



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Departamento de Engenharia Eletrónica e Telecomunicações e Computadores

Fonte de alimentação com comunicação de dados para sensor ótico

BEATRIZ SILVESTRE DA SILVA
(Licenciada em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações e de
Computadores)

Relatório do Trabalho Final de Mestrado
Mestrado em Engenharia de Eletrónica e Telecomunicações

Orientadores:

Doutor Vítor Vaz da Silva
Doutora Paula Louro

Júri:

Presidente: Doutor Alessandro Fantoni

Vogais:

Doutor Luís Miguel Tavares Fernandes
Doutor Vítor Vaz da Silva

Novembro 2023

Dedicatória

Dedicado aos meus pais e à minha irmã.

Resumo

O presente trabalho, visa a realização de uma fonte de alimentação de 8.0 V (0.5 W) para alimentar um sensor ótico para comunicação de dados. A saída de dados é realizada através de um sinal analógico entre 0 e 5 V. Por esse motivo será necessário recorrer ao desenvolvimento de um amplificador de transimpedância.

O protótipo será integrado no recetor de um sistema de comunicação visível utilizando um fotodíodo pinpin como elemento fotodetector.

A pertinência do desenvolvimento deste projeto é uma consequência de até então ser necessária uma fonte de alimentação e um amplificador de corrente de bancada para realizar esta comunicação. O que se pretende é a realização de uma fonte e de um amplificador de tamanho reduzido e, eventualmente, associar estes circuitos ao sensor de modo a tornar este sistema móvel ou portátil, e ser possível replicá-lo.

Numa primeira fase, são estudados os dois circuitos individualmente, a fonte e o amplificador, e através da ferramenta LTspice são realizadas várias simulações de modo a determinar os circuitos mais adequados ao resultado pretendido. Posteriormente, é introduzido o sensor, que permite verificar o comportamento de ambos os circuitos em conjunto. Após a finalização das simulações referidas, os circuitos foram implementados e testados em laboratório, onde se realizaram ensaios com dois sensores, um sensor pin BPV22NF e um sensor pinpin baseado em silício amorfo hidrogenado.

Este trabalho foi realizado no âmbito do projeto IDICA/POSEIDON/2022/ISEL.

Palavras chave: Sensor ótico, fonte de alimentação, amplificador de transimpedância, comunicação de dados.

Abstract

This work aims to create an 8.0 V (0.5 W) power supply to power an optical sensor for data communication. The data is transmitted via an analog signal between 0 and 5 V. For this reason, it will be necessary to develop a transimpedance amplifier.

The prototype will be integrated into the receiver of a visible light communication system using a pinpin photodiode as the photodetector element.

The relevance behind the development of this project is a consequence of the fact that, until now, a bench power supply and a bench current amplifier were required to fulfil this communication. The aim is to create a power supply and an amplifier of reduced size and, eventually, to associate these circuits with the sensor in order to make this system mobile or portable and possible to replicate.

In the first stage, the two circuits are studied individually, the power supply and the amplifier, and various simulations are carried out using the LTspice software in order to determine the most suitable circuits for the desired result. Subsequently, the sensor is introduced to verify the behavior of both circuits together. Once the simulations had been completed, the circuits were implemented and tested in the laboratory, where tests were executed with two sensors, a BPV22NF pin sensor and a pinpin sensor based on hydrogenated amorphous silicon.

This work was carried out as part of the IDICA/POSEIDON/2022/ISEL project.

Keywords: Optical sensor, power supply, transimpedance amplifier, data communication.

Índice

Dedicatória	ii
Resumo	iii
Abstract	iv
Lista de Figuras	vii
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Variáveis	xvii
Lista de Acrónimos	xviii
1 Introdução	1
1.1 Motivação e Objetivos	1
1.2 Metodologia	1
1.3 Estrutura	2
2 Estado da Arte	3
2.1 Comunicações óticas por luz visível (VLC)	3
2.2 Fontes de Alimentação	5
2.2.1 Fontes de Alimentação Lineares	6
2.2.2 Fontes de Alimentação Comutadas	12
2.3 Amplificadores de Transimpedância	16
2.3.1 Equipamentos no mercado	16
2.3.2 Características e Cálculos	18
2.3.3 Topologias Comuns	19
2.3.4 Amplificador de Instrumentação	28
3 Simulações	31

3.1	Fonte de alimentação	31
3.1.1	Integrado LM317 e LM7808	31
3.1.2	Regulador de tensão com diodo BZX84C3V9	33
3.1.3	Regulador de tensão com diodo BZX84C4V3	37
3.1.4	Conversor <i>buck</i>	39
3.2	Amplificador de transimpedância	42
3.2.1	Montagem Porta Comum	42
3.2.2	Amplificador de instrumentação	46
3.2.3	Circuito global	47
4	Análise Experimental	57
4.1	Fonte de alimentação	57
4.2	Amplificador de transimpedância	59
4.2.1	Montagem Porta Comum	59
4.2.2	Amplificador de instrumentação	62
4.3	Circuito global	66
4.3.1	LED infravermelho LL-503IRT2E-2AC e Fotodiodo PIN BPV22NF	66
4.3.2	Sensor ótico	71
5	Conclusões	87
	Bibliografia	89

Lista de Figuras

2.1	Espectro Eletromagnético [9].	4
2.2	Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação linear regulada. . .	6
2.3	Retificador de meia-onda: sinal de entrada sinusoidal e sinal retificado.	6
2.4	Retificador de onda completa: a) circuito, b) resultados, c) efeito <i>ripple</i> após filtragem.	7
2.5	Regulador paralelo.	9
2.6	Diagrama de blocos de um regulador paralelo.	9
2.7	Regulador com a) diodo de <i>zener</i> , b) diodo de <i>zener</i> e transistor.	10
2.8	Regulador série.	10
2.9	Diagrama de blocos de um regulador série.	11
2.10	Regulador a) série básico, b) com amplificador operacional.	11
2.11	Circuitos com integrados LM317 e 7806. Fonte: a) [21], b) [23].	12
2.12	Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação comutada.	13
2.13	Conversores: a) <i>buck</i> , b) <i>boost</i> , c) <i>buck-boost</i>	14
2.14	Circuitos comutados: a) circuito buck [25], b) circuito <i>fly-back</i> [28].	15
2.15	Fonte: [31].	16
2.16	Amplificador de corrente HF2TA 50 MHz [33].	17
2.17	Equipamentos da FEMTO: a) série LCA [34], b) série DLPCA [35].	17
2.18	Amplificador de transimpedância.	18
2.19	Montagem básica de conversão de corrente em tensão.	18
2.20	TIA em topologia porta comum: a) montagem, b) modelo incremental.	19
2.21	TIA em configuração RCG: a) montagem, b) modelo incremental.	21
2.22	Configuração RCG: a) [37], b) [38].	23
2.23	Configuração: a) <i>regulated cascode</i> [39], b) <i>cross-coupled differential</i> [40].	23
2.24	TIA com realimentação.	24
2.25	Amplificadores de transimpedância: a) <i>cascode</i> pseudo-diferencial [41], b) RCG com amplificador <i>full differential</i> [42].	26

2.26	Amplificadores de transimpedância: a) com <i>inductive peaking</i> e <i>dual feedback</i> [45], b) com múltiplas estruturas e <i>inductive peaking</i> [46].	27
2.27	Amplificador de instrumentação.	28
3.1	Fonte de alimentação com integrado LM317: a) montagem, b) resultado da simulação.	32
3.2	Fonte de alimentação com integrado LM7808: a) Montagem, b) Resultado da simulação.	33
3.3	Regulador Série utilizando uma técnica de limitação de corrente de forma constante.	34
3.4	Circuito Simulado Fonte de Alimentação 8 V - BZX84C3V9.	34
3.5	Curva característica do diodo BZX84C3V9.	35
3.6	Seleção da resistência R_{sc} : a) circuito simulado b) resultados - V_{out} (verde), I_{out} (azul), P_{out} (vermelho).	35
3.7	Seleção da resistência R_{sc} : a) $R_{sc} < 24,2 \Omega$, b) $R_{sc} = 24,2 \Omega$, c) $R_{sc} > 24,2 \Omega$. 36	36
3.8	Saída do regulador de tensão em função da tensão à entrada: V_{out} (verde), I_{out} (azul), P_{out} (vermelho).	37
3.9	Circuito Simulado Fonte de Alimentação 8 V - BZX84C4V3.	38
3.10	Curva característica do diodo BZX84C4V3.	38
3.11	Circuito simulado conversor <i>buck</i>	39
3.12	Sinal à saída do temporizador NE555.	41
3.13	Sinal à saída do conversor Buck.	41
3.14	Circuito Porta Comum simulado.	43
3.15	Resultados da simulação do circuito porta comum simulado (CD4007): a) análise transitória, b) análise AC, c) impedância de entrada, d) impedância de saída.	44
3.16	Resultados da simulação do circuito porta comum simulado (2n7000): a) análise transitória, b) análise AC, c) impedância de entrada, d) impedância de saída.	45
3.17	Circuito simulado amplificador de instrumentação.	46
3.18	Resultado do circuito simulado amplificador de instrumentação a) análise transiente, b) análise em frequência.	47

3.19 Circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância.	48
3.20 Resultado do circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.	48
3.21 Resultado do circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.	49
3.22 Circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C4V3 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância.	49
3.23 Resultado do circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C4V3 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.	50
3.24 Resultado do circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C4V3 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.	50
3.25 Circuito fonte de alimentação +8V/-8V utilizando o diodo BZX84C3V9.	51
3.26 Circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 e um circuito amplificador de instrumentação.	52
3.27 Resultado da simulação com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 simétrica e um circuito amplificador de instrumentação.	52
3.28 Resultado da simulação com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 simétrica e um circuito amplificador de instrumentação.	53
3.29 Circuito simulado amplificador de instrumentação atualizado.	53
3.30 Análise em frequência do circuito da figura 3.29.	54

3.31 Amplificador de instrumentação (BZX84C3V9) - pulso retangular a 1 kHz: a) Corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.	54
3.32 Amplificador de instrumentação (BZX84C3V9) - onda sinusoidal a 1 kHz: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.	55
3.33 Amplificador de Instrumentação (BZX84C4V3) - Pulso Retangular 1 kHz: a) Corrente à entrada do amplificador, b) Tensão à saída do amplificador.	55
3.34 Amplificador de instrumentação (BZX84C4V3) - onda sinusoidal a 1 kHz: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.	56
4.1 Montagem Circuito Fonte de Alimentação 8 V.	57
4.2 Montagem Amplificador Porta Comum.	60
4.3 Montagem porta comum - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) sinal à saída do amplificador.	60
4.4 Montagem porta comum - onda Quadrada a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED, b) sinal à saída do amplificador (5 V/div).	61
4.5 Montagem porta comum - onda sinusoidal a 10 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) sinal à saída do amplificador.	61
4.6 Montagem porta comum - onda quadrada a 10 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) sinal à saída do amplificador.	62
4.7 Amplificador de instrumentação.	62
4.8 Montagem amplificador de instrumentação.	63
4.9 Amplificador de instrumentação - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal à entrada (1 V/div), b) sinal à saída, c) sinal em V_x (1 V/div), d) sinal em V_y (1 V/div).	63
4.10 Amplificador de instrumentação - pulso retangular a 1 kHz: a) sinal à entrada (1 V/div), b) sinal à saída, c) sinal em V_x (1 V/div), d) sinal em V_y (1 V/div).	64
4.11 Amplificador de instrumentação - pulso retangular a 10 kHz: a) sinal à entrada, b) sinal à saída.	64
4.12 Amplificador de instrumentação com condensadores.	65
4.13 Amplificador de instrumentação - pulso retangular a 10 kHz: a) sinal à entrada, b) sinal à saída, c) sinal em V_x (1 V/div), d) sinal em V_y (1 V/div).	65

4.14 Amplificador de instrumentação - onda sinusoidal a 10 kHz: a) sinal à entrada (1 V/div), b) sinal à saída, c) sinal em V_x (1 V/div), d) sinal em V_y (1 V/div).	66
4.15 Fonte de alimentação 8 V e amplificador porta comum.	67
4.16 Fonte de alimentação 8 V e amplificador porta comum - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) tensão à saída do amplificador.	67
4.17 Fonte de alimentação 8 V e amplificador porta comum - onda sinusoidal a 10 kHz: a) corrente à entrada do amplificador (1 V/div), b) tensão à saída do amplificador.	67
4.18 Fonte de alimentação 8 V e amplificador porta comum - pulso retangular a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) tensão à saída do amplificador a variar a 1 kHz; pulso retangular a 10 kHz: c) sinal à entrada do LED, d) tensão à saída do amplificador a variar a 10 kHz. . . .	68
4.19 Circuito fonte de alimentação com saída simétrica.	69
4.20 Tensões à saída da fonte de alimentação com saída simétrica. Modo DC e eixo XX com 5 V/div.	69
4.21 Fonte de alimentação simétrica e amplificador de instrumentação. . .	70
4.22 Fonte de alimentação simétrica e amplificador de instrumentação - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED, b) tensão à saída do amplificador (5 V/div), c) sinal em V_x , d) sinal em V_y	70
4.23 Fonte de alimentação simétrica e amplificador de instrumentação - pulso retangular a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) tensão à saída do amplificador, c) sinal em V_x , d) sinal em V_y	71
4.24 Sensor ótico.	72
4.25 Fonte de alimentação 8 V, amplificador porta comum e sensor ótico .	72
4.26 Fonte de alimentação 8 V, amplificador porta comum e sensor ótico - pulso retangular a 126 Hz: a) tensão à saída do amplificador, b) com condensador 470nF, c) com condensador 180nF. Eixo YY: 20 mV/div. Eixo XX: 0,1 ms/div.	73
4.27 Fonte de alimentação 8 V, amplificador de instrumentação e sensor ótico.	73

4.28 Fonte de alimentação 8 V, amplificador de instrumentação e sensor ótico - Pulso retangular 1 kHz: a) Tensão à saída do amplificador, b) Com condensador 470 nF, c) Com condensador 180 nF. Eixo YY: 20 mV/div.	74
4.29 Fonte de alimentação 8 V, amplificador de instrumentação e sensor ótico - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal imposto no LED, b) tensão à saída do amplificador (0,1 V /div).	74
4.30 Modelo equivalente pinpin: a) Versão 1, b) Versão 2.	75
4.31 Sinal à saída do amplificador: a) com sinal proveniente do gerador a variar entre -2,5 V a 2,5 V (canal 2 - 5 V/div), antes de saturar, b) com ligeiro aumento do sinal proveniente do gerador (canal 2 - 1 V/div). . .	76
4.32 Sinal à saída do amplificador a variar entre -1 V e 4 V (canal 2 - 2 V/div), quando o gerador aplica uma onda sinusoidal a variar entre -1,8 V e 1,8 V.	76
4.33 Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 2 V/div), b) V_y (canal 2 - 1 V/div).	77
4.34 Sinal à saída do amplificador a variar entre -1,5 V e 5 V (canal 2 - 5 V/div) quando o gerador fornece um sinal a variar entre -1,8 V e 1,8 V.	77
4.35 Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 5 V/div), b) V_y (canal 2 - 1 V/div).	78
4.36 Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 e o sinal à saída do amplificador está a apresentado no canal 2 (canal 2 - 2 V/div).	79
4.37 Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 2 V/div), b) V_y (canal 2 - 2 V/div).	79
4.38 Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 (5 V/div) a variar entre -8 V e 8 V e o sinal à saída do amplificador está a apresentado no canal 2 (canal 2 - 1 V/div).	80
4.39 Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 1 V/div), b) V_y (canal 2 - 0,5 V/div).	80
4.40 Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 (5 V/div) e o sinal à saída do amplificador está apresentado no canal 2 (2 V/div).	81
4.41 Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 1 V/div), b) V_y (canal 2 - 0,5 V/div).	81
4.42 Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 e o sinal à saída do amplificador está a apresentado no canal 2 (canal 2 - 5 V/div).	82

4.43 Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 1 V/div, b) V_y (canal 2 - 1 V/div).	83
4.44 Sinal à saída do amplificador porta comum: a) Sinal fornecido pelo gerador a variar entre -3,2 V e 3,2 V (canal 2 - 5 V/div, b) Sinal fornecido pelo gerador a variar entre -8 V e 8 V (canal 1 - 5 V/div, canal 2 - 1 V/div). 83	83
4.45 Modelo equivalente pinpin e circuito amplificador porta comum.	84
4.46 Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 (5 V/div) e o sinal à saída do amplificador está a apresentado no canal 2 (5 V/div).	84
4.47 Sinais nos nós: a) V_x (canal 1 - 5 V/div, canal 2 - 1 V/div), b) V_y (canal 1 - 5 V/div, canal 2 - 0,5 V/div).	85

Lista de Tabelas

2.1	Referências fontes de alimentação comutadas.	16
2.2	Referência RCG.	24
2.3	Referências TIA com <i>feedback</i>	27
2.4	Referências TIA com indutores.	28
3.1	Resultados simulados da Fonte de Alimentação de 8 V com diodo BZX84C3V9.	36
3.2	Resultados simulados da Fonte de Alimentação de 8 V com diodo BZX84C4V3.	39
3.3	Parâmetro dos dispositivos CD4007 e 2n7000.	42
3.4	Resultados da simulação da montagem Porta Comum - CD4007 e 2n7000. 46	
3.5	Resultados DC simulados da fonte de alimentação.	49
3.6	Resultados DC simulados da fonte de alimentação.	51
4.1	Resultados simulados e medidos da fonte de alimentação de 8 V com o diodo BZX84C3V9.	58
4.2	Componentes do circuito Fonte de Alimentação 8 V com o diodo BZX84C4V3.	58
4.3	Resultados simulados e medidos da fonte de alimentação de 8 V com o diodo BZX84C4V3.	59
4.4	Componentes do circuito fonte de alimentação 8 V com o diodo BZX84C4V3.	59

Lista de Variáveis

V_p	Tensão primária do transformador
V_s	Tensão secundária do transformador
N_p	Número de espiras do enrolamento primário
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário
R_f	Fator de <i>ripple</i>
V_r	Tensão de <i>ripple</i>
V_o	Tensão de saída
f	Frequência
R_L	Resistência de carga
C	Condensador
V_{NL}	Tensão de saída sem carga
V_{FL}	Tensão de saída com carga
I_B	Corrente de base do transistor bipolar
h_{fe}	Ganho de corrente do transistor bipolar
I_Z	Corrente de <i>zener</i>
V_Z	Tensão de <i>zener</i>
V_{BE}	Tensão base-emissor do transistor bipolar
Z_T	Ganho de transimpedância
I_{in}	Corrente de entrada
C_{PD}	Capacidades parasitas do fotodiodo
f_{3dB}	Frequência no ponto a menos 3 dB
Z_{in}	Impedância de entrada
Z_{out}	Impedância de saída
LB	Largura de banda
v_i	Tensão de entrada modelo incremental

r_{o1}	Resistência de saída do dispositivo M_1
i_{ro1}	Corrente que atravessa r_{o1}
v_{gs}	Tensão <i>gate-source</i>
g_{m1}	Transcondutância do dispositivo M_1
g_{mb1}	Transcondutância de corpo do dispositivo M_1
G_m^{-1}	Inverso da transcondutância total do dispositivo M_1
$\overline{i_{in}^2}$	Ruído de corrente de entrada
$\overline{v_{out}^2}$	Ruído de tensão de saída
k	Constante de <i>Boltzmann</i>
T	Temperatura ambiente
g_{m2}	Transcondutância do dispositivo M_2
A_{v0}	Ganho a baixas frequências <i>source</i> comum
C_{12}	Capacidades parasitas dos dispositivos M_1 e M_2
C_{gd2}	Capacidade <i>gate-dreno</i> do M_2
C_{gs1}	Capacidade <i>gate-source</i> do M_1
R_{oB2}	Resistência dinâmica da fonte de corrente I_{B2}
C_f	Condensador de <i>feedback</i>
I_{ADJ}	Corrente adjacente do integrado LM317
D	Ciclo de trabalho
η	Eficiência do conversor
f_s	Frequência de comutação
t_{on}	tempo <i>on</i>
t_{off}	tempo <i>off</i>
Δ_L	Tensão <i>ripple</i> na bobina
W	Largura do canal do MOSFET
L	Comprimento do canal do MOSFET
V_{TO}	Tensão de <i>threshold</i> para $V_{BS} = 0$
I_D	Corrente de dreno
K	Coefficiente de transcondutância
V_{TH1}	Tensão de <i>threshold</i> do dispositivo M_1
V_{b1}	Tensão bias do M_1
V_{S1}	Tensão de <i>source</i> do M_1
I_{OUT}	Corrente de saída do espelho de corrente
V_{BS}	Tensão <i>bulk-source</i>

C_o	Capacidades de saída
ϕ_f	Potencial de superfície
γ	Coefficiente de ruído térmico do canal
β	Parâmetro de ganho do JFET
γ	Parâmetro de efeito de corpo do MOSFET
λ	Modulação do comprimento de canal

Lista de Acrónimos

<i>VLC</i>	Visible Light Communications
<i>PINPIN</i>	p(a-SiC:H)-i'(a-SiC:H)-n(a-SiC:H)-p(a-SiC:H)-i(a-Si:H)-n(a-SiC:H)
<i>LED</i>	Light Emitting Diode
<i>BER</i>	Bit Error Rate / Taxa de erro de bit
<i>IFE</i>	In-flight Entertainment
<i>AC</i>	Corrente Alternada
<i>DC</i>	Corrente Contínua
<i>PWM</i>	Pulse Width Modulation / Modulação por largura de pulso
<i>TIA</i>	Transimpedance amplifier / Amplificador de transimpedância
<i>RCG</i>	Regulated Common Gate / Ampl. transimpedância porta comum regulado
<i>CG – TIA</i>	Common Gate Transimpedance amplifier / Ampl. transimpedância porta comum
<i>CMOS</i>	Complementary metal-oxide-semiconductor
<i>MOSFET</i>	Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
<i>PECVD</i>	Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition

1

Introdução

Este capítulo vai introduzir o assunto desta dissertação, que é o desenvolvimento de um sistema que irá permitir replicar uma fonte de alimentação e um amplificador de bancada para cenários de comunicação ótica por luz visível (VLC). A introdução está dividida em diferentes secções, começando pela motivação e objetivos seguidos pela metodologia e a estrutura desta dissertação.

1.1 Motivação e Objetivos

As comunicações óticas por luz visível surgiram como uma alternativa promissora ao espectro de radiofrequência tradicional, em grande parte devido às suas capacidades de transmissão de alta velocidade. No entanto, muitas aplicações práticas e estudos do VLC são frequentemente limitados por ambientes de laboratório devido à necessidade de equipamentos de bancada robustos e não portáteis. Estes equipamentos, como fontes de alimentação e amplificadores de corrente, são essenciais para a pesquisa e implementação de sistemas VLC, mas a sua falta de portabilidade limita a sua escalabilidade e flexibilidade. Com esta dissertação, o objetivo é desenvolver um sistema que possa substituir os tradicionais equipamentos de bancada, e que o mesmo seja leve e compacto, de modo a facilitar inúmeros testes num cenário de comunicações óticas por luz visível.

O trabalho desenvolvido nesta dissertação está no âmbito das atividades do projeto financiado pelo programa IDICA: IPL/2022/POSEIDON_ISEL.

1.2 Metodologia

Inicialmente foi realizada uma pesquisa sobre os temas das fontes de alimentação e amplificadores de transimpedância de forma a obter um conjunto de possíveis circuitos a serem utilizados no protótipo a implementar. Após este estudo foram realizadas diversas simulações, onde numa primeira fase foi estudado o comportamento de cada circuito em separado, e numa segunda fase, com o auxílio de um optoacoplador para simular o funcionamento do sensor ótico, foram realizadas simulações com as fontes de alimentação e amplificadores de transimpedância em

conjunto. Seguidamente, foram testados em laboratório alguns dos circuitos simulados, onde as análises experimentais foram realizadas individualmente às diferentes fontes de alimentação e aos diferentes amplificadores de transimpedância, e só após a verificação do seu bom funcionamento, os circuitos foram testados em conjunto. O elemento fotodetector utilizado numa primeira fase de testes foi o fotodiodo pin BPV22NF e posteriormente foram realizados testes com o fotodetector pinpin de silício amorfo hidrogenado.

1.3 Estrutura

A presente dissertação consiste em cinco capítulos:

- Capítulo 1: Introdução onde são introduzidos os tópicos de estudo, tal como as motivações e os objetivos desta dissertação. Também descreve qual a metodologia usada.
- Capítulo 2: Estado da arte onde é realizada uma análise de alguns trabalhos realizados sobre o tema das comunicações óticas por luz visível, das fontes de alimentação e também dos amplificadores de transimpedância.
- Capítulo 3: Simulações onde são apresentadas algumas análises realizadas aos circuitos estudados para fornecer uma tensão constante de 8 V e aos circuitos amplificadores de transimpedância. Na primeira situação foram simulados circuitos compostos pelos integrados LM371 e LM7808, como também foi simulado um conversor buck e um regulador série com limitação constante de corrente. No caso dos amplificadores de transimpedância, foi simulado um circuito amplificador porta comum e um amplificador de instrumentação. Posteriormente é realizada a ligação entre o circuito fonte de alimentação e amplificador de transimpedância através da utilização de um optoacoplador.
- Capítulo 4: Análise Experimental que reflete o trabalho realizado em laboratório. Inicialmente foi montado em *breadboard* o circuito regulador série com limitação de corrente constante que irá alimentar não só o fotodiodo como também o amplificador de transimpedância. E posteriormente foram testados os dois circuitos amplificadores: amplificador porta comum e amplificador de instrumentação de forma a verificar o comportamento de ambos. Inicialmente foi utilizado um fotodiodo pin que posteriormente foi substituído pelo fotodiodo pinpin.
- Capítulo 5: Conclusão onde são retiradas conclusões sobre o trabalho feito e sobre o trabalho futuro.

2

Estado da Arte

Os ensaios realizados com o sistema atual no âmbito da comunicação ótica, no laboratório de investigação em optoeletrónica do ISEL, utilizam uma fonte de alimentação (Keithley [1]) e um conversor de corrente em tensão (SR570 - *low noise current preamplifier* da Stanford Research Systems [2]) que são equipamentos laboratoriais de alta precisão e volumosos. Um sistema VLC é composto pelo transmissor e o recetor, onde o sistema de iluminação/transmissão de informação do protótipo disponível no ISEL é realizado com díodos emissores de luz (LEDs) tricromáticos RGB [3], em que cada emissor pode ser modulado de forma independente podendo cada um constituir um canal independente. É necessário notar que para cada uma das três componentes deste LED (vermelho, azul e verde) são necessárias três intensidades distintas de corrente [4]. Neste protótipo VLC o recetor é constituído por um fotodiodo com estrutura pinpin baseado em silício amorfo hidrogenado, que funciona como um filtro de cor no domínio do visível. Desta forma, a sua resposta é seletiva em função do comprimento de onda, podendo ser otimizada para determinados comprimentos de onda usando polarização elétrica ou ótica. Para tornar o sistema de alimentação e comunicação móvel ou portátil é necessário substituir esses dois equipamentos de bancada por um sistema com ambas as funcionalidades. Deste modo, neste primeiro capítulo vão ser revistos alguns conceitos sobre fontes de alimentação e amplificadores de transimpedância que iram permitir replicar parte do funcionamento deste equipamento. Além disso, vão ser analisadas algumas soluções propostas por outros autores.

2.1 Comunicações óticas por luz visível (VLC)

A tecnologia VLC é uma tecnologia que permite comunicações através da luz visível, ou seja, utiliza a faixa do espectro eletromagnético que varia entre 390 nm a 700 nm (figura 2.1). Esta comunicação acontece pois esta tecnologia modula a intensidade da luz de um sinal a uma frequência bastante elevada e impercetível aos olhos do ser humano [5], normalmente, proveniente de um LED, de forma a codificar a informação a transmitir. Posteriormente esta informação é desmodulada por um fotodetector no lado do recetor. Pretende-se com esta tecnologia, não substituir a comunicação via WI-FI, mas sim ser utilizada paralelamente, sendo que a

implementação destes sistemas é relativamente fácil e rápida tendo em conta a crescente adoção de lâmpadas LED [6]. A utilização de lâmpadas LED no lugar de outro tipo de lâmpadas como por exemplo, lâmpadas fluorescentes ou incandescentes, é devida, além da sua maior durabilidade, o seu preço mais acessível [7], sendo que são capazes de comutar para diferentes níveis de intensidade luminosa a um ritmo muito rápido [8], o que se torna bastante vantajoso para este tipo de comunicações

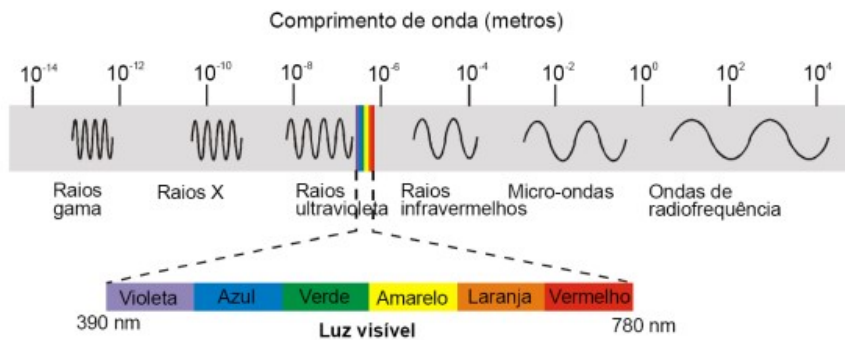


Figura 2.1: Espectro Eletromagnético [9].

As formas tradicionais de tecnologia de comunicação, como WI-FI, Zigbee e redes móveis, funcionam dentro de bandas de frequência que são reguladas e licenciadas pelas autoridades governamentais. No entanto, estas bandas de frequência estão a ficar sobrelotadas à medida que a necessidade aumenta [10]. Uma das vantagens da tecnologia de comunicação por luz visível é o facto de utilizar o espectro de luz, que está disponível sem limitações e não necessita de licenciamento. Isto permite uma implementação económica, sem as despesas associadas à aquisição e gestão de licenças de frequência. Além disto, a faixa do espectro da luz visível é maior, permitindo capacidades de transmissão superiores. Sendo que o VLC opera numa faixa de frequência diferente dos restantes sistemas de comunicação sem fios, verifica-se ausência de interferência eletromagnética, o que se torna excepcionalmente vantajoso em situações em que está em causa a segurança humana. Outra vantagem face às tecnologias convencionais é o facto da luz visível não conseguir penetrar paredes nem ser facilmente interceptada, promovendo assim uma maior segurança nas comunicações.

A tecnologia VLC é um sistema que fornece soluções para um vasto leque de aplicações, sendo que muitas vezes é possível fazer a sua integração em infraestruturas já existentes. Com a tendência de utilização de iluminação a LEDs, esta tecnologia é muitas vezes integrada em sistemas domésticos onde além de fornecer iluminação permite estabelecer uma rede de comunicação de alta velocidade [11]. Algumas aplicações:

- **Comunicações Subaquáticas:** Os sistemas VLC subaquáticos podem atingir uma taxa de dados até centenas de megabits por segundo (Mb/s) ao contrário dos sistemas de comunicação acústica subaquática como o SONAR [12], que apesar

de atingir distâncias elevadas entre os 10 m e os 2400 m, apenas suportam uma taxa de dados na ordem dos kb/s. Alguns desenvolvimentos estão a ser realizados de encontro aos veículos autónomos subaquáticos [13] de modo a recolher dados sobre os seus trajetos e localização em tempo real.

- **Aviação:** A tecnologia VLC pode fornecer acesso à Internet sem interferir com os sistemas de comunicação e navegação do avião, ao ser integrada nos sistemas de entretenimento a bordo (IFE - *In-flight Entertainment*) [14], o que irá permitir a comunicação entre passageiros e também reduzir a cablagem associada.
- **Semáforos:** A utilização da tecnologia VLC nos semáforos permite haver uma comunicação com os utilizadores, sendo estes veículos, pedestres ou ciclistas, e transmitir informações como por exemplo o estado do semáforo [15] e as condições do tráfego. Poderá também controlar o estado dos semáforos no caso de veículos de emergência estarem a passar pelos mesmos [16].
- **Comunicação veicular:** Para melhorar a segurança rodoviária, os faróis e luzes traseiras LED dos vários veículos podem conectar uns com os outros [17] para transmitir dados como a distância, a velocidade ou alertas de travagem [18]. Como referido anteriormente, esta comunicação também é possível entre infraestruturas e veículos [19]. A integração dos sistemas VLC nas comunicações veiculares é bastante fácil sendo que as infraestruturas rodoviárias já estão dotadas com iluminação LED [20].

Num sistema VLC é importante que os seus componentes, principalmente o emissor de luz e o fotosensor, recebam uma alimentação estável e contínua de modo a evitar erros de comunicação, sendo que qualquer variação indesejada na intensidade da luz pode comprometer a qualidade e fiabilidade da transmissão. Uma fonte de alimentação com mínimas interferências e ruído contribui para um melhor sinal modulado pelo LED, o que irá facilitar a deteção e reduzir a taxa de erros de bit (BER). Após o sinal ser modulado é necessário a sua conversão em informação. Ao incidir este sinal modulado num fotosensor, como o fotodíodo, é possível transformar esta luz numa corrente elétrica, no entanto, muito pequena para ser diretamente processada. Com a introdução de um amplificador de transimpedância, além da amplificação do sinal, é possível a conversão para um sinal em tensão, tornando-o mais fácil de ser processado por circuitos subsequentes, que por norma são fabricados para receber sinais em tensão em vez de sinais em corrente.

2.2 Fontes de Alimentação

Uma fonte de alimentação permite transformar a energia elétrica proveniente de uma fonte específica, como a rede elétrica, numa forma apropriada para os dispositivos elétricos em uso, assegurando assim a entrega da tensão e corrente adequadas. Existem diferentes topologias de fontes de alimentação, sendo as mais comuns as fontes lineares e as fontes comutadas. As fontes de alimentação lineares utilizam um transformador, para baixar a tensão AC proveniente das tomadas, e um

retificador para converter a corrente alternada em corrente contínua. Apesar do seu desenvolvimento ser simples e barato, podem ser relativamente ineficientes. As fontes de alimentação comutadas convertem a tensão de entrada numa tensão de saída desejada através, como o nome indica, de comutação de alta frequência. Apesar de mais complexas, são mais eficientes comparando com as fontes de alimentação lineares. As fontes de alimentação podem ainda ser fixas ou ajustáveis, permitindo fornecer tensões e correntes fixas, enquanto as outras permitem que o ajuste destes valores conforme necessário. No âmbito desta tese, a fonte de alimentação a ser desenvolvida é necessariamente uma fonte fixa. Deste modo, apenas estas vão ser estudadas neste capítulo.

2.2.1 Fontes de Alimentação Lineares

Uma fonte de alimentação ligada à rede contém um bloco que permite a conversão de corrente alternada em corrente contínua. A figura 2.2 apresenta os elementos necessários ao desenvolvimento de uma fonte de alimentação linear regulada.

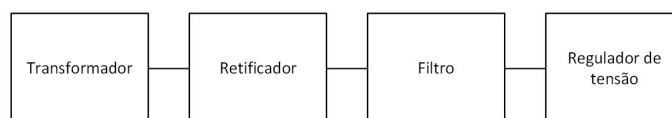


Figura 2.2: Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação linear regulada.

O transformador é utilizado para diminuir as tensões AC provenientes da rede elétrica para um nível de tensão apropriado para alimentar o circuito retificador, sem alterar significativamente a sua eficiência. O circuito retificador é um circuito constituído por díodos que permite converter tensão AC, proveniente do transformador, em DC. Existem dois tipos básicos de retificador: retificador de meia-onda e retificador de onda completa.

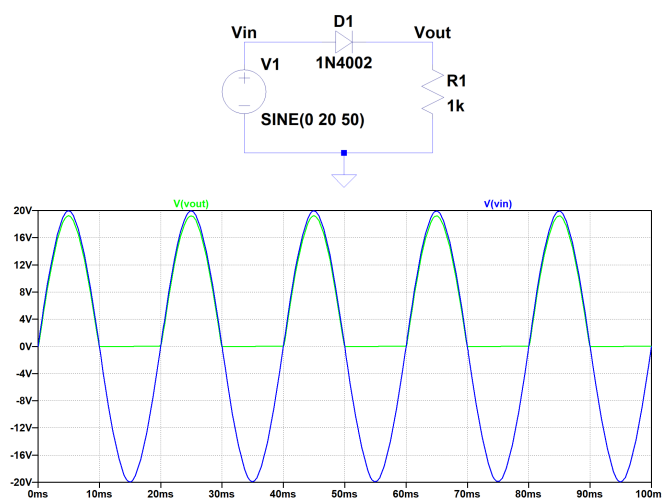


Figura 2.3: Retificador de meia-onda: sinal de entrada sinusoidal e sinal retificado.

A figura 2.3 apresenta o circuito retificador de meia-onda e a sua respetiva simulação, onde a azul é apresentado o sinal à entrada e a verde o sinal à saída. Como é possível observar, o sinal à saída é apenas constituído pelos semiciclos positivos do sinal à entrada, sendo que a saída apresenta uma tensão nula nos semiciclos negativos. Este fenómeno é facilmente explicado a partir do conhecimento do funcionamento do díodo, sendo que este se comporta como um interruptor neste circuito. Quando a polarização direta excede a tensão limiar de condução, normalmente de 0,7 V, o díodo permite a passagem de corrente. No caso da polarização inversa, o dispositivo comporta-se como um circuito aberto, não permitindo a passagem de corrente. Ainda nesta simulação é possível verificar a diferença de aproximadamente 0,7 V entre a tensão máxima de entrada e a tensão máxima de saída.

