tensão medido no dreno sofreu fortes alterações com as pequenas variações de tensão que ocorrem na primeira porta, ou seja, o sinal que é enviado pelo fotodetector vai influenciar fortemente o funcionamento do MOSFET. Isto pode ser colmatado com a introdução do condensador, permitindo que não existam variações bruscas assegurando assim que se opere com o dispositivo no modo de funcionamento pretendido e com segurança. Ao lado do gráfico encontram-se indicados os valores medidos em laboratório. Os restantes valores não são apresentados por não se revelarem importantes, uma vez que o valor de tensão no dreno se mantém praticamente constante após o valor de tensão na porta ser superior a 1V [33].

4.2.3 Amplificador operacional TL592b

Antes de ser descrito o componente específico que é utilizado no recetor ótico, importa fazer uma breve introdução aos amplificadores operacionais.

Um amplificador operacional é um bloco analógico de baixo custo, versátil, eficiente, que pode ser empregue em várias aplicações. Como características podem-se enumerar: o ganho elevado, a entrada de forma diferencial que amplifica a diferença entre dois sinais de entrada, a baixa impedância de saída e a alta impedância de entrada [28].

Quando um AMPOP é estudado, importa distinguir AMPOP ideal e AMPOP real. Num AMPOP ideal o ganho diferencial é infinito (A_d), a impedância de entrada é infinita (R_i) e impedância de saída zero (R_o). Na realidade o ganho ideal é entre 20mil a 1milhão, a impedância de entrada pode variar de 50k Ω a 1T Ω e a impedância de saída entre 10 Ω a 200 Ω [28].

Com este dispositivo é possível trabalhar com uma vasta gama de frequências, ter pouca distorção de fase no sinal e ter um ganho estável. O dispositivo permite a transmissão de dados através da codificação NRZ. A prática com este AMPOP permite efetuar as operações com um

valor baixo de ruído equivalente de tensão através de um processamento distinto, bem como um novo circuito de saída com a incorporação de transístores contendo bases pouco resistivas.

Para perceber o ganho do AMPOP, foram testadas numa análise DC três situações:

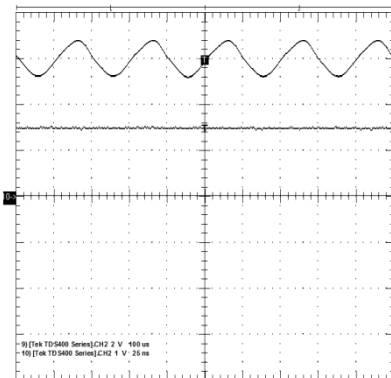


FIGURA 32 - PINOS DE GANHO NÃO LIGADOS

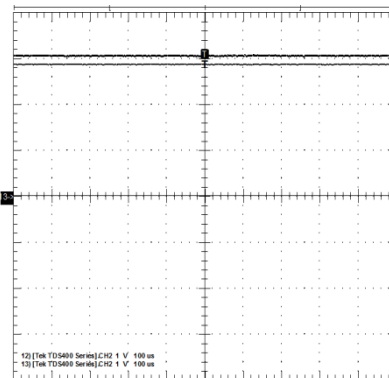


FIGURA 33 - PINOS DE GANHO LIGADOS EM SÉRIE

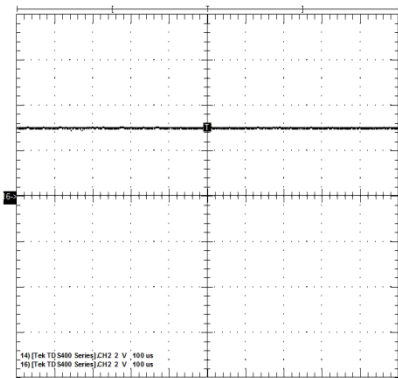


FIGURA 34 - PINOS DE GANHO LIGADOS EM SÉRIE COM UMA RESISTÊNCIA (1KΩ)

Antes de mais, os pinos de ganho do amplificador são o número 3 e o número 6.

Na primeira situação, apresenta-se tudo ligado, mas sem existir qualquer ligação entre os pinos de ganho do AMPOP. Como se pode observar os sinais da saída positiva e negativa são bastante diferentes. Importa referir que, em todos os gráficos, o sinal superior que se encontra mais acima, é a saída negativa do AMPOP (V_{out-}), o outro representa a saída positiva (V_{out+}). A escala da saída negativa é de 1V em cada divisão vertical e 25ms na escala horizontal.

No segundo caso, os pinos são somente ligados em série, sem qualquer componente ligado entre eles. Observa-se que os dois sinais de saída são muito semelhantes, tendo quase o mesmo valor, têm uma diferença de aproximadamente 0,2Volts. Neste caso as escalas verticais são de 1V por divisão vertical e de 100us na horizontal.

No terceiro caso é ligado em série uma resistência com o valor de 1kΩ, fixando as saídas num valor muito próximo dos 3 Volts e com quantidades praticamente iguais. A escala vertical é de 2V por divisão e a outra é dividida em intervalos de 100us [29].

4.2.4 Recuperação de sinal

Esta é a última parte do recetor ótico. Através da modulação de um circuito composto por transístores e algumas resistências, procede-se à realização de um amplificador que limita o sinal. Esta parte foi simulada em PSpice e no laboratório e os resultados são os seguintes:

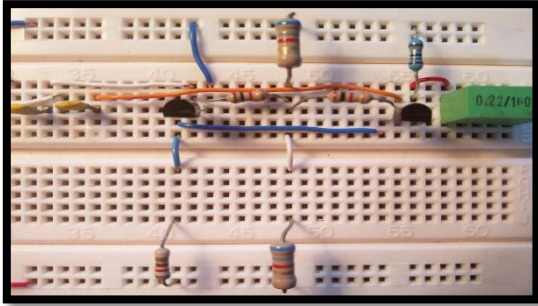


FIGURA 35 - ESQUEMA DE RECUPERAÇÃO DO SINAL EM BREADBOARD

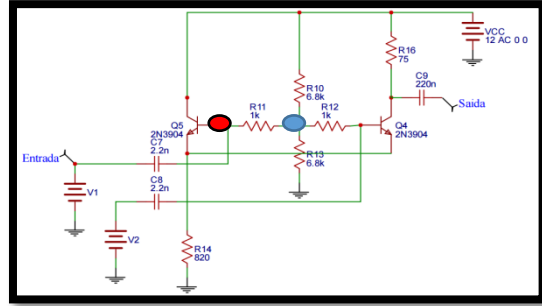


FIGURA 36 - ESQUEMA DE RECUPERAÇÃO DO SINAL NO PROGRAMA EASYEDA

O esquema apresentado foi estudado sendo que à entrada se introduziu um sinal AC, uma onda de impulsos quadrados com amplitude de 5V e frequência de 100kHz.

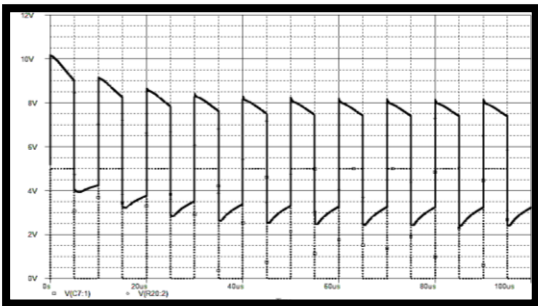


FIGURA 37 - SINAL DE TENSÃO EM R14

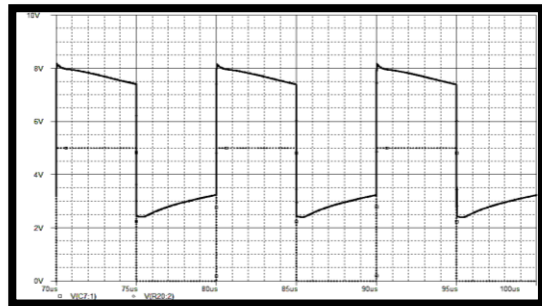


FIGURA 38 - SINAL AMPLIADO DE TENSÃO EM R14

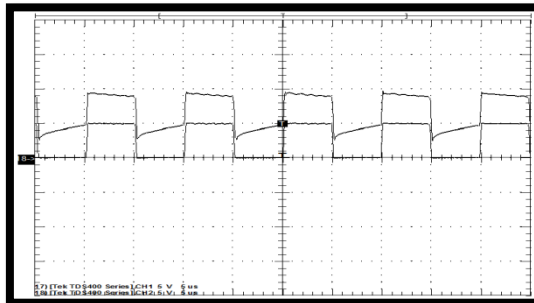


FIGURA 39 - SINAL REAL DE TENSÃO EM R14

As figuras 37, 38 e 39, representam o sinal na resistência de 820Ω , as duas primeiras figuras correspondem à simulação em Pspice e a última à simulação prática, em bancada. Como se pode observar os resultados são muito semelhantes. A figura 37 e 38 indicam o mesmo resultado sendo que a figura 38 é uma imagem ampliada da figura 37. A escala vertical é de 2V por divisão e a escala horizontal de 5us. No caso da figura 39 esta não se apresenta perfeita, relativamente à 37, devido às perdas do gerador de ondas e às características reais dos componentes utilizados.

