

Detetor de Proximidade

2.º Trabalho de Laboratório

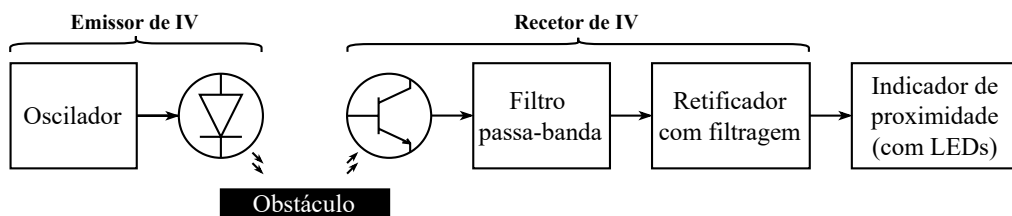


Diagrama de blocos do circuito do detetor de proximidade.

Autores:

João Gonçalves, ist199995

- jrazevedogoncalves@tecnico.ulisboa.pt

Teresa Nogueira, ist1100029

- maria.teresa.ramos.nogueira@tecnico.ulisboa.pt

Tatiana Delgado, ist1100089

- tatianadelgado@tecnico.ulisboa.pt

Docente:

Diogo Miguel Caetano

Grupo 64. Turno: terça-feira 14:30-16:00. Laboratório LPT.

I. Introdução

Neste trabalho laboratorial será analisado um detetor de proximidade baseado num princípio semelhante ao do [circuito Park-Aid](#), que tem como objetivo auxiliar o estacionamento de veículos automóveis. Este sistema, já presente em diversos modelos de carros, utiliza sensores — sonoros ou eletromagnéticos — para detetar obstáculos próximos ao veículo. Através da emissão e receção de infravermelhos (IVs), esperamos que o nosso detetor de proximidade forneça informações qualitativas sobre a distância entre o circuito e o seu redor.

Para um estudo mais detalhado, o circuito foi dividido em quatro partes, cada uma analisada individualmente:

1. *Emissor e andar de receção de infravermelhos*, que consiste num oscilador que modula o sinal de IV emitido por um díodo, posteriormente refletido num obstáculo e detetado por um foto-transistor.
2. *Filtro passa-banda*, que se destina a eliminar componentes de ruído a frequências próximas que possam afetar a integridade do sinal recebido.
3. *Retificador com filtragem*, que transforma a amplitude da onda filtrada numa tensão DC, fornecendo assim uma indicação de proximidade.
4. *Indicador de proximidade*, que realiza a comparação do sinal retificado e utiliza a palavra digital resultante para controlar um mostrador realizado com díodos emissores de luz (*light-emitting diodes*, LEDs).

Após a montagem completa do circuito, avaliamos o seu funcionamento e desempenho na íntegra. Para estes propósitos, o processamento de dados e análise das simulações concebidas em LTspice® foi efetuado em MATLAB®. Como referências principais utilizamos [1] e [2], bem como as *datasheets* fornecidas¹.

É esperado que este trabalho prático complemente o estudo dos:

1. *Osciladores*, circuitos que geram sinais periódicos: neste trabalho executado com base num [célebre NE555](#).
2. *Filtros analógicos*, circuitos que processam sinais, atenuando ou amplificando certas frequências: veremos, em seguida, um filtro ativo (implementado com uma secção biquadrática) e filtros passivos.

O que se segue neste documento é organizado da seguinte forma: na Secção II discutimos o emissor e andar de receção de IVs. Segue-se, na Secção III a análise do filtro passa-banda. Na Secção IV, procede-se ao estudo do retificador com conversão de nível DC (passa-alto) e filtro passa-baixo. Apresentamos a análise do indicador de proximidade na Secção V. Por fim, a Secção VI detalha a operação do circuito final. O relatório culmina com a Secção VII, onde são apresentadas as conclusões.

II. Emissor e Andar de Receção de Infravermelhos

Esta secção dedica-se ao estudo do circuito que cria, emite e capta um sinal, posteriormente processado, para a deteção de obstáculos². O emissor é realizado com um oscilador, implementado com um temporizador NE555, que modula o sinal emitido por um foto-díodo. O andar de receção de IV é realizado com um foto-transistor. A Figura 1 ilustra o sub-circuito referido. O foco desta secção repousa sobre o **oscilador** e a **acoplação ótica**.

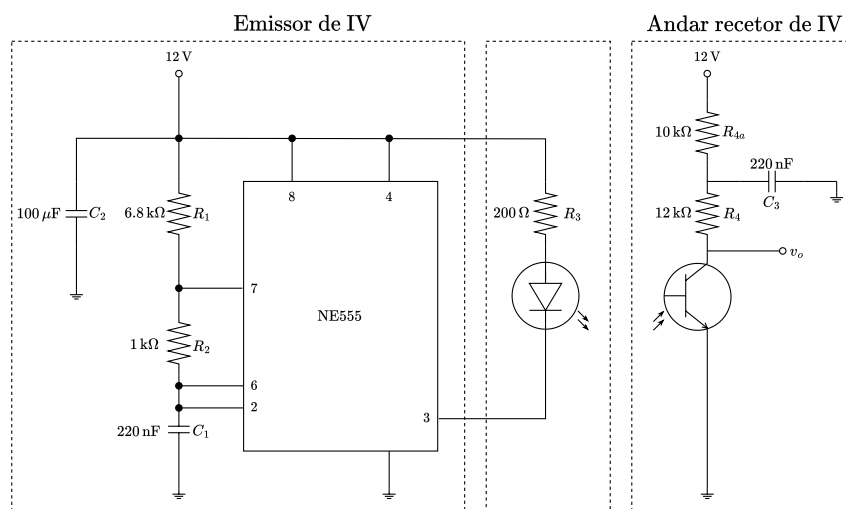


Fig. 1: Emissor e andar de receção de infravermelhos.

¹ Devido ao volume de componentes utilizados, omitimos das referências as *datasheets* disponibilizadas na [página da disciplina](#).