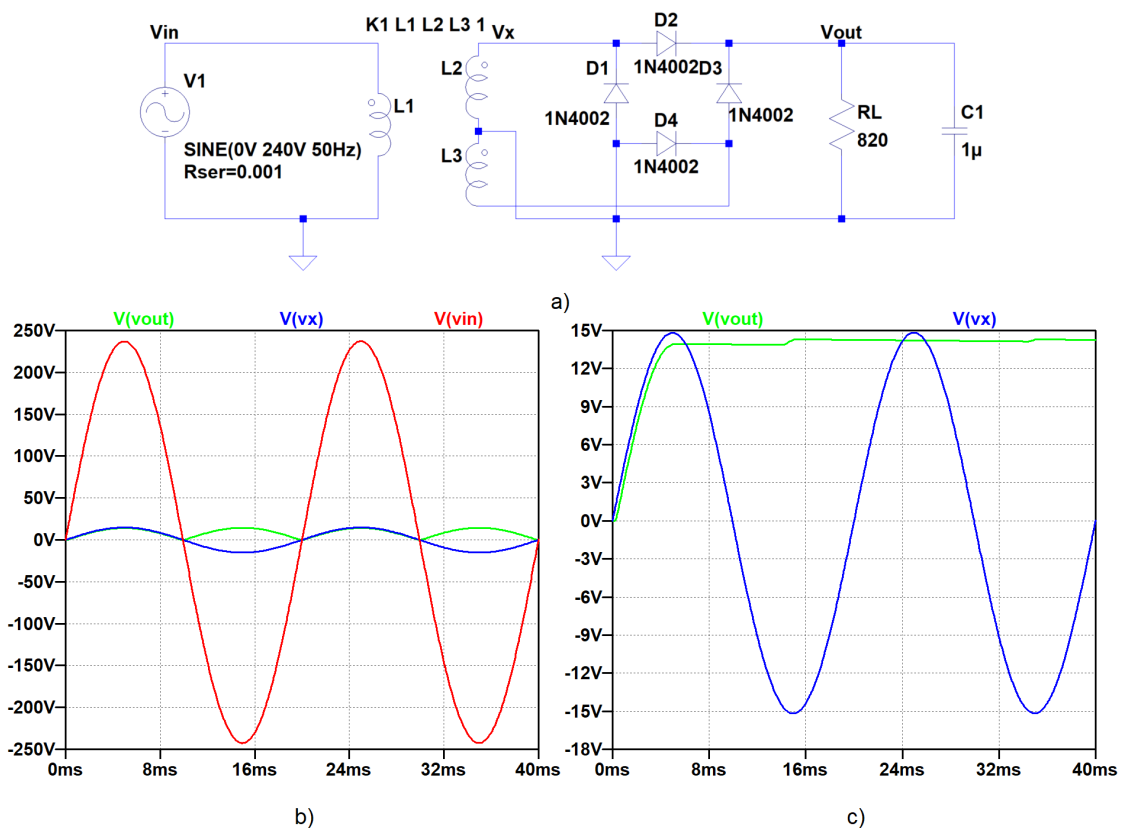


Figura 2.4: Retificador de onda completa: a) circuito, b) resultados, c) efeito *ripple* após filtragem.

A figura 2.4 a) apresenta um circuito que permite estudar o retificador de onda completa, e a sua respetiva simulação. O transformador, como explicado anteriormente, permite reduzir a tensão AC, sendo esta tensão imposta à entrada da ponte de díodos. Foi considerada a equação 2.1 que traduz o comportamento desejado do transformador; a relação entre as tensões secundárias (V_s) e primárias (V_p) num transformador é igual à relação entre o número de espiras nas suas bobinas.

$$\frac{V_s}{V_p} = \frac{N_s}{N_p} \quad (2.1)$$

Neste caso, foi realizada uma transformação de 240 VAC em 15 VAC, sendo que existe uma relação $N_s:N_p$ de 1:16, conforme verificado nos sinais a azul e a vermelho, respetivamente, na simulação realizada na figura 2.4 b). Ao contrário do que acontece no retificador de meia-onda, o retificador de onda-completa converte a totalidade do ciclo de corrente alternada, tanto a metade positiva quanto a negativa, em corrente contínua. Durante o semiciclo positivo, os díodos D_2 e D_4 estão polarizados diretamente, e os díodos D_1 e D_3 estão polarizados inversamente, estando estes ao corte. Durante o semiciclo negativo, acontece o oposto. Para qualquer uma das polaridades, a corrente a atravessar a resistência de carga circula num único sentido, o que permite ter somente semiciclos positivos à saída conforme verificado no sinal a verde.

Após o processo de retificação, já é possível observar uma tensão com polaridade constante (figura 2.4 b)), no entanto, continua a ser uma onda pulsante, o que ainda é inadequado para a alimentação do circuito regulador. Ao filtrar este sinal, como observado na figura 2.4 c) verifica-se o efeito do condensador a ser carregado no início do ciclo e depois a ser lentamente descarregado através da resistência quando a tensão de entrada atinge o pico positivo. A este efeito dá-se o nome de tensão de *ripple*, V_r , sendo que por norma, é considerado um fator de *ripple*, R_f , inferior a 10%, para esta filtragem ser considerada eficiente. Este fator é dado pela equação 2.2, considerando que o valor do condensador necessário, pode ser determinado a partir da equação 2.3.

$$R_f = \frac{V_r}{V_o} \quad (2.2)$$

$$V_r \approx \frac{V_p}{2fR_L C} \quad (2.3)$$

No último estágio, encontra-se o regulador de tensão que tem como função receber uma tensão já filtrada e colocar na sua saída uma tensão constante independentemente se a sua tensão de entrada varia. Existem dois indicadores de desempenho de um regulador de tensão: regulação de linha e regulação de carga. A regulação de linha tem como objetivo manter a tensão de saída constante independentemente da variação da tensão à entrada do regulador. A regulação de carga tem como função manter a tensão de saída constante independentemente da variação da carga. As equações 2.4 e 2.5 são referentes à regulação de linha e à regulação de carga, respetivamente, onde V_{NL} é a tensão de saída sem carga e V_{FL} é a tensão de saída com carga.

$$\text{Regulação de linha} = \left(\frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} \right) \times 100\% \quad (2.4)$$

$$\text{Regulação de carga} = \left(\frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \right) \times 100\% \quad (2.5)$$

Existem dois tipos de reguladores lineares: regulador paralelo ou de derivação e reguladores série, sendo que a diferença entre eles é posicionamento do elemento regulador em relação à carga. No caso do regulador paralelo, apresentado na figura 2.5, o elemento regulador é colocado em paralelo com a carga e no regulador série, como o nome indica, é colocado em série com a carga, como mostra a figura 2.8.

Regulador Paralelo

O regulador paralelo é usado para assegurar uma tensão constante na carga, aumentando ou diminuindo a sua corrente conforme a variação de corrente na carga. Caso a corrente na carga aumente, o circuito regulador diminui a sua corrente de forma que a corrente à entrada se mantenha constante. Do mesmo modo, quando a corrente na carga diminui, o circuito regulador aumenta a sua corrente.

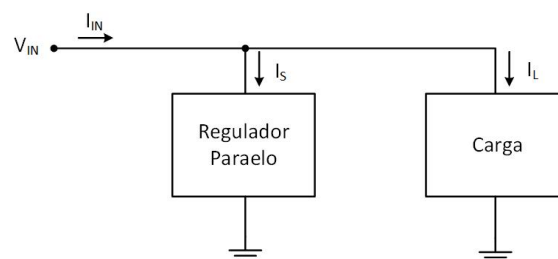


Figura 2.5: Regulador paralelo.

De modo a que o circuito consiga fazer esta regulação, é necessário construir um sistema de *feedback* negativo. Na figura 2.6 estão representados os diferentes estágios necessários para realizar este sistema. De forma a controlar a corrente a que atravessa a carga, existe um elemento de controlo que desvia o excesso de corrente fornecido à entrada. O circuito de amostragem tem como função detetar mudanças na tensão de saída, sendo que esta variação é o sinal de *feedback* enviado ao comparador. Este comparador compara este sinal de *feedback* com uma tensão de referência, e a diferença entre os sinais fornece um sinal de controlo para variar a quantidade de corrente desviada da carga para manter a tensão de saída regulada.

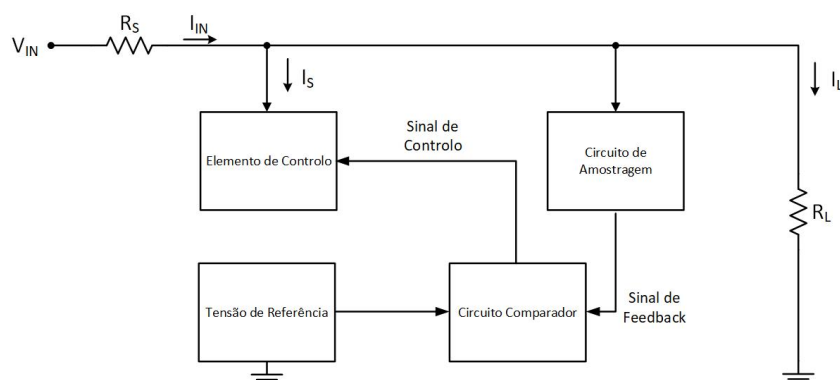


Figura 2.6: Diagrama de blocos de um regulador paralelo.

O exemplo mais básico de um regulador paralelo é um regulador utilizando

um diodo *zener* em paralelo com a carga, como mostra a figura 2.7 a). Outro circuito ligeiramente mais complexo acrescenta ainda um transistor em paralelo com a carga (figura 2.7 b)).

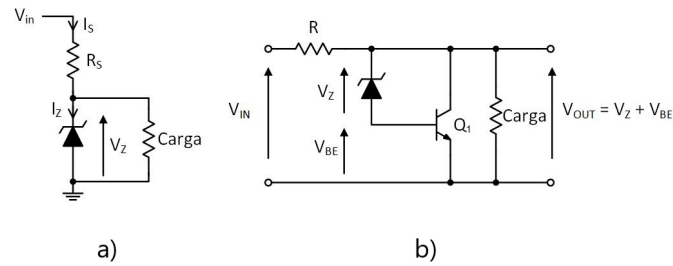


Figura 2.7: Regulador com a) diodo de *zener*, b) diodo de *zener* e transistor.

No entanto, este tipo de circuito regulador com diodo de *zener* só é adequado quando se pretende trabalhar com corrente pequenas, visto que a corrente máxima que o regulador consegue desviar depende da corrente máxima do diodo *zener*. Uma forma fácil de aumentar a corrente possível a ser desviada por este tipo de reguladores, é a introdução de um transistor em paralelo com a carga, como mostra a figura 2.7 b). Neste caso, a regulação é obtida através do controlo da corrente que atravessa o transistor, controlada pela corrente de base que é a corrente que atravessa o diodo *zener*. Visto que a corrente de emissor é dada por $I_B(1 + h_{fe})$, a corrente que atravessa o regulador é aproximadamente $I_Z(1 + h_{fe})$, sendo esta superior à corrente possível com a montagem anterior. A tensão de saída, tendo em conta a introdução do transistor, é dada pela soma da tensão em torno do diodo (V_Z) com V_{BE} . Caso a carga R_L diminua, é necessário que menos corrente seja desviada para a base do transistor, pois é necessário um aumento da corrente na carga de forma a manter a tensão de saída constante. Ao diminuir a corrente que atravessa o transistor, a tensão de base irá diminuir também, visto que a tensão aos terminais do diodo é constante. O contrário acontece quando R_L aumenta e existe a necessidade do regulador desviar uma maior quantidade de corrente.

Regulador em série

No caso dos reguladores em série, irá existir uma diferença de tensão entre os terminais do regulador, sendo que a tensão aos terminais da carga é dada pela subtração desta diferença à tensão na entrada do regulador, como mostra a figura 2.8.

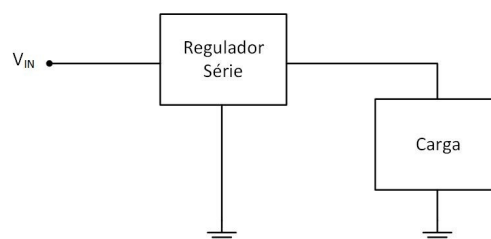


Figura 2.8: Regulador série.

Novamente, para implementar este regulador, é considerado um sistema de realimentação negativo, onde os diferentes estágios são iguais aos indicados para o regulador paralelo, mas são dispostos da forma apresentada na figura 2.9.

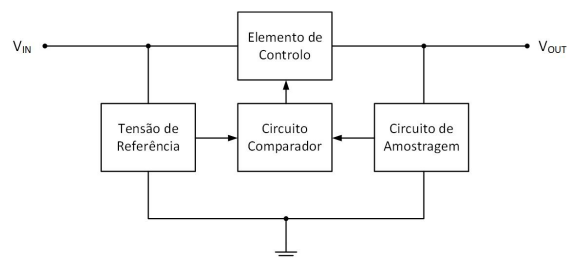


Figura 2.9: Diagrama de blocos de um regulador série.

Na figura 2.10 a) é apresentado um regulador de passagem em série básico, onde é usado um semiconductor ativo entre a tensão de entrada e a carga.

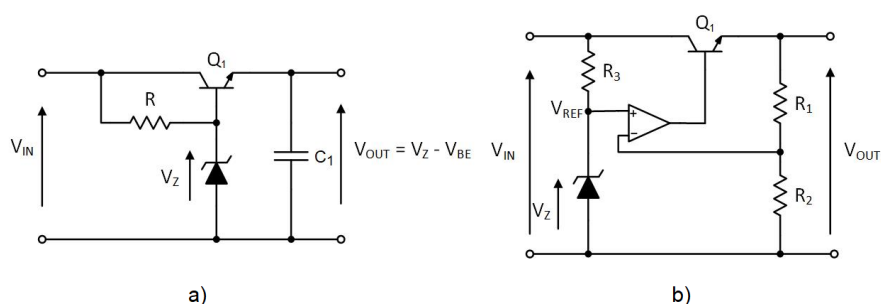


Figura 2.10: Regulador a) série básico, b) com amplificador operacional.

Num regulador série básico, a regulação é realizada visto que o potencial de base do transistor é mantido estável pelo diodo, de modo que qualquer variação na tensão do emissor, provocada pela variação do fluxo de corrente, causa uma mudança na tensão V_{BE} , que por sua vez afeta a quantidade de corrente que o transistor pode conduzir. Este circuito pode ser melhorado ao utilizar um amplificador operacional como comparador. Conforme se apresenta na figura 2.10 b), o amplificador irá comparar uma amostra da tensão de saída com uma tensão de referência, tentando equilibrar de forma que ambas sejam iguais. As resistências R_1 e R_2 detetam a variação da tensão na saída e fornecem um sinal de *feedback* ao amplificador. Este sinal depois é comparado com a tensão de referência imposta pelo diodo e a sua diferença irá indicar a corrente que o transistor Q_1 terá de compensar. A tensão de saída V_o é dada pela equação 2.6.

$$V_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_Z \quad (2.6)$$

Tendo em conta estes dois reguladores lineares, um regulador série é frequentemente mais eficiente relativamente ao regulador paralelo, pois a corrente que atravessa o regulador é efetivamente utilizada pela carga, o que não ocorre no regulador paralelo, onde a corrente que o atravessa é muitas vezes desperdiçada, sendo reencominhada para a massa. Por esta razão, os reguladores paralelo são utilizados em

sistemas de menor potência, onde a eficiência não é a principal preocupação.

Em [21] (figura 2.11 a)) é utilizado o circuito integrado LM317, constituído por um amplificador operacional, um transistor e um diodo, sendo este utilizado como um regulador série com amplificador operacional, idêntico ao circuito da figura 2.10 b). Este integrado permite variar a tensão de saída entre 1,2 e 37 V, sendo necessária uma diferença de tensão mínima entre a entrada e a saída de 3 V [22]. Este integrado pode ser substituído por um integrado da série 78xx [23], sendo que os últimos número representados por "xx", são referentes à tensão de saída estabelecida por este regulador. No exemplo da figura 2.11 b), o integrado força uma tensão de saída de 5 V.

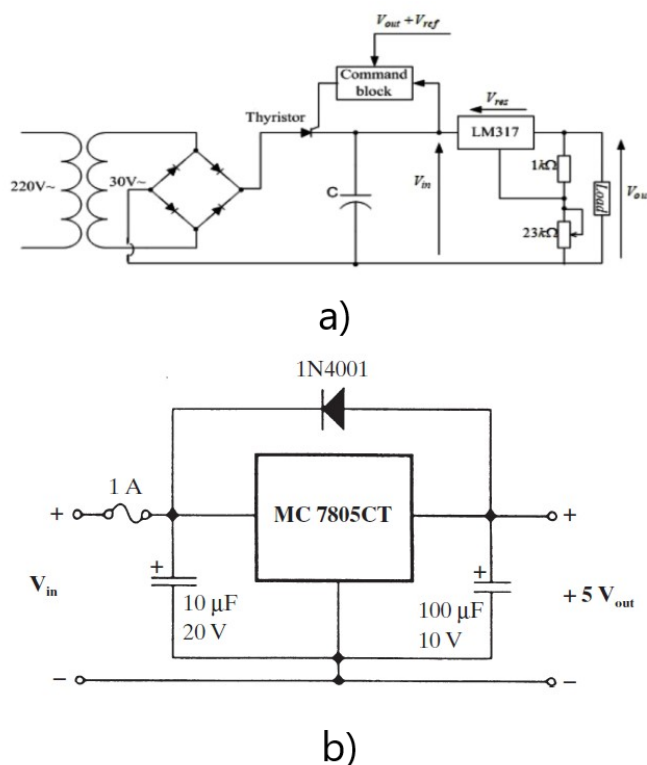


Figura 2.11: Circuitos com integrados LM317 e 7806. Fonte: a) [21], b) [23].

2.2.2 Fontes de Alimentação Comutadas

As fontes de alimentação comutadas são fontes de alimentação que usam circuitos de comutação para converter a tensão de entrada numa tensão de saída desejada. Estas fontes são também conhecidas como fontes de alimentação *switch-mode*. As fontes de alimentação comutadas apresentam uma maior eficiência que as fontes de alimentação lineares, pois a energia é convertida de forma mais eficiente por meio de um circuito eletrônico que comuta a entrada de energia em alta frequência, permitindo que a energia seja transferida para a saída com perdas menores comparativamente com as fontes lineares, onde o regulador linear desperdiça quantidades significativas de energia em forma de calor para manter a tensão constante. Outra razão para a utilização destas fontes é a possibilidade de uso de componentes com tamanhos menores, e conseqüentemente, custos inferiores. Isto acontece,

novamente, por se tratar de um sistema que trabalha a frequências mais elevadas. Estas fontes são desenvolvidas de uma forma diferente das fontes de alimentação lineares. A figura 2.12 representa o diagrama de blocos das fontes de alimentação comutadas.

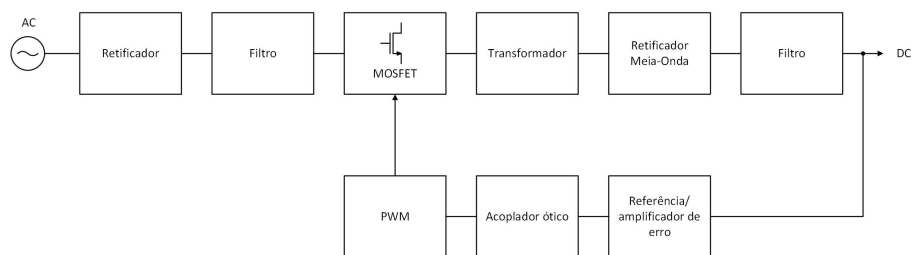


Figura 2.12: Diagrama de blocos de uma fonte de alimentação comutada.

Este circuito pode ser dividido em três estágios, um primeiro onde ocorre a retificação de AC para DC, constituída pelos blocos de retificação e filtragem, um segundo estágio onde existe a conversão DC-DC, e por último um estágio de realimentação realizado para manter a tensão de saída constante. Apesar de não apresentado no diagrama de blocos, por vezes é colocado um filtro de interferência eletromagnéticas (EMI) antes do bloco retificador. Um filtro EMI serve para suprimir ou atenuar interferências eletromagnéticas num circuito proveniente dos fios ou cabos que possam interferir com o sinal e com as linhas de energia, enquanto permitem as correntes desejáveis fluir sem restrições. Em seguida, é colocado um retificador, como realizado nas fontes lineares e a respetiva filtragem, de forma a ser obtido um sinal praticamente DC. Após estes dois blocos, encontram-se as principais diferenças entre as duas fontes. O sinal após ser filtrado vai atravessar um dispositivo MOSFET que se comporta como um interruptor controlado pela modulação por largura de pulso (PWM). Este dispositivo vai transformar o sinal DC num sinal com uma forma de onda de pulso retangular AC de alta frequência e vai impor este sinal na entrada primária do transformador. Por sua vez, o transformador irá diminuir ou aumentar a tensão conforme a tensão de saída DC desejada. Posteriormente ao transformador, o sinal é novamente retificado, no entanto, com um retificador de meia-onda, de modo a aproveitar apenas os semiciclos positivos do sinal. O sinal é filtrado com um filtro LC, onde é realizada a média da tensão do pulso retangular, dando origem a uma tensão contínua CC, que constitui o sinal à saída da fonte de alimentação. Como referido anteriormente, é necessário um circuito de realimentação de modo a manter esta tensão de saída constante. Deste modo, esta tensão é comparada com uma tensão de referência num amplificador de erro. Antes do modulador, que converte o sinal vindo do amplificador de erro numa forma de onda modulada de alta frequência e para ligar e desligar o MOSFET, é colocado um acoplador ótico que permite evitar que picos de tensão que possam ocorrer devido a comutação rápida ou falhas no circuito afetem o PWM.

Existem várias topologias diferentes de fontes de alimentação comutadas, onde são utilizados diferentes conversores DC-DC, incluindo conversores *buck*, *boost* e *buck-boost* apresentados na figura 2.13.

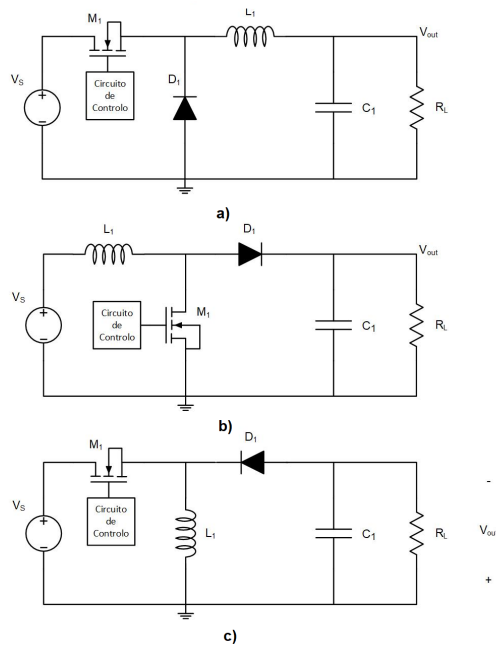


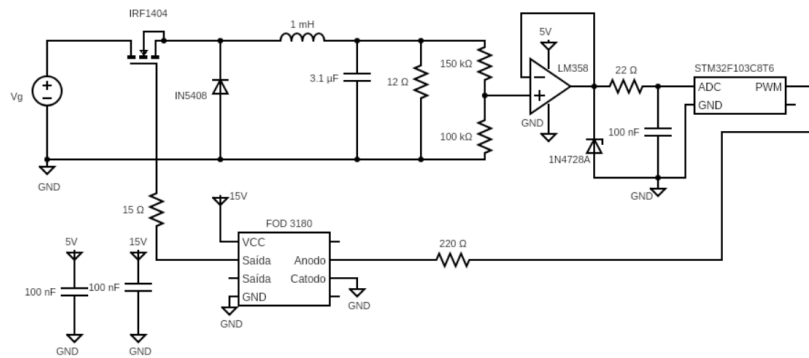
Figura 2.13: Conversores: a) *buck*, b) *boost*, c) *buck-boost*.

Os conversores *buck* (figura 2.13 a)) permitem converter uma tensão de entrada maior numa tensão de saída menor. Os conversores *boost* (figura 2.13 b)) realizam o contrário do conversor anterior, ou seja, convertem uma tensão de entrada menor numa tensão de saída maior. Por último, os conversores *buck-boost* (figura 2.13 c)) funcionam como uma “junção” dos dois conversores anteriores. Permitem converter uma tensão de entrada superior numa tensão de saída inferior ou converter uma tensão de entrada menor numa tensão de saída maior conforme as configurações de controlo, ou seja, a tensão de saída é controlada pelo ciclo de trabalho, ou em inglês, *duty-cycle*, tendo em conta a equação 2.7.

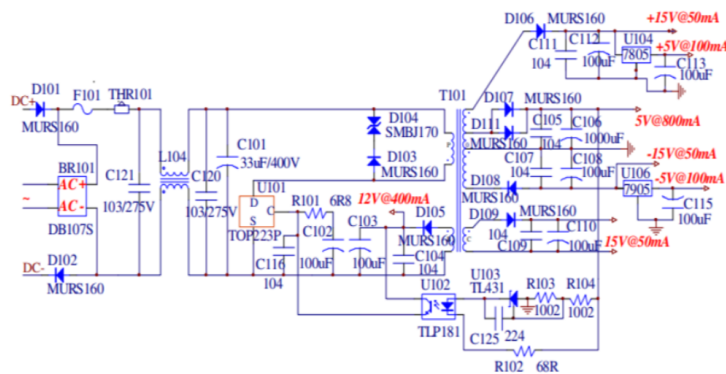
$$V_o = \frac{V_i \times D \times \eta}{1 - D} \quad (2.7)$$

Na tabela 2.1 são analisados alguns trabalhos desenvolvidos no âmbito das fontes de alimentação comutadas. Em [24] foi realizado um conversor *buck-boost* juntamente com um *driver* como circuito de controlo. Este projeto tem como tensão de entrada 20 V, e sendo este um conversor que permite diminuir ou aumentar a tensão de saída em relação à tensão de entrada, a tensão de saída está a variar entre 10 e 30 V. Como dispositivo de comutação, é utilizado um MOSFET, comutado a uma frequência de 25 kHz. No caso de [25] (figura 2.14 a)), pretende-se diminuir uma tensão de entrada variável de 12 a 14 V, numa tensão de saída a variar entre 4 e 6 V. Deste modo, foi utilizado um conversor *buck* a trabalhar a uma frequência de comutação de 50 kHz. Este projeto foi realizado com uma potência de saída de 5 W, onde no anterior foi obtida uma potência de saída de 15 W. O circuito de controlo foi realizado através do microcontrolador STM32F103C8T6 [26] e para não ocorrer diferença de potencial na referência devido à comutação do transístor, foi utilizado o circuito integrado FOD 3180 [27] que desacopla o sinal e fornece tensão suficiente para acionar o transístor. Em [28] (figura 2.14 b)) através de um conversor *fly-back* foi possível converter uma

tensão de 88 V numa tensão de saída de 5 V e noutra de 15 V. Os conversores *fly-back* apesar de mais complexos, apresenta algumas vantagens como o isolamento galvânico entre entrada e saída, o que é crucial para aplicações de segurança e onde a isolamento é necessária, flexibilidade no ajuste da tensão de saída através da razão de voltas do transformador e capacidade de fornecer múltiplas saídas de tensão, que pode ser bastante interessante para algumas aplicações. Para o circuito de controlo foi utilizado um *TOPSwitch* [29] onde o mesmo é constituído pelo controlador PWM e por um MOSFET de alta potência. Este circuito integrado é bastante versátil, sendo possível ser implementado através das topologias *buck*, *boost* e *fly-back*.



a)



b)

Figura 2.14: Circuitos comutados: a) circuito buck [25], b) circuito *fly-back* [28].

Em [30] foi também utilizado um conversor *fly-back* onde na entrada do mesmo se encontra uma tensão de 15 V e na sua saída foi obtida uma tensão de 5 V. No caso dos trabalhos [31] e [32], foram utilizados conversores ressonantes de classe E. Estes conversores permitem frequências de comutação bastante elevadas, na ordem dos megahertz e consequentemente permitem minimizar o tamanho dos componentes de armazenamento de energia. No caso do trabalho [31], foi possível obter uma tensão de saída de 6 V quando colocada uma tensão à entrada do conversor de 3,7 V. No caso do trabalho [32], uma tensão de entrada de 50 V foi convertida numa tensão de 5 V, sendo a sua potência de saída bastante baixa, de 1 W. Ambos tiveram em conta o circuito apresentado na figura 2.15, que é composto por um inversor e um retificador de classe E.

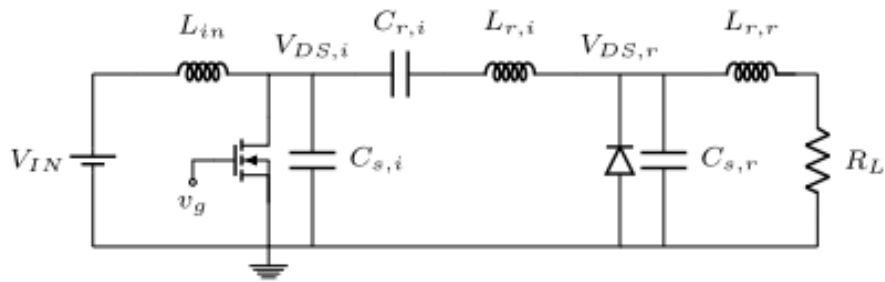


Figura 2.15: Fonte: [31].

Tabela 2.1: Referências fontes de alimentação comutadas.

Referências	[24]	[25]	[28]	[30]	[31]	[32]
Tensão de Entrada [V]	20	12-14	88	15	3,7	50
Tensão de saída [V]	10-30	4-6	5-15	5	6	5
Freq. Comutação [kHz]	25	50	100	50	150-250(MHz)	30-300(MHz)
Potência de saída [W]	15	5	11,3	-	9	1
Duty-Cycle [%]	60	50	66	33	-	50
Resistência de carga [Ω]	-	12		20	4	-
Eficiência [%]	-	-	70	-	55	60,7-82,9

2.3 Amplificadores de Transimpedância

Um amplificador de transimpedância (TIA) é um amplificador que converte corrente em tensão através de componentes ativos, como, por exemplo, MOSFETs, sendo o mais comum a utilização de um ou mais amplificadores operacionais.

Como os fotodíodos apresentam capacidades parasitas que dificultam o dimensionamento destes amplificadores, os mesmos necessitam de apresentar uma impedância de entrada baixa de modo minimizar os efeitos negativos dessas capacidades. No entanto, existe um compromisso entre a impedância de entrada, a largura de banda, o ganho e o ruído.

Ao longo deste capítulo será explicado mais detalhadamente o que foi anteriormente referido, sendo apresentados cálculos e explicações teóricas para diferentes topologias, com o intuito de averiguar qual é a melhor solução a optar no desenvolvimento do projeto.

2.3.1 Equipamentos no mercado

No mercado existem alguns equipamentos que permitem substituir os equipamentos de bancada pre-amplificadores de corrente de baixo ruído, como o caso do SR570 que se encontra no laboratório do ISEL.

Um amplificador de transimpedância de alta frequência criado especialmente para aplicações que funcionam na região dos megahertz é o amplificador de corrente HF2TA 50 MHz da Zurich Instruments [33]. Este amplificador, permite a detecção e

conversão de sinais de alta velocidade, em sinais em tensão, especialmente sinais provenientes de fotodetetores e outros sensores semelhantes. Com uma largura de banda até os 50 MHz, este equipamento é bastante interessante para aplicações que exigem velocidade e precisão, uma vez que assegura que as características do sinal são mantidas com pouca distorção.

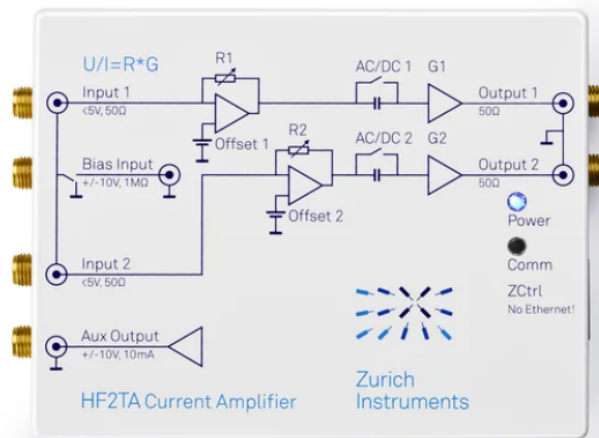


Figura 2.16: Amplificador de corrente HF2TA 50 MHz [33].

Além deste equipamento, a marca FEMTO também possui uma gama de amplificadores de transimpedância bastante vasta, desde equipamentos com ganhos fixos a ganhos variáveis e com largura de banda entre os 2 Hz e os 200 MHz. Na figura 2.17 estão apresentados dois exemplos, onde na figura a) [34] é apresentado um equipamento de ganho fixo da série LCA. Esta série possui diferentes modelos com ganhos de transimpedância entre 10 MV/A a 10 TV/A e larguras de banda entre os 2 Hz e os 400 kHz. Na figura b) [35], o equipamento permite ter um ganho variável, entre 1 kV/A até 100 GV/A, sendo que a largura de banda pode variar entre 1 kHz e 500 kHz. Estes amplificadores foram concebidos para converter correntes minúsculas, típicas das que são geradas por fotodíodos, em sinais de tensão com o mínimo de ruído. Algumas das suas características de destaque incluem os seus níveis de ruído intrínseco e externo ultra-baixos, capacidades de largura de banda elevada e definições de ganho ajustáveis. Dada a sua robustez e fiabilidade, encontra aplicações na contagem avançada de fótons, espectroscopia de alta precisão, medições biomédicas e investigação nanotecnológica de ponta.

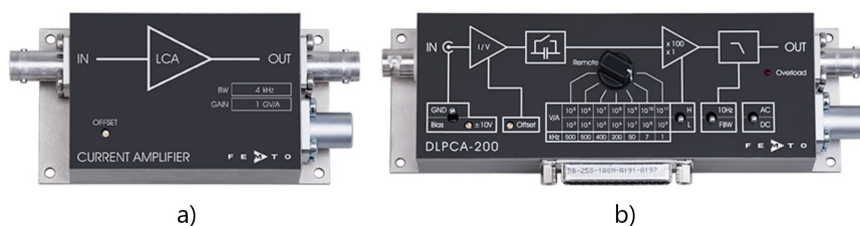


Figura 2.17: Equipamentos da FEMTO: a) série LCA [34], b) série DLPCA [35].

2.3.2 Características e Cálculos

A figura 2.18 apresenta o sistema de amplificação a desenvolver, em que à entrada do amplificador está uma corrente proveniente do fotodíodo, tipicamente denominada fotocorrente, e na sua saída está o sinal convertido para tensão. Deste modo, é possível verificar que o ganho de transimpedância é dado pelo quociente entre a tensão de saída e a corrente de entrada, como se indica na equação 2.8.

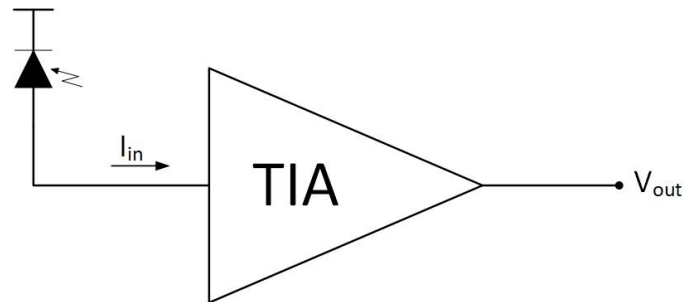


Figura 2.18: Amplificador de transimpedância.

$$|Z_T(f)| = \left| \frac{V_{out}}{I_{in}} \right| \quad (2.8)$$

Como a fotocorrente é da ordem dos μA , é necessário primeiramente a conversão desta corrente em tensão e só depois a sua amplificação. A forma mais simples de realizar esta conversão é através de uma resistência como mostra a figura 2.19. Como referido anteriormente, o fotodíodo apresenta capacidades parasitas, sendo estas representadas pelo condensador C_{PD} , que afetam diretamente a largura de banda do amplificador, como mostra a equação 2.9.

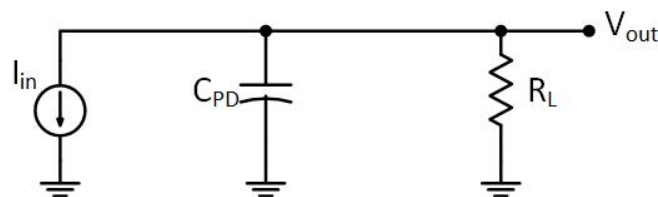


Figura 2.19: Montagem básica de conversão de corrente em tensão.

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi R_L C_{PD}} \quad (2.9)$$

É possível verificar na equação anterior que, quanto maior forem as capacidades parasitas do fotodíodo, menor será a largura de banda, visto que a frequência correspondente ao ponto 3 dB abaixo do ganho máximo diminui. Deste modo, um dos principais objetivos no dimensionamento de um amplificador de transimpedância é a atenuação do efeito destas capacidades.

Também é possível verificar que a largura de banda está diretamente relacionada com a resistência R_L . Quanto menor for o valor desta resistência maior será a largura de banda, no entanto, menor será o ganho de transimpedância.

Nas próximas secções vão ser apresentados alguns circuitos que permitem otimizar o amplificador de transimpedância visto até agora.

2.3.3 Topologias Comuns

Existem dois tipos de topologias para os amplificadores de transimpedância: amplificadores de transimpedância em malha aberta e amplificadores de transimpedância com realimentação.

Com a finalidade de dimensionar o amplificador com a menor impedância de entrada possível, tendo em conta a largura de banda pretendida, e obter um ganho de transimpedância de 100 k Ω , foram estudadas as características das duas topologias.

Amplificador em malha aberta

O circuito da figura 2.20 a) representa um amplificador de transimpedância porta comum [36], sendo esta a topologia básica de um amplificador em malha aberta mais utilizada, visto que comparativamente às topologias fonte comum e dreno comum, a topologia porta comum é a que apresenta menor impedância de entrada. O transistor M_1 é o transistor de porta comum com uma carga R_D , enquanto o transistor M_2 fornece uma corrente de polarização. Na figura 2.20 b) é apresentado o modelo incremental deste circuito.

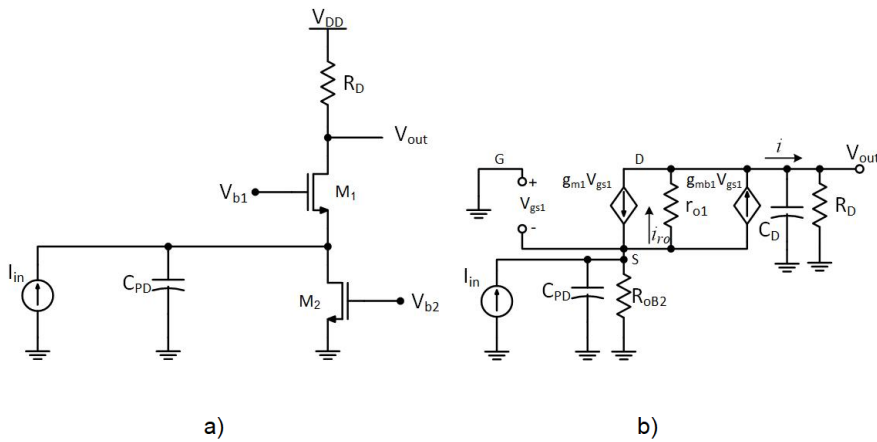


Figura 2.20: TIA em topologia porta comum: a) montagem, b) modelo incremental.