As figuras 40 e 41 dizem respeito ao paralelo das resistências $1k\Omega$ e $6,8k\Omega$, no ponto marcado com um círculo azul (será chamado de P1 para efeitos práticos). A primeira no Pspice e a segunda em bancada laboratorial.

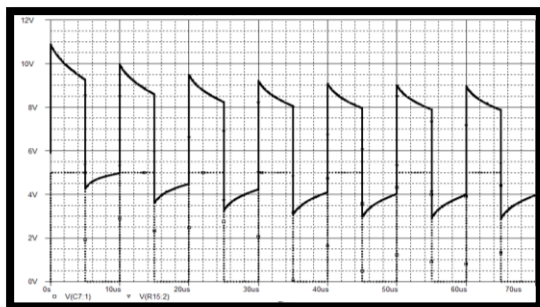


FIGURA 40 - SINAL NO PSPICE EM P1

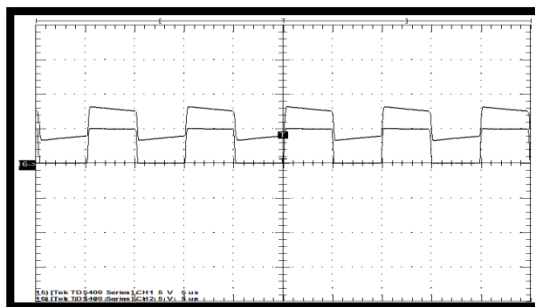


FIGURA 41 - SINAL DE BANCADA EM P1

As seguintes figuras (42 e 43), dizem respeito ao sinal junto da ligação entre a base de cada transistor e a respetiva resistência de 1k, em Pspice e de seguida em laboratório. O ponto referente a esta situação está assinalado a vermelho e será designado de P2.

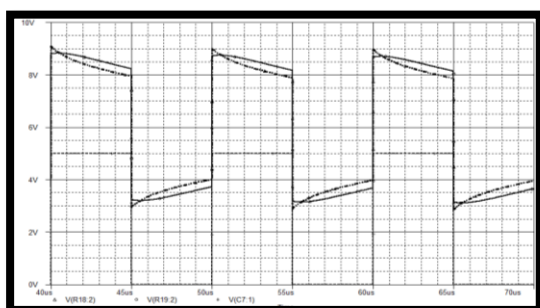


FIGURA 42 - SINAL NO PSPICE EM P1

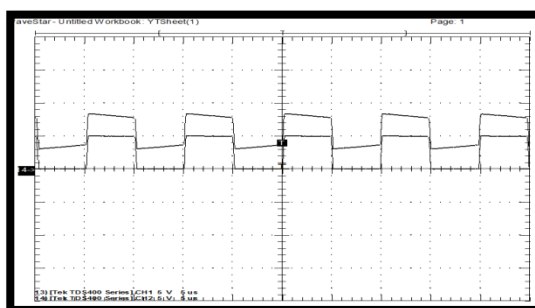


FIGURA 43 - SINAL DE BANCADA EM P1

Por último o resultado à saída, no condensador, como indica a caixa de texto na figura 39.

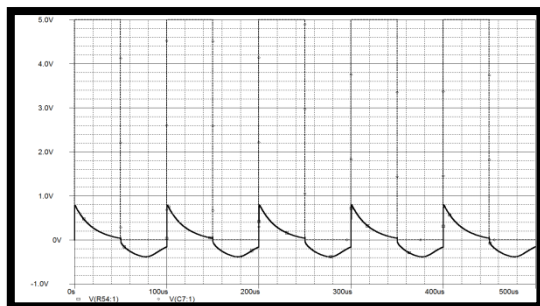


FIGURA 44 - SINAL DE SAÍDA COM ESPELHO DE CORRENTE

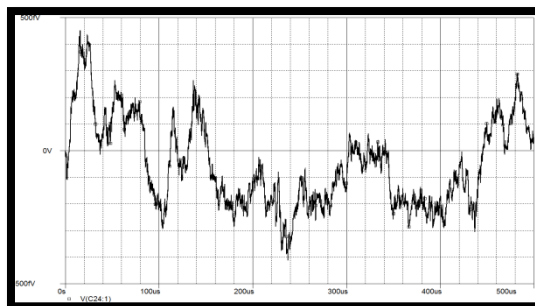


FIGURA 45 - SINAL DE SAÍDA SEM ESPELHO DE CORRENTE

Após várias tentativas, optou-se por se usar um espelho de corrente, de forma a conseguir obter um valor aceitável na saída do recetor. A figura 44 mostra o sinal após esta alteração, e a imagem seguinte apresenta o antecedente. A figura 45 representa a evolução da tensão na entrada do condensador, onde o valor oscila devido à carga e descarga do condensador.

4.3. Funcionamento geral da comunicação espaço livre

Desde o início desta dissertação que se menciona a relação emissor-recetor, por isso importa ser analisado o meio em que os testes podem ser realizados. Para esta dissertação foram tomadas algumas expressões, tais como, numa fase inicial, a relação entre a potência do emissor (P_{Tx}), e a potência do recetor (P_{Rx}):

$$P_{R_x} = P_{T_x} \cdot \frac{A_{R_x}}{(A_{T_x} + \tan(\theta) \cdot D)^2} \exp(-\alpha \cdot D) \quad (4.18)$$

$A_{R_x} [m^2]$ representa a área do recetor ótico, $D [km]$ a distância entre emissor e recetor, α indica o efeito da atmosfera na ligação (em espaço livre este efeito é desprezado) [32].

4.4. Funcionamento do recetor ótico

Tendo em conta que esta dissertação tem como peça fundamental o recetor ótico, importa descrever o seu funcionamento. Desta forma, o recetor ótico de baixo custo, projetado para funcionar a 10Mbps, tem como principais componentes um fotodíodo, um MOSFET de duas portas, um amplificador operacional, entre outras componentes, tais como: resistências, condensadores e transístores [30-31].

O recetor tem como constituinte inicial o fotodíodo. O fotodíodo utilizado foi o OPT101 da empresa *Texas Instruments*. Este componente recebe o feixe de luz emitido pelo emissor laser, convertendo-o num impulso elétrico. Este sinal de corrente é convertido num sinal de tensão através de uma realimentação resistiva, que provoca uma amplificação de transimpedância (*TIA - transimpedance amplifier*). Significa desta forma, que em simultâneo com o fotodíodo é utilizada uma resistência (R_{tia}) e um amplificador de baixo ruído, que em conjunto com o MOSFET, proceder à transformação do sinal de corrente para um sinal de tensão. Tendo em conta o ruído introduzido pelo modo comum, é idealizada uma estrutura para, de certa forma, suprimir esta contrariedade, o que implica cuidado no dimensionamento do componente resistivo (R_{tia}).

O fotodetector e o MOSFET adquirem uma capacitância com o valor de 13pF (11pF + 2pF), na sua operação. Através da conversão de um sinal de corrente para um de tensão, verifica-se um ganho de transimpedância dado pela expressão (4.19):

$$G_{MOSFET} = -\frac{R_{tia}}{1 + sR_{tia}C_{ox}} \cdot g_m \cdot R_D \quad (4.19)$$

Nesta equação, g_m representa a transcondutância inserida pelo MOSFET, C_x indica a capacitância do cátodo do fotodetector, e R_D é a resistência associada ao filtro passa alto, a resistência ligada ao dreno do MOSFET.

O amplificador operacional, montado com o propósito de desempenhar as funções de diferenciador e amplificador, fica ligado a uma capacitância específica e dependente do ritmo binário usado na ligação.

A última parte do circuito corresponde à recuperação do sinal. Esta parte é composta pelos transístores do tipo n-p-n 2N3904, que formam um par de cauda longa. A resistência de 820Ω é utilizada para definir a corrente de polarização. Os 75Ω representam a resistividade do cabo e permite maximizar a potência transmitida pela interface do recetor ótico.