² O sinal refletido, que é detetado pelo foto-transistor, tem uma amplitude proporcional à distância ao obstáculo, como veremos.

A) Análise Teórica

O temporizador do bloco emissor está configurado segundo o **modo de operação astável**, cuja implementação usa duas resistências (R_1 e R_2) e um condensador (C_1). Os pinos de *threshold* e de *trigger* estão ambos ligados ao condensador, pelo que possuem a mesma tensão. O seu ciclo de operação é o seguinte:

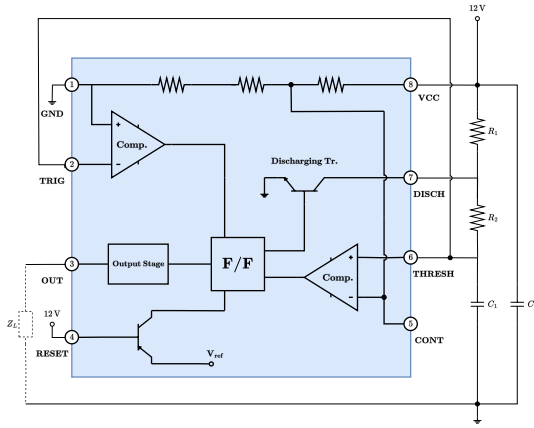
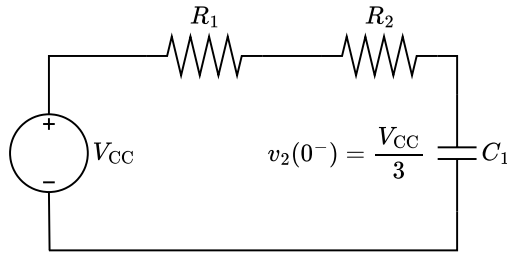


Fig. 2: Temporizador NE555 em modo astável.

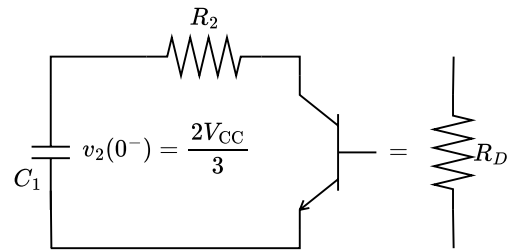
1. Com a tensão do condensador (v_2) abaixo de $1/3 V_{CC}$, o pino de *trigger* aciona a mudança de estado da *latch* (R-S flip-flop), alternando *out* (v_M) para o nível alto e o transistor de descarga interno para o corte.
2. Subsequentemente, como o pino de *discharge* não está em curto-circuito com o *ground*, a corrente flui através de R_1 e R_2 e C_1 , carregando-o.
3. Finalmente, quando v_2 atinge $2/3 V_{CC}$, o pino de *threshold* altera novamente o estado da *latch*, v_M alterna para o nível baixo e o transistor de descarga interno a entrar em saturação.
4. Consequentemente, o condensador começa a descarregar através de R_2 , até que atinja novamente a tensão $1/3 V_{CC}$, para a qual o ciclo se repete.

O comportamento das tensões v_2 e v_M ao longo do tempo depende do ciclo de operação do temporizador, como descrito anteriormente. A tensão v_2 está diretamente relacionada ao pino de *trigger* e, consequentemente, à carga e descarga do condensador. Já v_M corresponde à tensão de saída (no pino *out*).

Analisando a *datasheet* do temporizador, podemos encontrar os circuitos equivalentes para as fases de carga e descarga do condensador:



(a) Pino de *output* em HIGH (carga).



(b) Pino de *output* em LOW (descarga).

Fig. 3: Circuitos equivalentes para as fases de carga e descarga do condensador C_1 .

Em seguida, apresentamos as equações fundamentais que regem o circuito:

Equações da fase de carga

$$C_1 \frac{dv_2}{dt} = \frac{V_{CC} - v_2}{R_1 + R_2}, \quad v_2(0) = 1/3 V_{CC}.$$

$$\therefore v_2 = V_{CC} \left[1 - \frac{2}{3} e^{-\frac{t}{(R_1 + R_2)C_1}} \right].$$

Equações da fase de descarga

$$C_1 \frac{dv_2}{dt} + \frac{v_2}{R_2 + R_D} = 0, \quad v_2(0) = 2/3 V_{CC}.$$

$$\therefore v_2 = \frac{2V_{CC}}{3} e^{-\frac{t}{(R_2 + R_D)C_1}}.$$

Através da análise destas equações³, deduz-se que o tempo em que o temporizador está a HIGH e a LOW é:

$$T_H = \ln(2) (R_1 + R_2)C_1, \quad T_L = \ln(2) (R_2 + R_D)C_1 \approx \ln(2) R_2 C_1 \quad (\text{uma vez que } R_D \ll R_2).$$

Consequentemente, a frequência de oscilação é dada por:

$$f_{osc} \equiv \frac{1}{T_{osc}} = \frac{1}{T_L + T_H} = \frac{1}{\ln(2) (R_1 + 2R_2)C_1} \approx 745.2 \text{ Hz},$$

e o *duty cycle* (D^+) por:

$$D^+ \equiv \frac{T_H}{T_L + T_H} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \approx 88.64\%.$$

³ Para otimizar o espaço, não incluímos a dedução na integral — que consiste simplesmente em igualar as equações da fase de carga/descarga ao valor inicial da fase oposta do condensador (e.g., para a equação da fase de carga, igualamos v_2 a $2/3 V_{CC}$).

Através das equações de carga e descarga do condensador, é possível representar o andamento das tensões v_2 e v_M esperado, após o regime transitório. A Figura 4, ilustra um esboço realizado em MATLAB®.