A equação 2.12, referente à impedância de entrada Z_{in} do circuito da figura anterior, foi determinada através das equações 2.10 e 2.11 onde a tensão v_i é igual a $-v_{gs1}$ e a corrente i é igual à corrente I_{in} .

$$v_i = r_{o1} i_{ro1} + R_D i \quad (2.10)$$

$$i_{ro1} = i + v_{gs1} (g_{m1} + g_{mb1}) \quad (2.11)$$

$$Z_{in} = \frac{v_i}{i} \approx \frac{r_{o1} + R_D}{1 + (g_{m1} + g_{mb1}) r_{o1}} \quad (2.12)$$

Para simplificar a análise do modelo incremental, como é possível observar nas equações anteriores, a resistência R_{oB2} referente ao dispositivo M_2 que funciona como uma fonte de corrente de polarização, é ignorada visto que se encontra em paralelo com a baixa impedância de entrada do circuito. Pela mesma razão é possível concluir que o ganho de transimpedância é aproximadamente igual ao valor da resistência R_D , visto que toda a fotocorrente atravessa esta resistência. Quanto maior for o valor da resistência, maior é o ganho de transimpedância, no entanto, o valor máximo da resistência R_D é limitado pela máxima queda de tensão possível.

Caso a resistência de saída do dispositivo M_1 , r_{o1} , for muito superior à resistência R_D , a equação anterior pode ser simplificada e resulta na equação 2.13, onde g_{m1} e g_{mb1} representam a transcondutância e a transcondutância de corpo, respectivamente, do MOSFET M_1 .

$$Z_{in} \approx \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}} \quad (2.13)$$

Deste modo, é possível concluir que a impedância de entrada depende apenas das características do dispositivo M_1 .

A equação 2.14 representa a função transferência do amplificador. Por norma, o polo de entrada domina em relação ao polo de saída devido à grande capacidade do fotodiodo, o que permitir ter uma largura de banda elevada (aproximadamente 100 MHz). No entanto, com o aumento excessivo da resistência R_D , a largura de banda do amplificador passa a ser imposta por esta resistência e pelo condensador C_D , diminuindo assim a mesma.

$$\frac{V_o}{I_D} = \frac{R_D}{(1 + sG_m^{-1}C_{PD})(1 + sR_D C_D)} \quad (2.14)$$

Onde G_m^{-1} , é o inverso da transcondutância total do dispositivo M_1 , dado pela equação 2.15.

$$G_m^{-1} = \frac{1}{g_{m1} + g_{mb1}}. \quad (2.15)$$

O ruído de corrente referente à entrada do amplificador de transimpedância, $\overline{i_{in}^2}$, é dado pela equação 2.16. Esta equação não representa a contribuição do ruído fornecido pelo transístor M_1 , sendo que a modulação de comprimento de canal foi desprezada para simplificar a equação.

$$\overline{i_{in}^2} \approx \frac{4kT}{R_D} + 4kT\gamma g_{m2} \quad (2.16)$$

Na equação acima, k representa a constante de *Boltzmann* e T a temperatura ambiente em Kelvin. O fator γ representa o coeficiente de ruído térmico do canal e por norma é assumido um valor de $\gamma = 2/3$ para dispositivos *long channel*, e um valor de $\gamma = 1$ para dispositivos *short channel*. A variável g_{m2} representa a transcondutância do dispositivo M_2 . Através desta equação, é possível concluir que para desenvolver um amplificador de baixo ruído, é necessária uma resistência R_D elevada, no entanto, a mesma está limitada pela diferença máxima de tensão entre a

saída e a entrada possível.

Visto que existe uma limitação de ganho devido ao valor máximo da resistência R_D a utilizar e conseqüentemente o ruído provocado pela mesma, esta configuração pode não ser suficiente para cumprir com as especificações pretendidas.

O circuito apresentado na figura 2.21 a) representa o amplificador de transimpedância com porta comum regulado (RCG), ou seja, é adicionado um amplificador de tensão fonte comum ao circuito amplificador de transimpedância porta comum (CG-TIA) apresentado anteriormente, constituído por um transistor (M_2) com uma carga ativa representada por I_{B2} .

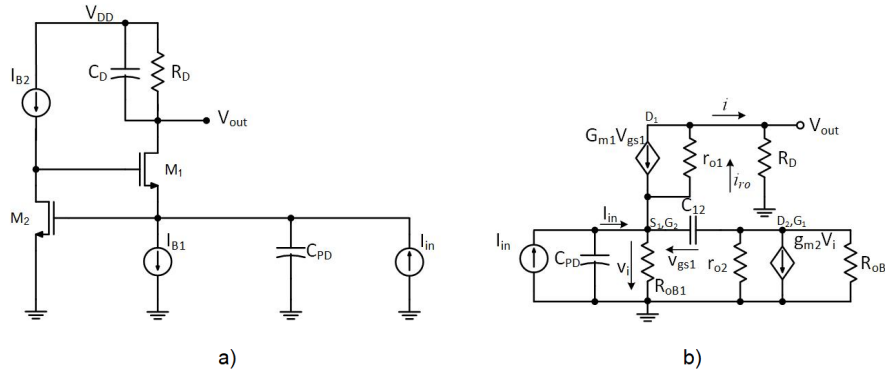


Figura 2.21: TIA em configuração RCG: a) montagem, b) modelo incremental.

Com esta alteração é possível obter uma impedância de entrada mais baixa sendo que esta resistência é dada por g_{m1}^{-1} da topologia CG-TIA a dividir pelo ganho a baixas frequências adicionado (A_{v0}) do novo andar fonte comum, como apresentado na equação 2.17, comprovando assim uma menor impedância de entrada que a da topologia anterior.

$$Z_{in} \approx \frac{1}{A_{v0}g_{m1}} \quad (2.17)$$

Através do modelo incremental apresentado na figura 2.21 b) é possível determinar a função de transimpedância $V_{out}(s)/I_{in}(s)$. Visto que a resistência dinâmica R_{oB1} da fonte de corrente I_{B1} se encontra em paralelo com a baixa impedância do dispositivo M_1 , é possível não a considerar nos cálculos respetivos. O mesmo acontece com a resistência R_{oB2} da fonte I_{B2} , sendo que esta está em paralelo com a resistência de saída do dispositivo M_2 , r_{o2} , de valor muito menor. O condensador C_{12} representa as capacidades parasitas e o seu valor pode ser determinado através da equação 2.18, onde C_{gd2} representa a capacidade *gate-drain* do M_2 e C_{gs1} a capacidade *gate-source* do M_1 .

$$C_{12} = C_{gd2} + C_{gs1} \quad (2.18)$$

Considerando as equações 2.19 e 2.20, é possível calcular o ganho imposto pelo estágio *source* comum através da equação 2.21, aplicado a lei de *Kirchhoff* no nó entre o dreno do M_2 e a porta do M_1 .

$$V_{gs1} \times sC_{12} + V_i \times g_{m2} + \frac{V_{gs1}}{R_{oB2}} + \frac{V_i}{R_{oB2}} + \frac{V_{gs1}}{r_{o2}} + \frac{V_i}{r_{o2}} = 0 \quad (2.19)$$

$$R_{o2} = R_{oB2}/r_{o2} \approx r_{o2} \quad (2.20)$$

$$\frac{V_{gs1}}{V_i} = -A = -\frac{1 + g_{m2}R_{o2}}{1 + sC_{12}R_{o2}} \quad (2.21)$$

Assumindo que a transcondutância de M_2 , g_{m2} , é muito superior que $1/R_{o2}$, visto que para minimizar o ruído o valor de transcondutância do dispositivo M_2 deve ser elevado, a equação 2.21 pode ser simplificada na equação 2.22.

$$\frac{V_{gs1}}{V_i} = -A = -\frac{g_{m2}R_{o2}}{1 + sC_{12}R_{o2}} \quad (2.22)$$

Através desta equação é possível ainda verificar que o ganho a baixas frequências A_{v0} é dado pela equação 2.23.

$$A_{v0} = g_{m2}R_{o2} \quad (2.23)$$

Sabendo o ganho do estágio de amplificação, é mais fácil determinar o ganho de transimpedância dado por V_{out}/I_{in} . Analisando o nó D_1 e novamente utilizando a lei de *Kirchhoff*, foi obtida a equação 2.24.

$$g_{m1}V_{gs1} + \frac{V_{out} - V_i}{r_{o1}} + \frac{V_{out}}{R_D} = 0 \quad (2.24)$$

Desta forma, é possível determinar V_{gs1} conforme se mostra na equação 2.25. Por norma, a corrente $\frac{V_i}{g_{m1}r_{o1}}$ é muito pequena, sendo ignorada.

$$V_{gs1} = -\frac{V_{out}}{g_{m1}} \times \left(\frac{1}{r_{o1}} + \frac{1}{R_D} \right) + \frac{V_i}{g_{m1}r_{o1}} \quad (2.25)$$

A corrente do fotodíodo pode ser calculada analisando o nó S_1 , onde é possível obter a equação 2.26, sabendo que $V_i = -V_{gs1}A^{-1}$.

$$I_D = sC_{12}V_{gs1} + sC_D A^{-1}V_{gs1} - \frac{V_{out}}{R_D} \quad (2.26)$$

Juntando as equações 2.25 e 2.26, é possível obter a função transferência expressa na equação 2.27.

$$\frac{V_{out}}{I_D} = \frac{R_D}{\frac{1}{g_{m1}} \left(\frac{R_D}{r_{o1}} + 1 \right) (sC_{12} + A^{-1}sC_D) + 1} \quad (2.27)$$

Além da impedância de entrada diminuir, a impedância de saída aumenta e a variação da tensão de saída aumenta.

A tabela 2.2 apresenta os resultados obtidos em diferentes trabalhos utilizando esta topologia. Em [37], foi possível obter um ganho de transimpedância de 86 dBΩ, uma largura de banda de 16,7 MHz e uma dissipação de potência de 1,17 mW, utilizando uma tecnologia CMOS 130 nm e uma tensão de alimentação de 1,2 V. Em [38]

Tabela 2.2: Referência RCG.

Referências	[37]	[38]	[39]	[40]
Processo CMOS [nm]	130	600	90	130
Tensão de Alimentação [V]	1,2	5	1,2	1,3
Corrente máxima de entrada [A]	-	-	-	3 mA
Z_T [dBΩ]	86	58	50,5	46,5
Largura de Banda	16,7 (MHz)	950 (MHz)	7,3 (GHz)	9,5 (GHz)
IRA [$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$]	-	6,3	13,7	33
Potência dissipada [mW]	1,17	85	1	9,8
Área [m^2]	-	0,5x0,2m	-	0.004m

A desvantagem da topologia *cascode* comparativamente a um estágio de ganho constituído por um estágio fonte comum é que para ter o mesmo ganho é necessário uma tensão de alimentação mais elevada, e implica que haja uma pequena contribuição de ruído gerado pelo transistor porta comum.

Amplificador com realimentação

Como visto anteriormente, a configuração porta comum limita o valor máximo de R_D devido à queda de tensão máxima nesta, e conseqüentemente limita o valor máximo de ganho possível de obter. Para contornar esta limitação, pode ser utilizada uma topologia de realimentação que permite maximizar o valor de resistência, sendo esta agora denominada de resistência de realimentação, sem estar limitada pela queda de tensão máxima na mesma.

O circuito apresentado na figura 2.24 representa uma montagem básica de um amplificador de transimpedância através de um amplificador operacional, que consiste numa montagem inversora utilizando uma resistência R_F de *feedback*. Quando à entrada existe um fotodiodo com capacidades parasitas, estas capacidades criam um polo no domínio da frequência. Para compensar este polo, é adicionado o condensador C_F , em paralelo com a resistência, o que permite estabilizar o circuito.

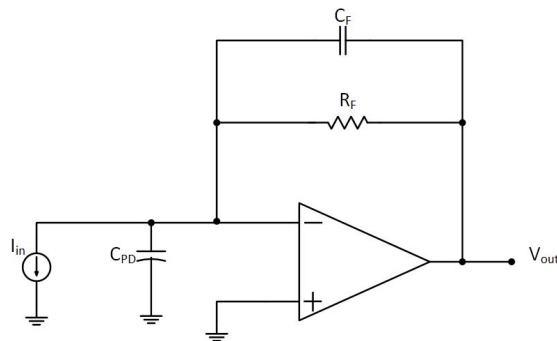


Figura 2.24: TIA com realimentação.

Deste modo, o ganho de transimpedância pode ser calculado através da equação 2.28, e quando considerado um ganho em malha aberta (A) elevado, é possível

assumir a equação 2.29, visto que toda a corrente I_{in} atravessa a resistência R_f .

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = -\frac{A}{1+A} \times \frac{R_f}{1 + \left(\frac{R_f C_{PD}}{A+1}\right) s} \quad (2.28)$$

$$\frac{V_{out}}{I_{in}} \approx -R_f \quad (2.29)$$

Ao utilizar a resistência R_f , esta não está limitada por uma queda de tensão máxima observada nas configurações anteriores. No entanto, quanto maior for a resistência de realimentação, menor será a largura de banda como mostra a equação 2.30, confirmando assim que ainda existe um compromisso entre o ganho e a largura de banda.

$$f_{3dB} = \frac{1+A}{2\pi R_f (C_{PD} + C_f)} \quad (2.30)$$

Contudo, comparando esta equação com a equação 2.9 referente à topologia de porta comum, é possível verificar que esta topologia permite uma largura de banda superior segundo um fator de $1+A$.

O valor máximo do condensador de realimentação pode ser determinado através do valor de resistência e da largura de banda que se pretende através da equação 2.31, verificando assim que a junção deste condensador com a resistência de realimentação constituem o polo dominante.

$$C_f \leq \frac{1}{2\pi R_f f_{3dB}} \quad (2.31)$$

Considerando as equações 2.32 e 2.33 é possível verificar que a resistência de realimentação R_f é o componente que provoca maior ruído no amplificador de transimpedância. Esta equação é referente à equação de ruído Johnson-Nyquist em que o ruído de tensão à saída, $\overline{v_{n,out}^2}$, é diretamente proporcional a $\sqrt{R_f}$, ou seja, para se obter um menor ruído é necessária uma resistência de realimentação baixa. O ruído de corrente à entrada é apresentado por $\overline{i_{n,in}^2}$ e Δf representa a variação na frequência. No entanto, existe um compromisso entre o ruído e o ganho do amplificador. Quanto maior for a resistência R_f , maior será a tensão de saída, implicando a necessidade do TIA fornecer um maior ganho. Por vezes, quando os próprios TIA são desenvolvidos via amplificadores operacionais, os ganhos requeridos podem não ser possíveis de atingir.

$$\sqrt{\overline{v_{n,out}^2}} = \sqrt{4kTR_f \Delta f} \quad (2.32)$$

$$\sqrt{\overline{i_{n,in}^2}} = \sqrt{\frac{4kT \Delta f}{R_f}} \quad (2.33)$$

Com isto, é possível concluir que de forma a obter um ganho de transimpedância elevado sem deteriorar a largura de banda, é necessário retirar a resistência de realimentação do nó de entrada, ou seja, da saída do fotodíodo. Sendo também im-

portante este amplificador apresentar uma impedância de entrada baixa de modo a melhorar a largura de banda.

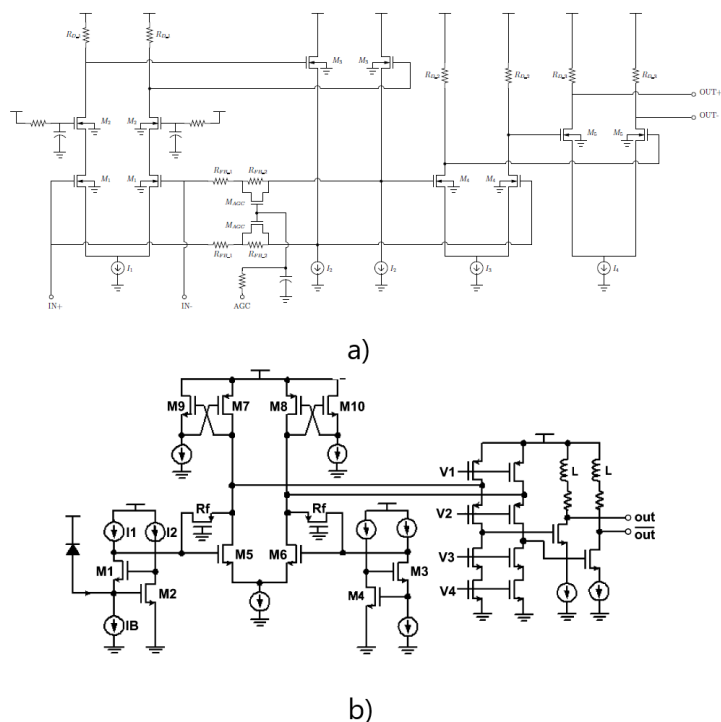


Figura 2.25: Amplificadores de transimpedância: a) *cascode* pseudo-diferencial [41], b) RCG com amplificador *full differential* [42].

Na tabela 2.3 são analisados os resultados de outros trabalhos onde são utilizadas estruturas de realimentação negativa. Em [41] é realizado um amplificador de transimpedância *cascode* pseudo-diferencial (figura 2.25 a)), sendo que o fotodíodo apenas se encontra conectado a uma das entradas dos par diferencial. Ao realizar esta estrutura, é possível melhorar a rejeição em modo comum do sistema. Como observado na tabela 2.3, foi obtido um ganho de transimpedância de 64 dBΩ e uma largura de banda de 1,8 GHz utilizando uma tecnologia CMOS 0,18 μm e uma tensão de alimentação de 3,5 V. Em [42] é utilizado um RCG como andar de entrada e é adicionado um amplificador *full differential* (figura 2.25 b)), sendo possível obter um amplificador de transimpedância com um ganho de 80 dBΩ e uma largura de banda de 670 MHz utilizando uma tecnologia CMOS 0,25 μm e uma tensão de alimentação de 2,5 V.

Em [43] também foi utilizado como andar de ganho um amplificador *full differential* onde se obteve um ganho de 66 dBΩ, mas uma largura de banda superior comparativamente ao anterior, sendo esta de 4 GHz. Isto foi conseguido utilizando uma tecnologia CMOS 0,18 μm e uma tensão de alimentação de 1,8 V. Em [44] também é considerado um par diferencial como estágio de ganho, no entanto, este trabalho foi realizado com uma tecnologia BiCMOS de 0,13 μm. Neste trabalho foi conseguido um amplificador de transimpedância com um ganho Z_T de 83,7 dBΩ e uma largura de banda de 32,1 GHz utilizando uma tensão de alimentação de 3,3 V.

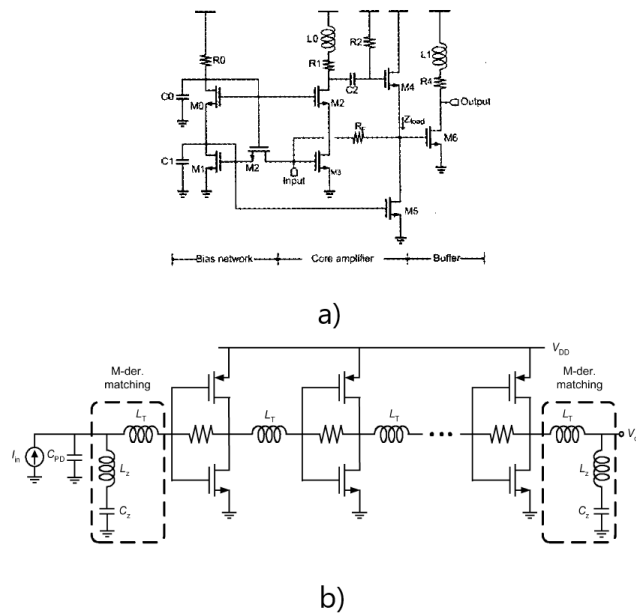


Figura 2.26: Amplificadores de transimpedância: a) com *inductive peaking* e *dual feedback* [45], b) com múltiplas estruturas e *inductive peaking* [46].

Tabela 2.3: Referências TIA com *feedback*.

Referências	[41]	[42]	[43]	[44]
Processo CMOS (nm)	180	250	180	130
Tensão de Alimentação [V]	3,5	2,5	1,8	3,3
Corrente máxima de entrada [A]	-	-	-	-
Z_T [dBΩ]	64	80 (diferencial)	66	83,7
Largura de Banda IRA [pA/√Hz]	1,8 GHz	670 MHz	4 GHz	32,1 GHz
Potência dissipada [mW]	9	0,54	-	-
Área [m ²]	115	27	24	150
	-	0,13x0,16 m	-	3350x700 μm

Em [45] é realizado um amplificador de transimpedância utilizando a técnica de *inductive peaking* e uma técnica de *dual feedback* (figura 2.26 a)). Foi conseguido um TIA com um ganho de transimpedância de 60 dBΩ e uma largura de banda de 4,9 GHz utilizando apenas uma tensão de alimentação de 1,8 V, e conseqüentemente uma potência dissipada relativamente baixa de 8 mW. Em [46] é proposto um amplificador de transimpedância com múltiplas estruturas, utilizando a técnica de *inductive peaking* (figura 2.26 b)). Esta técnica permite estender a largura de banda sem aumentar a potência consumida, e foi realizada com indutores *on-chip* entre os estágios de ganho. Como visto anteriormente nas equações 2.9 e 2.30, a largura de banda quando não são utilizadas bobinas é dada pela constante de tempo RC . Ao serem introduzidos estas bobinas, as mesmas juntamente com as capacidades pa-

rasitas vão comportar-se como um filtro *LC-ladder* de terceira ordem. Isto irá permitir obter uma largura de banda cerca de 2,5 vezes superior. A tabela 2.4 apresenta os resultados obtidos nas propostas anteriormente referidas.

Tabela 2.4: Referências TIA com indutores.

Referências	[45]	[46]
Processo CMOS [nm]	180	180
Tensão de Alimentação [V]	1,8	1,8
Corrente máxima de entrada [μ A]	20	10
Z_T [dB Ω]	60	61
Largura de Banda [GHz]	4,9	7,2
IRA [$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$]	9	8,2
Potência dissipada [mW]	8	70,2
Área [m^2]	650x500 μm	0,14m

2.3.4 Amplificador de Instrumentação

Além das topologias comuns anteriormente apresentadas, o amplificador de instrumentação também permite converter a corrente no fotodíodo numa tensão, assumindo o funcionamento de um amplificador de transimpedância.

Como mostra a figura 2.27, este tipo de amplificador é constituído por dois estágios de amplificação, onde o primeiro apresenta dois seguidores de tensão e o segundo consiste num amplificador diferencial. Na figura 2.27 a), está apresentado o circuito típico de um amplificador de instrumentação e na figura 2.27 b) é apresentado um circuito semelhante, onde foram realizadas algumas alterações, de modo a que o amplificador de instrumentação opere como um amplificador de transimpedância [47]. Comparando as duas figuras, o fotodíodo foi colocado entre as entradas invertidas dos amplificadores operacionais A_1 e A_2 , substituído uma resistência, tipicamente chamada resistência de ganho R_G . Além da imposição do fotodíodo, as entradas V_{1+} e V_{2+} são colocadas à massa.

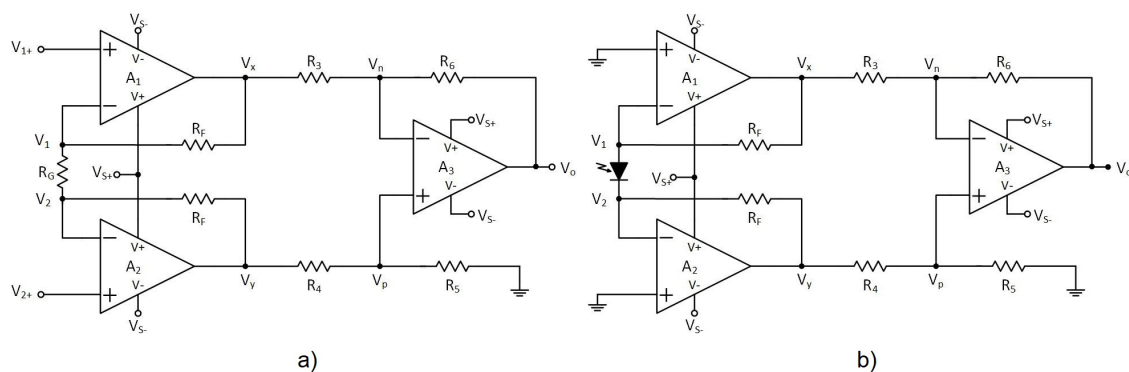


Figura 2.27: Amplificador de instrumentação.

Segundo a seguinte análise é possível verificar como estas alterações permi-

tem a conversão da corrente em tensão. Sendo que a corrente a ultrapassar pelas resistências R_F é a corrente do fotodíodo, I_{PH} , e tendo em consideração as equações 2.34 e 2.35 e considerando que A_1 e A_2 são amplificadores operacionais ideais, ao ligar as entradas V_{1+} e V_{2+} à massa, é possível verificar que as tensões V_x e V_y são impostas pela resistência R_F e a corrente I_{PH} .

$$\frac{V_x - V_1}{R_F} = -I_{PH} \quad (2.34)$$

$$\frac{V_2 - V_y}{R_F} = -I_{PH} \quad (2.35)$$

É possível verificar que tensões V_x e V_y são simétricas, como apresentadas nas equações 2.36 e 2.37. Este é um ponto bastante importante, sendo que são estas as tensões aplicadas ao amplificador diferencial.

$$V_{x(MAX)} = -I_{PH} \times R_F \quad (2.36)$$

$$V_{y(MAX)} = I_{PH} \times R_F \quad (2.37)$$

O sinal à saída do amplificador diferencial é dado pela equação 2.38.

$$V_o = \frac{(R_6 + R_3)}{(R_4 + R_5)} \times \frac{R_5}{R_3} \times V_y - \frac{R_6}{R_3} \times V_x \quad (2.38)$$

Se $R_3 = R_4$ e $R_5 = R_6$, o sinal à saída do circuito, V_o , é dado pela equação 2.39, e o ganho de transimpedância depende apenas da resistência R_F .

$$V_o = \frac{R_6}{R_3} \times (V_y - V_x) \quad (2.39)$$

A maior desvantagem desta configuração é exatamente o valor das resistências. Estas têm de ser muito semelhantes entre si, pois qualquer desfasamento no ganho entre as duas entradas do amplificador diferencial resultará numa degradação da relação de rejeição em modo comum ($CMRR$), sendo que o sinal indesejado deve ser igual em ambas as entradas para ser melhor eliminado.

3

Simulações

Neste capítulo são abordados os circuitos simulados, para a realização da fonte de alimentação e para o amplificador de transimpedância. Estas simulações foram realizadas em LTspice e tiveram em conta os circuitos estudados no capítulo 2.

3.1 Fonte de alimentação

Anteriormente, no capítulo 2 foram referidas diferentes fontes de alimentação, nomeadamente fontes realizadas através de circuitos integrados, fontes lineares e fontes comutadas. Nas secções seguintes serão apresentadas algumas simulações realizadas. Estes circuitos desenvolvidos tiveram como principal objetivo fornecer uma tensão constante de 8 V a um sistema VLC, que é composto pelo LED, fotosensor e amplificador de transimpedância. No dimensionamento deste circuito também foi necessário ter em consideração que a potência de saída não poderá ultrapassar os 0,5 W.

3.1.1 Integrado LM317 e LM7808

Numa primeira análise, foram utilizados reguladores de tensão em circuito integrado, como o LM317 e o LM7808 que permitem a conversão de uma tensão superior numa tensão de 8 V. Tendo em conta o circuito apresentado na figura 2.4, foi adicionado o circuito integrado LM317 à sua saída, como mostra a figura 3.1. Como mencionado no primeiro capítulo, a diferença de tensão mínima recomendada entre a entrada e a saída do integrado LM317 é de 3 V. Sendo a tensão desejada à saída da fonte de 8 V, a tensão à entrada do regulador deve ser pelo menos 11 V. Com o circuito mencionado anteriormente, o regulador recebe à sua entrada uma tensão 14,3 V.

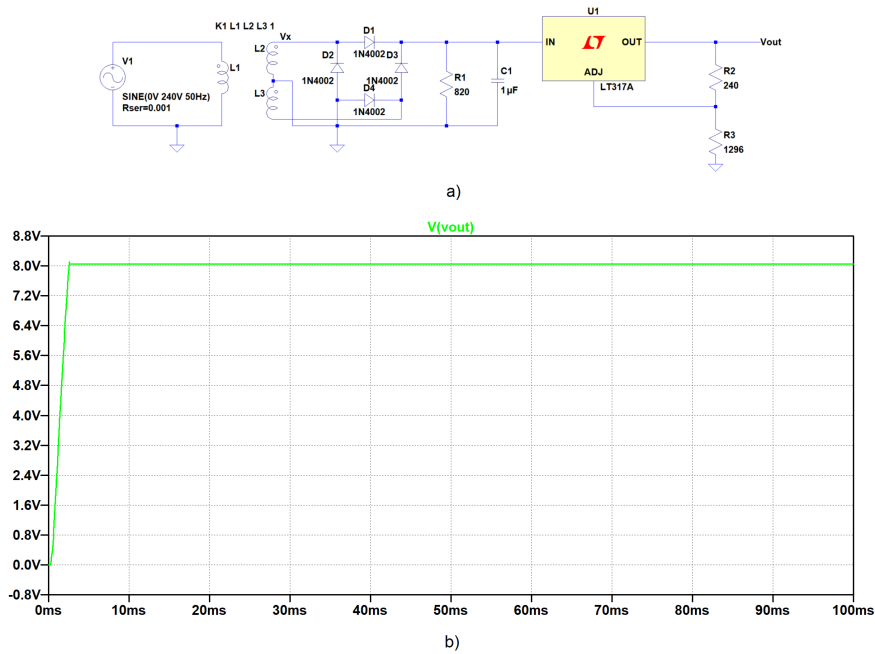


Figura 3.1: Fonte de alimentação com integrado LM317: a) montagem, b) resultado da simulação.

Segundo o *datasheet* [48], a partir da equação 3.1, é possível dimensionar o circuito de modo a obter a tensão V_o desejada. O integrado foi concebido para minimizar a corrente I_{ADJ} , sendo esta a corrente que sai do pin *ADJ* do integrado representado na figura 3.1 a), e para a manter constante com mudanças de linha e de carga. Normalmente, o termo de erro $I_{ADJ}R_3$ pode ser negligenciado, sendo a corrente I_{ADJ} máxima de 100 μ A.

$$V_o = \left(1 + \frac{R_3}{240}\right) \times 1,25 V + I_{ADJ} R_3 \quad (3.1)$$

Como é possível verificar na figura 3.1 b), com uma resistência R_3 de 1296 Ω , é possível obter uma tensão constante de 8 V. O tempo de estabilização simulado foi de, aproximadamente, 2,59 ms.

Na figura 3.2 a) está representada uma montagem semelhante à anterior, mas com o integrado LM7808. Neste caso, não são necessárias nenhuma(s) resistências externas para regular a tensão, sendo apenas colocados dois condensadores à entrada e à saída do integrado como referido no seu *datasheet* [49]. O condensador *bypass* à entrada é selecionado de modo a fornecer boas características de alta frequência para assegurar estabilidade em todas as condições de carga. No entanto, este condensador só é absolutamente necessário caso o regulador se encontre a uma distância considerável do bloco de filtragem anterior. Eventualmente, este condensador não será necessário. O condensador à saída tem como função melhorar a resposta transitória.

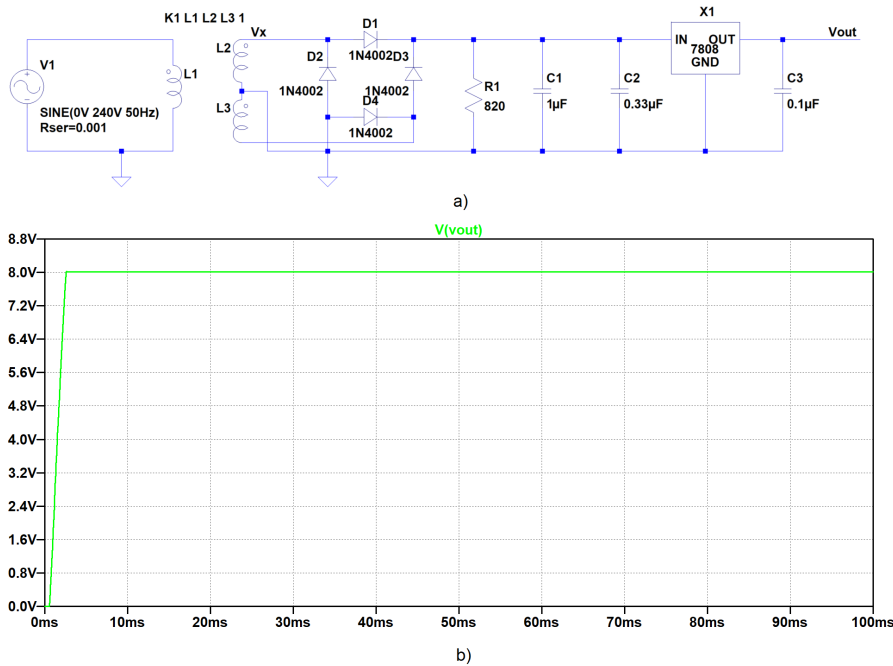


Figura 3.2: Fonte de alimentação com integrado LM7808: a) Montagem, b) Resultado da simulação.

Novamente, é possível verificar na figura 3.2 b) que a tensão à saída do regulador é de 8 V. Neste caso, o tempo de estabilização foi um pouco superior ao anterior, de 2,64 ms.

3.1.2 Regulador de tensão com diodo BZX84C3V9

Os integrados anteriormente estudados, limitam a corrente à saída entre 1 a 1,5 A, sendo esta corrente superior à desejada, 62,5 mA. Com isto, foi necessário o desenvolvimento de um regulador de tensão. No capítulo 2 foram mencionados reguladores série e reguladores paralelo, onde se verificou uma maior eficiência nos reguladores série. Considerando o regulador série apresentado na figura 2.10 b), foi realizada uma alteração ao circuito que permite limitar a corrente de forma constante. Esta alteração consiste em adicionar a resistência R_{sc} e o transistor Q_2 , apresentados na figura 3.3 [50]. Quando a queda de tensão em R_{sc} é inferior à tensão de condução V_{BE} do dispositivo Q_2 (0,6-0,7 V), o transistor não conduz e o circuito comporta-se com um regulador série visto na figura 2.10 b). Quando a corrente de carga aumenta, a queda de tensão na resistência R_{sc} também aumenta. Quando esta tensão atinge a tensão limiar do transistor Q_2 , o mesmo começa a conduzir. Ao conduzir, a corrente irá contornar a junção emissor-base do transistor Q_1 , o que vai impedir qualquer aumento adicional de corrente a passar por este.

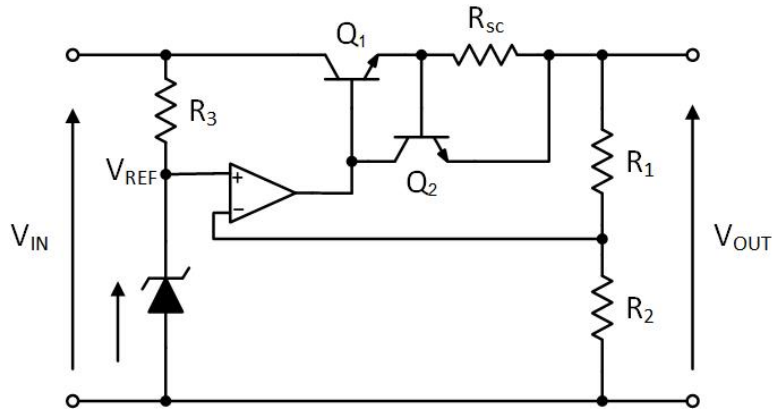


Figura 3.3: Regulador Série utilizando uma técnica de limitação de corrente de forma constante.

De modo a facilitar o dimensionamento do regulador de tensão, foram escolhidos díodos com tensões de *zener* muito próximas de metade da tensão de saída desejada. Considerando isto, foram realizadas simulações com os díodos BZX84C3V9 e BZX84C4V3, que têm uma tensão *zener* de 3,9 V e 4,3 V, respectivamente.

A figura 3.4, representa o circuito simulado utilizando o diodo BZX84C3V9. Tendo em consideração a curva característica deste diodo, apresentado na figura 3.5, foi dimensionada a resistência R_3 e conseqüentemente a resistência R_1 de modo a ser obtida a tensão de 8 V requerida à saída, como mostram as equações 3.2 e 3.3, respectivamente. Os valores obtidos para as resistências R_1 e R_3 foram aproximados a valores da série E12, ou seja, a resistência R_3 foi aproximada a 3382 Ω (3,3 k Ω + 82 Ω) e a resistência R_1 foi aproximada a 1062 Ω (1 k Ω + 47 Ω + 15 Ω).

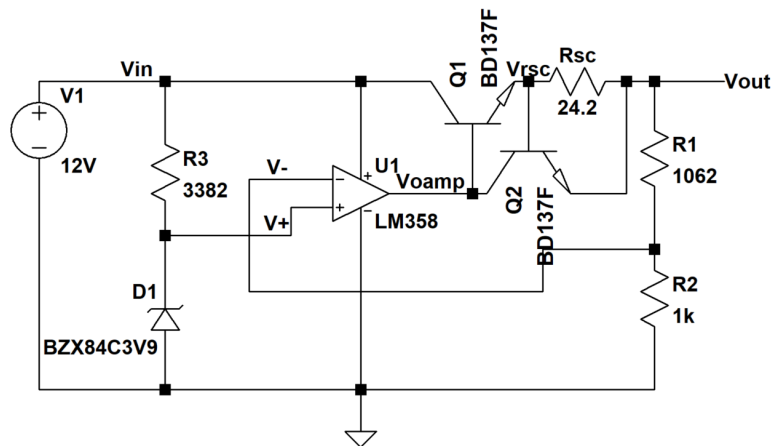


Figura 3.4: Circuito Simulado Fonte de Alimentação 8 V - BZX84C3V9.

$$R_3 = \frac{12V - 3,88V}{2,4mA} = 3383\Omega \quad (3.2)$$

$$R_1 = \frac{1k\Omega}{(3,88V/8V)} - 1k\Omega = 1061,86\Omega \quad (3.3)$$

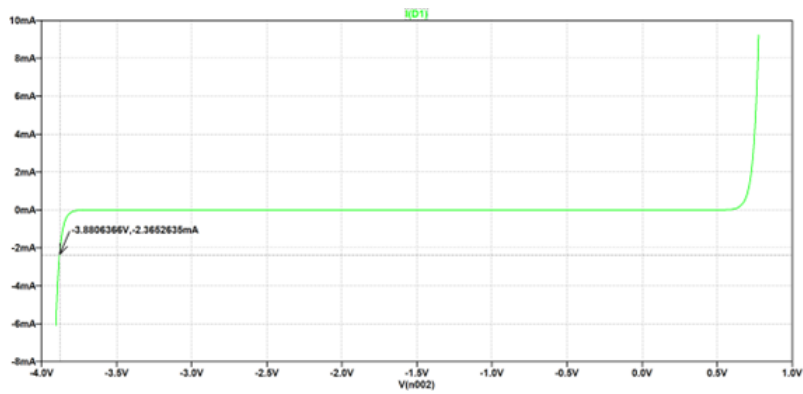
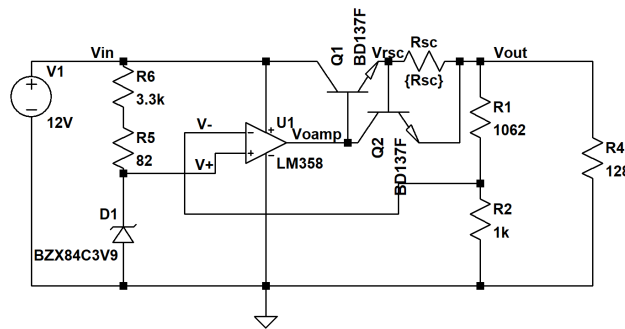
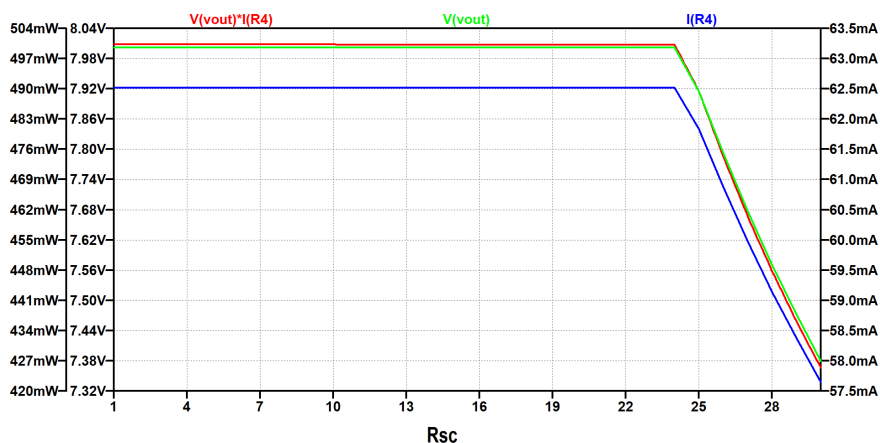


Figura 3.5: Curva característica do diodo BZX84C3V9.