Como se observará no seguimento desta dissertação, foi necessário adicionar um espelho de corrente composto por dois transístores 2N3906, assim como foi essencial deslocar o cabo coaxial para o ponto de saída do circuito, em paralelo com o condensador que se localiza no final,

de forma a conseguir registar dados mais conclusivos. Os testes realizados apresentam-se no capítulo seguinte.

O diagrama de blocos que se apresenta de seguida representa as várias fases pelas quais o sinal passa no recetor ótico.

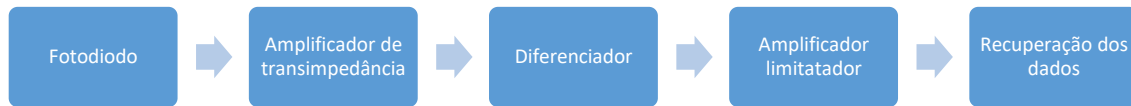


FIGURA 46 - ESQUEMA DO RECETOR ÓTICO

Na figura 46 os componentes que pertencem e perfazem os blocos são, no início, o fotodetector monolítico OPT101, da *Texas Instruments*, de fonte comum e amplificador de transimpedância. O sinal é recebido na zona de captação do recetor sendo de seguida amplificado. No segundo bloco, está presente o MOSFET BF998 de silício e canal N, de duas portas, da *NXP semiconductors*, bem como os componentes resistivos que permitem a transformação de sinais de corrente para tensão.

O Diferenciador é essencialmente o Amplificador Operacional TL592b, amplificador de vídeo diferencial, da *Texas Instruments*. A parte de limitação e recuperação do sinal é constituída pelos transístores, o paralelo da capacitância final e do cabo coaxial.

Na realização desta dissertação e para âmbito geral, foram considerados outros dados tais como, a atenuação em espaço livre e a relação emissor-recetor tendo em vista o objetivo secundário de testar a ligação ótica emissor-recetor, uma dissertação que foi desenvolvida em paralelo com esta dissertação [30].

4.5. Material utilizado

Alguns do material que foi utilizado para a realização do trabalho experimental, referente a esta dissertação, já foi introduzido inicialmente mais especificamente os componentes do recetor ótico que foram elencados e explicados em cada secção.

Além dos componentes mencionados inicialmente, foram utilizados outros equipamentos tais como, o local onde se coloca a *breadboard* para efetuar os testes práticos o *Digital Lab* IDL-800, o gerador de sinais GW Instek AFG-2125 e o osciloscópio *Keysight InfiniVision*. Estes equipamentos permitem, alimentar o circuito com as tensões necessárias para o seu funcionamento, obter os gráficos correspondentes aos sinais em cada ponto do circuito, entre outros.

Foi ainda utilizada uma fonte de tensão cuja função foi alimentar o circuito com 12 V, alimentado praticamente todo o circuito recetor, e as outras tensões, +6V e -6V, para alimentação o amplificador diferencial.

Por último, mas não menos importante, o gerador de sinais. Este último foi levado ao limite obtendo a frequência máxima de 3.5MHz. Verificou-se que quanto mais elevada era a frequência de trabalho, mais dificuldade o oscilador tinha em manter o formato da onda em operação.

4.6. Conclusões do capítulo

O presente capítulo apresenta-se como uma peça fundamental da presente dissertação, na medida em que expõe efetivamente o recetor ótico modelado, tendo-se observado e estudado todos os componentes selecionados. Com o estudo prévio de todos os componentes do recetor, foi facilitada a perceção quanto a todas as partes e funções desempenhadas do recetor. Foi elaborada uma descrição específica do completo funcionamento do recetor ótico.

O capítulo termina com a descrição do material utilizado, nomeadamente o necessário para realizar todos os testes práticos em laboratório, sendo que os resultados destas análises se apresentam no seguinte capítulo. A ilustração dos equipamentos em laboratório permite entender algumas das conclusões finais bem como alguns dos resultados obtidos experimentalmente.

Capítulo 5

5. Testes práticos e computacionais

5.1. Análises e resultados laboratoriais

Nesta parte do trabalho, são apresentados os resultados obtidos do recetor ótico. É feita uma descrição do funcionamento de cada bloco. Deste modo, para um estudo mais específico e adequado, o recetor foi dividido em várias partes.

5.1.1. Análise até ao MOSFET

Inicialmente é analisado o comportamento do sinal até ao MOSFET de duas portas.

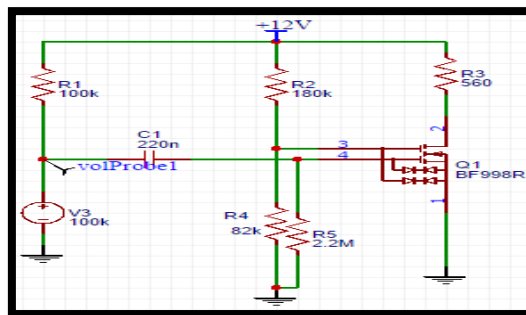


FIGURA 47 - CIRCUITO NO EASYEDA

Os resultados laboratoriais apresentados foram realizados a uma frequência de 100kHz.

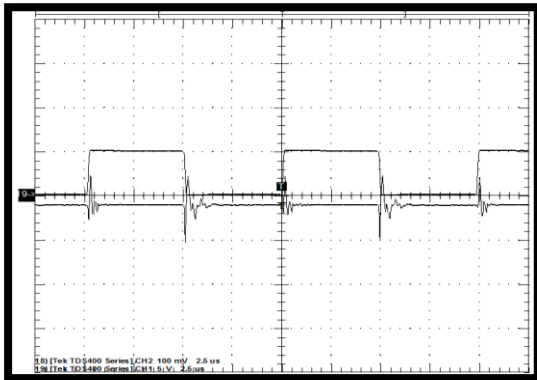


FIGURA 48 - SINAL DE ENTRADA E SINAL NA FONTE DO MOSFET

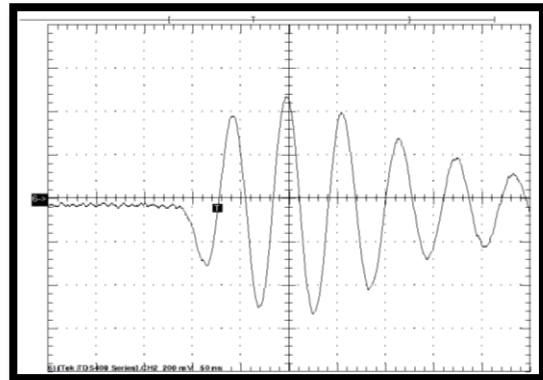


FIGURA 49 - SINAL DETALHADO NA FONTE DO MOSFET

A figura 48 representa o sinal de entrada, a onda quadrada, e o sinal na fonte do MOSFET, na fonte. A escala da onda quadrada é de 5V e 2.5us, respetivamente em cada divisão. A escala do sinal na fonte é de 100mV por 2.5us. A variação que ocorre está diretamente relacionada com o estado de funcionamento do MOSFET. O valor deveria ser sempre 0, visto que está ligado à terra, e efetivamente não o é devido aos aparelhos usados que permitem que se mantenha o zero

(devido à quantidade de componentes e sinais). A figura 50 explicita o sinal na fonte do componente.

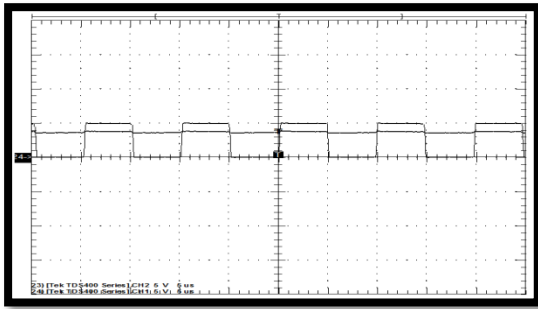


FIGURA 50 - SINAL DE ENTRADA E SINAL NA 2ª PORTA DO MOSFET

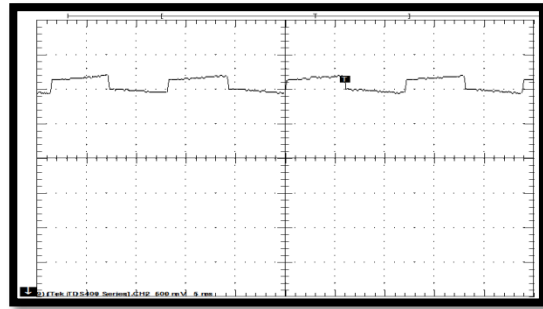


FIGURA 51 - SINAL DETALHADO NA 2ª PORTA DO MOSFET

Como se pode constatar, mesmo com a variação do sinal de entrada, o valor da tensão na segunda porta, terceiro pino, do MOSFET mantém-se praticamente constante, havendo a variação de mais ou menos 250mV.