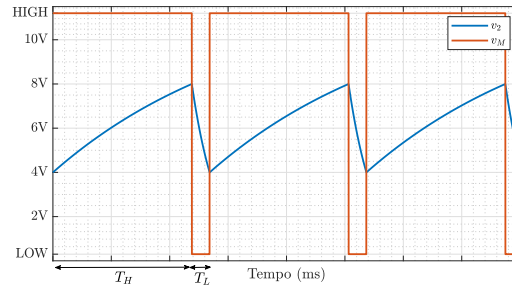
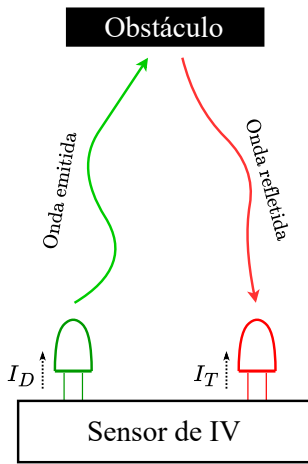


Fig. 4: Esboço de v_2 e v_M em função do tempo (após o regime transitório).

Procedendo para a transmissão e receção da onda eletromagnética, o acoplamento ótico entre o foto-transistor e o foto-díodo pode ser modelado através de uma relação linear entre as suas correntes:



Partindo da *datasheet* do foto-díodo, sabemos que a intensidade luminosa emitida, I_v , é aproximadamente igual à corrente I_D . Podemos introduzir

$$I_v = \frac{\Phi_v}{\Omega}, \text{ onde } \Phi_v \text{ representa o fluxo luminoso e } \Omega \text{ o ângulo sólido.}$$

Da *datasheet* do foto-transistor extraímos que a corrente, I_T , depende de forma linear da intensidade luminosa que o ilumina. A iluminância, E_v , define-se como o fluxo luminoso que incide sobre uma superfície de área A :

$$E_v = \frac{\Phi_v}{A} = \frac{I_v}{d^2}, \text{ uma vez que, por definição, } \Omega = \frac{A}{d^2}.$$

Assim, podemos afirmar que a corrente recebida no transistor é dada por:

$$I_T = \frac{\chi}{d^2} I_D, \text{ para um certo } \chi \in \mathbb{R}.$$

A impedância de saída é definida pelo andar de receção de IV. A respetiva análise incremental é a seguinte:

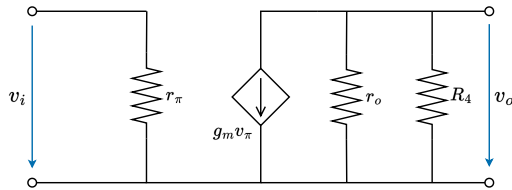


Fig. 5: Esquema incremental do andar de saída.

A resistência R_{4a} é desprezada graças ao curto-circuito gerado pelo condensador C_3 (frequências médias e altas). Consequentemente, a impedância de saída é dada por:

$$Z_o = r_o \parallel R_4.$$

Admitindo que $r_o \gg R_4$, temos $Z_o \approx R_4 = 12 \text{ k}\Omega$.

B) Trabalho Experimental

Com o intuito de estudar o andamento de v_2 e v_M fizemos uso do osciloscópio, com aquisição em modo de *averaging*, de forma a aproveitar um maior número de amostras. A Figura 6 permite visualizar o andamento de ambas as tensões, medidas no pino de *trigger* e no de *output* do integrado, respetivamente.

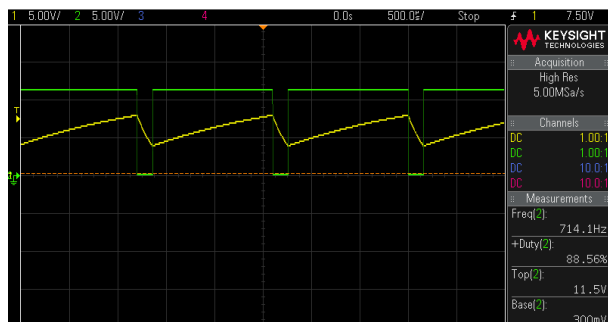


Fig. 6: Andamento das tensões v_2 (amarelo) e v_M (verde).

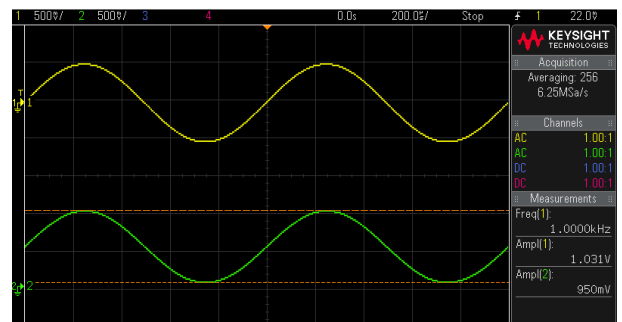
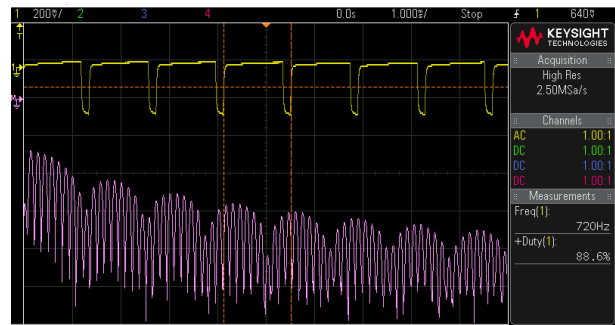


Fig. 7: Resposta temporal para o cálculo de Z_o .

Para obter a impedância de saída, conectámos uma fonte AC e uma resistência de $R_x = 1\text{ k}\Omega$ em série na saída. A Figura 7 ilustra as tensões v_g e v_x (canais 1 e 2) usadas para calcular Z_o pela fórmula $Z_o = R_x \cdot v_x / (v_g - v_x)$.



(a) Visualização com as luzes ligadas.



(b) Visualização com as luzes desligadas.

Fig. 8: FFT à saída do andar de receção.