A resistência R_{sc} adequada foi determinada através da simulação apresentada na figura 3.6 a). Como se pretende uma fonte de tensão de 8 V com uma potência de saída de 0,5 W, foi considerada uma resistência de carga (R_4) de 128 Ω na realização desta simulação. Foi realizado um comando *.step* variando o valor da resistência R_{sc} para verificar o comportamento da tensão à saída e a corrente na carga consoante este valor. No gráfico da figura 3.6 b) é possível observar a tensão à saída do regulador, v_{out} , a corrente na resistência de carga R_4 e a potência de saída a vermelho.



a)



b)

Figura 3.6: Seleção da resistência R_{sc} : a) circuito simulado b) resultados - V_{out} (verde), I_{out} (azul), P_{out} (vermelho).

Analisando a figura 3.6 b), verifica-se que a partir de uma resistência um pouco

superior a 24Ω , os valores de tensão e corrente começam a diminuir.

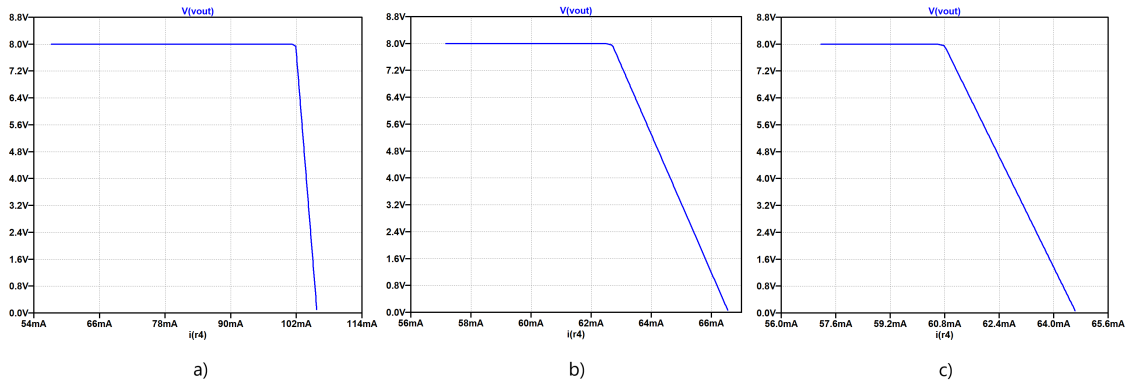


Figura 3.7: Seleção da resistência R_{sc} : a) $R_{sc} < 24,2 \Omega$, b) $R_{sc} = 24,2 \Omega$, c) $R_{sc} > 24,2 \Omega$.

A figura 3.7 representa o comportamento da tensão à saída do regulador em relação à corrente na carga, conforme a escolha da resistência R_{sc} . Na figura anterior, foi verificado que a resistência a escolher é uma de um valor muito próximo a 24Ω , e nesta figura 3.7 é possível verificar o porquê. Com uma resistência R_{sc} inferior a 24Ω (figura 3.7 a)), quando a corrente ultrapassa os $62,5 \text{ mA}$, a tensão à saída não começa a baixar imediatamente, o que nestes casos irá fornecer uma maior potência à saída que os 500 mW desejados. Isto acontece porque a carga necessita de puxar uma maior corrente para o dispositivo Q_2 começar a conduzir, e conseqüentemente, a tensão à saída começa a diminuir. Quando utilizada uma resistência R_{sc} superior a 24Ω (figura 3.7 c)), mesmo antes da corrente máxima desejada ser atingida, já a tensão de saída do regulador está a baixar, visto que não é necessário uma corrente muito elevada para o dispositivo Q_2 começar a conduzir. Na figura 3.7 b) é apresentado o caso com uma resistência R_{sc} de $24,2 \Omega$, e como é possível verificar, quando a corrente atinge um valor de $62,5 \text{ mA}$, a tensão começa a diminuir impedindo que o circuito fonte de alimentação forneça uma potência de saída superior a 500 mW .

Tabela 3.1: Resultados simulados da Fonte de Alimentação de 8 V com diodo BZX84C3V9.

Resultados	Simulado
$V_{in} \text{ [V]}$	12
$V_{out} \text{ [V]}$	8,001
$V_+ \text{ [V]}$	3,88
$V_- \text{ [V]}$	3,88
$V_{O_{amp}} \text{ [V]}$	8,7
$V_{rsc} \text{ [V]}$	8,095
$I_{R3} \text{ [mA]}$	2,4
$I_{D1} \text{ [mA]}$	-2,4
$I_{Rsc} \text{ [mA]}$	-3,88
$I_{R1} \text{ [mA]}$	3,88
$I_{R2} \text{ [mA]}$	3,88

Após imposta a resistência R_{sc} de $24,2 \Omega$, foi realizada uma análise de forma a obter resultados do ponto de funcionamento do circuito. Na tabela 3.1 são apresentados os valores simulados. Desta tabela, o valor mais importante a reter é o valor à saída do regulador, V_{out} , de $8,001 \text{ V}$, confirmando o bom funcionamento do circuito.

Foi realizada uma outra simulação onde é possível verificar que ao ser aplicada uma tensão igual ou superior a 12 V , o circuito permite sempre regular a tensão para uma tensão constante de 8 V , como é possível comprovar no gráfico da figura 3.8. A verde é apresentado o sinal em tensão à saída do circuito regulador, a azul é apresentada a corrente na resistência de carga e a vermelho a potência de saída. Estes três sinais estão a variar consoante a tensão de entrada entre 1 e 46 V .

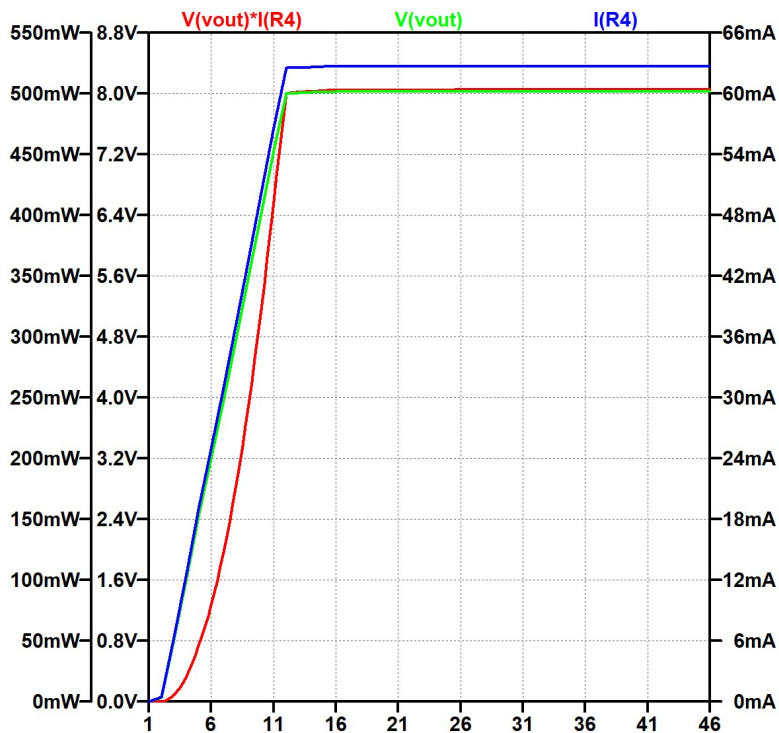


Figura 3.8: Saída do regulador de tensão em função da tensão à entrada: V_{out} (verde), I_{out} (azul), P_{out} (vermelho).

3.1.3 Regulador de tensão com diodo BZX84C4V3

Como referido anteriormente, foram estudados dois díodos diferentes para o desenvolvimento da tensão de referência do regulador de tensão. A figura 3.9 representa o circuito simulado considerando o diodo BZX84C4V3, com uma tensão de *zener* de $4,3 \text{ V}$.

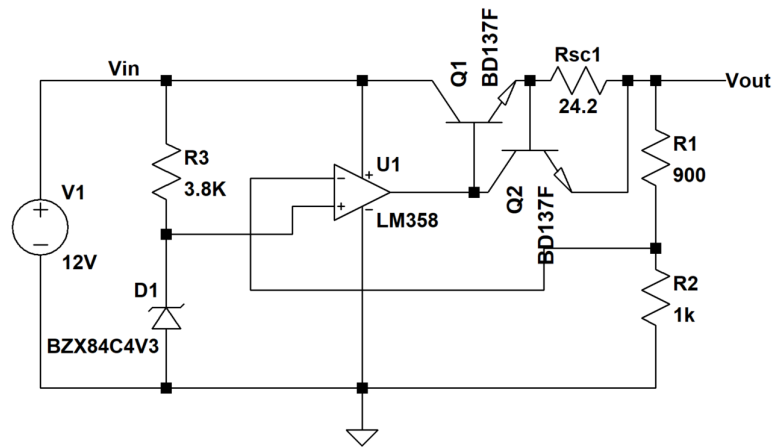


Figura 3.9: Circuito Simulado Fonte de Alimentação 8 V - BZX84C4V3.

Para o dimensionamento das resistências R_3 e R_1 (equações 3.4 e 3.5 respectivamente) foi realizado o mesmo procedimento anterior, tendo em conta a curva característica deste diodo apresentado na figura 3.10.

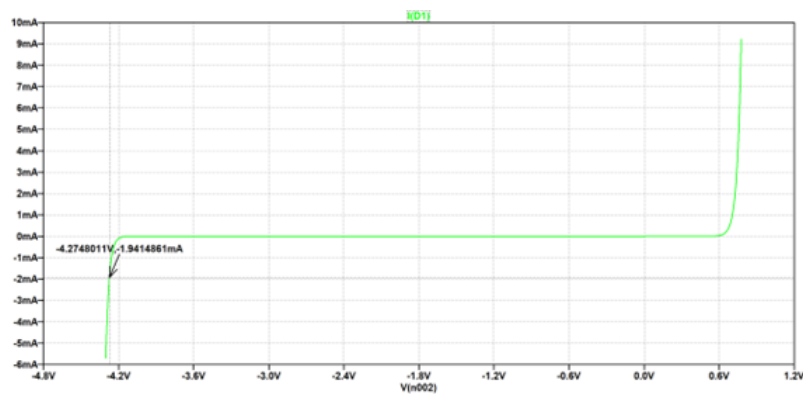


Figura 3.10: Curva característica do diodo BZX84C4V3.

$$R_3 = \frac{12V - 4,27V}{2mA} = 3865\Omega \quad (3.4)$$

$$R_1 = \frac{1k\Omega}{(4,27V/8V)} - 1k\Omega = 873,536\Omega \quad (3.5)$$

O valor da resistência R_3 calculado foi aproximadamente de 3,8 k Ω e o valor da resistência R_1 foi aproximado para 900 Ω , como mostra o circuito simulado na figura 3.9. Novamente estes valores tiveram em consideração as resistências disponíveis da série E12.

A tabela 3.2 apresenta os valores do ponto de funcionamento simulados. Novamente é possível verificar que a saída do regulador apresenta uma tensão de 8 V, sendo este circuito com a utilização do diodo BZX84C4V3 como tensão de referência, também viável.

Tabela 3.2: Resultados simulados da Fonte de Alimentação de 8 V com diodo BZX84C4V3.

Resultados	Simulado
V_{in} [V]	12
V_{out} [V]	8,01
V_+ [V]	4,275
V_- [V]	4,275
V_{Oamp} [V]	8,72
V_{rsc} [V]	8,11
I_{R3} [mA]	2,03
I_{D1} [mA]	-2,03
I_{Rsc} [mA]	-4,27
I_{R1} [mA]	4,27
I_{R2} [mA]	4,27

3.1.4 Conversor buck

Além das fontes lineares, também foram estudadas as fontes comutadas, mais concretamente, o conversor *buck*. Como mencionado no capítulo 2, este tipo de conversor permite transformar uma tensão numa outra de valor inferior através de comutação a altas frequências. A figura 3.11 apresenta o circuito simulado em LTspice, onde não só foi dimensionado o conversor, como também um modulador PWM através do circuito integrado NE555.

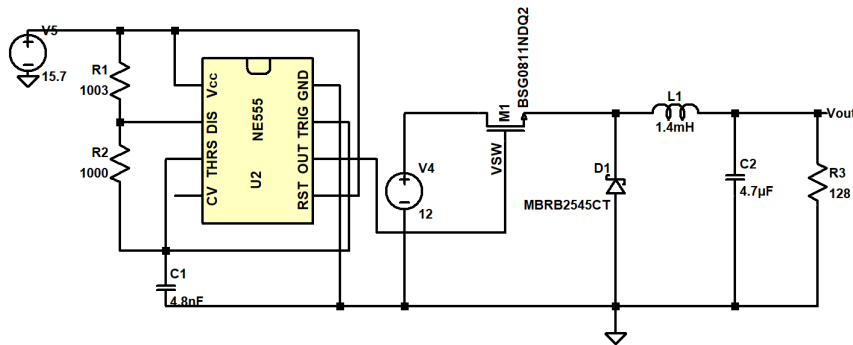


Figura 3.11: Circuito simulado conversor *buck*.

Começando pelo dimensionamento do conversor *buck*, foram considerados os seguintes pontos:

- $V_{in} = 12$ V
- $I_{out_{max}} = 62,5$ mA
- Eficiência do conversor (η) = 1
- Frequência de comutação (f_s) = 100 kHz
- Tensão de ripple (V_r) = 5 mV

Tendo o conhecimento destes valores, foi possível determinar o *duty cycle* (D) [51] através da equação 3.6, onde foi obtido um valor de 67%. Além deste parâmetro é possível calcular a largura de pulso, ou seja, os tempos t_{on} e t_{off} , através das equações 3.7 e 3.8, respectivamente. Este sinal está a ser imposto na porta do dispositivo NMOS da figura 3.11.

$$D = \frac{V_{out}}{\eta \times V_{in}} \quad (3.6)$$

$$t_{on} = \frac{1}{f_s} \times \eta \quad (3.7)$$

$$t_{off} = \frac{1}{f_s} - t_{on} \quad (3.8)$$

O valor do tempo t_{on} calculado foi de 6,67 μ s e de t_{off} de 3,33 μ s.

Para determinar o valor da bobina, foi tido em conta a equação 3.9, onde a corrente *ripple* da bobina, Δ_L , foi estimada através da equação 3.10 onde este valor está entre 20% a 40% da corrente máxima de saída. Neste dimensionamento, foi considerado um valor de 30%, o que permitiu dimensionar uma bobina de valor igual a 1,4 mH.

$$L = \frac{V_{out} * (V_{in} - V_{out})}{\Delta_L * f_s * V_{in}} \quad (3.9)$$

$$\Delta_L = (0,2 \text{ a } 0,4) * I_{out_{max}} \quad (3.10)$$

Por último, o condensador foi dimensionado tendo em consideração a equação 3.11. O valor calculado foi de 4,7 μ F, sendo este o valor mínimo a optar para o condensador.

$$C = \frac{\Delta_L}{8 * f_s * V_r} \quad (3.11)$$

Como referido, para realizar a comutação foi utilizado o temporizador NE555 [52] para gerar uma onda retangular a variar à frequência de 100 kHz e este dimensionamento foi realizado através das equações 3.12 - 3.14.

$$t_{on} = 0,693 * (R_1 + R_2) * C \quad (3.12)$$

$$C = \frac{t_{off}}{0,693 * R_2} \quad (3.13)$$

$$R_1 = R_2 * \frac{\left(\frac{t_{on}}{0,693} - \frac{t_{off}}{0,693} \right)}{\frac{t_{off}}{0,693}} \quad (3.14)$$

Considerando uma resistência R_2 de 1 k Ω , foram determinados os valores da resistência R_1 de 1003 Ω e do condensador de 4,8 nF.

A figura 3.12 apresenta o sinal à saída do temporizador. Como descrito na figura, o tempo t_{on} simulado foi de 6,7 μ s e o tempo t_{off} de 3,32 μ s, muito semelhantes

aos valores calculados.

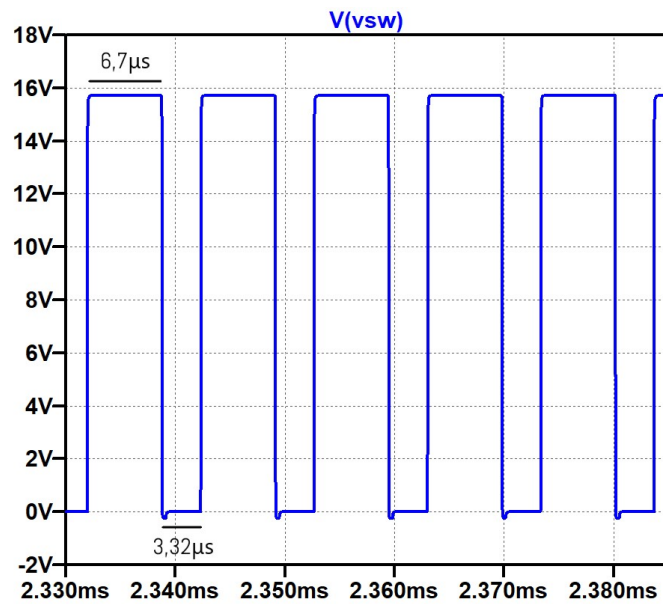


Figura 3.12: Sinal à saída do temporizador NE555.

Ao simular o circuito da figura 3.11, o sinal à saída da fonte é apresentado na figura 3.13, onde após um tempo de estabilização de 3 ms, a tensão estabilizou nos 7,88 V.

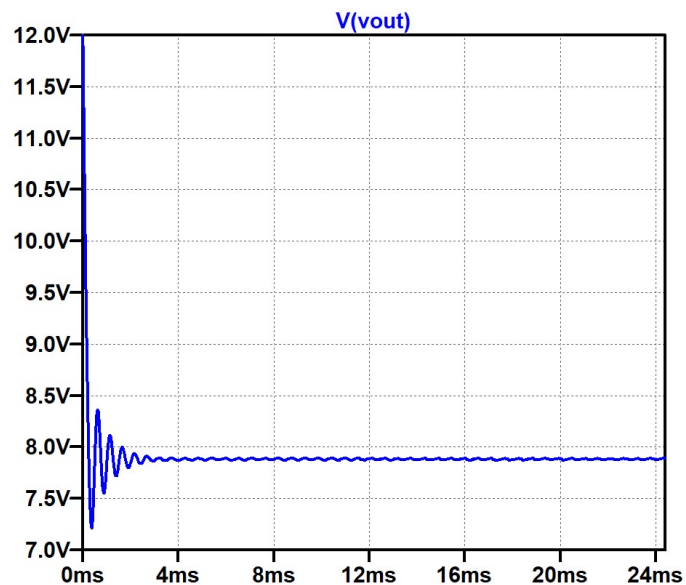


Figura 3.13: Sinal à saída do conversor Buck.

Apesar deste circuito ser uma solução possível, sendo que foi obtida uma tensão muito próxima dos 8 V, não foram realizadas mais simulações com o mesmo, sendo a principal razão a necessidade de utilização de MOSFETs de potência.

3.2 Amplificador de transimpedância

No desenvolvimento do amplificador de transimpedância, foram realizadas duas montagens diferentes: montagem porta comum e amplificador de instrumentação. Inicialmente ainda foi realizado um dimensionamento para um circuito porta comum regulado (RCG), no entanto, devido à necessidade de controlo do tamanho dos dispositivos MOSFETs (W e L), não foi considerado este circuito como solução possível.

3.2.1 Montagem Porta Comum

Tendo em consideração o circuito da figura 2.20 a), foi realizado o seu dimensionamento de modo a obter as seguintes especificações:

- V_o máximo = 5 V, V_o mínimo = 0 V;
- I_{PD} máximo = 50 μ A, I_{PD} mínimo = 0 μ A;
- V_{DD} = 8 V.

Para além destas especificações desejadas, no dimensionamento também existe a necessidade de ter em conta o dispositivo MOSFET a utilizar. Em laboratório, existe disponível o integrado CMOS CD4007 e o 2n7000, e deste modo foram realizadas simulações com ambos para averiguar qual pode ser a melhor solução. A tabela 3.3 mostra alguns parâmetros, para os três dispositivos.

Tabela 3.3: Parâmetro dos dispositivos CD4007 e 2n7000.

Parâmetros	CD4007	2n7000
W [μ m]	25	100
L [μ m]	10	100
V_{TO} [V]	1,2323	1,6
γ [$V^{1/2}$]	2	0
λ [mV^{-1}]	11,25	0
K [A/V^2]	297,5 μ	0,17

Como verificado na equação 2.14, o ganho de transimpedância é dado essencialmente pela resistência R_D , ou seja, este valor é de 100 k Ω , sendo que à saída é desejada uma tensão de 5 V, quando à entrada é aplicada uma corrente de 50 μ A. Sabendo o valor desta resistência e tendo em consideração uma tensão V_o (DC) de 2,5 V para obter uma excursão máxima de sinal à saída do amplificador, é possível determinar a corrente de dreno, através da equação 3.15.

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_o}{R_D} = 55\mu A \quad (3.15)$$

Para simular o dispositivo M_2 do circuito da figura 2.20 a), cuja função é fornecer uma corrente de polarização ao circuito, foi desenvolvido um espelho de corrente simples, como mostra a figura 3.14, dimensionado para fornecer uma corrente de 80 μ A (corrente I_{OUT}), sendo esta a soma da corrente de dreno e a corrente máxima

à entrada do amplificador.

A tensão de polarização, V_{b1} do dispositivo M_1 (nó V_{D4} da figura 3.14), é calculada através da equação 3.16, onde a tensão de *source* V_{S1} é igual à tensão V_{GS} do espelho de corrente, determinada pela equação 3.17. Esta tensão V_{b1} é imposta pelo dispositivo MOSFET M_4 e pela resistência R_3 .

$$V_{b1} = V_{GS1} + V_{S1} \quad (3.16)$$

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_{OUT}}{K\frac{W}{L}}} + V_{TH} \quad (3.17)$$

O valor da resistência R_2 , de 79 k Ω , é calculado através da equação 3.18, sendo que V_{GS2} é dado pela equação 3.17.

$$R_2 = \frac{V_{DD} - V_{GS2}}{I_{REF}} \quad (3.18)$$

Por sua vez, a tensão V_{GS1} é calculada pela equação 3.19, onde as tensões V_{DS1} e V_{TH1} são determinadas pelas equações 3.20 e 3.21, respetivamente. A tensão V_{BS} é referente à tensão *bulk-source* e o potencial de superfície, $2\phi_f$, tem como valor de 0,6 V.

$$V_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{K\frac{W}{L}(1 + \lambda V_{DS1})}} + V_{TH1} \quad (3.19)$$

$$V_{DS1} = V_{OUT} - V_{S1} \quad (3.20)$$

$$V_{TH} = V_{TO} + \gamma \left(\sqrt{2\phi_f - V_{BS}} - \sqrt{2\phi_f} \right) \quad (3.21)$$

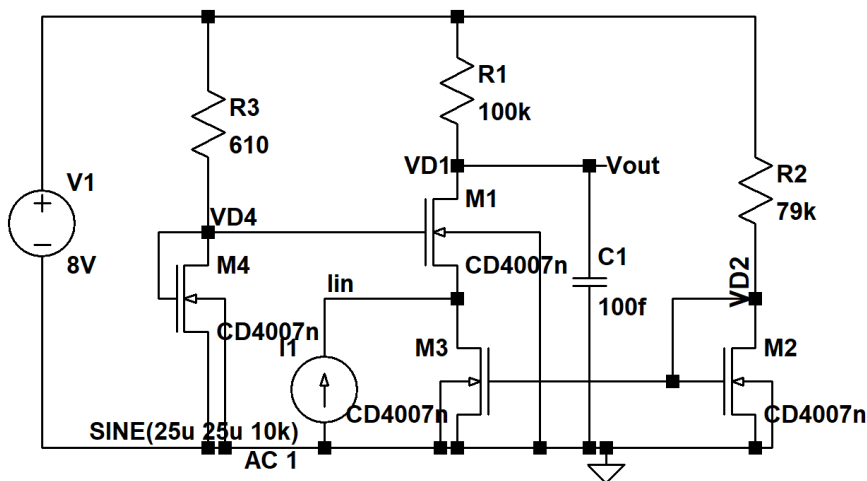


Figura 3.14: Circuito Porta Comum simulado.

A tensão V_{b1} , quando utilizado um dispositivo CD4007, tem um valor de 4,79 V, e para o dispositivo 2n7000 de 4,69 V. Foram realizadas várias simulações, onde foi

analisado o ganho, a impedância de entrada e de saída e a largura de banda. A figura 3.15 apresenta os resultados quando utilizado o dispositivo CD4007n e a figura 3.16 os resultados obtidos com o dispositivo 2n7000.

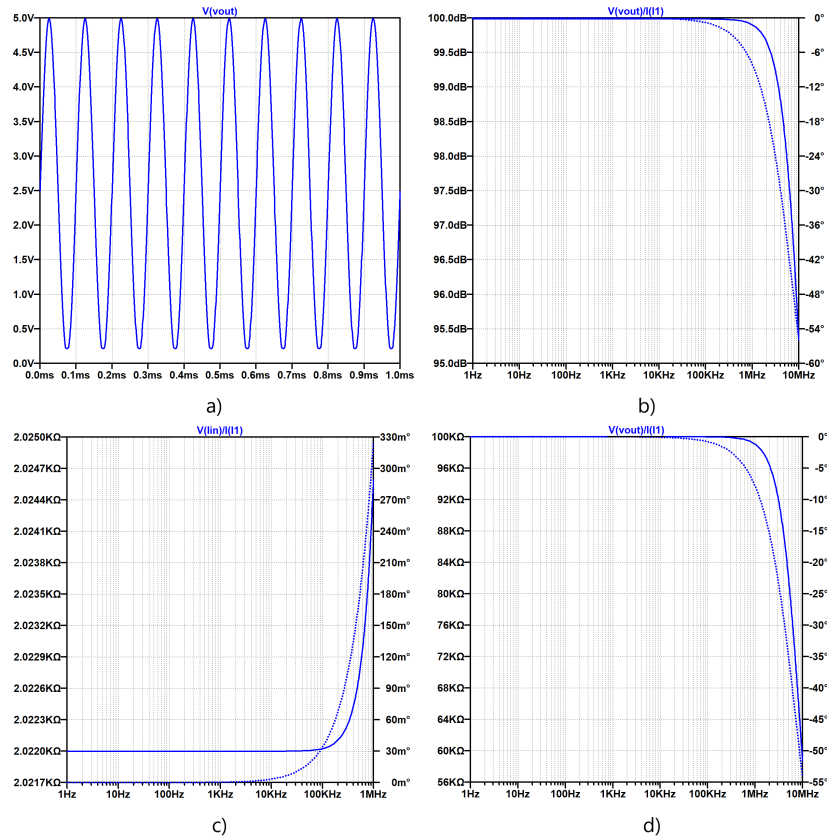


Figura 3.15: Resultados da simulação do circuito porta comum simulado (CD4007): a) análise transitória, b) análise AC, c) impedância de entrada, d) impedância de saída.

Na figura 3.15 a) é apresentado o sinal à saída do amplificador, com uma tensão máxima muito próxima dos 5 V desejados, quando assumida uma corrente de entrada de 50 μ A. E tem uma tensão de aproximadamente 214,5 mV, quando aplicada uma corrente nula à entrada. Este valor pode ser explicado devido à tensão V_{GS} do MOSFET M_3 . O ganho do amplificador é praticamente 100 dB, ou seja, é imposto pela resistência R_D , como é possível observar no gráfico da figura 3.15 b). A largura de banda determinada é de 7,21 MHz, sendo que a mesma pode ser estimada pela equação 3.22. A figura 3.15 c) e d) são referentes à análise das impedâncias de entrada e saída, respectivamente. O valor da impedância de entrada corresponde ao esperado, calculado através das equações 2.12 e o valor da impedância de saída é determinado pela equação 3.23, sendo que é necessário ter em conta o valor da resistência de saída r_{o3} do dispositivo M_3 do espelho de corrente.

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi(C_D + C_{PD})R_D} \quad (3.22)$$

$$Z_{out} = R_D // (r_{o1} + r_{o3}) \quad (3.23)$$

Foram realizadas as mesmas simulações, mas para o circuito dimensionado com o dispositivo 2n7000.

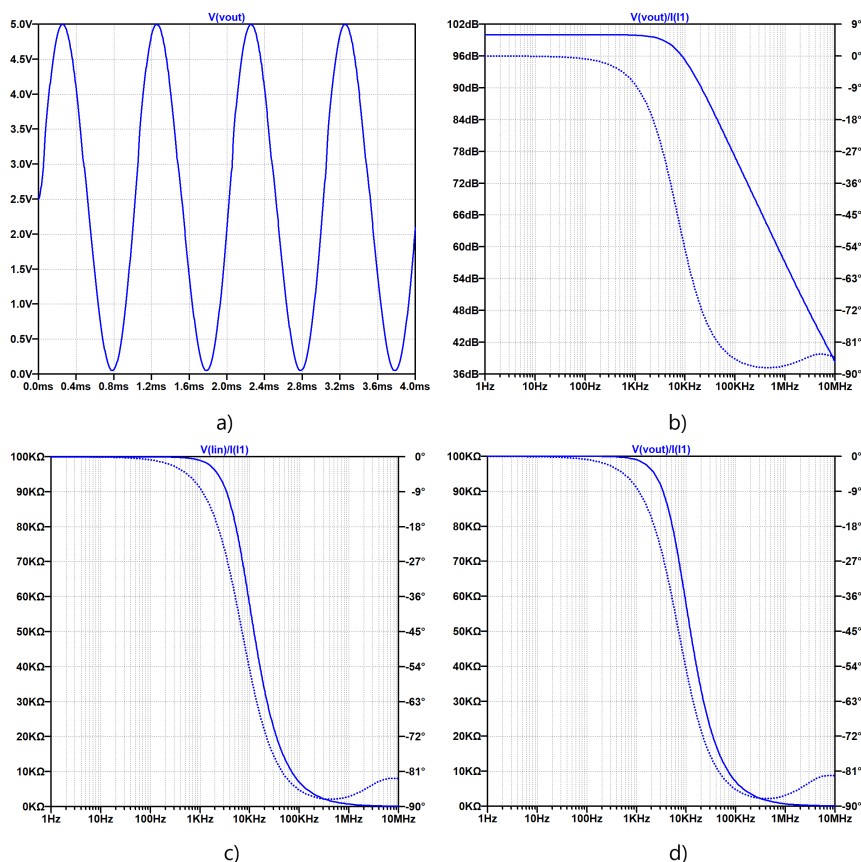


Figura 3.16: Resultados da simulação do circuito porta comum simulado (2n7000): a) análise transitória, b) análise AC, c) impedância de entrada, d) impedância de saída.

Devido às capacidades porta-dreno, C_{gd} , apresentadas pelo dispositivo 2n7000 (não presentes no modelo LTspice do CD4007n), quando aplicada uma corrente de entrada a oscilar a uma frequência de 10 kHz (a mesma aplicada ao circuito onde é utilizado dispositivos CD4007n), verifica-se alguma distorção no sinal à saída. Assim, na figura 3.16 a) o sinal é testado a uma frequência de 1 kHz e, na figura 3.16 b) é possível verificar que o ganho obtido é o esperado (100 dBΩ). Como é possível verificar, a largura de banda é inferior à obtida no gráfico da figura 3.15 b), devido às capacidades porta-dreno e de corpo agora consideradas, impondo um novo polo dominante. Novamente, as figura 3.16 c) e d) são referentes as simulações realizadas para obter as impedâncias de entrada e de saída do circuito. A impedância de entrada é igual a 99,92 kΩ e a impedância de saída é igual a 100 kΩ, sendo que o modelo LTspice do MOSFET 2n7000 apresenta uma modulação de comprimento de canal (λ) nula, como indicado na tabela 3.3.

A tabela 3.4 apresenta resumidamente os resultados obtidos.

Tabela 3.4: Resultados da simulação da montagem Porta Comum - CD4007 e 2n7000.

Resultados	CD4007	2n7000
Z_{in} [k Ω]	2,02	99,92
Z_{out} [k Ω]	99,98	99,99
Z_T [dB Ω]	99,98	99,99
LB [Hz]	7,21 M	7,03 k

Como referido no primeiro capítulo, no dimensionamento de um amplificador de transimpedância tem-se como objetivo verificar uma impedância de entrada o menor possível. Neste aspeto, o circuito que utiliza dispositivos CD4007n apresenta um valor menor de impedância de entrada. Em termos de impedância de saída, esta é dada pela resistência R_D , sendo para ambos os circuitos de valor igual a 100 k Ω . Ambos os circuitos apresentam um ganho de transimpedância perto dos 100 dB Ω , no entanto, a largura de banda do circuito constituído por dispositivos 2n7000 é inferior à desejada, sendo que quando simulado com frequências na ordem dos 10 kHz, o sinal à saída tende a distorcer, provocando um efeito não desejado. Com isto, o circuito considerado mais adequado para esta aplicação, é o circuito desenvolvido com dispositivos CD4007n.

3.2.2 Amplificador de instrumentação

Como mencionado no capítulo 2, é possível utilizar um amplificador de instrumentação como um amplificador de transimpedância, colocando uma fonte de corrente (eventualmente um fotodíodo) no lugar da resistência de ganho, como mostra o circuito simulado da figura 3.17.

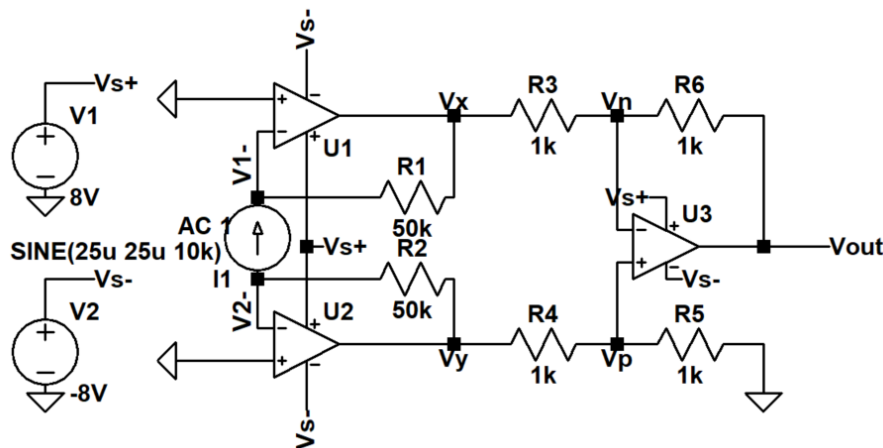


Figura 3.17: Circuito simulado amplificador de instrumentação.

Considerando $V_{o(MAX)}$ desejado de 5 V e R_3 e R_6 de 1 k Ω , a diferença de tensão entre V_y e V_x tem de resultar num valor de 5 V. Considerando V_y igual a 2,5 V e V_x igual a -2,5 V, as resistências R_F (resistências R_1 e R_2 da figura 3.17), podem ser dimensionadas considerando as seguintes equações 2.34 - 2.37. Como as entradas V_{1+} e V_{2+} estão ligadas à massa, as resistências R_F têm o valor de 50 k Ω .

Foi colocada uma fonte de corrente a variar entre 0 e 50 μA , para simular o comportamento ideal do fotodíodo, e ao simular este circuito, foram obtidos os resultados da figura 3.18, onde em a) apresenta a análise transiente e em b) a análise em frequência.

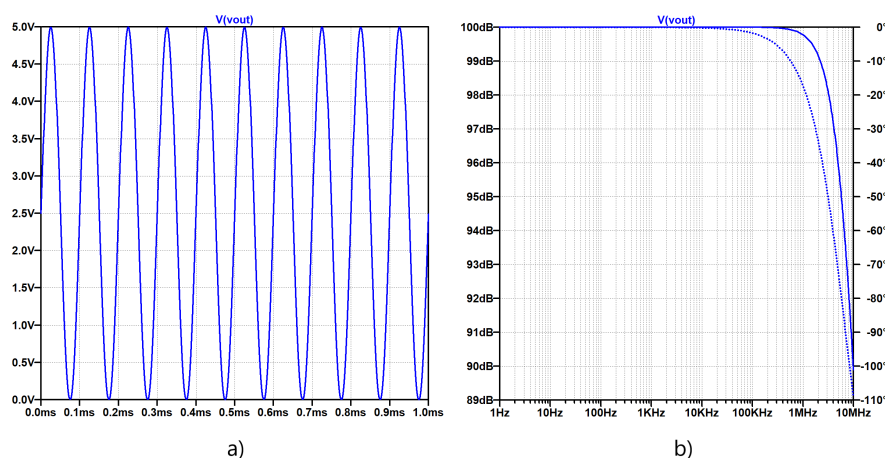


Figura 3.18: Resultado do circuito simulado amplificador de instrumentação a) análise transiente, b) análise em frequência.