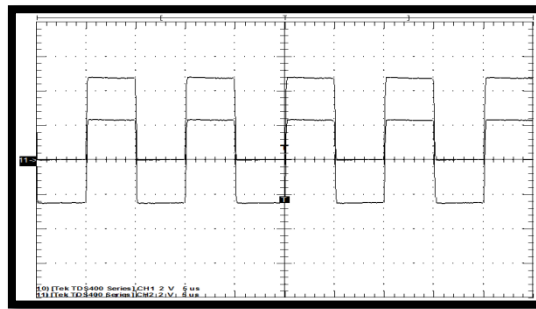


FIGURA 52 - SINAL DE ENTRADA E SINAL NA 1ª PORTA DO MOSFET

O sinal na segunda porta, como foi observado anteriormente, mantém-se, contudo na porta número 1 (pino4), o sinal surge subtraído de 2,5 Volts. Estes valores são os esperados, uma vez que na segunda porta não há influência direta do sinal de entrada, sendo apenas do valor de Vcc (12 V). Na primeira porta existe diretamente o contributo do sinal de entrada, bem como a influência do condensador que atenua o sinal devido a este carregar e descarregar, conforme o sinal aplicado.

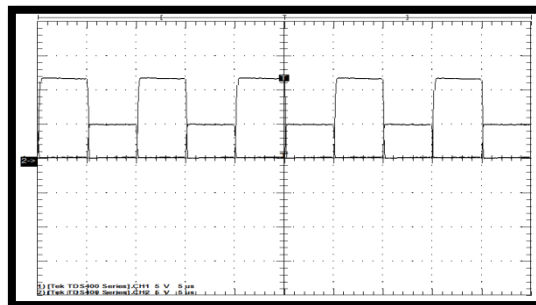


FIGURA 53 - SINAL DE ENTRADA E SINAL NO DRENO DO MOSFET

Depois de apresentada a análise dos valores de entrada do MOSFET, nas suas respetivas portas, pode-se concluir que o valor no seu dreno permite identificar o estado de funcionamento em que o MOSFET se encontra. O sinal no dreno encontra-se representado na figura 53. É o sinal

de onda maior, ambos estão inseridos numa escala de 5V por divisão vertical e 5us por divisão horizontal. A variação na primeira porta do MOSFET foi preponderante no estado de funcionamento do MOSFET. Importa salientar que para permitir a estabilidade de funcionamento, este deverá estar em modo de operação entre a zona de corte e a de não saturação. [29]

5.1.2. Análise até ao AMPOP

Numa fase posterior, o circuito foi continuado ao amplificador operacional. Nesta fase foram testados mais alguns pontos do circuito. Na figura 54 encontra-se o circuito estudado.

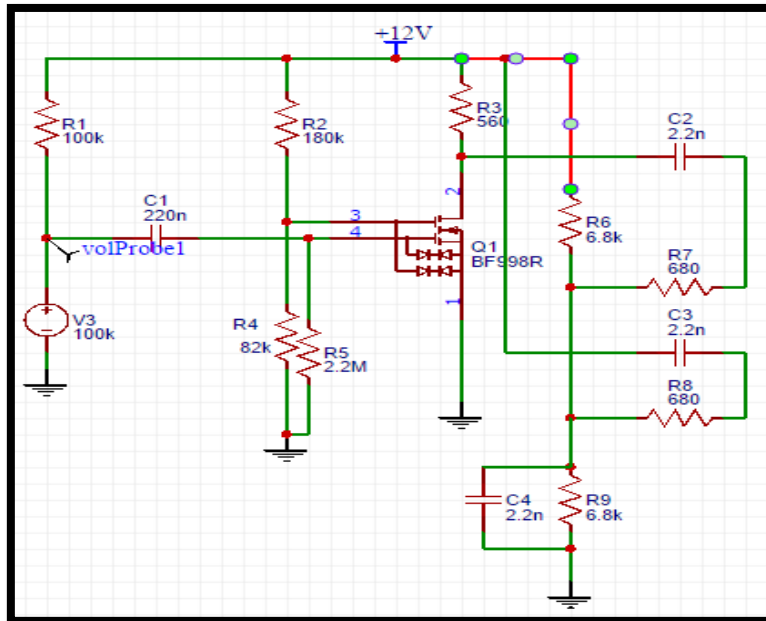


FIGURA 54 - CIRCUITO RECETOR ATÉ AO AMPOP NO EASYEDA

Com a inserção de alguns componentes, alguns dos valores apresentados anteriormente nos pinos do MOSFET sofreram alterações. O sucedido era de esperar, uma vez que ao incorporar mais componentes, a divisão de tensão que ocorreu desencadeou novos valores de tensão no dreno do MOSFET.

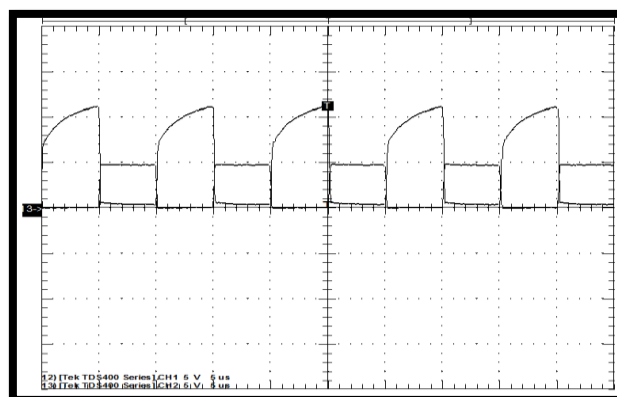


FIGURA 55 - SINAL NO DRENO DO MOSFET

O sinal da figura 55 era basicamente igual mas quadrado. Nesta fase apresenta uma curvatura quando o sinal de entrada é 0. Isto acontece por causa da contrariedade provocada pelo condensador, que foi colocado em paralelo no dreno do MOSFET.

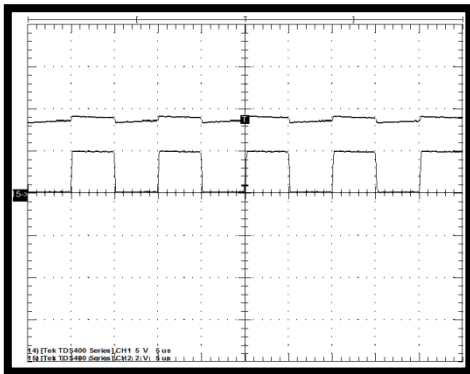


FIGURA 56 - SINAL NA 2ª PORTA DO MOSFET

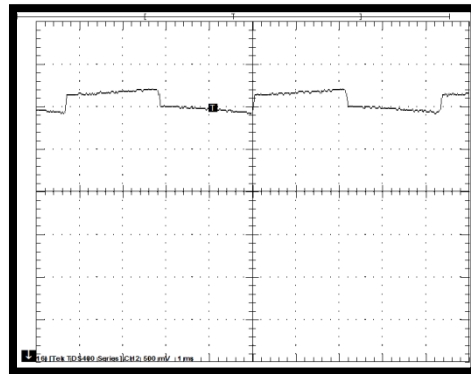


FIGURA 57 - SINAL PORMENORIZADO DA 2ª PORTA DO MOSFET

Observa-se que o sinal se mantém neste ponto, o que é de esperar, pois não há influência dos componentes integrados. Assim como na figura 58, os resultados são idênticos.

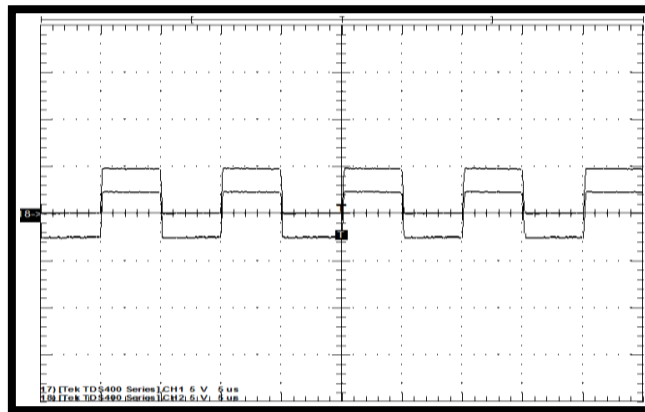


FIGURA 58 - SINAL CORRESPONDENTE A 1ª PORTA DO MOSFET

De seguida apresentam-se as imagens correspondentes aos sinais de entrada do AMPOP.