As Figuras 8a e 8b exibem a saída no andar de receção e a respetiva FFT com aquisição em *high resolution*. As representações em frequência não exibem alterações entre a visualização com luzes ligadas e desligadas, pelo que admitimos não existir nenhuma componente a 100 Hz advinda da iluminação do laboratório.

C) Análise de Resultados

A análise da Tabela 1 admite que o modelo teórico aproxima bem o comportamento experimental. Os erros são negligenciáveis, possivelmente oriundos da dispersão dos parâmetros dos componentes. A impedância de saída é ligeiramente menor que os $12\text{ k}\Omega$ teóricos, devido a r_o não ser infinito. A ausência da componente de ruído a 100 Hz na saída do circuito pode ser justificada pela presença de LEDs no laboratório: as lâmpadas incandescentes exibem oscilação na intensidade luminosa a dupla da frequência da rede, causada pelo ciclo de aquecimento e arrefecimento do filamento. Os LEDs possuem circuitos *driver* que convertem AC em DC, não tendo a oscilação característica da lâmpadas incandescentes.

Tab. 1: Comparação de resultados.

	Teórico		Experimental	
GRANDEZA	VALOR	VALOR	COMPARAÇÃO COM TEÓRICO	
f_{osc}	745.2 Hz	714.1 Hz	4.2%	
D^+	88.64%	88.56%	0.1%	
Z_o	12.00 k Ω	11.73 k Ω	2.3%	

III. Filtro Passa-Banda

Os efeitos da sensibilidade do foto-transistor à luz ambiente, bem como do ruído interno do circuito, são atenuados através de um **filtro passa-banda** (Figura 9). Ajustado à frequência específica da luz emitida pelo LED, este filtro reduz de forma significativa o impacto do ruído em frequências próximas que possam prejudicar a integridade do sinal. Isto assegura a precisão das leituras do sensor, uma vez que os LEDs apenas devem ser excitados pelo sinal emitido pelo díodo. Para tal utilizou-se uma secção biquadrática de Rauch:

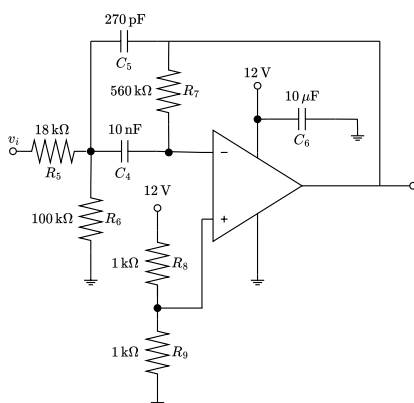


Fig. 9: Circuito original do filtro passa-banda.

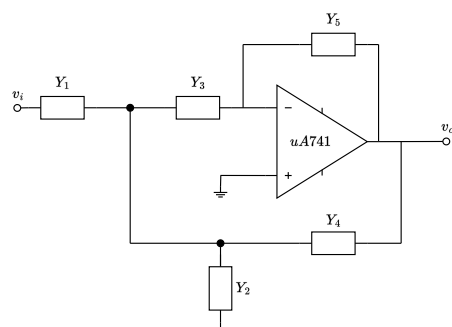


Fig. 10: Modelo equivalente da secção de Rauch.

A) Análise Teórica

Na análise do ponto de funcionamento em repouso (PFR), com uma tensão de entrada DC constante, os condensadores comportam-se como circuitos abertos:

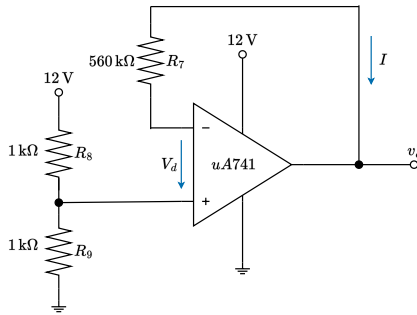


Fig. 11: Esquema equivalente em regime DC.

Considerando o modelo ideal do amplificador operacional, assume-se $I = i_- \approx i_+ \approx 0$. Consequentemente $V_D = V_{R7} = 0$ e $V_o = V_- = V_+$. Como R_8 e R_9 constituem um divisor resistivo, a tensão de saída, V_o , é dada por:

$$V_o = V_{CC} \frac{R_9}{R_8 + R_9} = 6 \text{ V.}$$

Se considerarmos o modelo não ideal, V_o seria dado por:

$$V_o = V_{CC} \frac{R_9(R_o^A - AR_i^A)}{(R_7 + R_i^A + R_o^A - AR_i^A)(R_8 + R_9)} \approx 6 \text{ V.}$$

Pelo que a aproximação é válida, e será o modelo considerado.

Comparando os dois modelos da Figura 9 e utilizando a forma geral da função de transferência da secção de Rauch, obtemos a seguinte função de transferência para o filtro passa-banda:

$$H(s) \equiv \frac{v_o}{v_i} = - \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)Y_5 + Y_3 Y_4} = - \frac{\frac{1}{R_5 C_5} s}{s^2 + \frac{C_4 + C_5}{R_7 C_4 C_5} s + \frac{R_5 + R_6}{R_5 R_6 R_7 C_4 C_5}}.$$

Quando se liga o recetor de IV à entrada do filtro passa-banda, a impedância de saída do recetor, calculada na secção anterior ($Z_o \approx R_4$), afeta Y_1 . Consequentemente, a função de transferência torna-se:

$$Y_1 = \frac{1}{R_4 + R_5} \rightarrow H'(s) = - \frac{\frac{1}{(R_4 + R_5) C_5} s}{s^2 + \frac{C_4 + C_5}{R_7 C_4 C_5} s + \frac{R_4 + R_5 + R_6}{(R_4 + R_5) R_6 R_7 C_4 C_5}}.$$

Por inspeção de ambas as funções de transferência, obtemos a frequência central e fator de qualidade do filtro:

Filtro desconectado do recetor

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_5 + R_6}{R_5 R_6 R_7 C_4 C_5}} \approx 1047.97 \text{ Hz.}$$