Como é possível verificar, o sinal à entrada está a ser amplificado corretamente, ou seja, quando à entrada existe uma corrente de 50 μA , à saída o sinal é convertido numa tensão de 5 V. Com isto, o ganho de transcondutância é de 100 $\text{dB}\Omega$ como provado na figura 3.18 b).

3.2.3 Circuito global

Após a análise individual dos circuitos da fonte de alimentação e do amplificador de transimpedância, foram realizadas novas simulações para analisar o comportamento dos circuitos quando trocada a fonte de corrente ideal por um fotodíodo. Para simular o funcionamento do sensor ótico, foi utilizado o optoacoplador TLP3906 da Toshiba [53]. Este optoacoplador é constituído por um LED infravermelho e um *array* de fotodíodos. Ao aplicar um sinal elétrico ao LED, o mesmo começa a emitir luz, a uma intensidade e frequência imposta pelo sinal. Sendo o fotodíodo um dispositivo semiconductor sensível à luz, quando os fótons atingem o fotodíodo, são gerados portadores de carga elétrica, o que resulta numa corrente elétrica proporcional à intensidade de luz recebida. Através do amplificador de transimpedância irá ser possível amplificar estas correntes da ordem dos μA num sinal adequado a ser processado por outros componentes eletrónicos.

Fonte de Alimentação 3V9 Montagem Porta Comum

A figura 3.19 representa o circuito global quando utilizada a fonte de alimentação composta pelo diodo BZX84C3V9 e o amplificador de transimpedância desenvolvido através da montagem porta comum.

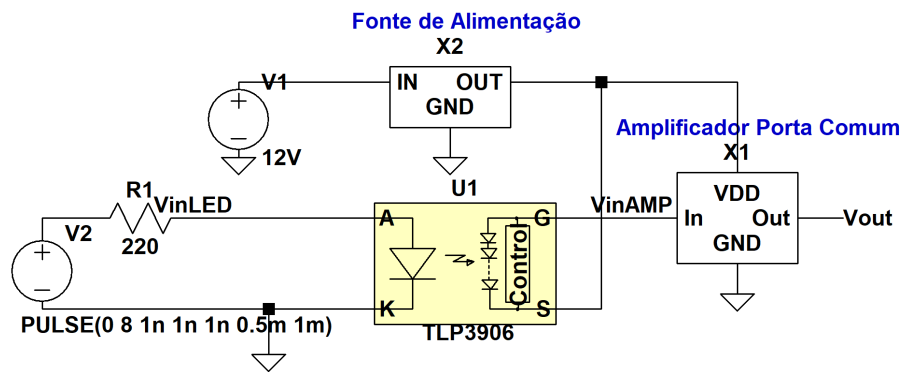


Figura 3.19: Circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o díodo BZX84C3V9 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância.

Como referido anteriormente, foi utilizado o optoacoplador TLP3906 para simular o comportamento de um sensor ótico. Este optoacoplador é constituído por um LED infravermelho e um *array* de fotodíodos. Em primeiro foi considerada uma onda quadrada a variar a uma frequência de 1 kHz para simular o LED a ligar e a desligar. Na figura 3.20 a) é possível observar a corrente do fotodíodo a variar entre $-1,51 \mu\text{A}$ e $49,2 \mu\text{A}$, sendo esta corrente imposta à entrada do amplificador. Já à saída do amplificador de transimpedância, o sinal está a variar entre 199,6 mV e 4,91 V, como é possível verificar na figura 3.20 b).

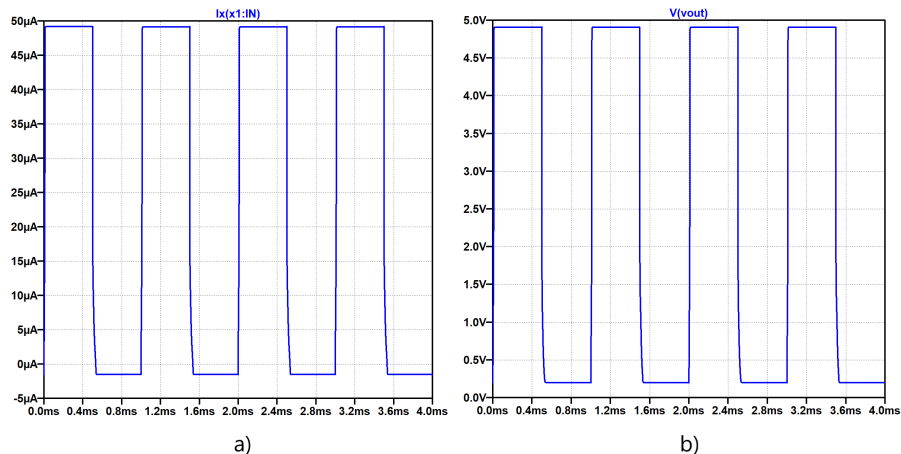


Figura 3.20: Resultado do circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o díodo BZX84C3V9 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.

De seguida, o circuito foi simulado com um sinal sinusoidal a variar entre 0 V e 8 V a uma frequência de 1 kHz. Na figura 3.21 a) é apresentada a corrente no fotodíodo, onde a mesma varia entre $-1,51 \mu\text{A}$ e $49,2 \mu\text{A}$, como acontece quando simulado com uma onda quadrada, e à saída, como mostra a figura 3.21 b), a tensão varia entre 199,6 mV e 4,91 V.

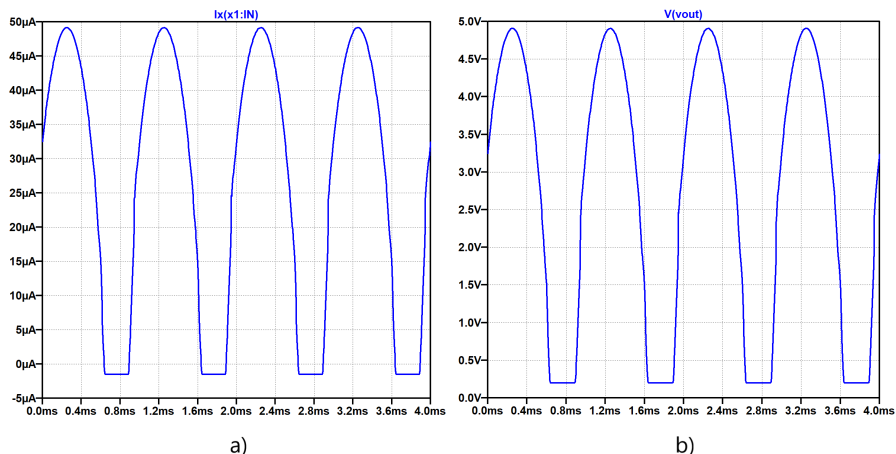


Figura 3.21: Resultado do circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.

A tabela 3.5 apresenta os valores DC da fonte de alimentação. Como é possível observar, a tensão de saída deste circuito é de 8 V, e a potência de saída é de 43,3 mW. Este valor de potência é justificado pela corrente de 5,26 mA a atravessar a resistência de 610 Ω e o dispositivo M_4 do circuito apresentado na figura 3.14.

Tabela 3.5: Resultados DC simulados da fonte de alimentação.

Resultados	Simulado
V_{out} [V]	8,001
I_{out} [mA]	5,42
P_{out} [mW]	43,3

Fonte de Alimentação 4V3 Montagem Porta Comum

Foram realizadas as mesmas simulações mas considerando a fonte de alimentação desenvolvida com o diodo BZX84C4V3. Como é possível verificar na figura 3.22, a montagem do circuito simulado é igual ao anterior.

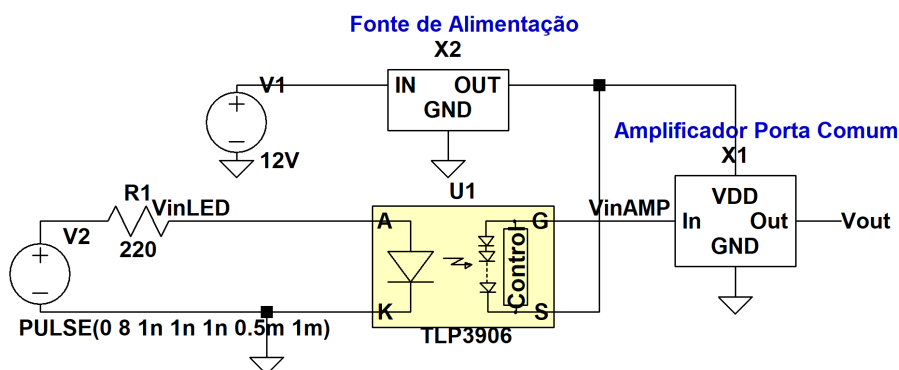


Figura 3.22: Circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C4V3 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância.

Considerada uma onda quadrada a variar a uma frequência de 1 kHz para simular o LED a ligar e a desligar, na figura 3.23 a) é possível observar a corrente do fotodíodo a variar entre $-1,52 \mu\text{A}$ e $49,2 \mu\text{A}$, sendo esta corrente imposta à entrada do amplificador. À saída do amplificador de transimpedância, o sinal está a variar entre $199,7 \text{ mV}$ e $4,88 \text{ V}$, como é possível verificar na figura 3.23 b).

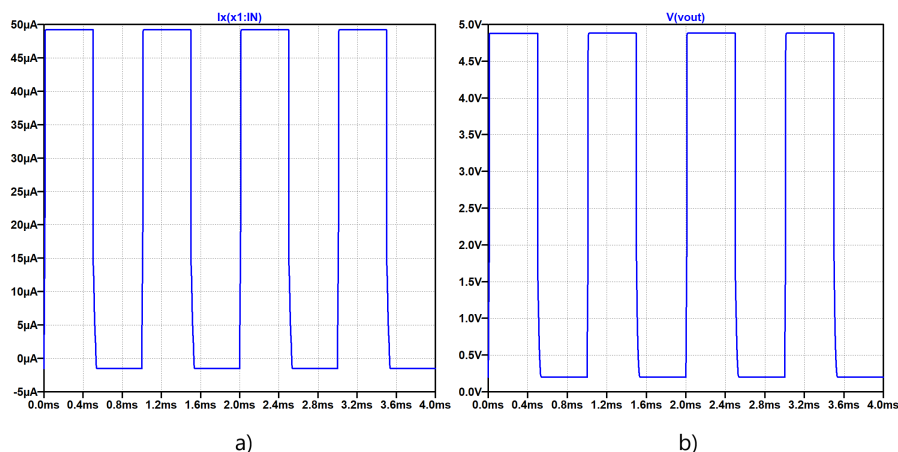


Figura 3.23: Resultado do circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C4V3 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.

Comparando com os resultados obtidos quando utilizado uma fonte de alimentação com do diodo BZX84C3V9, apresentados na figura 3.20 b), a excursão do sinal à saída é menor neste caso.

Foi realizada a mesma simulação, mas impondo sinal sinusoidal a variar entre 0 e 8 V a uma frequência de 1 kHz para controlar o funcionamento do LED. Na figura 3.24 a) é apresentada a corrente no fotodíodo, onde a mesma varia entre $-1,51 \mu\text{A}$ e $49,2 \mu\text{A}$, como acontece quando simulado com uma onda quadrada. À saída, como mostra a figura 3.24 b), a tensão varia entre $199,8 \text{ mV}$ e $4,88 \text{ V}$.

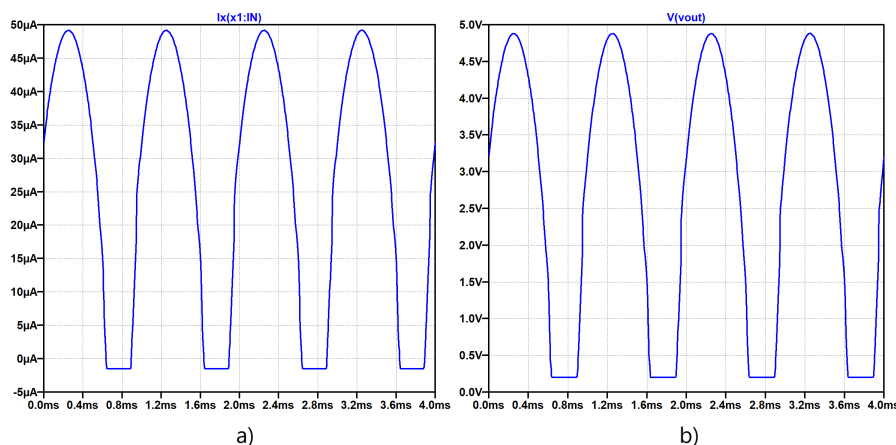


Figura 3.24: Resultado do circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C4V3 e um circuito porta comum como amplificador de transimpedância: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.

A tabela 3.6 apresenta os valores simulados da fonte de alimentação. Como é possível observar, a tensão de saída deste circuito é de 8,1 V, e a potência de saída é de 45,1 mW. Este valor de potência é justificado pela corrente de 5,38 mA a atravessar a resistência de 610 Ω e o dispositivo M_4 do circuito apresentado na figura 3.14.

Tabela 3.6: Resultados DC simulados da fonte de alimentação.

Resultados	Simulado
V_{out} [V]	8,1V
I_{out} [mA]	5,55
P_{out} [mW]	45,1

Fonte de Alimentação 3V9 Simétrica e Amplificador de instrumentação

A mesma análise acima foi realizada considerando um amplificador de instrumentação em vez do amplificador porta comum. No entanto, como verificado anteriormente, o amplificador de instrumentação necessita de alimentação simétrica, o que levou à necessidade de realizar alterações à fonte de alimentação desenvolvida anteriormente. A figura 3.25 apresenta a fonte de alimentação atualizada, onde é possível verificar uma saída com polaridade positiva (Out_+) e outra com polaridade negativa (Out_-).

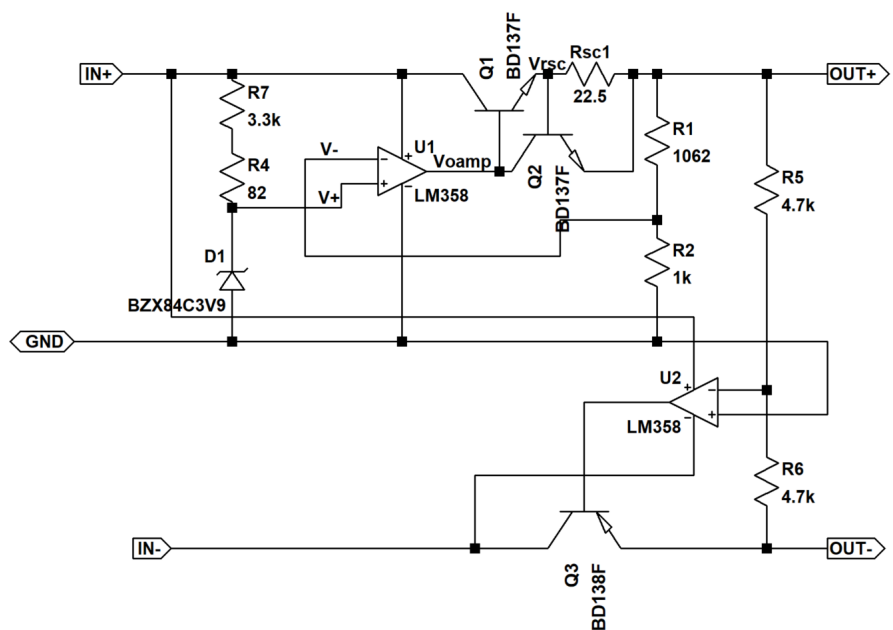


Figura 3.25: Circuito fonte de alimentação +8V/-8V utilizando o diodo BZX84C3V9.

Comparando com o circuito da figura 3.4, é adicionado um novo amplificador operacional, um transistor PNP e duas resistências que formam um divisor de tensão. À entrada de polaridade invertida do amplificador é colocada a tensão proveniente do divisor de tensão. Ao ligar a entrada de polaridade positiva à massa, é possível obter a tensão de saída do regulador invertida. A saída do amplificador controla a tensão de base do transistor. Desta forma, a saída Out_- varia proporcionalmente

com Out_+ .

A simulação apresentada na figura 3.26, já contém a fonte de alimentação atualizada, onde as suas saídas, Out_+ e Out_- estão a ser ligadas às entradas V_{s+} e V_{s-} do amplificador de instrumentação, respetivamente.

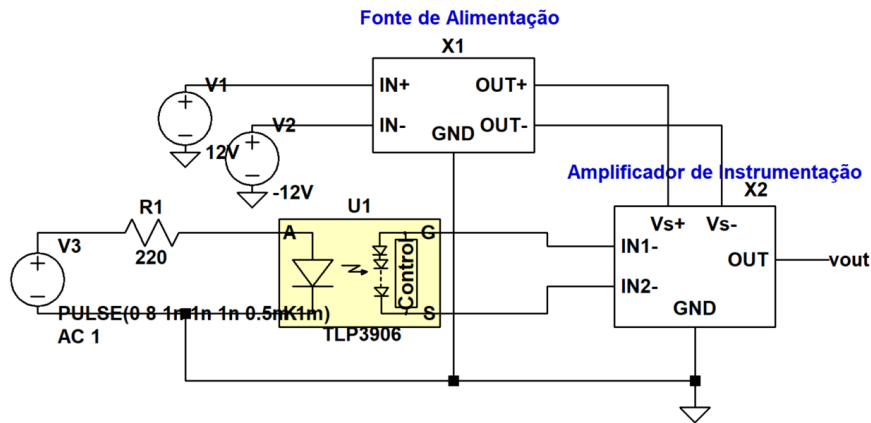


Figura 3.26: Circuito simulado com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 e um circuito amplificador de instrumentação.

Ao realizar uma análise transiente ao circuito acima, o sinal à saída apresenta uma oscilação transitória evidente, como é possível verificar na figura 3.27.

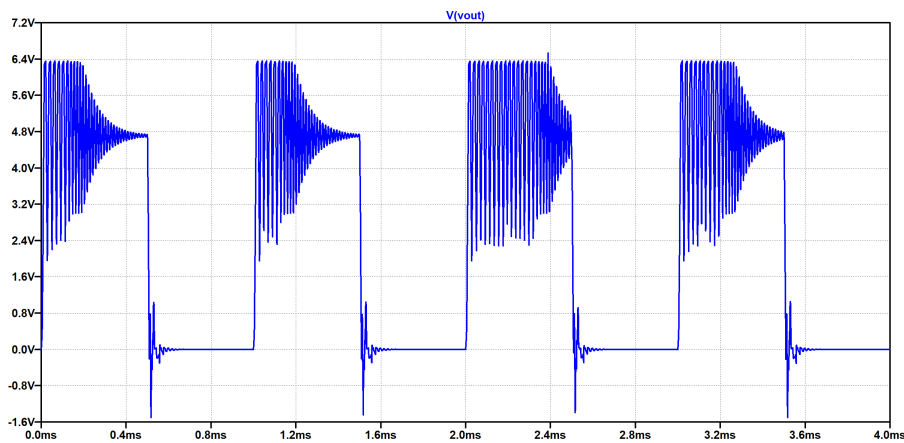


Figura 3.27: Resultado da simulação com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 simétrica e um circuito amplificador de instrumentação.

Com isto, foi realizada uma análise em frequência, onde verifica-se um pico AC de -177,36 dB e uma margem de fase de -95,12°, como se verifica na figura 3.28.

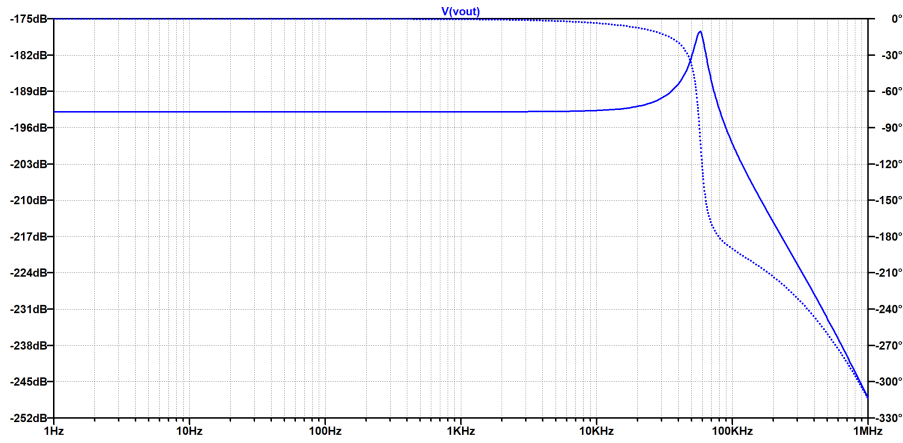


Figura 3.28: Resultado da simulação com uma fonte de alimentação utilizando o diodo BZX84C3V9 simétrica e um circuito amplificador de instrumentação.

De modo a anular ruído a alta frequência e oscilações, foram colocados os condensadores C_3 e C_4 em paralelo com as resistências R_1 e R_2 , respetivamente, como mostra o novo circuito do amplificador de instrumentação apresentado na figura 3.29.

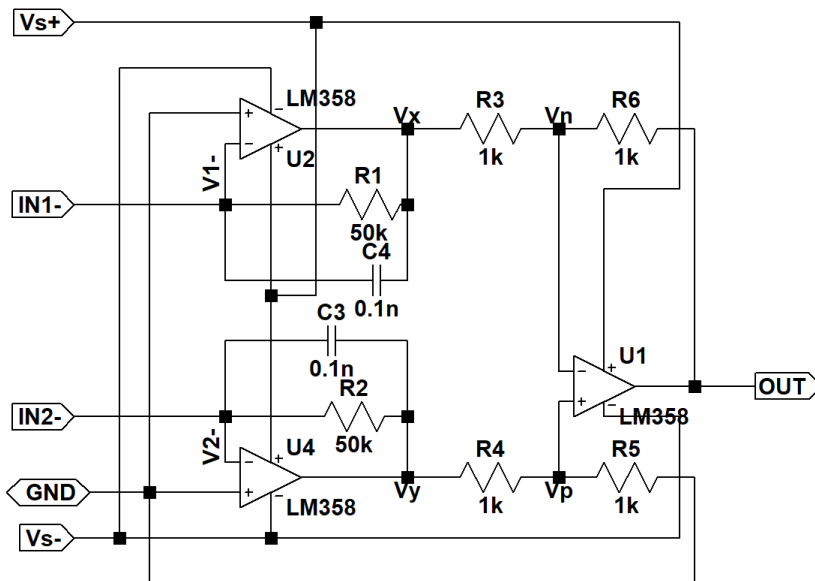


Figura 3.29: Circuito simulado amplificador de instrumentação atualizado.

O gráfico apresentado na figura 3.30 apresenta a análise em frequência do amplificador de instrumentação apresentado na figura acima 3.29. A frequência de corte a -3dB simulada é de 31,69 kHz, sendo que esta pode ser estimada através da equação 3.24. Inicialmente foram considerados condensadores de valor igual a 0,3 nF, sendo esse o valor mínimo para uma frequência de corte a 10 kHz. No entanto, o ganho diminui nestas situações. Para prevenir isto, e para utilizar componentes da série E12, foram considerados condensadores de valor de 0,1 nF.

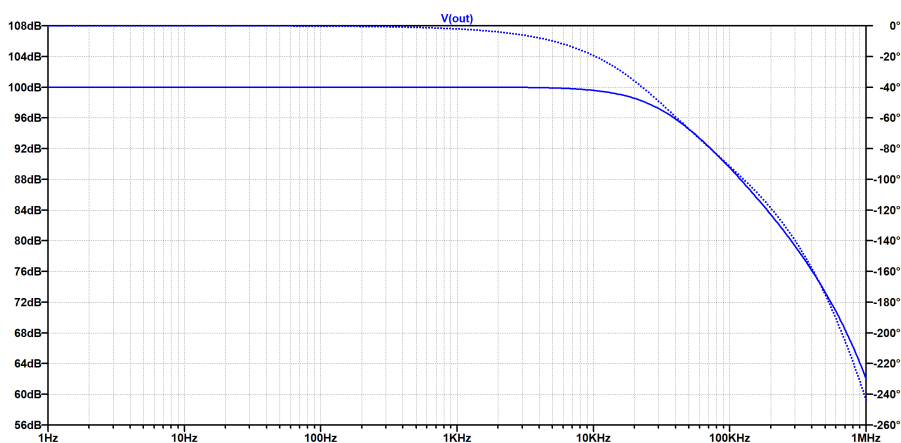


Figura 3.30: Análise em frequência do circuito da figura 3.29.

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi CR} \quad (3.24)$$

Ao simular novamente o circuito da figura 3.26, é possível verificar que já não existem as oscilações transitórias apresentadas anteriormente. A corrente no fotódiodo está a variar entre 0 e 47,14 μA , como mostra a 3.31 a). Tendo em conta esta corrente, o sinal em tensão à saída do circuito é apresentado na figura 3.31 b) onde está a variar entre 0 e 4,71 V a uma frequência de 1 kHz.

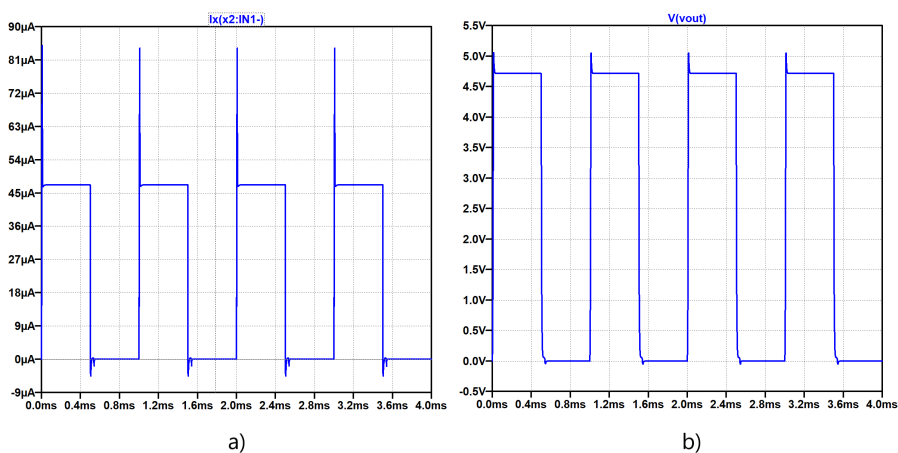


Figura 3.31: Amplificador de instrumentação (BZX84C3V9) - pulso retangular a 1 kHz: a) Corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.

A mesma análise foi realizada considerando uma onda sinusoidal a variar a uma frequência de 1 kHz, para controlar a corrente no LED. Como é possível observar na figura 3.32 a), a corrente à entrada do amplificador de instrumentação está a variar entre 0 e 47,11 μA e a tensão à sua saída (figura 3.32 b)) está a variar entre 0 e 4,71 V, tal como visto quando utilizada uma onda pulso retangular.

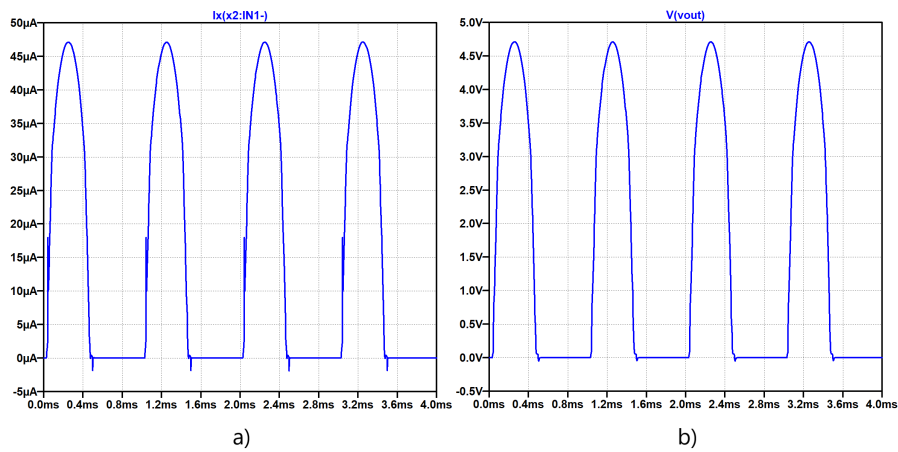


Figura 3.32: Amplificador de instrumentação (BZX84C3V9) - onda sinusoidal a 1 kHz: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.

Fonte de Alimentação 4V3 Simétrica e Amplificador de instrumentação

Foram realizadas as mesmas simulações anteriores, mas considerando uma fonte de alimentação constituída pelo diodo BZX84C4V3. A figura 3.33 apresenta a corrente à entrada (a) e a tensão à saída (b) do amplificador de instrumentação.

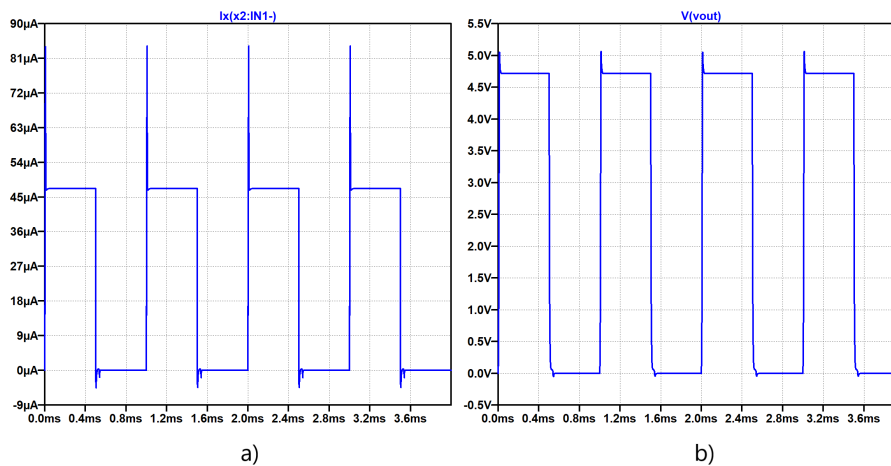


Figura 3.33: Amplificador de Instrumentação (BZX84C4V3) - Pulso Retangular 1 kHz: a) Corrente à entrada do amplificador, b) Tensão à saída do amplificador.

Observando a figura 3.33 a), a corrente no fotodiodo está a variar entre 0 a 47,14 μA , o que provoca uma variação de tensão à saída de 0 a 4,71 V, como mostra a figura 3.33 b).

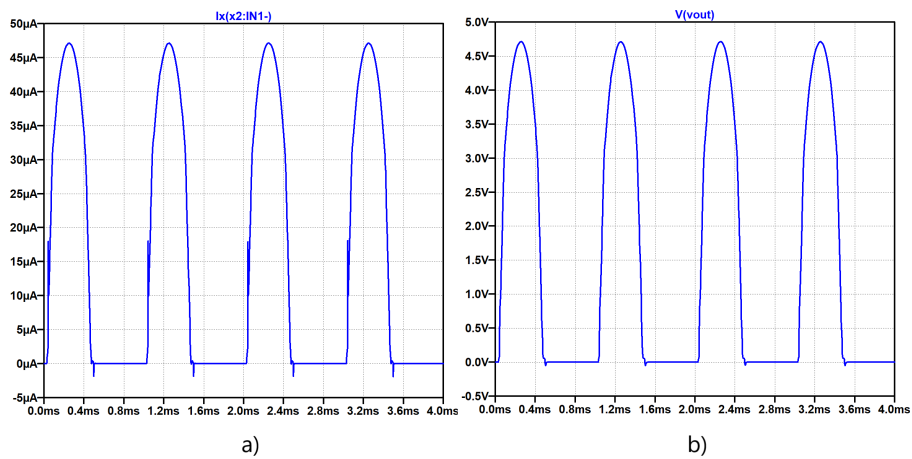


Figura 3.34: Amplificador de instrumentação (BZX84C4V3) - onda sinusoidal a 1 kHz: a) corrente à entrada do amplificador, b) tensão à saída do amplificador.

Novamente, foi realizada uma simulação considerando um sinal sinusoidal, sendo que as variações de corrente e tensão são iguais às do gráfico anterior.

Comparando este circuito com o circuito da figura 3.26, onde foi utilizada uma fonte de alimentação desenvolvida com o diodo BZX84C4V3, não existe qualquer diferença nos valores de corrente e tensão analisados.

4

Análise Experimental

Neste capítulo são apresentadas as análises experimentais realizadas em laboratório, de alguns dos circuitos mencionados nos capítulos anteriores. Novamente, foram estudados circuitos para a fonte de alimentação e para o amplificador de transimpedância.

4.1 Fonte de alimentação

No desenvolvimento do circuito regulador de tensão, foi dimensionado para apresentar uma tensão de referência na entrada não invertida do amplificador operacional metade da tensão desejada à saída do regulador. Deste modo, foram realizados testes com o diodo *zener* BZX84C3V9 com uma tensão de *zener* de 3,9 V numa primeira análise, e pelo diodo BZX79C4V3 com uma tensão de *zener* de 4,3 V, posteriormente.

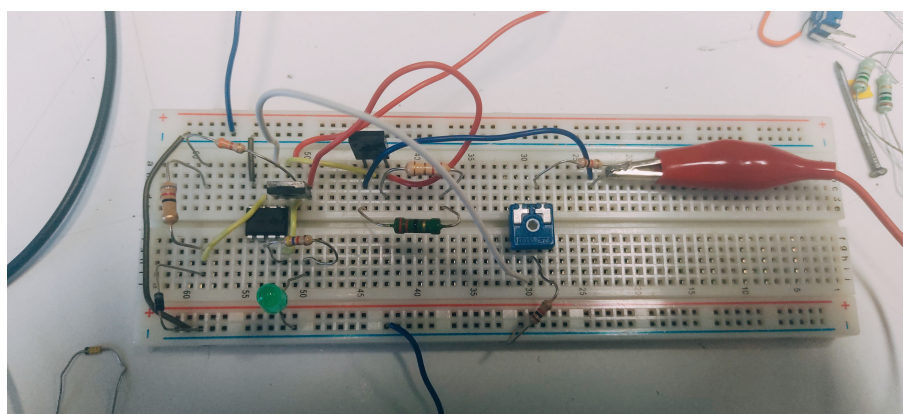


Figura 4.1: Montagem Circuito Fonte de Alimentação 8 V.

A montagem do circuito fonte de alimentação é apresentada na figura 4.1. Esta montagem é referente ao circuito simulado na figura 3.4 do capítulo 3.

Na tabela 4.1 é apresentada uma comparação entre os valores simulados e medidos considerando o circuito anterior. Como é possível verificar, os valores medidos são bastante semelhantes aos valores simulados, verificando uma maior diferença na tensão à saída do amplificador operacional mas não provocando mau funciona-

mento do circuito, sendo que o valor de tensão à saída é de 8,02 V, muito próximo do desejado.

Tabela 4.1: Resultados simulados e medidos da fonte de alimentação de 8 V com o díodo BZX84C3V9.

Resultados	Simulado	Medido
V_{in} [V]	12	12
V_{out} [V]	8,00	8,02
V_+ [V]	3,88	3,63
V_- [V]	3,88	3,62
V_{Oamp} [V]	8,7	9,17
V_{rsc} [V]	8,10	8,40
I_{R3} [mA]	2,40	2,49
I_{D1} [mA]	-2,40	-2,49
I_{V+} [μ m]	-	0,10
I_{V-} [μ m]	-	0,10
I_{Rsc} [mA]	-3,88	-3,70
I_{R1} [mA]	3,88	3,70
I_{R2} [mA]	3,88	3,67

Na tabela 4.2 são apresentados os valores dos componentes utilizados na montagem. A utilização de diferentes componentes pode provocar esta pequena variação de valores.

Tabela 4.2: Componentes do circuito Fonte de Alimentação 8 V com o díodo BZX84C4V3.

Resultados	Simulado	Utilizado	Medido
R_{sc} [Ω]	24,2	22 + 22,2	22 + 2,22
R_1 [Ω]	1062	1k	0,98k + 200
R_2 [Ω]	1k	1k	0,98k
R_3 [Ω]	3382	3,3k + 82	3,25k + 81,2

Após a verificação do bom funcionamento da fonte de alimentação composta pelo díodo BZX84C3V9, foi testada a fonte de alimentação composta pelo díodo BZX84C4V3. Esta montagem teve como referência o circuito simulado da figura 3.9.

Novamente, é possível verificar, na tabela 4.3 que os valores medidos são bastante semelhantes aos valores previamente simulados.

Tabela 4.3: Resultados simulados e medidos da fonte de alimentação de 8 V com o diodo BZX84C4V3.

Resultados	Simulado	Medido
V_{in} [V]	12	12
V_{out} [V]	8,01	8,01
V_+ [V]	4,28	3,89
V_- [V]	4,28	3,89
V_{Oamp} [V]	8,72	9,28
V_{rsc} [V]	8,11	8,45
I_{R3} [mA]	2,03	2,18
I_{D1} [mA]	-2,03	-2,18
I_{V+} [μ m]	-	0,10
I_{V-} [μ m]	-	0,10
I_{Rsc} [mA]	-4,27	-3,99
I_{R1} [mA]	4,27	3,99
I_{R2} [mA]	4,27	3,99

Na tabela 4.4 são apresentados os valores das resistências utilizadas em situação experimental e em simulação. Existem algumas diferenças nos componentes, o que pode justificar as pequenas discrepância de valores apresentados na tabela 4.3. No entanto, foi novamente possível obter o valor desejado à saída do circuito.

Tabela 4.4: Componentes do circuito fonte de alimentação 8 V com o diodo BZX84C4V3.

Resultados	Simulado	Utilizado	Medido
R_{sc} [Ω]	24,2	22 + 2,2	22+ 2,2
R_1 [Ω]	873,5	1k	0,98k + 52,6
R_2 [Ω]	1k	1k	0,98k
R_3 [Ω]	3,8k	3,3k + 470 + 15 + 15	3,25k + 15,37 + 14,79 + 465

4.2 Amplificador de transimpedância

No desenvolvimento do amplificador de transimpedância foram realizados dois circuitos, amplificador porta comum e um amplificador de instrumentação. Anteriormente, quando simulados estes circuitos em LTspice, foi utilizado o optoacoplador TLP3906, que é composto por um LED infravermelho e por um *array* de fotodíodos. No laboratório foram utilizados numa primeira instância um diodo LED infravermelho LL-503IRT2E-2AC [54] e um fotodiodo PIN BPV22NF [55].

4.2.1 Montagem Porta Comum

No capítulo anterior, foram apresentadas algumas simulações realizadas sobre a montagem porta comum. A figura 4.2 apresenta o circuito montado em laboratório,

onde foi utilizado um díodo LED infravermelho LL-503IRT2E-2AC e um fotodíodo PIN BPV22NF.