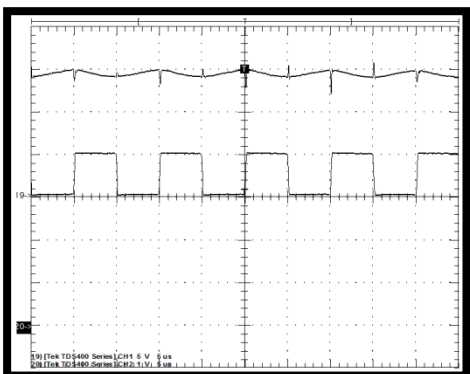


FIGURA 59 - SINAL REFERENTE À ENTRADA+ DO AMPOP

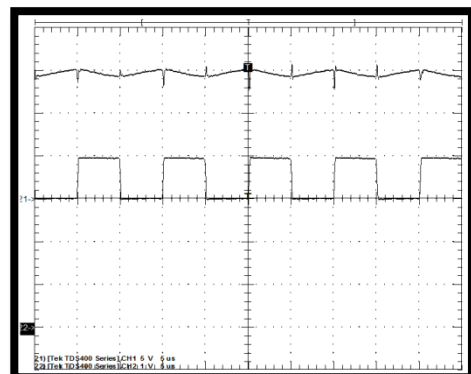


FIGURA 60 - SINAL REFERENTE À ENTRADA+ DO AMPOP

Os resultados são razoáveis, tenho em conta os condensadores diretamente ligados à entrada.

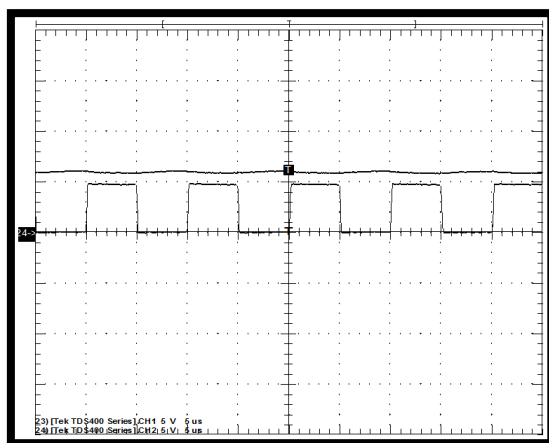


FIGURA 61 - SINAL CORRESPONDENTE AO PARALELO DE RESISTÊNCIAS À ENTRADA DO AMPOP

Para concluir esta fase, mediu-se o valor à saída do amplificador, com e sem condensadores, respetivamente, para verificar o seu papel nesta parte. Obteve-se então o seguinte:

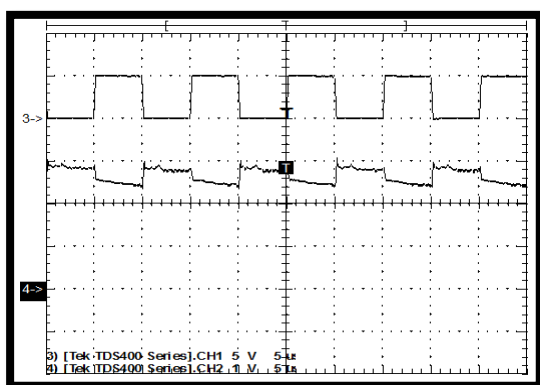


FIGURA 62 - SINAL REFERENTE À SAÍDA+ DO AMPOP SEM CONDENSADOR

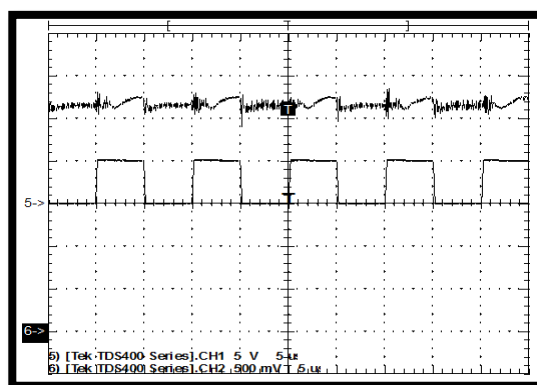


FIGURA 63 - SINAL REFERENTE À SAÍDA- DO AMPOP SEM CONDENSADOR

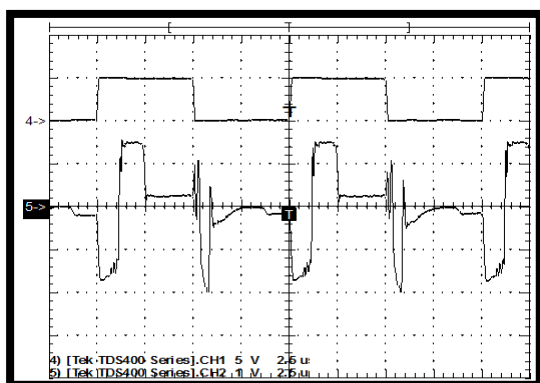


FIGURA 64 - SINAL REFERENTE À SAÍDA+ DO AMPOP COM CONDENSADOR

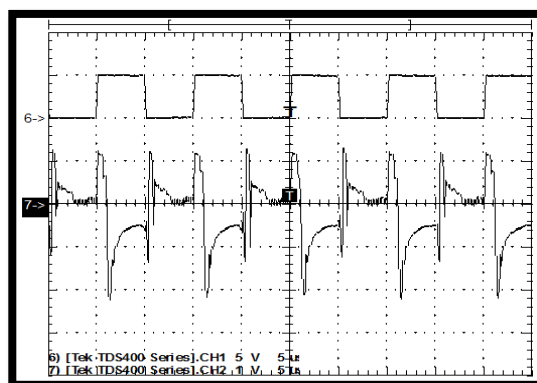


FIGURA 65 - SINAL REFERENTE À SAÍDA- DO AMPOP COM CONDENSADOR

Como se constata, o sinal começa a ficar visível nos condensadores. Os restantes sinais mantém-se, existindo uma ligeira diferença no ponto em que as resistências se ligam, antes das entradas do AMPOP, zona mais à direita da figura 54.

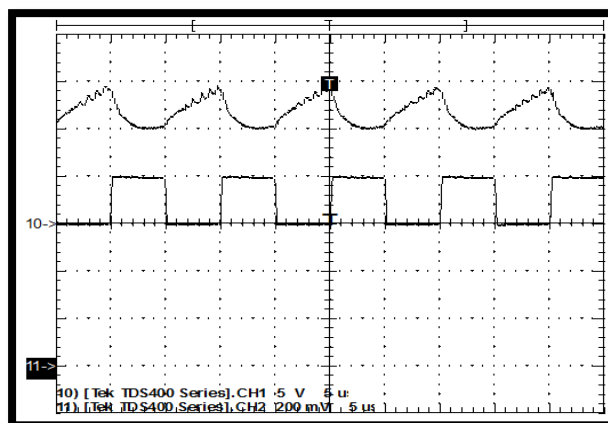


FIGURA 66 - JUNÇÃO DOS COMPONENTES ANTES DAS ENTRADAS DO AMPOP

5.1.3. Análise até à recuperação do sinal

Finalmente, juntou-se a última parte do recetor, onde decorre a recuperação do sinal e consequentemente visualização do mesmo. Alimentou-se o AMPOP 5Volts, positiva e negativamente, nas respetivas alimentações. Assim, já com o espelho de corrente, ou seja, com dois transístores de cada tipo, 2N3904 e 2N3906, efetuando com os segundos um espelho de corrente garantiu-se um sinal certo na tensão de saída. As medições efetuadas foram feitas no dreno do MOSFET e no ponto de saída do recetor. Seguem-se os resultados dos testes para várias frequências respetivamente 10kHz, 100kHz, 1MHz e 3.5MHz.