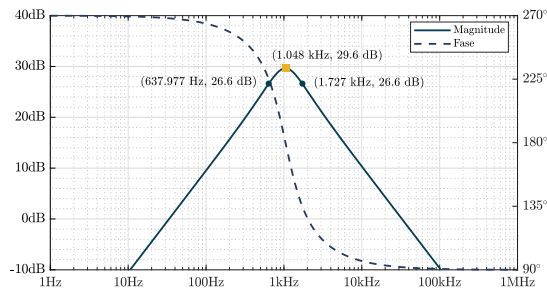
$$Q = 2\pi f_0 \frac{R_7 C_4 C_5}{C_4 + C_5} = 0.97.$$

Filtro conectado ao recetor

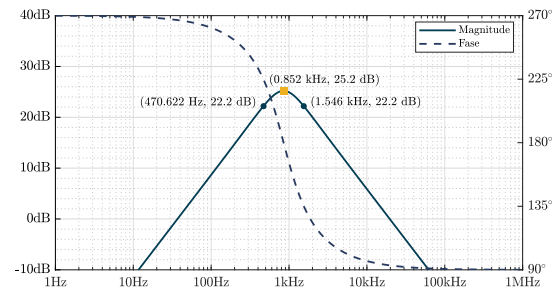
$$f'_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_4 + R_5 + R_6}{(R_4 + R_5) R_6 R_7 C_4 C_5}} \approx 852.03 \text{ Hz.}$$

$$Q' = 2\pi f'_0 \frac{R_7 C_4 C_5}{C_4 + C_5} = 0.79.$$

Os diagramas de Bode teóricos desta montagem encontram-se na Figura 12.



(a) Resultados para o filtro desconectado do recetor.

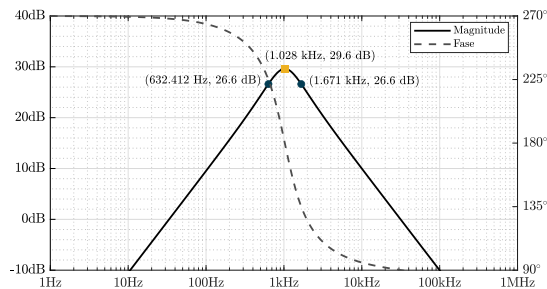


(b) Resultados para o filtro conectado ao recetor.

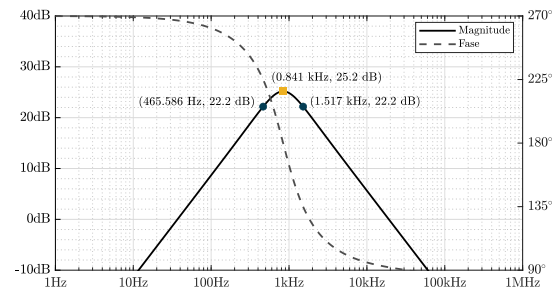
Fig. 12: Diagramas de Bode da função de transferência do filtro passa-banda para os dois cenários. A comparação permite visualizar o deslocamento da frequência central e o decréscimo do ganho, bem como a dilatação da forma da resposta do filtro, suportada pela diminuição do fator de qualidade calculado para as duas situações.

B) Resultados da Simulação

Nas Figuras 13a e 13b é possível visualizar a resposta em frequência do filtro passa-banda simulado em LTspice® com recurso à diretiva `.ac dec 1k 1 1meg`, nas duas situações consideradas. Para o cenário em que se considera a impedância de saída do andar de receção de IV, foi adicionada uma resistência de 12 kΩ em série com R_5 . Para efeitos de comparação, calculámos o fator de qualidade com base na definição $Q \equiv f_0/\Delta f$.



(a) Resultados para o filtro desconectado do recetor.

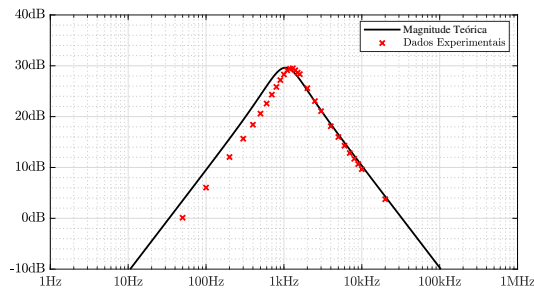


(b) Resultados para o filtro conectado ao recetor.

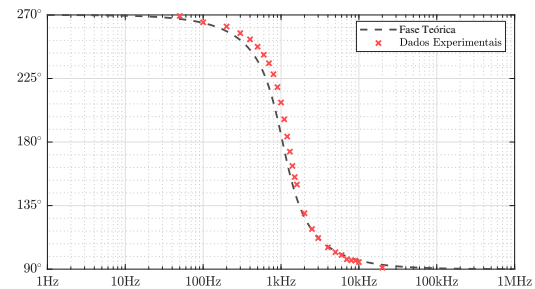
Fig. 13: Diagramas de Bode dos resultados da simulação para os dois cenários. Os resultados equiparam-se aos da Figura 12.

C) Trabalho Experimental

A determinação do comportamento do filtro experimentalmente requereu a aquisição da magnitude do ganho — com base na divisão interna do osciloscópio — e da desfasagem entre o sinal de saída e o de entrada para várias frequências do sinal de entrada. Para suplementar a visualização da resposta do filtro isolado, foram adquiridos pontos extra, uma vez que as frequências requisitados no guia laboratorial prejudicariam a comparação com o comportamento do filtro teórico. A determinação da frequência central consistiu em tentar encontrar o ponto em que a fase mais se aproximava de 180°, maximizando também a magnitude do ganho.



(a) Magnitude da função de transferência.



(b) Fase da função de transferência.

Fig. 14: Visualização da magnitude e fase teóricos sobrepostos com os resultados experimentais.

Os resultados experimentais, em formato discreto, podem ser encontrados na tabela suplementar em [anexo](#).