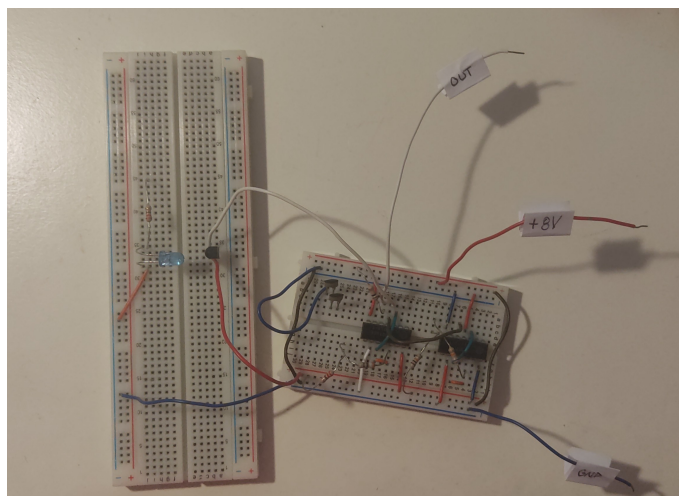


Figura 4.2: Montagem Amplificador Porta Comum.

As figuras seguintes apresentadas nesta dissertação referentes aos resultados obtidos no osciloscópio, apresentam o ponto de referência nos 0 V do eixo YY e em modo AC, exceto quando mencionado o contrário. Quando apresentados sinais a variar à frequência de 1 kHz, no eixo horizontal, a base de tempo é de 0,2 ms/div, e quando trabalhado com sinais à frequência de 10 kHz, a base de tempo é de 50 μ s/div. Em casos gerais, o eixo vertical está dividido por 2 V/div, no entanto, sempre que for distinto é referido.

Numa primeira análise, foi considerado uma onda sinusoidal a uma frequência de 1 kHz à entrada do LED, como se pode verificar na figura 4.3 a). Este sinal representa a informação ou dados que se deseja transmitir através de um sistema VLC. Na figura 4.3 b) é possível observar o sinal à saída do circuito amplificador porta comum, onde o mesmo varia entre 0 e 5 V como desejado. Este sinal é resultado da conversão da corrente no fotodetetor em tensão.

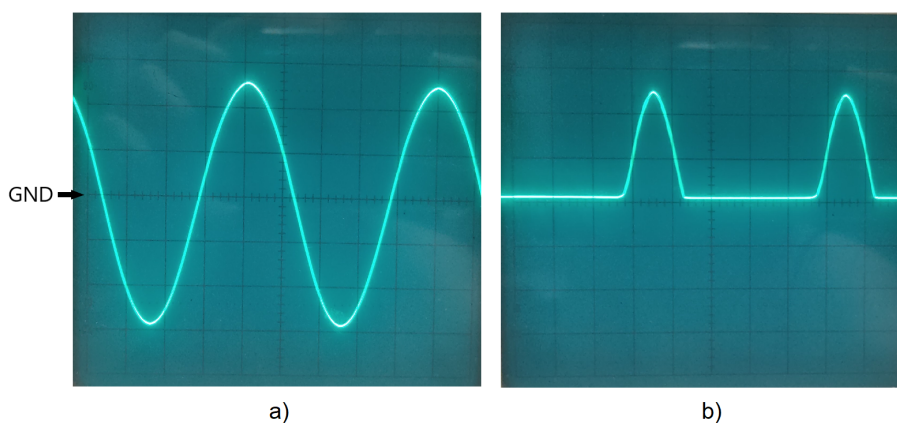


Figura 4.3: Montagem porta comum - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) sinal à saída do amplificador.

Uma análise semelhante foi realizada, considerando uma onda quadrada, também a variar a uma frequência de 1 kHz. Este sinal, observado na figura 4.4 a), tem uma tensão a variar entre -2 V e 2 V. O sinal à saída do circuito é apresentado na figura 4.4 b), sendo que o sinal está a variar entre 0 e 5 V.

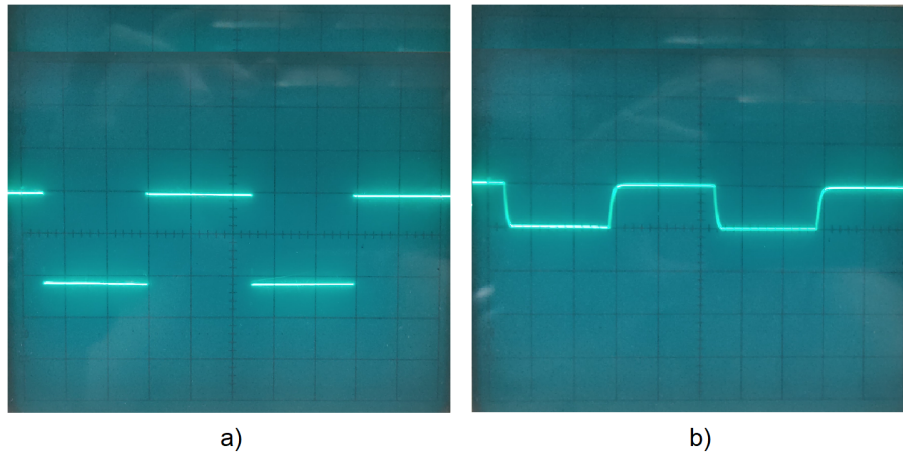


Figura 4.4: Montagem porta comum - onda Quadrada a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED, b) sinal à saída do amplificador (5 V/div).

Tendo em consideração uma frequência de 10 kHz foram realizadas novamente as duas experiências anteriores.

A figura 4.5 a) apresenta a onda sinusoidal à frequência de 10 kHz colocado à entrada do LED. O sinal à saída do circuito amplificador porta comum é apresentado na figura 4.5 b), sendo que o sinal está a variar aproximadamente entre 0 V e 5 V.

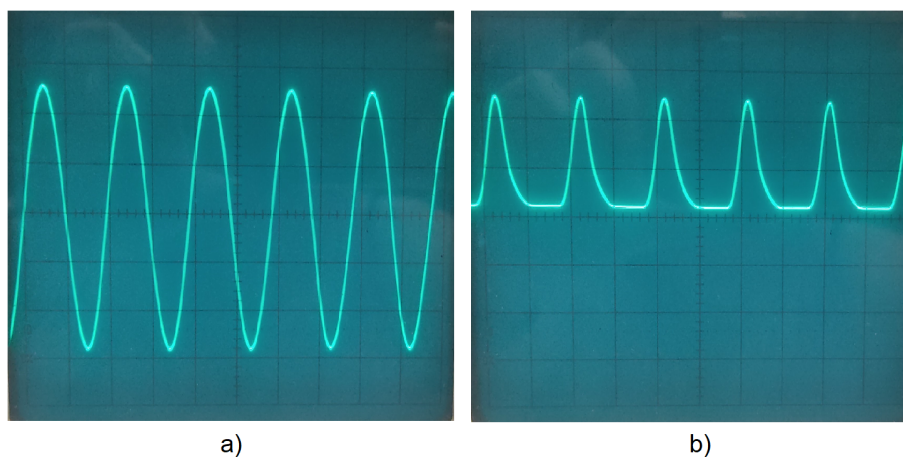


Figura 4.5: Montagem porta comum - onda sinusoidal a 10 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) sinal à saída do amplificador.

À mesma frequência, foi imposta uma onda quadrada à entrada do LED, com uma amplitude a variar entre -2 V e 2 V como verificado na figura 4.6 a). A figura 4.6 b) apresenta o sinal à saída a variar entre 0 V e 5 V, como pretendido.

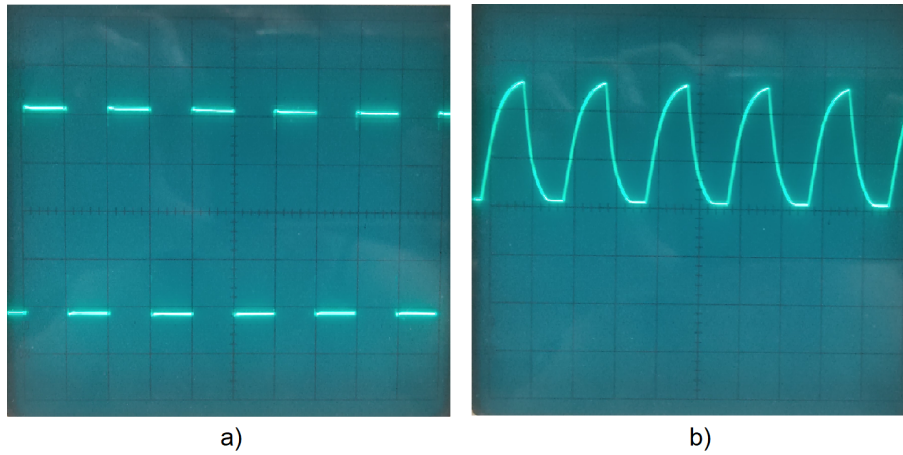


Figura 4.6: Montagem porta comum - onda quadrada a 10 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) sinal à saída do amplificador.

4.2.2 Amplificador de instrumentação

Como referido anteriormente, além da montagem porta comum, foi desenvolvido um amplificador de instrumentação que permite transformar uma corrente máxima de 50 μA no fotodíodo numa tensão de 5 V. O dimensionamento deste circuito teve em conta a equação 4.1, onde a resolução da mesma está apresentada nas equações 2.34 - 2.38 no capítulo 2.

$$V_o = 2 \times R_F \times I_{PH} \quad (4.1)$$

Através desta equação, foi possível determinar o valor da resistência R_F de 50k Ω . A figura 4.7 apresenta o circuito amplificador de instrumentação dimensionado.

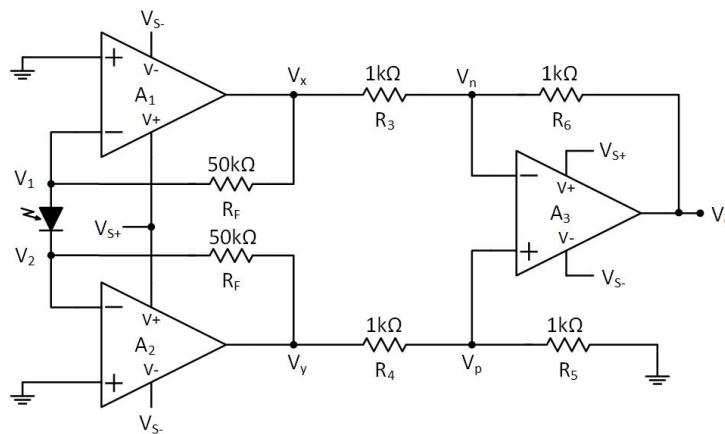


Figura 4.7: Amplificador de instrumentação.

A figura 4.8 apresenta o circuito amplificador de instrumentação montado em laboratório, onde foi utilizado um díodo LED infravermelho LL-503IRT2E-2AC e um fotodíodo PIN BPV22NF.

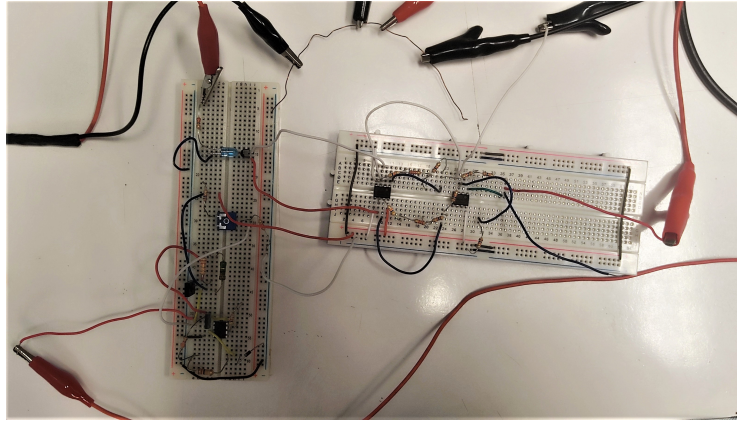


Figura 4.8: Montagem amplificador de instrumentação.

Considerando uma tensão V_{s+} de +8 V e uma tensão V_{s-} de -8 V, foram realizadas algumas simulações para diferentes sinais à entrada do LED.

A figura 4.9 apresenta os resultados obtidos quando colocado um sinal sinusoidal a variar entre -2 V e 2 V, a uma frequência de 1 kHz, à entrada do LED. Este sinal é observado na imagem a). O sinal da imagem b) é o sinal à saída do amplificador, onde o mesmo está a variar entre 0 e 5 V como pretendido. As imagens c) e d) representam, respetivamente, os sinais em V_x e V_y . Como em V_x a corrente é negativa, o sinal é simétrico em relação a V_y , sendo que este está a variar entre 0 e 2,5 V.

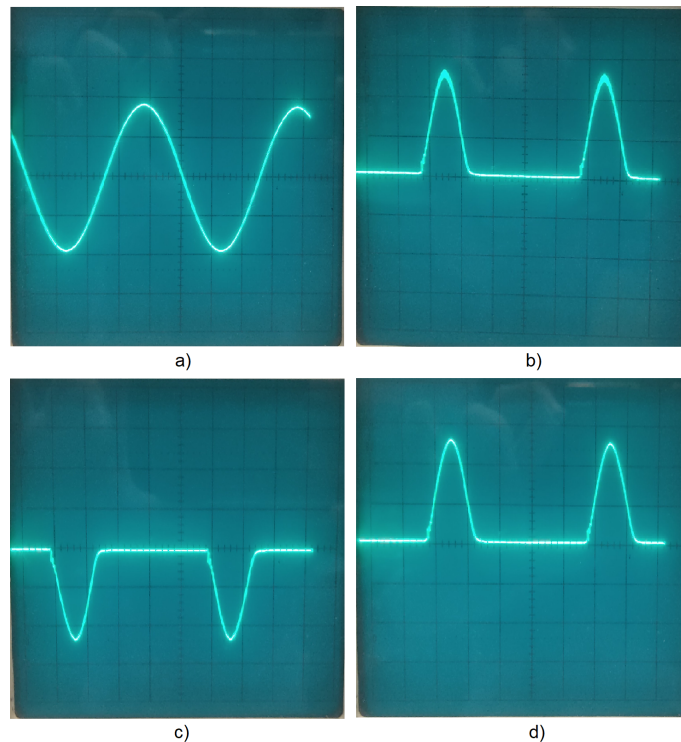


Figura 4.9: Amplificador de instrumentação - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal à entrada (1 V/div), b) sinal à saída, c) sinal em V_x (1 V/div), d) sinal em V_y (1 V/div).

De seguida foi realizada a mesma experiência, mas colocando uma onda qua-

drada a variar entre -2 V e 2 V, aproximadamente, à mesma frequência de 1 kHz, como mostra a figura a). Tendo em conta os sinais em V_x e V_y , apresentados na 4.10 c) e d), respetivamente, onde o primeiro está a variar entre -2 V e 0 V, e o segundo entre 0 V e 2,5 V, o sinal à saída varia entre 0 V e 5 V, sendo o último estágio um amplificador diferencial.

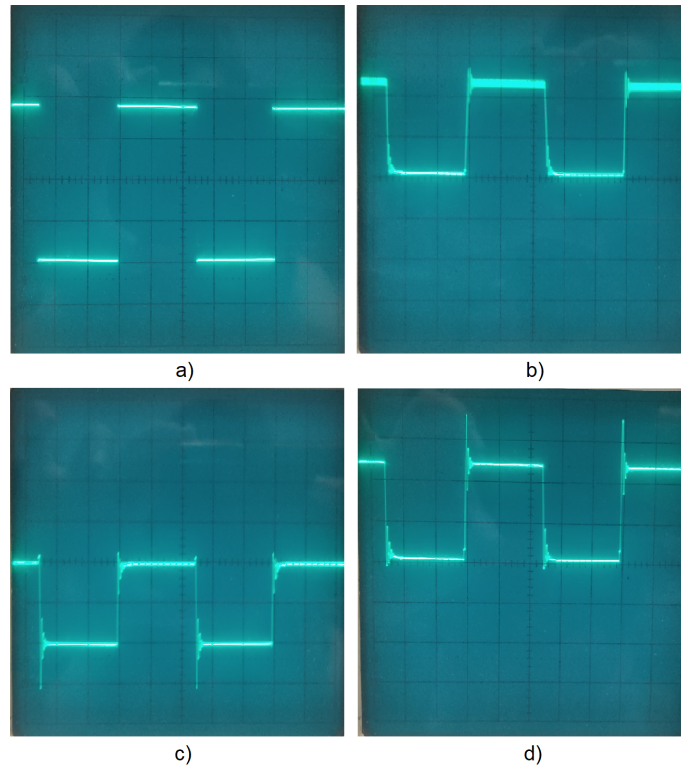


Figura 4.10: Amplificador de instrumentação - pulso retangular a 1 kHz: a) sinal à entrada (1 V/div), b) sinal à saída, c) sinal em V_x (1 V/div), d) sinal em V_y (1 V/div).

Quando aumentada a frequência para 10 kHz, como é possível verificar na figura 4.11 b), o sinal à saída apresenta alguma oscilação.

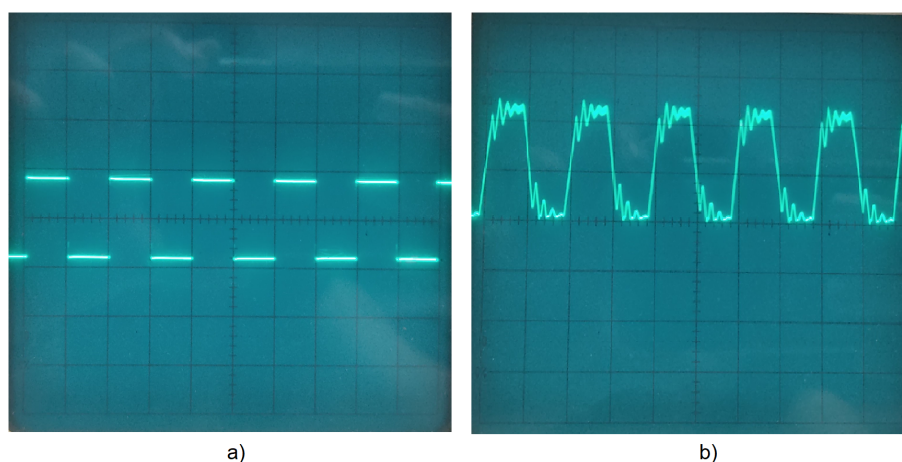


Figura 4.11: Amplificador de instrumentação - pulso retangular a 10 kHz: a) sinal à entrada, b) sinal à saída.

De modo a atenuar esta distorção, foram colocados dois condensadores de 0,1 nF em paralelo com as resistências R_F , como mostra o circuito da figura 4.12.

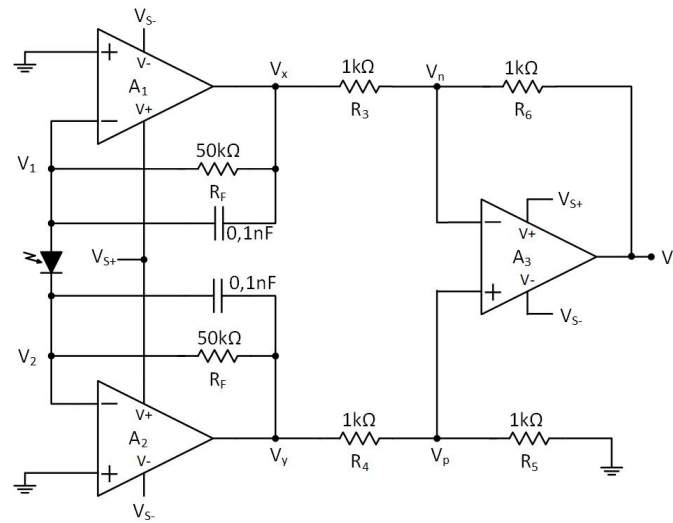


Figura 4.12: Amplificador de instrumentação com condensadores.

Ao aplicar uma onda quadrada a uma frequência de 10 kHz, como mostra a figura 4.13 a), é possível verificar na figura b) que a distorção observada anteriormente foi atenuada. Novamente os sinais em V_x e V_y , apresentados nas figuras c) e d) são simétricos, o que permite o sinal à saída variar entre 0 e 5 V.

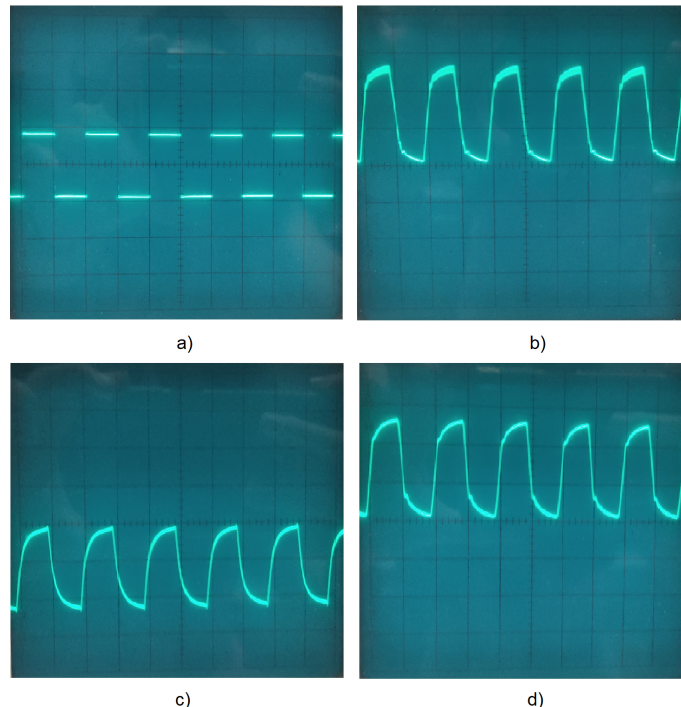


Figura 4.13: Amplificador de instrumentação - pulso retangular a 10 kHz: a) sinal à entrada, b) sinal à saída, c) sinal em V_x (1 V/div), d) sinal em V_y (1 V/div).

Ainda considerando o circuito da figura 4.12, foi imposto à entrada do LED uma onda sinusoidal a uma frequência de 10 kHz, como mostra a figura 4.14 a). Nova-

mente, à saída do circuito amplificador, foi obtido um sinal a variar entre 0 V e 5 V, como apresentado na figura 4.14 b).

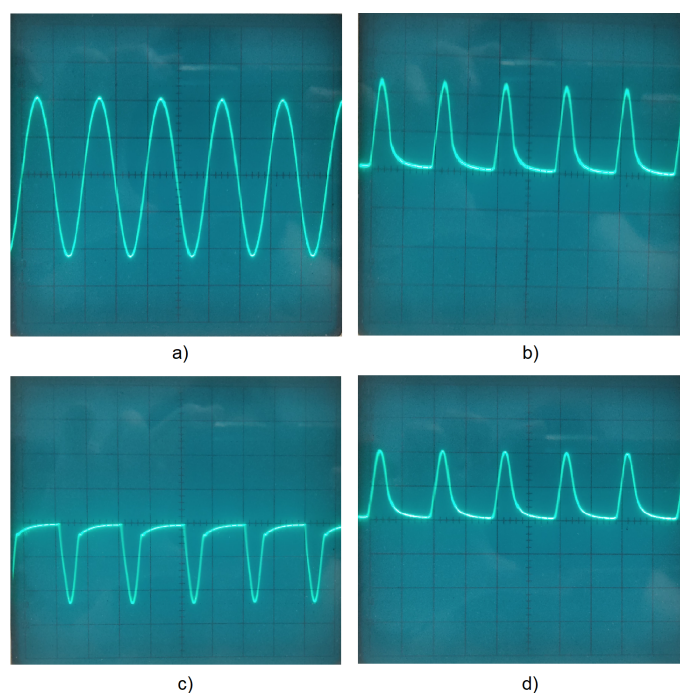


Figura 4.14: Amplificador de instrumentação - onda sinusoidal a 10 kHz: a) sinal à entrada (1 V/div), b) sinal à saída, c) sinal em V_x (1 V/div), d) sinal em V_y (1 V/div).

4.3 Circuito global

Nesta secção serão apresentados os diferentes ensaios quando realizada a junção de ambos os circuitos: fonte de alimentação e amplificador de transimpedância. Anteriormente, estava a ser utilizada a fonte de alimentação de bancada para alimentação do circuito porta comum e amplificador de instrumentação, e nos ensaios seguintes, esta fonte foi trocada pelo circuito fonte de alimentação realizado. Foi apenas utilizada a fonte de alimentação de 8 V composta pelo diodo BZX84C3V9, visto que a mesma funciona como esperado, sendo que a fonte com o diodo BZX84C4V3 requer um número superior de resistências, e também maiores perdas por dissipação, visto que os seus valores são superiores. Desta forma, a realização de testes com ambos os circuitos fonte de alimentação não pareceu pertinente.

4.3.1 LED infravermelho LL-503IRT2E-2AC e Fotodíodo PIN BPV22NF

Numa primeira fase, ainda foi utilizado o LED infravermelho LL-503IRT2E-2AC e um fotodíodo PIN BPV22NF.

Considerando primeiramente o circuito da figura 4.15, onde é possível observar o circuito regulador de 8 V, juntamente com o circuito amplificador porta comum, foi verificado se o funcionamento ocorre como esperado, ou seja, se é possível amplificar a corrente à entrada do amplificador e obter um sinal à saída a variar entre 0 e 5 V.

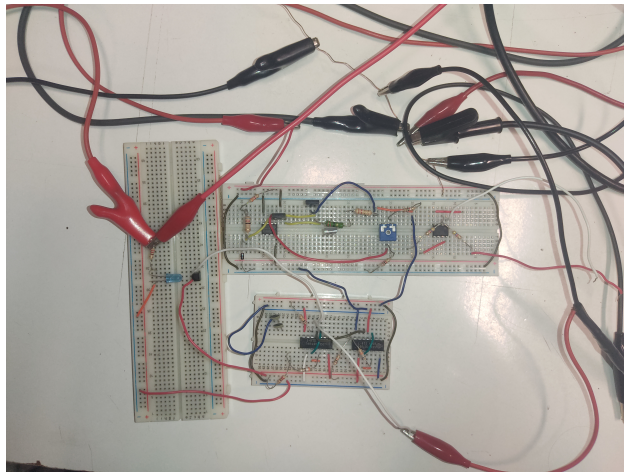


Figura 4.15: Fonte de alimentação 8 V e amplificador porta comum.

Na figura 4.16 são apresentados os sinais observados no osciloscópio. No gerador de sinais foi colocada uma onda sinusoidal a variar entre -2 V e 2 V a uma frequência de 1 kHz, sendo este sinal apresentado na figura 4.16 a). Na figura 4.16 b) é possível verificar a tensão à saída do amplificador a variar entre 0 V e 5 V.

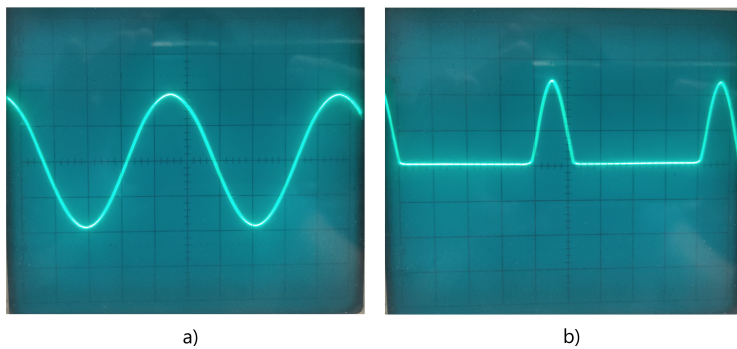


Figura 4.16: Fonte de alimentação 8 V e amplificador porta comum - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) tensão à saída do amplificador.

Aumentando a frequência do sinal à entrada do LED para 10 kHz (figura 4.17 a)), é possível verificar, novamente, que o sinal à saída do amplificador está a variar entre 0 V e 5 V, como mostra a figura 4.17 b).

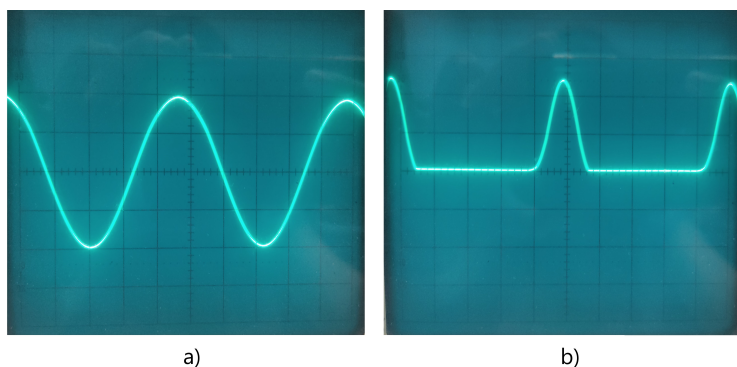


Figura 4.17: Fonte de alimentação 8 V e amplificador porta comum - onda sinusoidal a 10 kHz: a) corrente à entrada do amplificador (1 V/div), b) tensão à saída do amplificador.

Foram realizados os mesmo ensaios, mas considerando um sinal pulso retangular. Na figura 4.18 a) é apresentado o sinal imposto pelo gerador de funções a variar entre -2 V e 2 V a uma frequência de 1 kHz e a figura 4.18 b) o respectivo sinal à saída do amplificador, a variar entre 0 V e 5 V. Alterando a frequência para 10 kHz, na figura 4.18 c) novamente é possível verificar o sinal a controlar o comportamento do LED e à saída do circuito é apresentado o sinal em tensão a variar entre 0 V e 5 V, como mostra a figura 4.18 d).

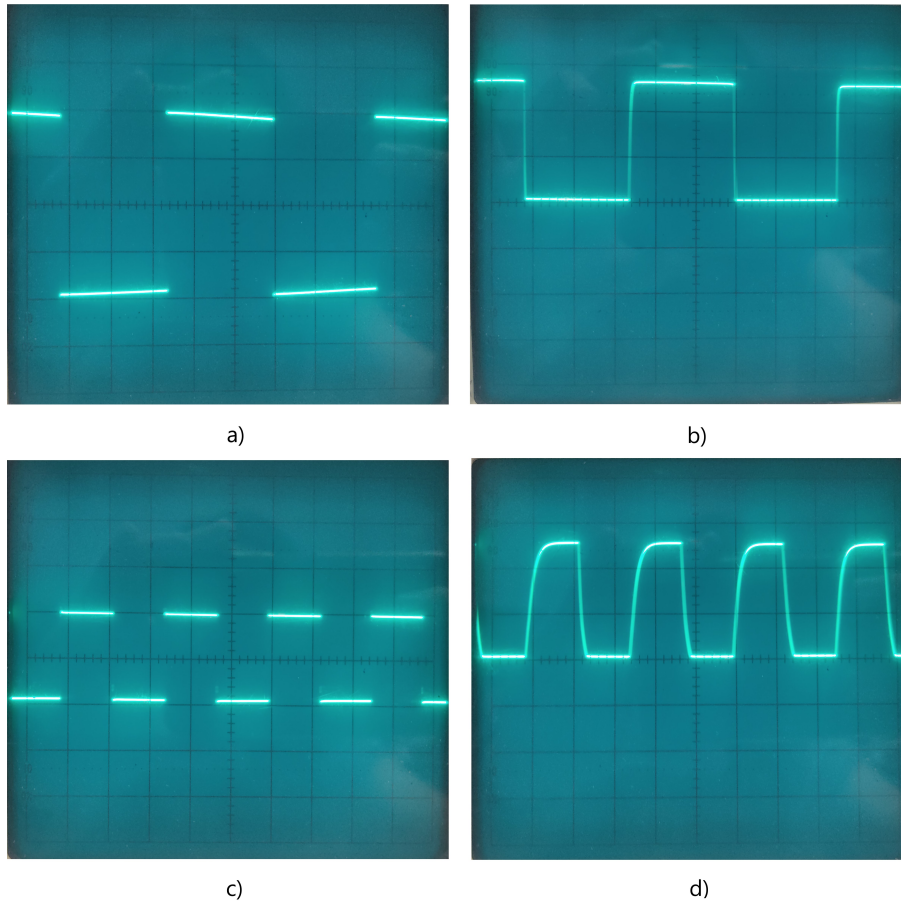


Figura 4.18: Fonte de alimentação 8 V e amplificador porta comum - pulso retangular a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) tensão à saída do amplificador a variar a 1 kHz; pulso retangular a 10 kHz: c) sinal à entrada do LED, d) tensão à saída do amplificador a variar a 10 kHz.

Como referido no capítulo 3, quando utilizado um amplificador de instrumentação, é necessário realizar alterações ao circuito fonte de alimentação, de modo a permitir fornecer uma tensão simétrica de +8 V e -8 V. Na figura 4.19 é possível verificar o circuito fonte de alimentação atualizado, montado na *breadboard*.

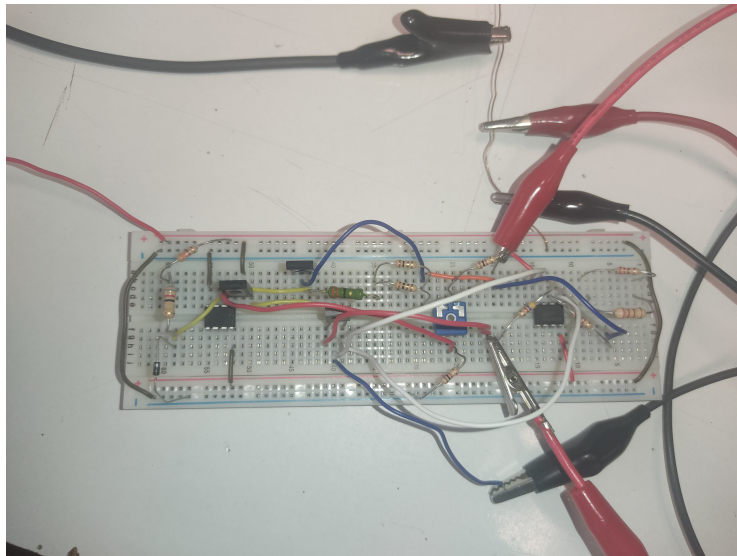


Figura 4.19: Circuito fonte de alimentação com saída simétrica.

Comparando com o circuito da figura 4.1, é possível observar que foi introduzido um dispositivo PNP BD138F [56] e duas resistências de 4,7 k Ω . Apesar do integrado LM358 [57] ser composto por dois amplificadores operacionais, foi necessário a utilização de um novo integrado, visto que os amplificadores são alimentados com tensões V_{CC-} diferentes. Como mostra a figura 4.20, é possível verificar as tensões +8 V e -8 V no osciloscópio, comprovando o bom funcionamento do circuito.

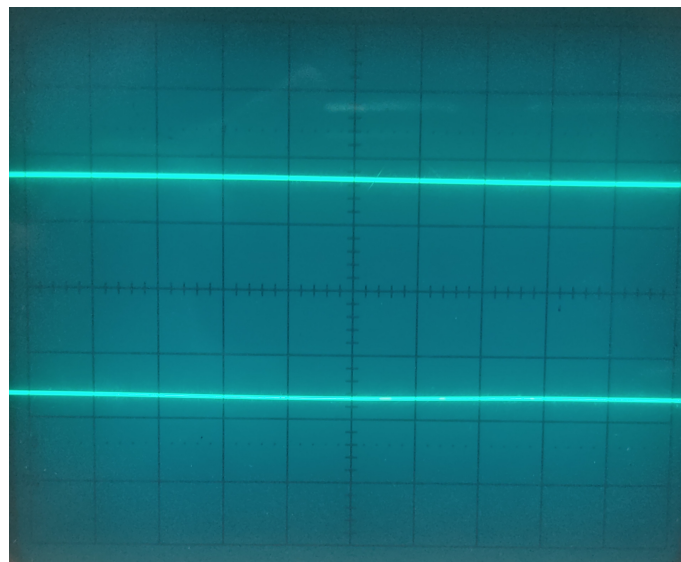


Figura 4.20: Tensões à saída da fonte de alimentação com saída simétrica. Modo DC e eixo XX com 5 V/div.

A figura 4.21 apresenta esta nova fonte juntamente com o amplificador de transimpedância, onde a saída +8 V da fonte de alimentação está a ser ligada à entrada V_{s+} do amplificador e a saída -8 V à entrada V_{s-} .

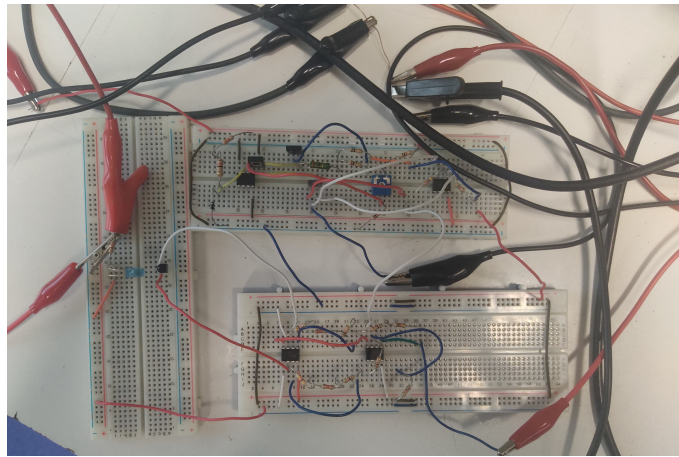


Figura 4.21: Fonte de alimentação simétrica e amplificador de instrumentação.

Em primeiro lugar foi considerado um sinal proveniente do LED a variar entre -2 V e 2 V a uma frequência de 1 kHz. Na figura 4.22 a) é possível observar este sinal. Na figura 4.22 b) é apresentado o sinal em tensão à saída do amplificador que está a variar entre 0 V e 5 V, provando assim o bom funcionamento do circuito. Nas figuras 4.22 c) e d), são apresentados os sinais em V_x e V_y , respetivamente, onde é possível verificar que são simétricos, onde em V_x o sinal varia entre, aproximadamente, 0 V e -2,5 V e em V_y entre 0 V e 2,5 V. Tendo em consideração as tensões em V_x e V_y , é possível verificar que a corrente a ser fornecida pelo fotodiodo é de aproximadamente 50 μ A, sendo que esta corrente é a mesma nas resistências de 50 k Ω .

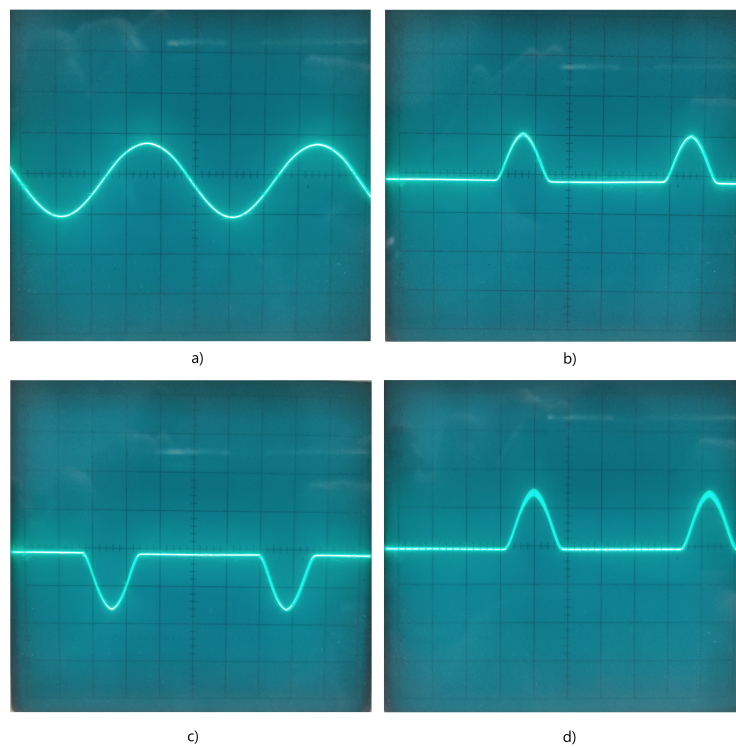


Figura 4.22: Fonte de alimentação simétrica e amplificador de instrumentação - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED, b) tensão à saída do amplificador (5 V/div), c) sinal em V_x , d) sinal em V_y .