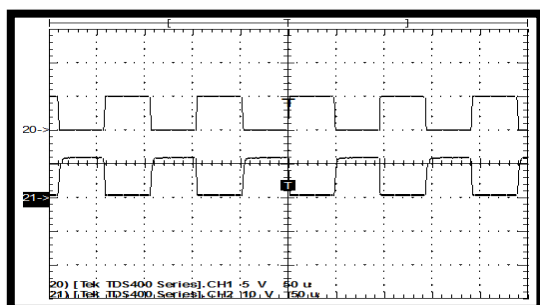


FIGURA 67 – SINAL DE 10kHz NO DRENO DO MOSFET

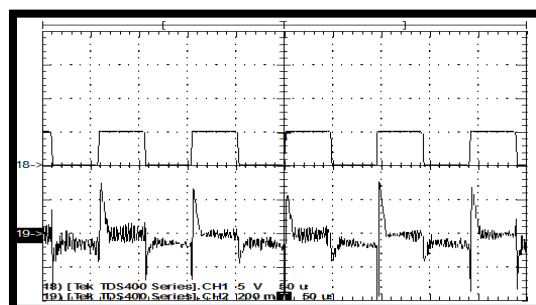


FIGURA 68 - SINAL DE 10kHz À SAÍDA DO RECETOR

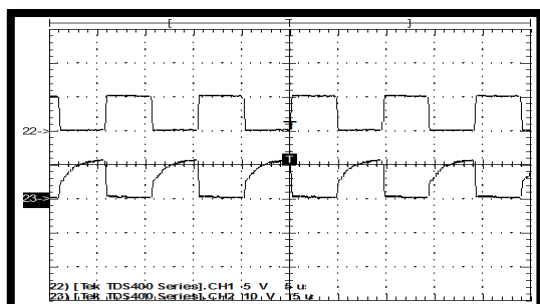


FIGURA 69 - SINAL DE 100kHz NO DRENO DO MOSFET

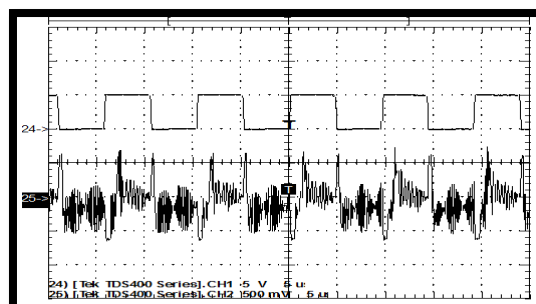


FIGURA 70 - SINAL DE 100kHz À SAÍDA DO RECETOR

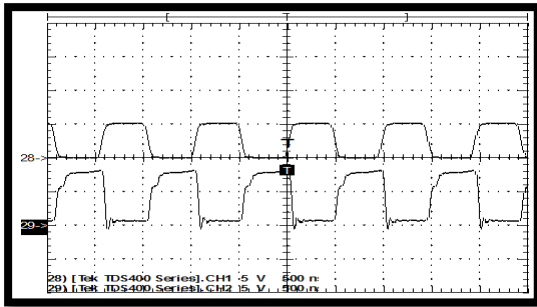


FIGURA 71 – SINAL DE 1MHz NO DRENO DO MOSFET

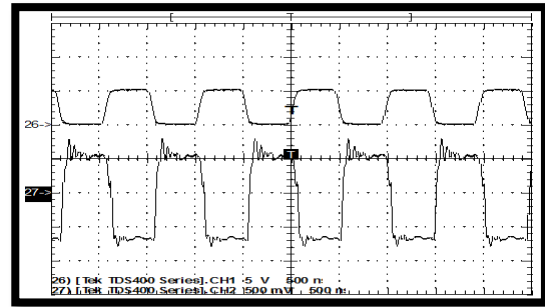


FIGURA 72 - SINAL DE 1MHz À SAÍDA DO RECETOR

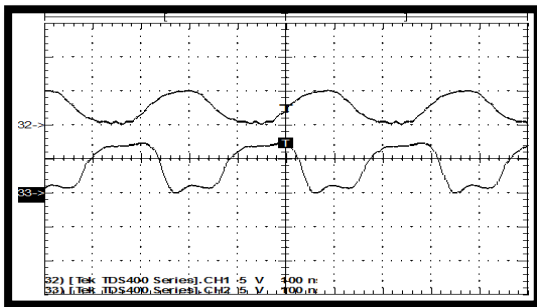


FIGURA 73 - SINAL DE 3.5MHz NO DRENO DO MOSFET

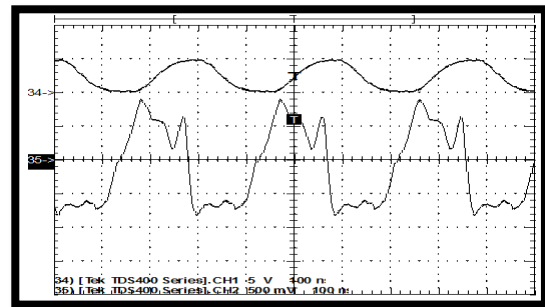


FIGURA 74 - SINAL DE 3.5MHz À SAÍDA DO RECETOR

Com o aumento da frequência, os resultados surgem cada vez mais positivos, embora o osciloscópio não tenha conseguido manter o sinal de entrada, a onda quadrada, à sua frequência máxima de funcionamento.

5.2. Projeto de uma placa impressa (PCB)

O fim desta dissertação terminou com a projeção e construção de uma placa impressa. A modelação da mesma foi feita no programa EasyEDA e os componentes foram organizados segundo o esquema do recetor ótico. As figuras 76 e 77 que se seguem permitem entender a projeção da placa impressa do recetor ótico a partir da construção esquemática no programa computacional. É de referir que o programa converte diretamente um *schematic* para a placa PCB. Revelou-se necessária a realização da estruturação e organização dos componentes dentro da placa, dentro do retângulo de cor roxa. A primeira imagem diz respeito ao *schematic* e a segunda ao resultado da projeção em placa impressa.

Relativamente à placa impressa, todos os componentes são facilmente identificáveis. Há ainda a referir que a placa é projetada para funcionar independentemente de outros aparelhos, devido às fontes de tensão integradas. As duas cores utilizadas, o vermelho e o azul, indicam os dois andares da placa. São necessários dois andares para conseguir efetuar todas as ligações.