D) Análise de Resultados

Os resultados das três modalidades do estudo do filtro passa-banda (sem impedância do andar recetor) podem ser encontrados na Tabela 2. A frequência central do filtro e o fator de qualidade experimentais verificaram-se relativamente díspares. Esta discrepância pode ser justificada com base nas tolerâncias das resistências e dos condensadores. De facto, é um resultado imediato extraído da expressão apresentada na análise teórica: caso multipliquemos o valor das resistências por 0.95 e os condensadores por um valor inferior, por volta de 0.85 (justificado por apresentarem uma maior tolerância normalmente), obtemos um fator multiplicativo na ordem de 1.24, isto é, $1047.97 \cdot 1.24 \approx 1300$ Hz. O mesmo raciocínio é aplicado para o erro do fator de qualidade, acrescentam-se possíveis erros sistemáticos ou acidentais na obtenção do ponto central e dos pontos a -3 dB.

Tab. 2: Comparação de resultados para o filtro passa-banda desconectado do andar de receção (sem impedância do andar recetor).

GRANDEZA	Teórico	Simulação		Experimental		
	VALOR	VALOR	COMPARAÇÃO COM TEÓRICO	VALOR	COMPARAÇÃO COM TEÓRICO	COMPARAÇÃO COM SIMULAÇÃO
$(V_o)_{PFR}$	6.000 V	6.058 V	1.0%	6.096 V	1.6%	0.6%
f_0	1047.97 Hz	1028.02 Hz	1.9%	1300.00 Hz	24.0%	26.5%
Q	0.97	0.99	2.1%	1.41	45.3%	42.4%

IV. Retificador com Filtragem

O circuito da Figura 15 visa remover a componente DC do sinal do bloco anterior e obter uma tensão aproximadamente constante. Para tal, usa três elementos:

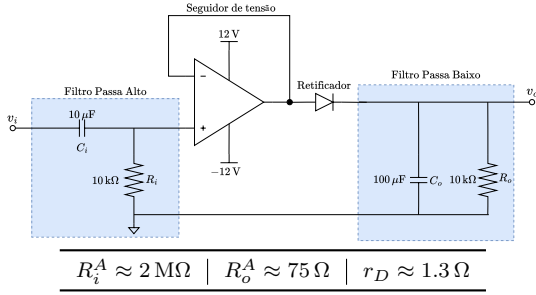


Fig. 15: Retificador com filtragem.

1. Filtro passa-alto: remove a tensão contínua do sinal do bloco anterior.
2. Amplificador seguidor de tensão (*voltage buffer*): utilizado para transformar um sinal de tensão (com alta impedância de saída) num sinal idêntico, porém com baixa impedância, mais adequado para alimentar um segundo circuito.
3. Retificador com carga RC paralela (filtro passa-baixo): transforma o sinal de corrente alternada num de corrente contínua.

A) Análise Teórica

A seguinte análise teórica visa detalhar o funcionamento de cada componente do sub-circuito sob a aplicação de uma entrada sinusoidal de 1 V de amplitude e 1 kHz de frequência.

O **filtro passa-alto** passivo de primeira ordem apresentado na Figura 15 é implementado através de um condensador e uma resistência em série, utilizando a tensão medida na resistência como *output*. O comportamento da tensão à saída do filtro, v'_i , em função de v_i é dado por:

$$v'_i = \frac{sR_oC_o}{1 + sR_oC_o} v_i \rightarrow v'_i \approx v_i, \text{ já que } \omega R_oC_o \gg 1 \text{ para } f = 1 \text{ kHz}.$$

O subsequente **AmpOp seguidor de tensão** possui ganho unitário e irá copiar o sinal da sua entrada não inversora para a entrada do retificador. Admitindo o modelo ideal, é expectável que:

$$v_+ = v_- = v'_i.$$

A equação diferencial que rege o funcionamento do **retificador com carga RC paralela** é:

$$i_o = i_{C_o} + i_{R_o} \rightarrow \frac{dv_o}{dt} + \frac{v_o}{R_oC_o} = \frac{i_o}{C_o}.$$

O **díodo retificador** possui dois estados: (i) caso o díodo esteja a conduzir, a tensão de entrada é superior à tensão limiar do díodo, $V_{D_{on}}$, a corrente que passa por ele diferente de zero e o condensador irá carregar; (ii) caso o díodo esteja ao corte a tensão de entrada é inferior a $V_{D_{on}}$, a corrente que passa por ele nula e o condensador irá descarregar. As respetivas soluções da equação diferencial, para cada um dos estados, são:

$$(i) v_o \sim V_o(1 - e^{-t/\tau_1}), \quad (ii) v_o = V_o e^{-t/\tau_2}, \text{ onde } V_o = 1 \text{ V} - V_{D_{on}}.$$

As constantes de tempo no circuito são definidas como $\tau_1 \approx (R_o^A + r_D)C_o \approx 1 \text{ ms}$ (com base nos valores das *data-sheets*) e $\tau_2 = R_oC_o = 1 \text{ s}$. Para obter uma saída DC estável, o condensador carrega quase instantaneamente até ao valor da tensão aplicada e descarrega lentamente comparativamente com o período do sinal:

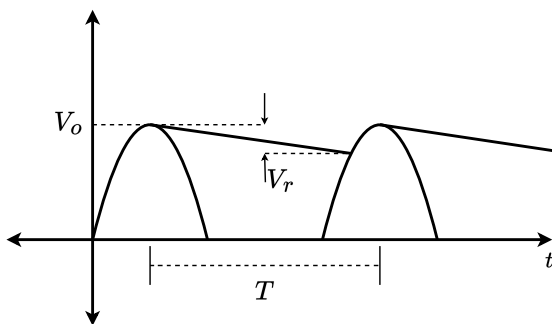


Fig. 16: Forma de onda típica do retificador com filtro.