Alterando para um sinal onda quadrangular a variar a uma frequência de 1 kHz, a figura 4.23 apresenta os resultados observados em laboratório. Na figura 4.23 a) é possível observar o sinal a controlar a corrente no LED, sendo que está a variar entre -2 V e 2 V. As figuras 4.23 c) e d) mostram os sinais em V_x e V_y , respectivamente, onde mais uma vez a tensão em V_x varia entre 0 V e -2,5 V e em V_y entre 0 V e 2,5 V, e deste modo é possível concluir que a corrente no fotodíodo varia entre 0 e 50 μ A. Com isto, o sinal em tensão à saída do amplificador, na figura 4.23 b), está a variar entre 0 V e 5 V, comprovando o ganho de transimpedância de aproximadamente 100 k Ω .

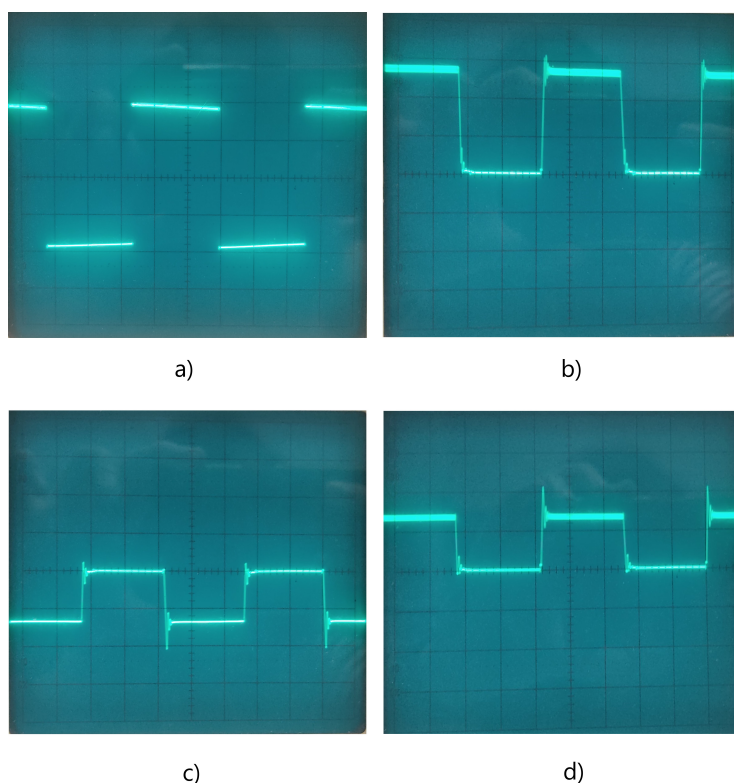


Figura 4.23: Fonte de alimentação simétrica e amplificador de instrumentação - pulso retangular a 1 kHz: a) sinal à entrada do LED (1 V/div), b) tensão à saída do amplificador, c) sinal em V_x , d) sinal em V_y .

4.3.2 Sensor ótico

Após a verificação do bom funcionamento dos circuitos utilizando o LED e o fotodíodo pin BPV22NF, estes dois componentes foram substituídos pelo dispositivo pinpin (p(a-SiC:H)-i'(a-SiC:H)-n(a-SiC:H)-p(a-SiC:H)-i(a-Si:H)-n(a-SiC:H)) [58], sendo que este novo sistema está montado na caixa presente na figura 4.24. Este fotosensor permite ser iluminado por ambos os lados com luz ultravioleta e na sua parte frontal pode ser iluminado com alguns comprimentos de onda do espectro do visível. O fotodetector consiste numa heteroestrutura constituída por dois fotodíodos pin fabricados sobre um substrato de vidro entre dois contatos elétricos transparentes usando a técnica de Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition (PECVD). A camada intrínseca de uma das estruturas pin utiliza a-SiC:H, um material que absorve os comprimentos de onda curtos na região do visível, entre os 400 nm e os 590 nm

[59], enquanto a outra estrutura pin utiliza a-Si:H, o que permite a absorção dos comprimentos de onda longos do espectro do visível, superiores a 500 nm até 700 nm [60]. Deste modo, o fotodetector comporta-se como um filtro óptico, sendo que uma das estruturas pin absorve o comprimento de onda da cor azul e parte da cor verde, enquanto a outra apenas absorve ainda parte da cor verde e o comprimento de onda da cor vermelha. A utilização desta heteroestrutura permite alargar a foto sensibilidade espectral do dispositivo, que pode ainda ser modulada por aplicação externa de tensão elétrica ou de polarização ótica [61].

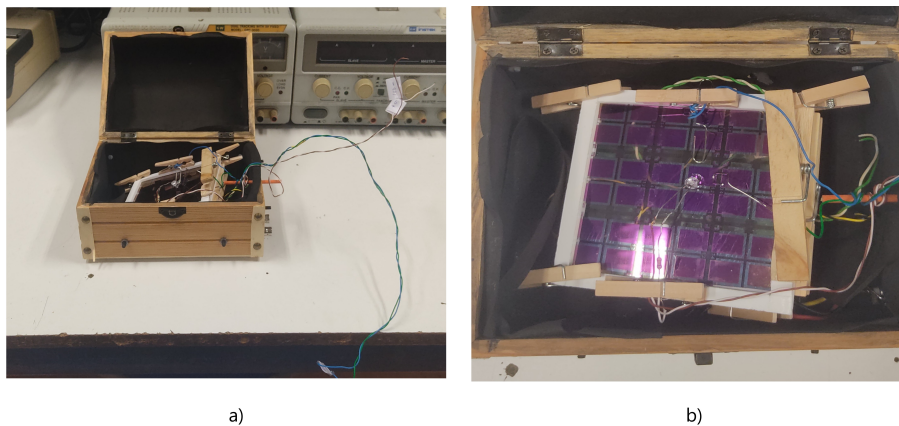


Figura 4.24: Sensor ótico.

Considerando o circuito amplificador porta comum, foi ligado à sua entrada o novo sensor, como mostra a figura 4.25. A fonte de alimentação de bancada está a fornecer os 12 V ao circuito regulador de tensão, e a saída deste circuito está a fornecer a tensão de alimentação de 8 V ao amplificador.

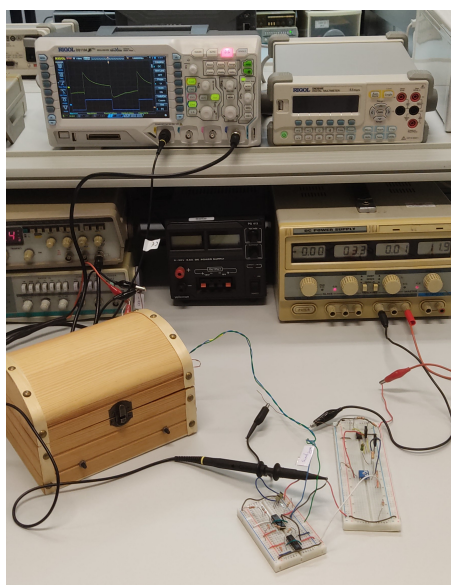


Figura 4.25: Fonte de alimentação 8 V, amplificador porta comum e sensor ótico

Na figura 4.26 estão apresentados os resultados das simulações realizadas a esta configuração. O sinal a azul, a variar a uma frequência de 126 Hz, é o sinal

proveniente do gerador, que está a controlar a corrente no LED e o sinal a amarelo é a tensão de saída do amplificador porta comum. Na figura 4.26 a) a tensão à saída está a variar entre -28 mV e 48 mV. Colocando um condensador de 470 nF ligado à saída do amplificador, é possível verificar na figura 4.26 b) um sinal a variar entre 0 e 3,6 mV. Ao trocar este condensador por um de 180 nF, o sinal aparenta melhor um pulso retangular, estando o sinal a variar entre -2 mV e 4,4 mV, no entanto, com uma menor amplitude.

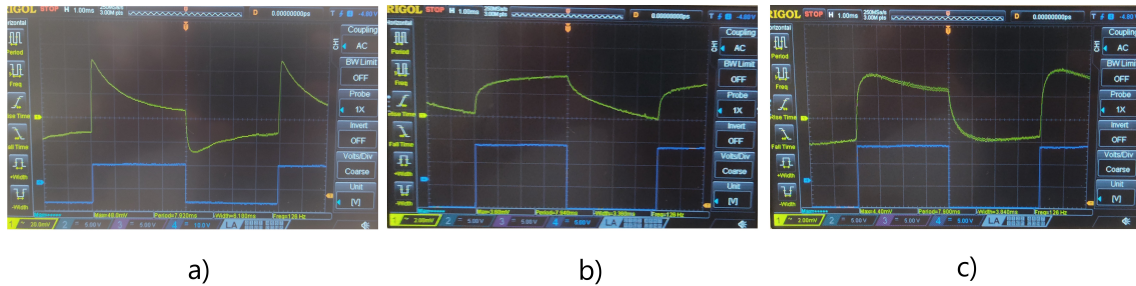


Figura 4.26: Fonte de alimentação 8 V, amplificador porta comum e sensor ótico - pulso retangular a 126 Hz: a) tensão à saída do amplificador, b) com condensador 470nF, c) com condensador 180nF. Eixo YY: 20 mV/div. Eixo XX: 0,1 ms/div.

A figura 4.27 mostra o circuito amplificador de instrumentação e o sensor pin-pin. O circuito fonte de alimentação foi alterado, de modo a ser alimentado pelas tensões +12 V e -12 V, providas da fonte de alimentação de bancada, e fornecer tensões simétricas +8 V/-8 V ao amplificador.

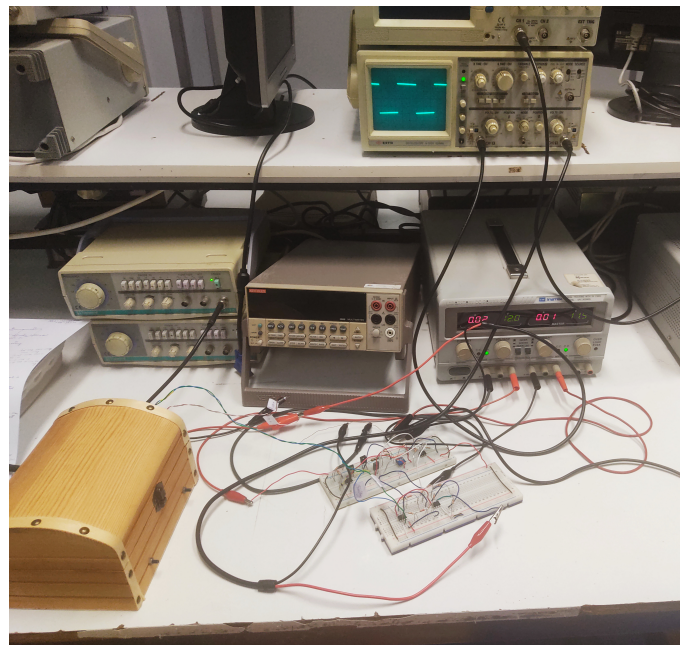


Figura 4.27: Fonte de alimentação 8 V, amplificador de instrumentação e sensor ótico.

Os resultados das simulações realizadas sobre o circuito da figura anterior são apresentados nas figuras 4.28 e 4.29. Na figura 4.28 a) é apresentado o sinal à saída

do amplificador quando a corrente do LED está a variar a uma frequência de 1 kHz. Este sinal tem uma tensão máxima de 60 mV e uma tensão mínima de aproximadamente -50 mV. Quando colocado um condensador de 470 nF à saída do amplificador, o sinal apresenta uma melhor relação de sinal-ruído, como mostra a figura 4.28 b). Trocando este condensador por um condensador de 180 nF (figura 4.28 c)), é possível verificar uma diferença ligeira face à simulação anterior, onde ambos estão a variar entre -60 mV e 70 mV.

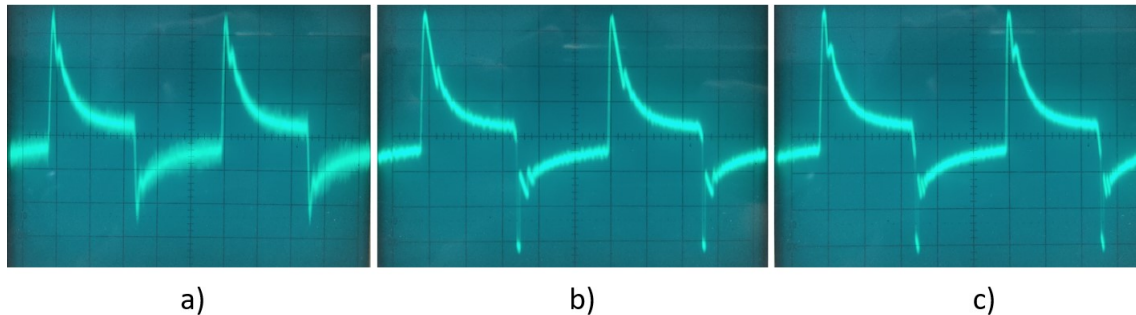


Figura 4.28: Fonte de alimentação 8 V, amplificador de instrumentação e sensor ótico - Pulso retangular 1 kHz: a) Tensão à saída do amplificador, b) Com condensador 470 nF, c) Com condensador 180 nF. Eixo YY: 20 mV/div.

Ao simular com uma onda sinusoidal, à mesma frequência de 1 kHz, o sinal à saída (figura 4.29 b)) varia entre 0 e 50 mV.

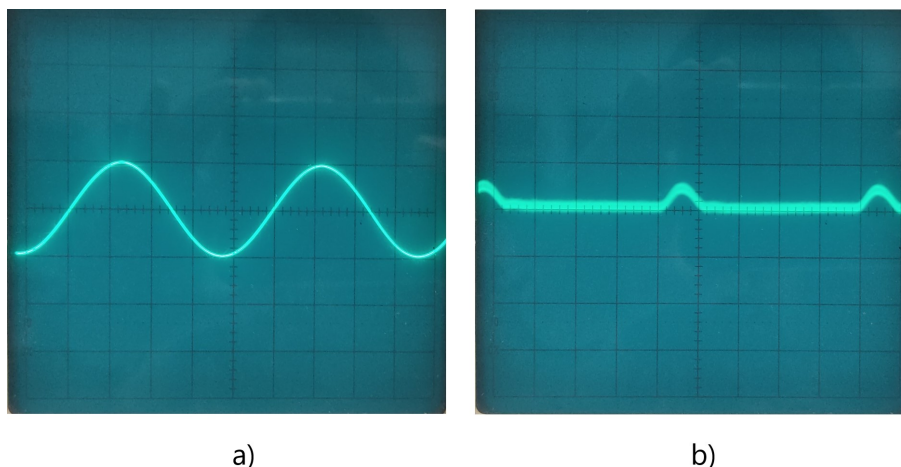


Figura 4.29: Fonte de alimentação 8 V, amplificador de instrumentação e sensor ótico - onda sinusoidal a 1 kHz: a) sinal imposto no LED, b) tensão à saída do amplificador (0,1 V /div).

Apesar das amplitudes dos sinais à saída dos amplificadores porta comum e de instrumentação serem mais baixas do que esperado, quando utilizado o sensor pinpin, é possível verificar que ocorre a amplificação. Após alguns testes verificou-se que a origem dos resultados obtidos está relacionada com o sensor pinpin utilizado, sendo que este é uma versão mais antiga do sensor pinpin suposto. A razão para

a não utilização do sensor correto deve-se ao facto do mesmo estar em uso nou-
 tros projetos, sendo que não se encontra disponível para testes que podem eventu-
 almente serem destrutivos ou poderem alterar irreversivelmente as características
 desse pinpin. Com isto, houve a necessidade de realizar um modelo equivalente de
 modo a simular o sensor pinpin suposto. Novamente foram realizados novos estu-
 dos e testes no laboratório, de modo a chegar a um modelo equivalente o mais ideal
 possível.

Em primeiro, foi considerado um modelo muito básico, constituído apenas por
 uma resistência em série com o fotodiodo PIN BPV22NF, de forma a encontrar um
 valor para a resistência que permita limitar a corrente a 50 μ A. Este modelo é apre-
 sentado na figura 4.30 a). Posteriormente foi considerado o modelo apresentado na
 figura 4.30 b), onde além da resistência é colocado um diodo *zener*.

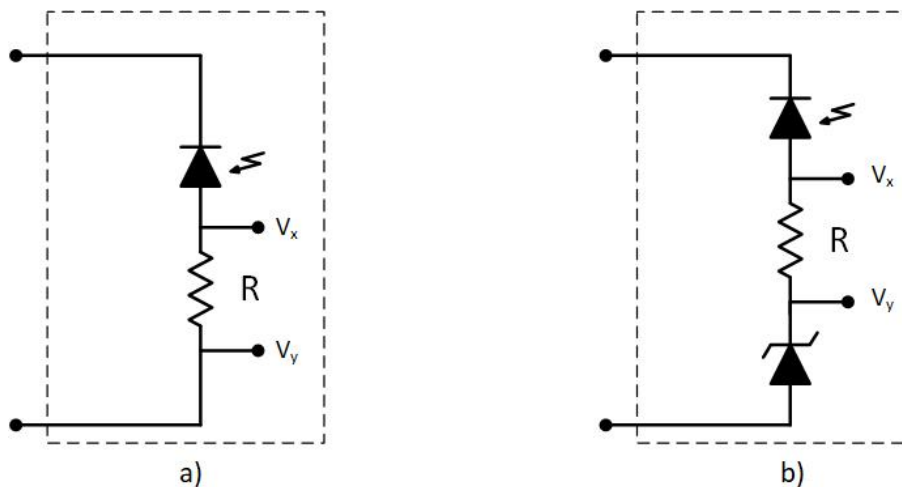


Figura 4.30: Modelo equivalente pinpin: a) Versão 1, b) Versão 2.

Considerando o modelo equivalente apresentado na figura 4.30 a), a resistência
 em série foi calculada através da equação 4.2, onde foi necessário ter em conta
 a tensão de 1,74 V, aproximadamente, à entrada do circuito porta comum. Deste
 modo, a resistência estimada foi de 111,2 k Ω .

$$R = \frac{V_x - V_y}{I_{max}} \quad (4.2)$$

Nas figura seguintes, irão ser apresentados os resultados obtidos visualiza-
 dos no osciloscópio, onde em cada figura está apresentado um sinal sinusoidal à
 frequência de 1 kHz proveniente do gerador de funções (canal 1), e o sinal em tensão
 a analisar (canal 2), ou seja, a tensão à saída do amplificador, a tensão no nó V_x ou a
 tensão no nó V_y . Em modo geral, o canal 1 é apresentado com 1 V/div, caso contrário
 o mesmo é assinalado nas respetivas legendas.

Na figura 4.31 a) é possível visualizar que ao fornecer uma sinal sinusoidal a 1
 kHz a variar entre -2,5 V a 2,5 V ao LED infravermelho, o sinal no máximo atinge uma
 tensão de 3,5 V, sem saturar, e ao aumentar ligeiramente a intensidade luminosa, o
 sinal à saída do amplificador satura nos -1,5 V e 3 V, como verificado na figura 4.31
 b).

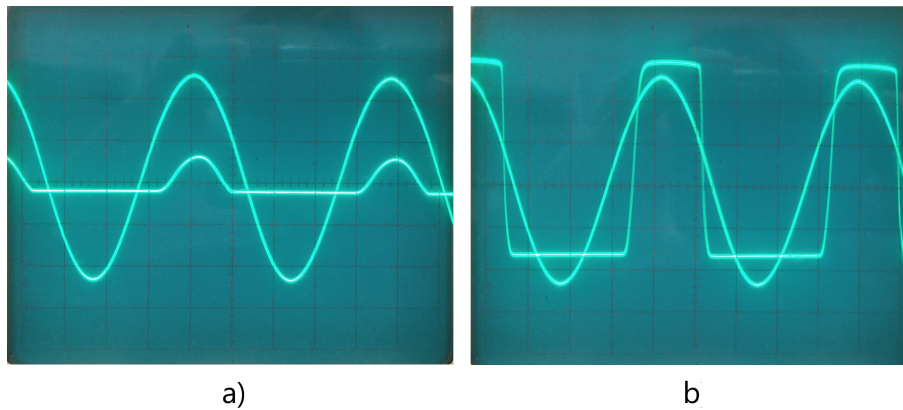


Figura 4.31: Sinal à saída do amplificador: a) com sinal proveniente do gerador a variar entre -2,5 V a 2,5 V (canal 2 - 5 V/div), antes de saturar, b) com ligeiro aumento do sinal proveniente do gerador (canal 2 - 1 V/div).

Verificou-se que ao diminuir o valor da resistência, a corrente a ser fornecida ao amplificador aumenta e consequentemente a tensão à sua saída também. Ao utilizar apenas uma resistência de 100 k Ω o sinal em tensão à saída varia entre -1 V e 4 V, como mostra a figura 4.32.

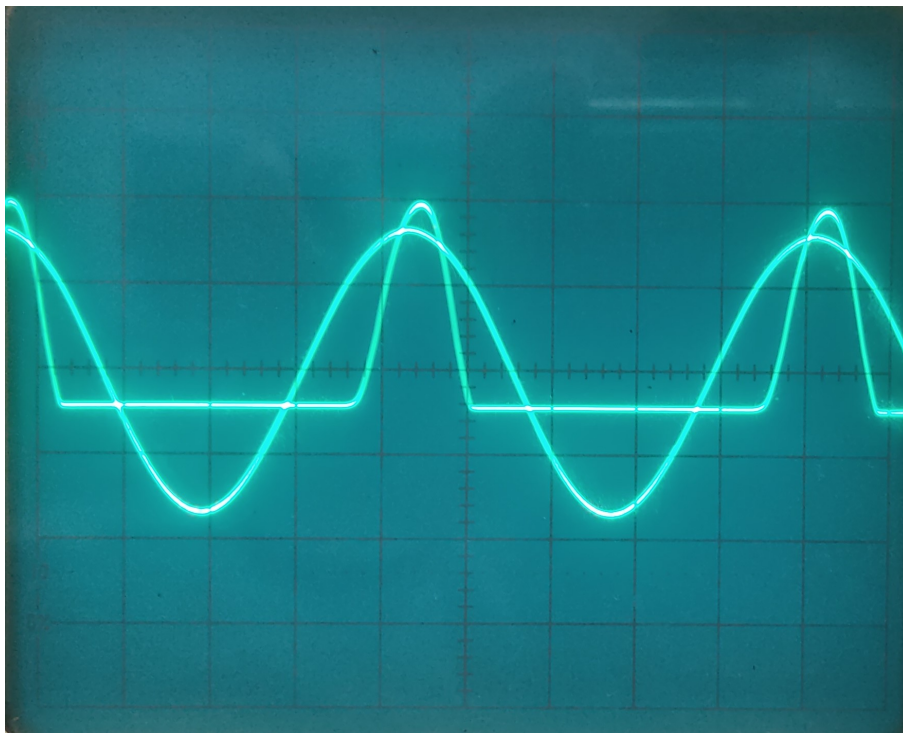


Figura 4.32: Sinal à saída do amplificador a variar entre -1 V e 4 V (canal 2 - 2 V/div), quando o gerador aplica uma onda sinusoidal a variar entre -1,8 V e 1,8 V.

Considerando os sinais medidos em V_x e V_y (figura 4.33), onde $V_{x_{max}}$ é igual a 5,8 V e $V_{y_{max}}$ é igual a 1,2 V, a corrente no fotodíodo calculada através da equação 4.3 é de 46,8 μ A. Esta corrente, apesar de próxima, ainda não é a desejada. Através da mesma equação foi realizada uma nova estimativa, considerando uma corrente máxima de 50 μ A, determinando um novo valor de 92 k Ω , no entanto os resultados

não foram muito diferentes dos obtidos com a resistência de 100 kΩ.

$$I_{max} = \frac{V_{x_{max}} - V_{y_{max}}}{R} \quad (4.3)$$

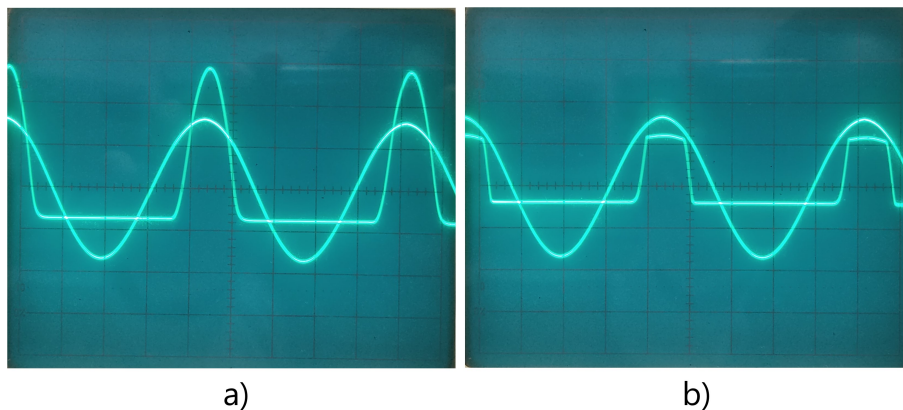


Figura 4.33: Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 2 V/div), b) V_y (canal 2 - 1 V/div).

Apenas quando colocada uma resistência de 82,7 kΩ foi verificada uma tensão máxima de 5 V à saída do amplificador, onde este sinal pode ser observado na figura 4.34, a variar entre -1 V e 5 V quando aplicado uma onda sinusoidal a variar entre -1,8 V e 1,8 V.

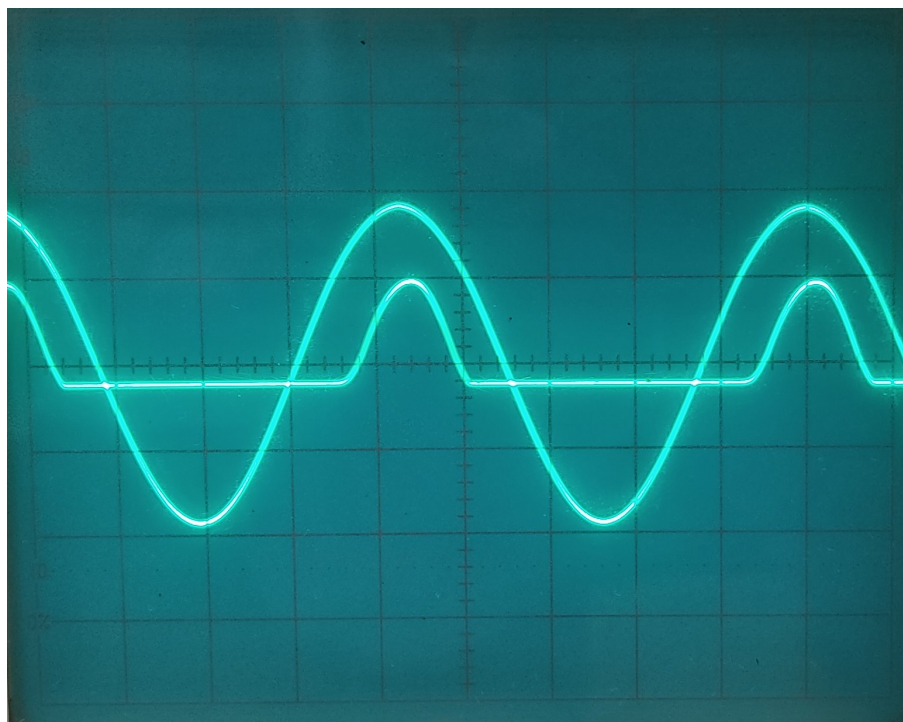


Figura 4.34: Sinal à saída do amplificador a variar entre -1,5 V e 5 V (canal 2 - 5 V/div) quando o gerador fornece um sinal a variar entre -1,8 V e 1,8 V.

Considerando os sinais em tensão nos nós V_x e V_y apresentados na figura 4.35 a) e b), respetivamente, a corrente máxima calculada através da equação 4.3 é de

48,9 μA , sendo que a tensão $V_{x_{max}}$ é de 5,2 V, $V_{y_{max}}$ é igual a 1,2 V e a resistência total medida é de 81,7 k Ω .

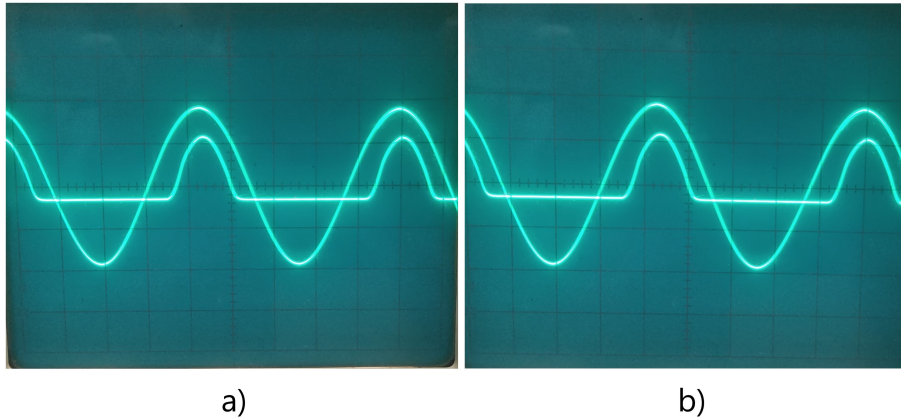


Figura 4.35: Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 5 V/div), b) V_y (canal 2 - 1 V/div).

No entanto, quando aumentada a intensidade da luz, o sinal começa a saturar e, deste modo, houve a necessidade de criar um novo modelo equivalente pinpin, o modelo apresentado na figura 4.30 b). Sendo que existe uma tensão de aproximadamente 1,74 V à entrada do circuito porta comum, na seleção do diodo *zener*, esta tensão teve de ser considerada. Com isto, a tensão máxima deste circuito equivalente é de 6,26 V. Assumindo uma queda de tensão no fotodiodo de 0,7 V e na resistência a utilizar, o diodo *zener* deverá apresentar uma tensão na ordem dos 4 V. Foram realizados diferentes testes utilizando um diodo *zener* BZX84C3V9 de 3,9 V e um diodo *zener* BZX84C4V3 de 4,3 V. Começando por considerar o diodo com uma tensão de *zener* de 3,9 V, a resistência estimada a ser introduzida em série entre o fotodiodo e o diodo é de 41,2 k Ω , calculada através da equação 4.4.

$$R = \frac{V_x - V_y}{I_{max}} = \frac{8 - 0,7 - (1,74 + 3,9)}{50\mu\text{A}} = 41,2\text{k}\Omega \quad (4.4)$$

Quando fornecido um sinal sinusoidal a variar entre -2,2 V e 2,2 V a uma frequência de 1 kHz, o sinal em tensão à saída do amplificador está a variar entre -1,8 V e 5 V, como é possível verificar ambos os sinais na figura 4.36.

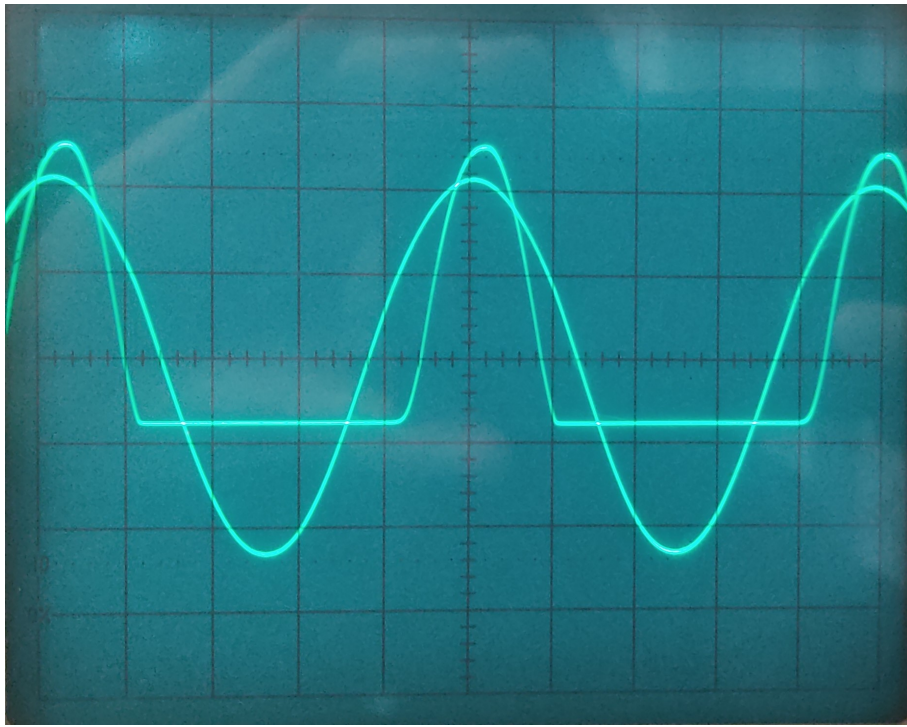


Figura 4.36: Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 e o sinal à saída do amplificador está a apresentado no canal 2 (canal 2 - 2 V/div).

De modo a verificar a corrente no fotodiodo, foram verificados os sinais nos nós V_x e V_y da figura 4.30. O sinal no nó V_x varia entre -1,8 V e 4 V, e o sinal no nó V_y varia entre -1 V e 1,8 V, como verificado na figura 4.37. Deste modo, é possível considerar que a tensão máxima no circuito é obtida quando existe uma corrente à entrada de 53,5 μA (equação 4.5), tendo em consideração uma resistência medida de 41,14 k Ω .

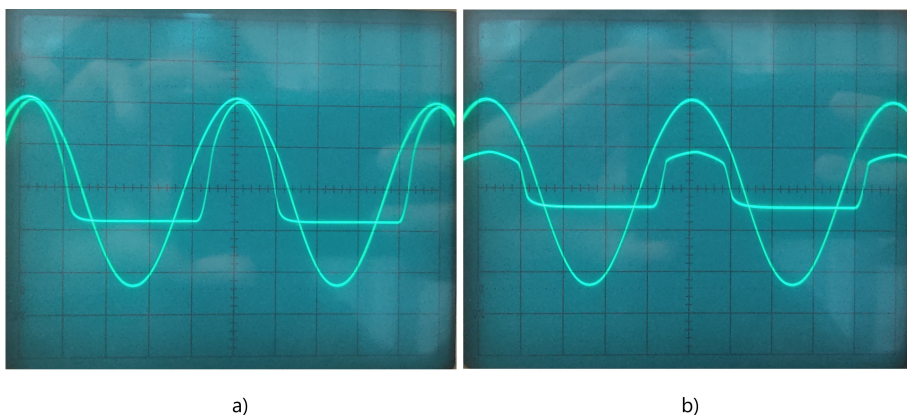


Figura 4.37: Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 2 V/div), b) V_y (canal 2 - 2 V/div).

$$I_{max} = \frac{4 - 1,8}{41,14k\Omega} = 53,5\mu A \quad (4.5)$$

Na figura 4.36, é possível verificar que o sinal está a começar a saturar nos 5

V. Ao aumentar a amplitude do sinal proveniente do gerador, iluminando assim o fotodiodo com uma maior intensidade, é possível verificar que o sinal satura numa tensão negativa de -3,4 V e a 3,2 V, como observado na figura 4.38.

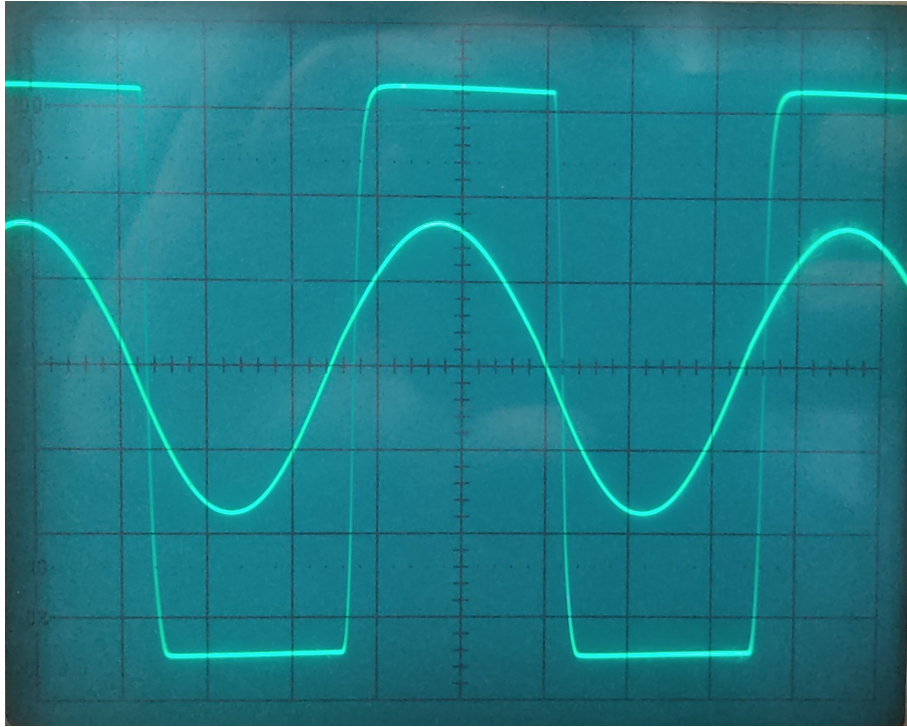


Figura 4.38: Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 (5 V/div) a variar entre -8 V e 8 V e o sinal à saída do amplificador está a apresentado no canal 2 (canal 2 - 1 V/div).

Ao visualizar as tensões nos nós V_x e V_y , é possível determina que neste caso a corrente já é bastante inferior comparativamente à anterior, sendo agora de 34 μA . O sinal no nó V_x está a variar entre -3,2 V e 2,8 V e o sinal no nó V_y está a variar entre -1,6 V e 1,4 V, como é possível verificar na figura 4.39 a) e b), respetivamente, onde ambos estão a saturar.