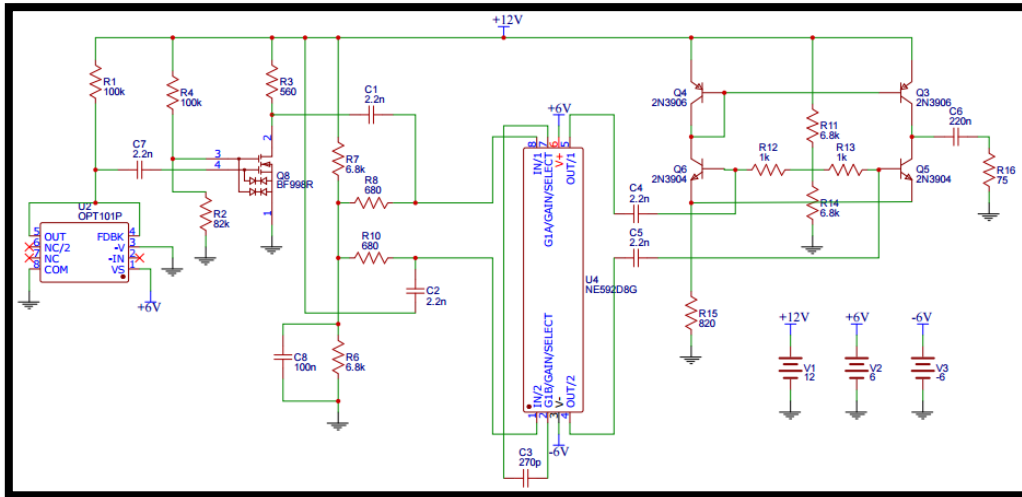


FIGURA 75 - O RECTOR ÓTICO EM ESQUEMA COMPUTACIONAL

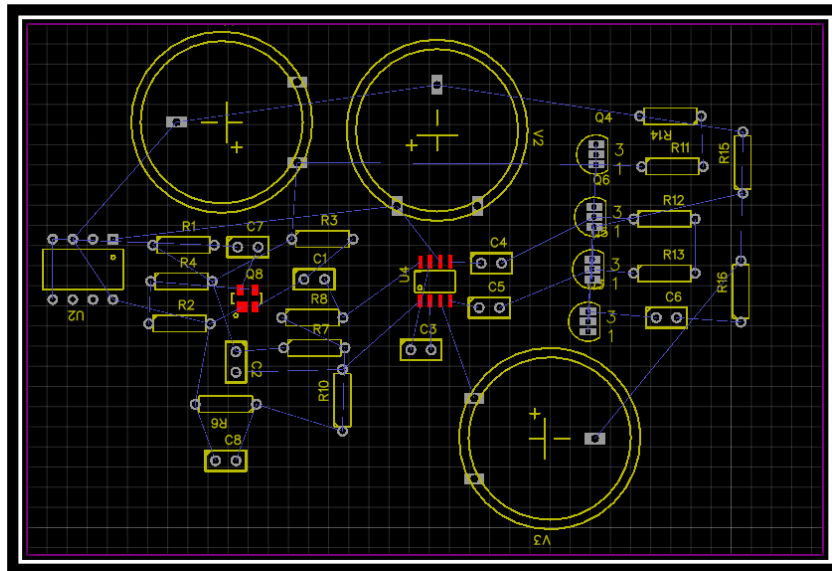


FIGURA 76 - O RECTOR ÓTICO EM PLACA IMPRESSA

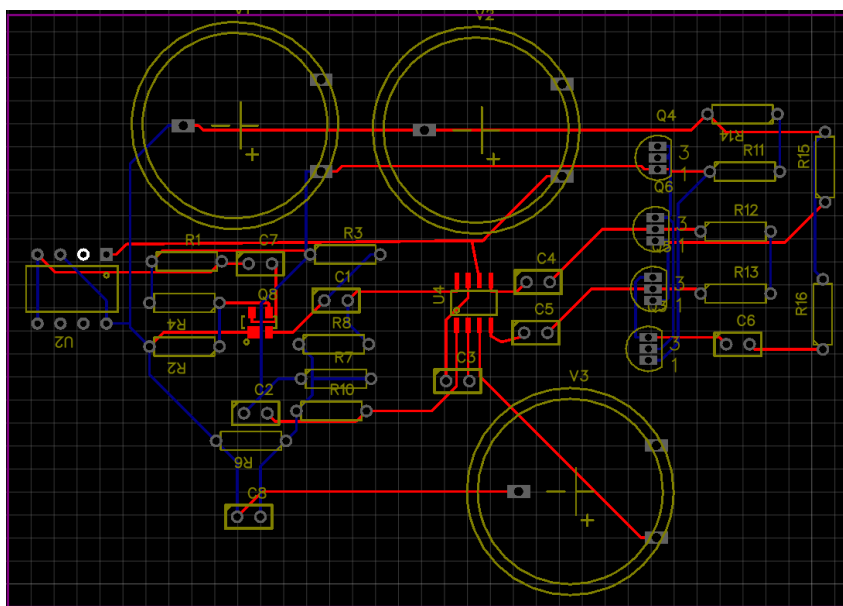


FIGURA 77 - O RECTOR ÓTICO EM PLACA IMPRESSA COM AS LIGAÇÕES EFETUADAS EM DUAS CAMADAS

5.3. Conclusões do capítulo

Os resultados apresentados no presente capítulo permitiram observar de imediato o referido no início desta parte da dissertação, ou seja, a diferença entre os componentes ideais e o desempenho desses mesmos componentes na realidade.

Os resultados obtidos através do Pspice possibilitaram observar o estado do circuito no início da sua operação. Quando ocorre uma mudança de bit, de sinal, de funcionamento, os componentes não funcionam da maneira mais correta de imediato, observando-se um momento em que o sistema de comunicação está a atualizar e a preparar-se.

Nos componentes ideais, não se registaram perdas causadas pelo funcionamento mecânico dos componentes nem do ambiente externo. Na prática, esta situação não se verifica. Ainda assim, os resultados obtidos podem ser considerados aceitáveis e equiparados aos resultados esperados. Desta forma, estes resultados permitem atingir os objetivos delineados inicialmente, ainda que se denote um ganho inferior ao desejado.

Termina-se com o projeto de uma placa impressa, salientando-se que a placa está projetada para que o recetor consiga operar de forma completamente autónoma. O que possibilita este processo são as fontes de tensão empregues no projeto. A placa constituída por dois andares e dividida por cores, por forma a conseguir realizar a soldagem de todo o circuito.

A maior dificuldade da presente dissertação foi o apoio de um simulador de eletrónica que permitisse realizar os testes em condições em ideais de forma a serem relacionados com os testes realizados na prática.

Capítulo 6

6. Conclusões finais e propostas de trabalhos futuros

6.1. Conclusões da dissertação

Atendendo ao facto de as comunicações óticas estarem presentes, cada vez mais, no nosso quotidiano, no ambiente civil e militar, a presente dissertação teve o objetivo da elaboração e construção de um recetor ótico, em placa impressa, que cumprisse todas as metas definidas inicialmente.

O estudo realizado numa primeira fase tornou possível conhecer o sistema de comunicação que envolve o recetor ótico. Permitiu igualmente caracterizar os componentes necessários para o recetor ótico realizar todas as funções, por blocos, necessárias para a receção e recuperação do sinal enviado por um emissor ótico. Para a realização desta dissertação estudou-se o recetor ótico como um todo mas, mais especificamente, cada bloco em particular, possibilitando assim uma perceção de todos os componentes utilizados na construção do recetor ótico.

No capítulo dois, o trabalho essencial foi a descrição e caracterização do sistema de comunicação ótico, bem como o tipo de modulação que este pode utilizar. Desta forma, foi possível definir as linhas orientadoras para o início desta dissertação, ou seja, os princípios e as características em que o recetor ótico se deve assentar para um funcionamento eficiente e eficaz no futuro. Foram apresentados tipos de modulação possíveis a implementar, permitindo entender a forma como os bits são enviados. Verificou-se que quanto mais complexa é a modulação mais segura é para a comunicação. Consequentemente, com o aumento da segurança, aumenta a complexidade e a dificuldade de implementar. Tendo em conta o difícil acesso aos satélites, o tipo de modulação implementado é o mais simples que em contrapartida não é o mais seguro. Ainda foram referidos os tipos de satélites e os tipos de órbitas para entender para que meios físicos e para que fins, pode o recetor ótico ser utilizado.

Concluiu-se que o ambiente espacial é um ambiente de maior desgaste para os sistemas eletrónicos e deste modo há que utilizar materiais mais robustos e resistentes, como é o caso dos materiais militares. Em contrapartida, em ambiente de espaço livre, é vantajoso relativamente às perdas do sinal tendo em conta a atenuação que seria feita pela atmosfera terrestre não é feita pelo ambiente espacial. Foi referido o sistema PAT que permite ao emissor e ao recetor que se localizem, liguem, e posteriormente troquem informação.

O terceiro capítulo serviu para dar a conhecer ao leitor o funcionamento de um recetor ótico, na sua totalidade e as ações em cada fase do mesmo. Foi possível ainda referir as características e os parâmetros pelos quais se regeu a modulação do recetor ótico. A sua construção e a elaboração de cada um dos seus blocos deve adequar-se às funcionalidades que o recetor necessita possuir para um funcionamento correto e eficiente.

No quarto capítulo foram introduzidos todos os componentes requeridos para a construção do recetor ótico. Nesta fase foram especificados os componentes e as suas características, foi descrito

passo a passo toda a operação entre o recetor ótico e o sinal recebido e analisado como cada bloco influencia o sinal recebido. Também permitiu adicionar uma nota relativamente à questão da comunicação emissor-recetor ótico, na medida em que se podem efetuar testes práticos em ambiente terrestre. O capítulo finalizou-se com um pequeno excerto acerca dos equipamentos utilizados em laboratório e foram também referidas algumas particularidades dos mesmos.

Por fim, no quinto capítulo, apresentou-se e compararam-se os resultados obtidos. A análise dos resultados permitiu entender as diferenças entre os componentes quando são operados em condições ideais ou em condições reais. Como já foi referido, estas diferenças são consequências quer do meio em que os testes são realizados, quer do funcionamento dos componentes do recetor ótico. Contudo, os resultados permitiram afirmar que o recetor ótico consegue desempenhar as funções pretendidas. Cumpre assim os objetivos delineados inicialmente.

O culminar da dissertação passou pela elaboração de uma placa impressa. Esta placa é a implementação de todo o circuito do recetor ótico, com a inclusão das fontes de tensão. Desta forma, permite operar com o recetor ótico em qualquer local, sem existir dependências com outros quaisquer materiais.