Recorrendo à equação de descarga do condensador, admitimos que no fim do intervalo de descarga temos:

$$V_o - V_r \approx V_o e^{-T/R_oC_o}.$$

Como $\tau_2 \gg T = 1 \text{ ms}$, vem $e^{-T/R_oC_o} \approx 1 - T/C_oR_o$,

$$V_r \approx V_o \frac{T}{C_oR_o} = \frac{V_o}{fC_oR_o} \propto \frac{1}{f} = 0.001.$$

A tensão de *ripple*, V_r , é desprezável, uma vez que é várias ordens de grandeza inferior a V_o .

Por este motivo, podemos desprezar o fenómeno de descarregamento do condensador. Teremos um regime transitório aproximadamente exponencial, derivado da solução da equação diferencial, associado ao processo de carregamento do condensador, após o qual a tensão v_o irá estabilizar ⁴ à volta de $V_o = 1 \text{ V} - 0.62 \text{ V} = 0.38 \text{ V}$.

⁴ Para $t = 5\tau_1$, o fator multiplicativo da aproximação da solução da equação diferencial do carregamento fica: $1 - e^{-5} \approx 0.99$.

A Figura 17 ilustra o esboço realizado em MATLAB® da tensão de saída, v_o , derivado da discussão anterior.

B) Resultados da Simulação

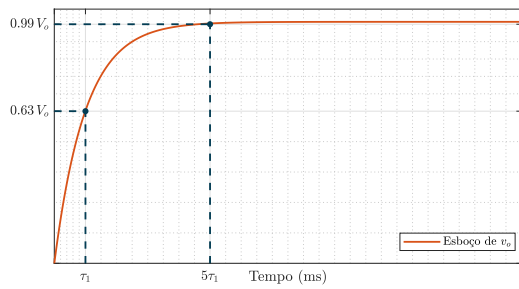


Fig. 17: Esboço de v_o em função do tempo.

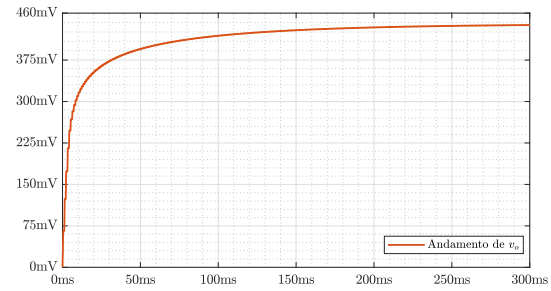
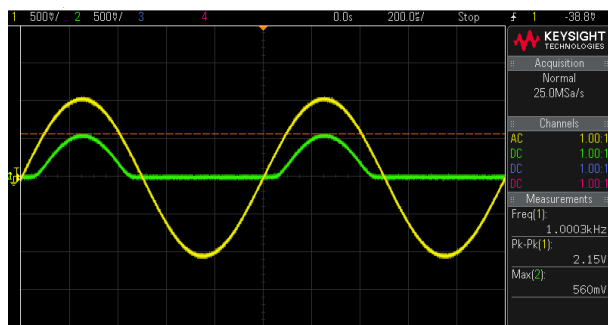


Fig. 18: Resultado da simulação para o andamento de v_o .

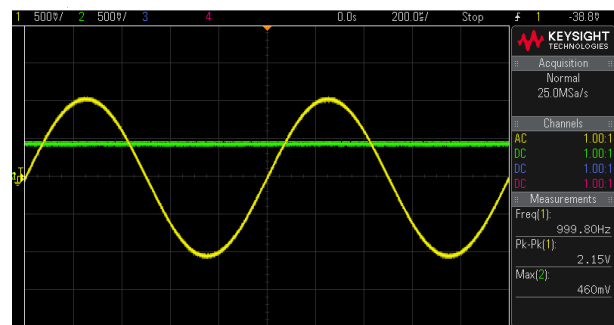
A Figura 18 apresenta o resultado da simulação para o andamento da tensão de saída do bloco retificador para uma entrada sinusoidal com amplitude de 1 V e frequência 1 kHz. Utilizamos a diretiva `.tran 0 1.75 0` para efetuar a análise transitória. Os dados obtidos foram posteriormente visualizados em MATLAB®.

C) Trabalho Experimental e Análise de Resultados

O trabalho experimental consistiu em alimentar o módulo do retificador com filtragem com uma senoide de 1 V de amplitude e 1 kHz de frequência, seguindo-se a visualização no osciloscópio juntamente com a respetiva tensão de saída. A Figura 19 ilustra o andamento observado do sinal retificado e filtrado para dois cenários. O objetivo desta visualização é, mais uma vez, reiterar o efeito desprezável da tensão de *ripple* devido à introdução do condensador na saída (o tempo de descarga é muito maior que o período do sinal de entrada).



(a) Sem condensador na saída. $V_{Don} = 1\text{ V} - V_o \approx 440\text{ mV}$.



(b) Com condensador na saída. $V_{Don} = 1\text{ V} - V_o \approx 540\text{ mV}$.

Fig. 19: Representação temporal da entrada e da saída do retificador. A **amarelo** encontra-se v_i (canal 1) e a **verde** v_o (canal 2).

Note-se que as duas representações acusam um valor de V_{Don} distinto. Esta disparidade é suportada pelo facto do módulo da impedância de carga diminuir com a conexão do condensador (100 nF) em paralelo com a resistência de saída (10 kΩ), que, consequentemente, propicia um aumento da corrente no ramo do diodo (através da equação de Shockley sabemos que $I_D \propto V_D$).

Os valores de V_o simulado (440 mV) e experimental (460 mV) encontram-se muito próximos (erro de 4.5%), divergindo, possivelmente, devido a diferenças nos modelos ou eventuais dispersões nos parâmetros do circuito.

Acrescenta-se que o esboço teórico de v_o apresenta qualitativamente a mesma evolução que o resultado simulado para o transitório e serve como uma boa primeira noção da rapidez do carregamento do condensador (na ordem dos milissegundos), no entanto, apresenta uma evolução um tanto distinta da simulada (uma vez que (i) não é a solução analítica da equação diferencial) pelo que oferecemos uma discussão mais detalhada em [anexo](#).