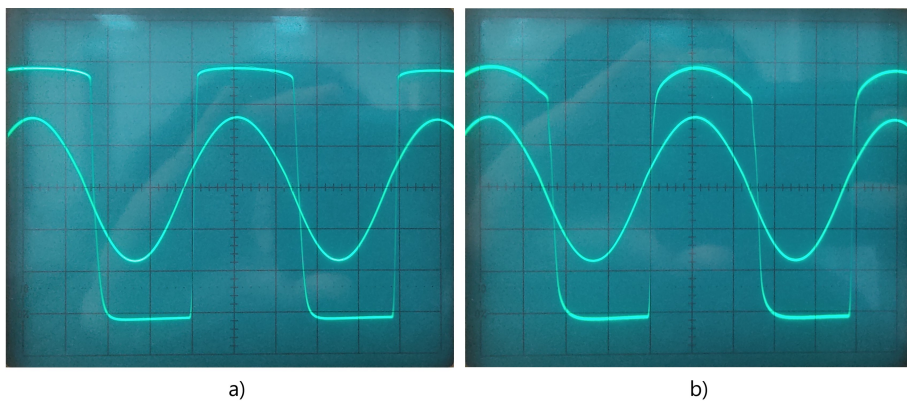


Figura 4.39: Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 1 V/div), b) V_y (canal 2 - 0,5 V/div).

Com o objetivo de verificar um sinal à saída do amplificador com uma tensão máxima de 5 V sem ocorrer saturação, quando o fotodiodo sofre máxima iluminação,

foi colocada uma nova resistência de 2,2 k Ω em série com as resistências colocadas anteriormente. O valor total medido das resistências é de 43,28 k Ω . Na figura 4.40 é possível observar que com o gerador de sinal a fornecer uma onda sinusoidal a variar entre -8 V e 8 V ao LED, a tensão à saída do amplificador porta comum varia entre -2 V e 4,8 V.

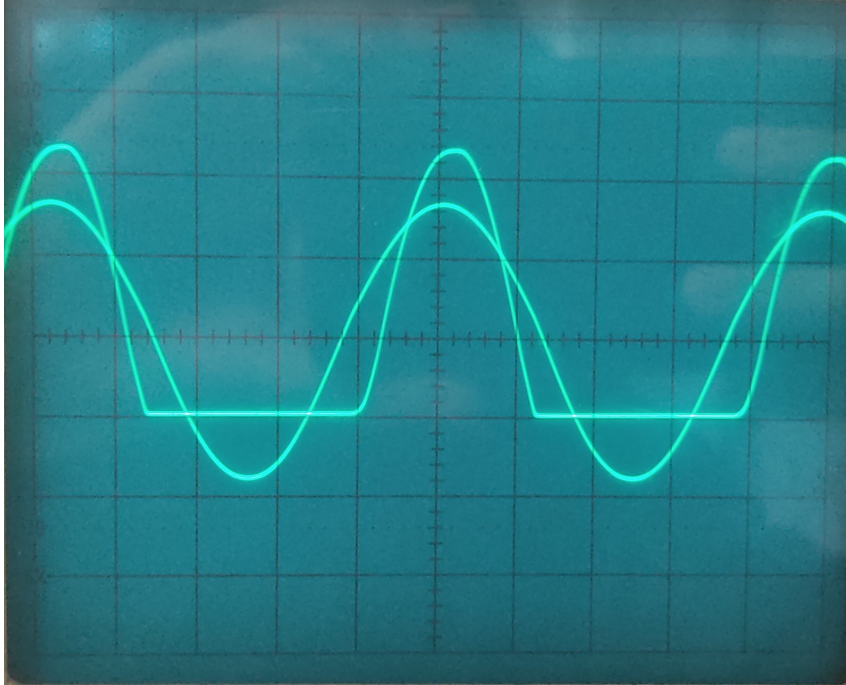


Figura 4.40: Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 (5 V/div) e o sinal à saída do amplificador está apresentado no canal 2 (2 V/div).

Mais uma vez, para determinar a corrente no fotodiodo, foram observados os sinais nos nós V_x e V_y , sendo que o sinal em V_x apresenta uma tensão mínima de -2 V e uma tensão máxima de 3,7 V e no nó V_y , o mesmo varia entre -1 V e 1,6 V, como observado na figura 4.41. Considerando a equação 4.3, a corrente máxima calculado é de 48,5 μ A.

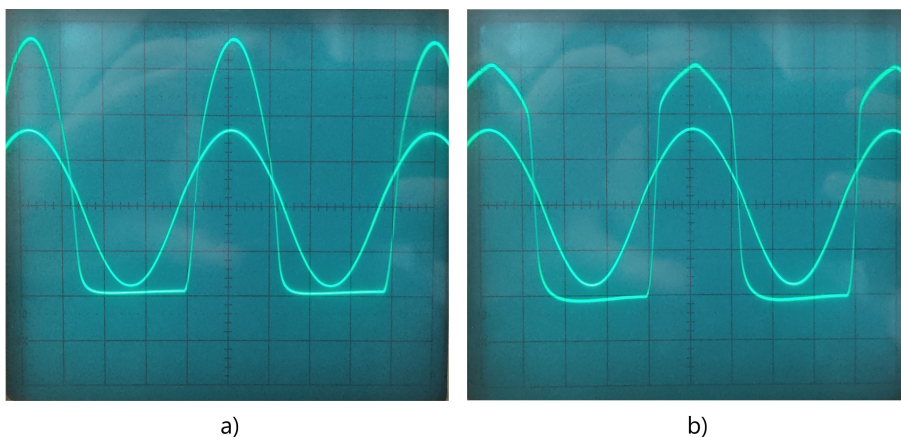


Figura 4.41: Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 1 V/div), b) V_y (canal 2 - 0,5 V/div).

Apesar dos resultados obtidos não estarem longe dos pretendidos, foram rea-

lizados testes semelhantes, mas utilizando o díodo *zener* de 4,3 V. Tendo em consideração a equação 4.6, foi dimensionada uma resistência de 33,2 k Ω .

$$R = \frac{V_x - V_y}{I_{max}} = \frac{8 - 0,7 - (1,74 + 4,3)}{50\mu A} = 33,2k\Omega \quad (4.6)$$

Ao ser imposto um sinal sinusoidal a variar a uma frequência de 1 kHz entre -2,8 V e 2,8 V a controlar a luminosidade do LED L-503IRT2E-2AC, à saída do amplificador é possível verificar uma sinal a variar entre -1 V e 5 V, como mostra a figura 4.42.

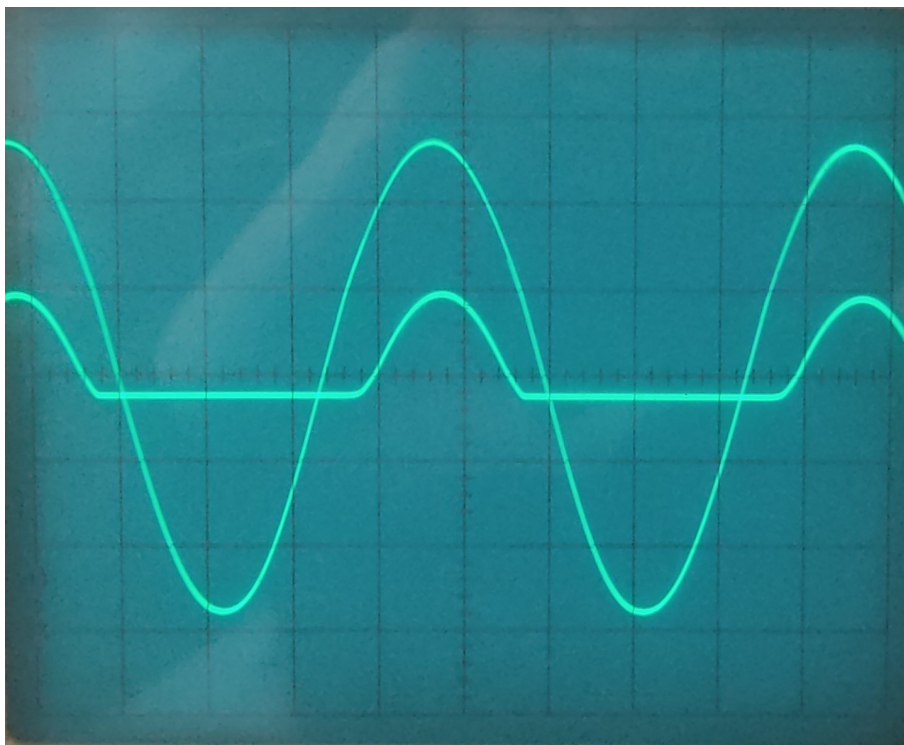


Figura 4.42: Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 e o sinal à saída do amplificador está a apresentado no canal 2 (canal 2 - 5 V/div).

Na figura 4.43 são apresentados os sinais nos nós V_x e V_y , onde o primeiro está a variar entre -1,4 V e 3,3 V e o segundo entre -0,9 V e 1,7 V. Tendo em consideração a equação 4.3, a corrente máxima calculada é de 49,2 μA , sendo que a resistência medida é de 32,5 k Ω .

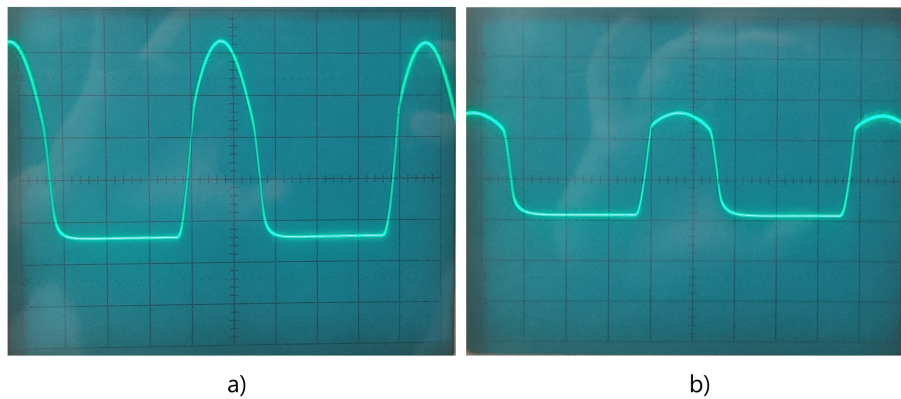


Figura 4.43: Sinais nos nós: a) V_x (canal 2 - 1 V/div, b) V_y (canal 2 - 1 V/div).

No entanto, quando aumentada a intensidade de luz a incidir no fotodíodo, o sinal à saída do amplificador começa a saturar. A figura 4.44 a) apresenta o sinal em tensão à saída do amplificador, onde o mesmo começa a saturar nos 5 V e a figura 4.44 b) apresenta o sinal quando o gerador fornece um sinal sinusoidal entre -8 V e 8 V, sendo que está a saturar nos -3,5 V e 3,5 V. No primeiro caso, a corrente medida no fotodíodo é de 55,4 μA e no segundo teste, a corrente já é bastante inferior, sendo esta corrente de 36,9 μA .

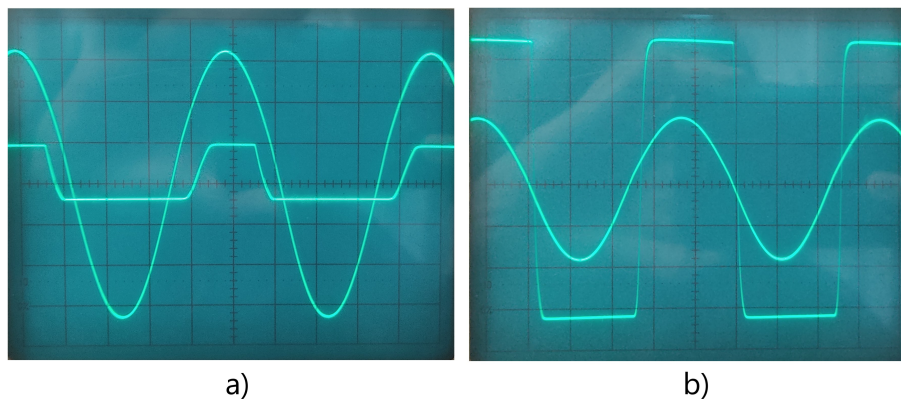


Figura 4.44: Sinal à saída do amplificador porta comum: a) Sinal fornecido pelo gerador a variar entre -3,2 V e 3,2 V (canal 2 - 5 V/div, b) Sinal fornecido pelo gerador a variar entre -8 V e 8 V (canal 1 - 5 V/div, canal 2 - 1 V/div).

De modo a melhorar os resultados obtidos, a primeira solução encontrada foi aumentar o valor da resistência de modo a aproximá-la do valor estimado na equação 4.6, sendo que até este momento foi utilizada uma resistência com o valor medido de 32,5 k Ω . Como verificado na figura 4.45 referente ao modelo pinpin e circuito amplificador utilizado, foram adicionadas as resistências de 470 Ω , 220 Ω e 15 Ω , sendo que no final, a resistência total medida foi de 33,19 k Ω .

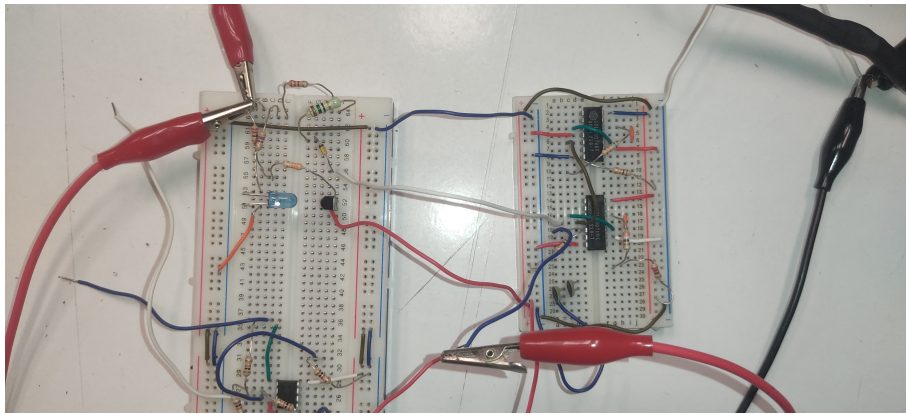


Figura 4.45: Modelo equivalente pinpin e circuito amplificador porta comum.

Com estas novas resistências foram feitas novas medições, onde na figura 4.46 é possível verificar que com o gerador a fornecer a máxima luminosidade, o sinal à saída do amplificador está a variar entre -1,5 V e 5 V, sem saturar.

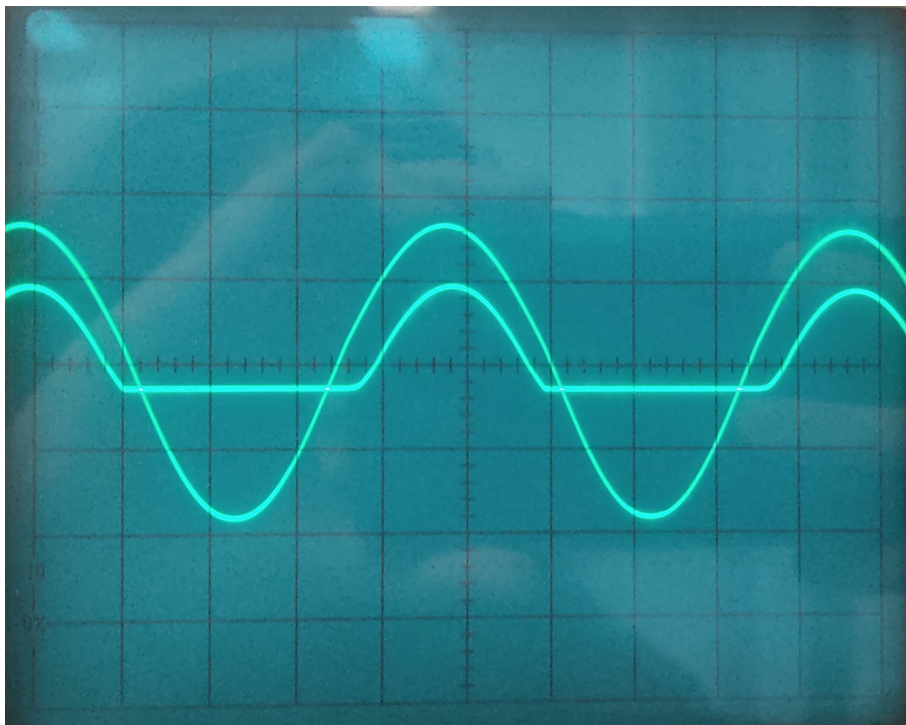


Figura 4.46: Sinal à saída do amplificador porta comum. O sinal proveniente do gerador é o apresentado no canal 1 (5 V/div) e o sinal à saída do amplificador está a apresentado no canal 2 (5 V/div).

Considerando as figura 4.47 a) e b), é possível verificar que a corrente máxima é de 49,7 μ A, sendo que a tensão no nó V_x varia entre -1,6 V e 3,15 V e o sinal em V_y variar entre -1 V e 1,5 V.

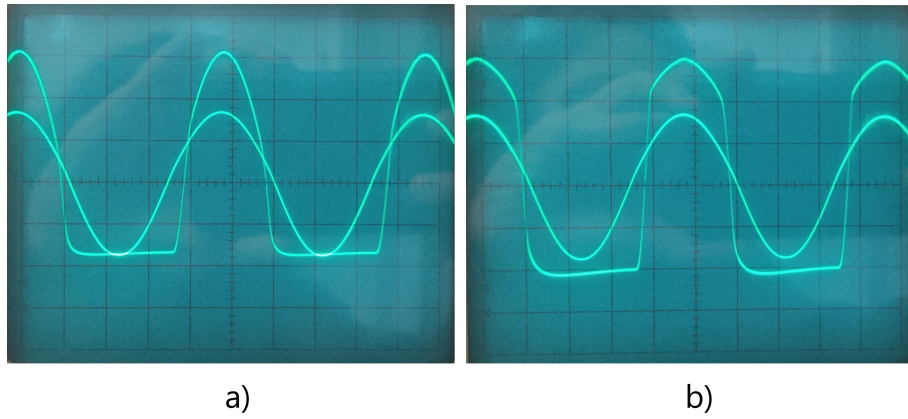


Figura 4.47: Sinais nos nós: a) V_x (canal 1 - 5 V/div, canal 2 - 1 V/div), b) V_y (canal 1 - 5 V/div, canal 2 - 0,5 V/div).

Com isto, é possível verificar que com o diodo *zener* de 4,3 V os resultados são relativamente melhores do que quando utilizado um diodo de 3,9 V, sendo que a corrente máxima é aproximadamente 50 μA , sendo que o sinal à saída apresenta a tensão desejada.

5

Conclusões

O presente trabalho teve como objetivo projetar e analisar o desempenho de um protótipo de comunicação ótica por luz visível que permite dar mobilidade ao sistema VLC disponível no ISEL, sendo que este atualmente é composto por equipamentos de bancada bastante volumosos e pesados, onde a utilização do recetor neste protótipo resume-se a posições fixas. Com isto, este trabalho contribuiu para a implementação de um sistema de comunicação VLC que poderá ser integrado em aplicações veiculares, no âmbito do projeto IDICA/POSEIDON/2022/ISEL.

De modo a implementar um sistema VLC que permitisse fornecer esta mobilidade, foi necessário substituir os equipamentos de bancada por outros circuitos, apesar de menos eficientes, estáveis e fiáveis de modo a não comprometer a comunicação por luz visível. Estes circuitos foram uma fonte de alimentação de 8.0 V (0.5 W) e um amplificador de transimpedância de modo que a saída de dados deste protótipo seja realizada através de um sinal analógico entre 0 e 5 V.

Ao longo deste trabalho foram estudadas várias soluções possíveis para desenvolver estes dois circuitos principais. Em primeiro lugar foram estudados diferentes circuitos que permitem fornecer uma tensão constante de 8 V. Apesar de já existirem no mercado diversos circuitos integrados reguladores de tensão, como é o caso do LM317 e do LM7808, foi optado pelo desenvolvimento de um regulador de tensão série com limitação de corrente, pela exata razão da necessidade de melhor controlo da corrente máxima a fornecer à saída deste circuito. Para o bloco de tensão de referência do regulador, foram testados dois díodos *zener* diferentes, o diodo BZX84C3V9 e o diodo BZX84C4V3, sendo que apresentam uma tensão de *zener* de 3,9 V e 4,3 V, respetivamente. Com ambos, foi possível desenvolver o circuito fonte de alimentação de 8 V corretamente, sendo que no final apenas foram realizados ensaios com o circuito construído com o diodo BZX84C3V9.

Para realizar a conversão da corrente no fotodetector numa tensão, foi necessário o desenvolvimento do circuito amplificador de transimpedância, sendo que foram desenvolvidos dois circuitos distintos como soluções para esta funcionalidade. Numa primeira instância foi projetado um circuito amplificador porta comum, onde foi verificado que é possível amplificar a corrente à sua entrada num sinal em tensão a variar entre os 0 V e os 5 V, como pretendido. O segundo circuito desenvolvido foi uma adaptação ao amplificador de instrumentação convencional, onde no lugar

da resistência de ganho foi colocado o fotodíodo, permitindo assim amplificar a sua corrente e transformá-la em tensão. Novamente, foi verificado o funcionamento desejado, sendo que foi possível obter à saída deste amplificador também uma tensão a variar entre os 0 V e 5 V.

O circuito fonte de alimentação e o circuito amplificador de transimpedância foram inicialmente testados separadamente, onde como módulo transmissor foi utilizado o LED infravermelho L-503IRT2E-2AC e como módulo recetor o fotodíodo pin BPV22NF. Após a junção do circuito fonte de alimentação com o circuito amplificador porta comum e com o amplificador de instrumentação (em ensaios diferentes), foi verificado que ambos apresentam um bom funcionamento. No entanto, visto que o amplificador de instrumentação necessita de alimentação simétrica, foi realizada uma alteração ao circuito regulador de tensão de 8 V, que permitiu obter uma tensão de +8 V e -8 V nas suas saídas.

Após comprovado o bom funcionamento com o LED infravermelho e o fotodíodo pin, foram realizados ensaios com o fotodíodo pinpin baseado em silício amorfo hidrogenado. Os resultados destes ensaios mostraram que o sinal à saída segue a forma de onda do sinal à entrada aplicado ao LED, apresentando, no entanto, uma amplificação muito pequena, atingindo tensões máximas na ordem do mV. Este comportamento deve-se à natureza do sensor pinpin utilizado nestes testes, que sendo idêntico ao sensor para o qual o circuito foi inicialmente projetado, não é exatamente igual. Até ao momento desta dissertação não foi possível utilizar o sensor pinpin com as características adaptadas às especificações do circuito desenvolvido neste trabalho, pois o sensor em causa encontra-se a ser utilizado noutros projetos, e não pode estar sujeito a qualquer teste sobre ele que possa prejudicar o seu desempenho e alterar irreversivelmente as suas características. Deste modo, foi estudado um modelo equivalente pinpin que o permitisse replicar. Foram estudados dois modelos, onde o primeiro é constituído apenas pelo fotodíodo pin BPV22NF e uma resistência em série. Com este modelo pretendeu-se encontrar uma resistência que permitisse fornecer ao circuito amplificador uma corrente máxima de 50 μA . A resistência encontrada foi de 82,7 k Ω , mas não permitiu limitar a corrente, sendo que ao aumentar a intensidade da luz a incidir no fotodíodo, a sua corrente ultrapassa os 50 μA , e conseqüentemente o sinal à saída do amplificador satura. Na segunda versão do modelo equivalente pinpin, além dos componentes utilizados anteriormente, foi adicionado um diodo *zener*. Foram realizados testes com os diodos *zener* BZX84C3V9 e BZX84C4V3, sendo que foram obtidos melhores resultados com o último. Neste caso, ao utilizar uma resistência de 33,2 k Ω e um diodo com uma tensão de *zener* de 4,3 V, a corrente está limitada nos 50 μA para uma intensidade máxima de luz a incidir no fotodíodo, comportando-se como pretendido.

Deste modo, como trabalho futuro pretende-se testar o circuito com o fotodíodo pinpin correto e que a versão final seja em circuito impresso PCB e testado num cenário de comunicação ótica por luz visível.

Bibliografia

- [1] Tektronix. [Online]. Disponível: <https://www.tek.com/en/products/keithley/source-measure-units>. [Acedido em Março 2023].
- [2] Stanford Research Systems. [Online]. Disponível: <https://www.thinksrs.com/products/sr570.html>. [Acedido em Março 2023].
- [3] Louro, P., Silva, V., Vieira, M.A., Vieira, M., "Viability of the use of an a-SiC:H multilayer device in a domestic VLC application," *Phys. Status Solidi C* 11, No. 11-12, pp.1703-1706, 2014 / DOI 10.1002/pssc.201400035.
- [4] Hélio C. Junior, Andres P. López-Barbero, Ricardo M. Ribeiro, "Desenvolvimento de tecnologia VLC para o provimento de comunicação de dados utilizando luz visível," *REUCP, Petrópolis*, v. 7, n°2, pp. 39-49, 2012 ISSN 2318-0692.
- [5] Eduardo M. Viera, Lucas A. Bonini, Márcio Depexe, Álysson R. Seidel, "Tecnologias LED em sistemas de comunicação VLC," *CRISTE 2017 XXVIII Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia, Brasil*, Novembro 2017.
- [6] A. Sevincer, A. Bhattarai, M. Bilgi, M. Yuksel and N. Pala, "LIGHTNETs: Smart Lighting and Mobile Optical Wireless Networks — A Survey," em *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 15, no. 4, pp. 1620-1641, Fourth Quarter 2013, doi: 10.1109/SURV.2013.032713.00150.
- [7] Guillen, David Esteban Farfan, "Projeto E Análise De Desempenho De Um Sistema De Comunicação Por Luz Visível," *Universidade Tecnológica Federal do Paraná*, 2021.
- [8] Pathak, P.H.; Feng, X.; Hu, P.; Mohapatra, P, "Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey," *Potential and Challenges, IEEE Communications Surveys Tutorials* 2015, Cap.17, pp.2047-2077.
- [9] C. S. Francisco, "Tese de dissertação de Mestrado em Demultiplexagem óptica controlada por tensão (DOV)," *Instituto Superior de Engenharia de Lisboa*, 2008.
- [10] M. Ayyash et al., "Coexistence of WiFi and LiFi toward 5G: concepts, opportunities, and challenges," em *IEEE Communications Magazine*, vol. 54, no. 2, pp. 64-71, Fevereiro 2016, doi: 10.1109/MCOM.2016.7402263.
- [11] Mordor Intelligence. "Tamanho do mercado comunicação de luz visível e análise de participação – tendências de crescimento e previsões (2023 – 2028)". [Online]. Disponível: <https://www.mordorintelligence.com/pt/industry-reports/visible-light-communication-market>. [Acedido em Setembro 2023].

- [12] K. James Singh et al., "Micro-LED as a Promising Candidate for High-Speed Visible Light Communication," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 20, p. 7384, Oct. 2020, doi: 10.3390/app10207384.
- [13] M. Younis, F. -S. Choa and A. Ahmed, "Localization of Autonomous Underwater Vehicles using Airborne Visible Light Communication Links," 2023 32nd Wireless and Optical Communications Conference (WOCC), Newark, NJ, USA, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/WOCC58016.2023.10139492.
- [14] Fazal Sayed, Smita Pawar, Aditya Vishwakarma, Muktanand Zarpkar, Chandrakant Pujari, "Visible Light Communication In Aviation", em *International Journal of Scientific & Engineering Research* Volume 9, Issue 3, Março 2018, ISSN 2229-5518.
- [15] Mendes, Nuno Miguel, "Estudo de viabilidade de utilização de VLC em infra-estruturas ITS baseadas em semáforos rodoviários a LEDs", Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2013, Lisboa, Dissertação de mestrado do curso de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações.
- [16] R. Shanmughasundaram, S. Prasanna Vadanam and V. Dharmarajan, "Li-Fi Based Automatic Traffic Signal Control for Emergency Vehicles," 2018 Second International Conference on Advances in Electronics, Computers and Communications (ICAIECC), Bangalore, India, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICAIECC.2018.8479427.
- [17] M. Vieira, M. Vieira, P. Louro, P. Vieira, "Visible Light Communication in Vehicular Communication Applications," *The Seventh International Conference on Advances in Sensors, Actuators, Metering and Sensing*, pp.19-24, 2023, ISBN: 978-1-61208-987-4.
- [18] Luiz Eduardo Mendes Matheus , Alex Borges Vieira , Jean H. F. Freire , Luiz F. M. Vieira , Marcos A. M. Vieira , Omprakash Gnawali, "Comunicação por Luz Visível: Conceitos, Aplicações e Desafios," 2017.
- [19] Ricardo Almeida, "Sinalização Semafórica com Transmissão de Informação Integrada (S2TI2)," Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Dissertação de Mestrado do curso Engenharia de Electrónica e Telecomunicações, Dezembro 2013.
- [20] G. Galvão, M. Vieira, P. Louro, M. A. Vieira, M. Véstias and P. Vieira, "Visible Light Communication at Urban Intersections to Improve Traffic Signaling and Cooperative Trajectories," 2023 7th International Young Engineers Forum (YEF-ECE), Caparica / Lisbon, Portugal, 2023, pp. 60-65, doi: 10.1109/YEF-ECE58420.2023.10209320.
- [21] A. Haddouk, K. Khlifi, V. Monteiro et al., "Power losses reduction in a variable linear power supply using the LM317 voltage regulator," *ISA Transactions*, 2020, pp. 402-408, doi: 10.1016/j.isatra.2020.12.004.
- [22] Winder, Steve, "Power Supplies for LED Drivers," 2 ed., Newnes, 2008, pp. 33-38, ISBN 9780750683418.

- [23] Brown, Martin, "Power Supply Cookbook", 2ª Ed., EDN Series for Design Engineers, Cap.2, pp.17, 2001, ISBN 0-7506-7329-X.
- [24] Alexandre Preissler, Ana Paula Lorenzoni, Andryan Bordinhão, Henrique Eichkoff, Jacqueline Batistella, Jumar Luis Russi, "Projeto de um conversor Buck-Boost,"9ª edição do SIEPE (Salão Internacional de Ensino, Pesquisa e Extensão), Universidade Federal do Pampa, Novembro 2017.
- [25] Armando Bratawinata, "Projeto, Montagem e Controle de Conversor CC-CC do tipo Buck," Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação do Curso de Engenharia de Controle e Automação, Porto Alegre, 2020.
- [26] STMicroelectronics. Datasheet: STM32F103C8T6[Online]. Disponível: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/201596/STMICROELECTRONICS/STM32F103C8T6.html>. [Acedido em Abril 2023].
- [27] Fairchild Semiconductor. Datasheet: FOD3180. [Online]. Disponível: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/172022/FAIRCHILD/FOD3180.html>. [Acedido em Abril 2023].
- [28] Y. Li, C. Ying and X. Qianhua, "A Small Power Switching Mode Power Supply Based on TOP Switch,"2009 International Joint Conference on Artificial Intelligence, Hainan, China, 2009, pp. 298-300, doi: 10.1109/JCAI.2009.120.
- [29] Power Integrations, Inc. Datasheet: TOP223P. [Online]. Disponível: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/110110/POWERINT/TOP223P.html>. [Acedido em Abril 2023].
- [30] W. -H. Liao, S. -C. Wang and Y. -H. Liu, "Learning switched mode power supply design using MATLAB/SIMULINK,"TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference, Singapore, 2009, pp. 1-6, doi: 10.1109/TENCON.2009.5395993.
- [31] J. C. Hertel, Y. Nour and A. Knott, "Integrated Very-High-Frequency Switch Mode Power Supplies: Design Considerations,"in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 2, pp. 526-538, June 2018, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2777884.
- [32] M. Madsen, A. Knott and M. A. E. Andersen, "Low Power Very High Frequency Switch-Mode Power Supply With 50 V Input and 5 V Output,"in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6569-6580, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2305738.
- [33] Zurich Instruments. Datasheet: "HF2TA 50 MHz Current Amplifier", Agosto 2014. [Online]. Disponível: <https://www.zhinst.com/europe/en/products/hf2ta-current-amplifier#functional-description>. [Acedido em Julho 2023].
- [34] Femto. Datasheet: "Ultra low noise transimpedance amplifier (current amplifier) series LCA", Março 2019.[Online]. Disponível: <https://www.femto.de/en/>

- [products/current-amplifiers/variable-gain-up-to-500-khz-dlpca.html](https://www.femto.de/en/products/current-amplifiers/variable-gain-up-to-500-khz-dlpca.html). [Acedido em Julho 2023].
- [35] Femto. Datasheet: "Variable gain low noise transimpedance amplifier (current amplifier DLPCA-200", Janeiro 2019.[Online]. Disponível: <https://www.femto.de/en/products/current-amplifiers/variable-gain-up-to-500-khz-dlpca.html>. [Acedido em Julho 2023].
- [36] L. Oliveira, C Leitão, and M. M. Silva, "Noise Performance of Regulated Cascode Transimpedance Amplifiers for Radiation Detectors,"IEEE Trans. Circuits and Systems - I: Regular Papers, vol. 59, pp. 1841-1848, Setembro 2012.
- [37] Pedro.S. Ferreira, "The RCG TIA for PET applications,"Instituto Superior Técnico, Dissertação para obtenção do grau de mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, Abril 2013.
- [38] Sung Min Park and Hoi-Jun Yoo, "1.25-Gb/s regulated cascode CMOS transimpedance amplifier for Gigabit Ethernet applications,"in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 39, no. 1, pp. 112-121, Jan. 2004, doi: 10.1109/JSSC.2003.820884.
- [39] Razieh Soltanisarvestani, Soorena Zohoori e Ahad Soltanisarvestani, "A RGC-based, low-power, CMOS transimpedance amplifier for 10Gb/s optical receivers", International Journal of Electronics, 107:3, pp.444-460, 2020, DOI: 10.1080/00207217.2019.1661027.
- [40] Parapari, ES, Parapari, ES, Koozehkanani, ZD, Toofan, S. "A 12.5 Gb/s 0.13- μ m CMOS inductorless transimpedance amplifier with 1 pF input capacitance for optical communications,"Int J Circ Theor Appl. 2023, 51(2), pp.866-879. doi:10.1002/cta.3427.
- [41] Ryan Douglas Bepalko, "Transimpedance Amplifier Design using 0.18 μ m CMOS Technology," Universidade de Queens, Kingston, Ontario, Canada, Julho 2007.
- [42] M. Park, J. Lee, and H.-J. Yoo, "1-Gb/s 80-dB fully differential CMOS transimpedance amplifier in multichip on oxide technology for optical interconnects," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 6, pp. 971-974, Junho 2004.
- [43] B.Shammugasamy, T.Z. A. Zulkifli, and H. Ramiah, "A 24mW 5Gb/s fully balanced differential output trans-impedance amplifier with active inductor and capacitive degeneration techniques in 0.18 CMOS technology," IEICE Electronics Express, Vol.7, pp. 308-313, 2010.
- [44] Y. Chen, J. Li, Z. Zhang, H. Wang, Y. Zhang, "12-Channel, 480 Gbit/s optical receiver analogue front-end in 0.13 μ m BiCMOS technology,"Electron. Lett., 53: 492-494, 2017.
- [45] I-Hsin Wang, Chung-Shun Liu, and Shen-Iuan Liu, "A Low Power 5Gb/s Transimpedance Amplifier with Dual Feedback Technique," IEEE Asia-Pacific Conference on Advanced System Integrated Circuits (AP-ASIC2004)/ Aug. 4-5,2004.

- [46] C.-H. Wu, C.-H. Lee, W.-S. Chen, and S.-I. Liu, "CMOS wideband amplifiers using multiple inductive-series peaking technique,"IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 2, pp. 548-552, Fevereiro 2005.
- [47] Stefano Salvatori, "Instrumentation amp makes an accurate transimpedance amp too", Março 2015. [Online]. Disponível: <https://www.edn.com/instrumentation-amp-makes-an-accurate-transimpedance-amp-too/>. [Acedido em Maio 2023].
- [48] Texas Instruments. Datasheet: "LM317A 1% Accurate 1.5A Adjustable Voltage Regulator", Rev. A, 2020.[Online]. Disponível: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm317a.pdf>. [Acedido em Dezembro 2022].
- [49] STMicroelectronics. Datasheet: L78 - Positive voltage regulator ICs, Rev. 36, 2018. [Online]. Disponível: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l78.pdf>. [Acedido em Dezembro 2022].
- [50] David L. Terrell, "Op Amps Design, Application, and troubleshooting", 2ª edição, pp.281, Fevereiro 1997, ISBN: 9780080513089
- [51] Brigitte Hauke, "Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage", Texas Instruments, Agosto 2015.[Online].Disponível: <https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf?ts=1695178126001>. [Acedido em Maio 2023].
- [52] Chirayu Darji, "Design of Pulse Width Modulator using NE-555,"Departamento de Eletrónica e Comunicações da Universidade Dharmsinh Desai, NADIAD 387001, Novembro 2020.
- [53] Toshiba. Datasheet: TLP3906 Photocouplers Infrared LED & Photo Diode, Rev.3.0, 2019.[Online]. Disponível: https://www.mouser.com/datasheet/2/408/TLP3906_datasheet_en_20191222-771380.pdf. [Acedido Fevereiro 2023].
- [54] LuckyLight. Datasheet: LL-503IRT2E-2AC, Rev.no. V.2, Novembro 2005. [Online]. Disponível: <https://storage.googleapis.com/mauser-public-files/mauser.pt/catalog/userfiles/017-0275.pdf>. [Acedido Julho 2023].
- [55] Vishay. Datasheet: Silicon PIN Photodiode - BPV22NF, BPV22NFL.[Online]. Disponível: <https://www.vishay.com/docs/81509/bpv22nf.pdf>. [Acedido Julho 2023].
- [56] Fairchild Semiconductor. Datasheet: BD138.[Online]. Disponível: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/543558/FAIRCHILD/BD138.html>. [Acedido Junho 2023].
- [57] Texas Instruments. Datasheet: LMx58-N Low-Power, Dual-Operational Amplifiers.[Online]. Disponível: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm158-n.pdf>. [Acedido Junho 2023].
- [58] Vítor Silva, "Reconfigurable Photonic Logic Architecture,"Dezembro 2015, doi: 10.13140/RG.2.2.22308.99201.

- [59] Ferraz, Hugo Miguel Naldinho, "Fotodetector e dispositivo WDM integrados," Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Dissertação de Mestrado do Curso Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, Novembro 2012.
- [60] M.Vieira, M.Vieira, J.Costa, P. Louro, M.Fernandes, A. Fantoni, "Double Pin Photodiodes with Two Optical Gate Connections for Light Triggering: A Capacitive Two-phototransistor Model. Sensors and Transducers," Cap.10, pp.96-120, 2011.
- [61] P. Louro, M. Vieira, M. A. Vieira, M. Fernandes e J. Costa, "Use of a-SiC:H Photodiodes in Optical Communications Applications", Advances in Photodiodes, Gian Franco Dalla Betta (Ed.), ISBN: 978-953-307-163-3, InTech, Cap.19, pp.377-402, 2011.