6.2. Propostas de trabalhos futuros

Dado que o tema desta dissertação aborda um vasto conjunto de conceitos que podem ser aprofundados e melhorados, existem várias propostas de trabalhos para o futuro:

- **Elaboração de um programa de simulação ótica.**

Ao longo da dissertação, verificou-se que o modelar de um recetor ótico é possível de efetuar com diferentes funções e componentes. Desta forma, seria bastante vantajoso elaborar um programa que facilitasse futuros trabalhos através de simulações de recetores óticos. O programa teria vários blocos do recetor (fotodetector, pré-amplificador, diferenciador, pós-amplificador, recuperação de dados, etc.) e segundo o que o utilizador escolhesse, iria verificar inicialmente, o sinal à entrada e à saída. Posteriormente, de forma mais aprofundada, seria possível programar todo o ambiente para verificar o sinal em amplitude e frequência à entrada e à saída. Dever-se-ia sempre tomar o recetor como um bloco inteiro, e nunca analisado parte a parte. A vantagem desta proposta é clara, uma vez que foi bastante difícil encontrar um simulador de eletrónica que conseguisse abranger todos os componentes utilizados ou que permitisse modelar outros componentes no próprio simulador.

- **Construção de um sistema PAT.**

A realização de um sistema PAT permitiria interligar qualquer emissor com um recetor. Seria possível a construção independente de ambos os aparelhos e, após estarem finalizados, seria implementado este sistema, permitindo a transmissão de dados com eficiência e eficácia. Desta forma, seria possível desprezar outros aparelhos para evitar o envio de dados para outros recetores. Cada emissor e recetor formariam um par. Cada par formado estaria configurado especificamente para que comunicassem apenas, e só, entre ambos os dispositivos.

- **Construção de um “satélite”.**

A construção de um satélite, simulado por um drone, com a posterior inclusão de um emissor ótico e um outro satélite com um recetor ótico, de forma a permitir o estudo da ligação entre emissor e recetor, juntamente com o sistema PAT já integrado.

As comunicações óticas inter-satélites são um campo inovador, com inúmeras potencialidades a explorar tanto no presente como no futuro, no âmbito civil e como militar. Esta dissertação é uma contribuição em que se procurou estudar os vários componentes que constituem um recetor ótico, utilizado na transferência de informação. Tanto a placa impressa como a dissertação serão ferramentas muito úteis para a implementação do sistema, a realizar numa fase posterior.

Referências bibliográficas

- [1] Florenzano, T. G. (2008). *Os Satélites e Suas Aplicações* (1ª ed.). São Paulo - Brasil: SindCT.
- [2] Herzog, F. T. (2006). *An optical phase locked loop for coherent space communications*. SWISS FEDERAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY.
- [3] Pinto, A. N. (1999). *Análise e Optimização de Sistemas de Comunicação Ópticos Baseados em Solitões*. Universidade de Aveiro.
- [4] Bindushree, A. P., Nataraju, A. B., Vijesh, T. V, & Laxmiprasad, A. S. (2014). Design And Simulation Of QPSK Modulator For Optic Inter Satellite Communication. *INTERNATIONAL JOURNAL OF SCIENTIFIC & TECHNOLOGY RESEARCH*, 3(8), 402–408.
- [5] Rasmussen, J., Hoshida, T. & Nakashima, H. (2009). Digital Coherent Receiver Technology for 100-Gbps Optical Transport Systems. *FUJITSU Sci Tech. J.46* (1), 476-483.
- [6] Karppinen, M., Tanskanen, A., Ollila, J., Heikkinen, V., & Links, I. D. (2012). Fiber-optic transceivers for high-speed intra-satellite links. *Avionics, Fiber- Optics and Photonics Technology Conference*, 3, 34–35.
- [7] Alluru, S. R. (2010). *A system design of an optical wireless communication system for*. Florida.
- [8] Vítor, M., & Coelho, M. (2009). *Simulador de Receptor Óptico Digital de Modulação de Intensidade e Detecção Directa Engenharia Electrotécnica e de Computadores*. Instituto Superior Técnico.
- [9] Kao, T. S. C., Carusone, A. C., Theory, I. M., Techniques, S., Society, I. E. D., & Society, I. S.-S. C. (2009). A 5-Gbps optical receiver with monolithically integrated photodetector in 0.18- μm CMOS. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, RFIC* 451–454. <http://doi.org/10.1109/RFIC.2009.5135578>.
- [10] Hemmati, H., & June, F. (2014). Laser Communications : From Terrestrial Broadband to Deep-Space. *Transparent Optical Networks (ICTON), 2014 16th International Conference*. doi: 10.1109/ICTON.2014.6876266
- [11] A. Cartaxo (2005). *Transmissão por Fibra Óptica*. Lisboa: Instituto Superior Técnico.
- [12] [INPE (s.d.). Quais os tipos de satélite artificiais que existem?. Retirado a 25-7-2016 de <http://www.inpe.br/acessoinformacao/node/405>]
- [13] Riebeek, H. (2009). Catalog of Earth Satellite Orbits. Retirado a 25-7-2016 de <http://earthobservatory.nasa.gov/Features/OrbitsCatalog/>]
- [14] REDES DE COMUNICAÇÃO (2012). MODULAÇÃO. Retirado a 25-7-2016 DE [HTTPS://10QN24REDES.WORDPRESS.COM/2012/09/27/MODULACAO/](https://10QN24REDES.WORDPRESS.COM/2012/09/27/MODULACAO/)]
- [15] Kharraz, O. & Forsyth, D. (2013). Optik Performance comparisons between PIN and APD

- photodetectors for use in optical communication systems. *Optik - International Journal for Light and Electron Optics*, 124(13), 1493–1498. <http://doi.org/10.1016/j.ijleo.2012.04.008>.
- [16] Hanzra, T. S. & Singh, G. (2012). Performance of Free Space Optical Communication System with BPSK and QPSK Modulation. *Electronics and Communication Engineering*, 1(3), 38–43.
- [17] Malburg, M. (2004). Trabalho final de redes I. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Departamento de engenharia eletrônica. Retirado a 25-7-2016 de http://www.gta.ufrj.br/grad/04_2/Modulacao/
- [18] Agrawal, G. P. (2002). *Fiber-Optic Communications Systems, Third Edition*. (3rd ed., Vol. 6). Rochester: A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION.
- [19] Semenova, Y. (2003). *Optical Communications Systems - Optical Receivers*. Dublin: Dublin Institute of Technology.
- [20] Misra, D., Misra, D. K. & Tripathi, S. P. (2013). Satellite Communication Advancement , Issues , Challenges and Applications. *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, 2(4), 1681–1686.
- [21] Fernando, X. (n.d.). Optical Receivers - Theory and Operation. Ryerson Communications Lab. Canada: Ryerson University. Reirado a 23-7-2016 de <http://www.ee.ryerson.ca/~fernando/>.
- [22] Rebola, J. L.. (2011). *Fotodetectores*. Lisboa: ISCTE.
- [23] Oscarsson, J. (2008). *Simulation of Optical Communication for Formation Flying Spacecraft*. UPPSALA.
- [24] Instituto Newton C Braga (2014). Como funciona os foto-diodos (ART1181). Retirado a 25-7-2016 de <http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/como-funciona/4715-art1181>
- [25] Aviv, D. G. (2006). *Laser Space Communications*. ARTECH HOUSE, Inc.
- [26] Keiser, G. (1991). *Optical Fiber Communications*. Singapura: McGraw-Hill International Editions.
- [27] <http://www.radio-electronics.com/info/data/semicond/fet-field-effect-transistor/dual-gate-mosfet.php>
- [28] Universidade Federal do Rio Grande do Sul (s.d.). Amplificadores Operacionais. Retirado a 26-7-2016 de https://chasqueweb.ufrgs.br/~hklimach/Docs/EI_Avanc_Op_Amp.pdf
- [29] Frequency, N., Required, C., & No, B. (1988). *T1592b differential video amplifier*.
- [30] Information, D., Diagram, B., & Responsivity, S. (2015). OPT101 Monolithic Photodiode and Single-Supply Transimpedance Amplifier.
- [31] Khumsat, P., Wattanapisit, N., & Kulhavey, K. (2006a). *Low-Cost Laser-Based Wireless Optical Transceiver for 10-Mbps Ethernet Link*. Prince of Songkla, Hat-Yai.
- [32] Khumsat, P., Wattanapisit, N., & Kulhavey, K. (2006b). Optical Front-Ends for Low-Cost Laser-

Based 10-Mbps Free-Space Optical Transceiver, 1913–1916.

- [33] Semiconductors, N. X. P. (1996). BF998; BF998R Silicon N-channel dual-gate MOS-FETs, (April 1991), 1–15.