V. Indicador de Proximidade

O último módulo do circuito, apresentado na Figura 20, realiza a conversão analógica-digital do sinal retificado. A palavra digital resultante é utilizada para controlar quatro LEDs, que fornecem informação sobre a distância ao obstáculo. Quanto maior for a distância detetada, menor será a intensidade do sinal captado pelo recetor de infravermelhos, o que se traduz numa menor intensidade da tensão gerada. Deste modo, consoante a tensão de entrada, V_i , do módulo indicador de proximidade, é gerada uma palavra digital que depende da distância detetada. Esta informação é então transmitida através dos LEDs — controlados pela palavra digital — que acendem progressivamente, consoante a distância ao obstáculo aumenta.

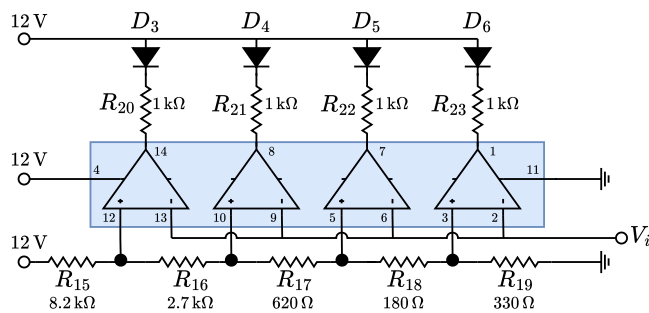


Fig. 20: Circuito conversor analógico-digital e mostrador de LEDs.

Segue-se a operação dos comparadores:

- Se a tensão de entrada, V_i , superar a tensão de comparação, a tensão de saída diminui para V_{sat}^- . Isto permite a passagem de corrente pela saída do comparador, acendendo o LED.
- Se V_i for inferior à tensão de comparação, a tensão de saída do comparador aumenta para V_{sat}^+ , diminuindo a diferença de potencial no LED e consequentemente desligando-o (não há corrente).

A) Análise Teórica

Esta análise visa o cálculo das tensões de comparação nos nós C , D , E e F . Ao assumirmos que os comparadores são ideais — com correntes de entrada nulas —, é possível simplificar o circuito para a seguinte representação:

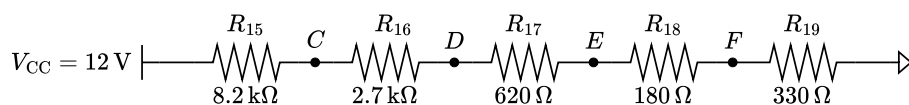


Fig. 21: Circuito simplificado considerado para o cálculo das tensões de comparação.

Esta simplificação torna imediata a dedução das tensões de comparação nos nós (divisor resistivo):

$$V_C = V_{CC} \frac{R_{16} + R_{17} + R_{18} + R_{19}}{R_{total}}, \quad V_D = V_{CC} \frac{R_{17} + R_{18} + R_{19}}{R_{total}}, \quad V_E = V_{CC} \frac{R_{18} + R_{19}}{R_{total}}, \quad V_F = V_{CC} \frac{R_{19}}{R_{total}},$$

onde $R_{total} = R_{15} + R_{16} + R_{17} + R_{18} + R_{19}$. Os resultados analíticos podem ser encontrados na Tabela 3.

B) Trabalho Experimental e Análise de Resultados

A Tabela 3 exhibe as tensões teóricas e experimentais, medidas com um multímetro, nos nós de comparação:

Tab. 3: Comparação dos resultados teóricos e experimentais.

GRANDEZA	Teórico	Experimental	
	VALOR	VALOR	COMPARAÇÃO COM TEÓRICO
V_C	3.820 V	3.785 V	0.9%
V_D	1.127 V	1.143 V	1.4%
V_E	0.509 V	0.510 V	0.2%
V_F	0.329 V	0.330 V	0.3%

Por inspeção da tabela, admitimos que os erros nas tensões medidas são negligenciáveis. Os erros estão dentro da faixa de valores previstos, considerando a tolerância das resistências dos nós de comparação, que é de 5%, indicada pela risca dourada. Outra justificação poderá sustentar-se nas imperfeições na regulação de V_{CC} da bancada, devido à existência de um manípulo analógico que a controla.

Subsequentemente, verificaram-se os valores de tensão de entrada do circuito da Figura 20 que acendem os LEDs progressivamente (apontados na Tabela 4) através da alimentação da entrada, V_i , com um gerador de funções. As tensões são aproximadamente idênticas às tensões de comparação. As pequenas diferenças podem ser explicadas por variações nos valores das resistências e a não idealidade dos comparadores.

Tab. 4: Tensão V_i a que cada LED acende.

LED	D_3	D_4	D_5	D_6
V_i	3.876 V	1.142 V	0.515 V	0.333 V

Tab. 5: Amplitude da tensão v_{FT} a que cada LED acende.

LED	D_3	D_4	D_5	D_6
v_{FT}	322 mV	148 mV	97 mV	85 mV

A Tabela 5 possui as amplitudes de saída do foto-transistor que acendem cada um dos LEDs (v_{FT}). Para obter v_{FT} , foi conectado o circuito na íntegra, e aproximado um objeto do sensor, observando o comportamento dos LEDs, e ajustando a posição do objeto até que o LED em estudo se ligasse. A tendência dos valores medidos é análoga à discutida na Secção II onde se demonstra a proporcionalidade ao inverso do quadrado da distância (veremos em seguida). Este método de medição não é muito preciso, pelo que poderá propagar alguns erros.

VI. Operação do Circuito Final

Após a análise de cada sub-bloco do circuito, procedemos à avaliação do seu comportamento final. Os resultados obtidos, nomeadamente as distâncias a partir das quais cada LED acende, encontram-se na Tabela 6.

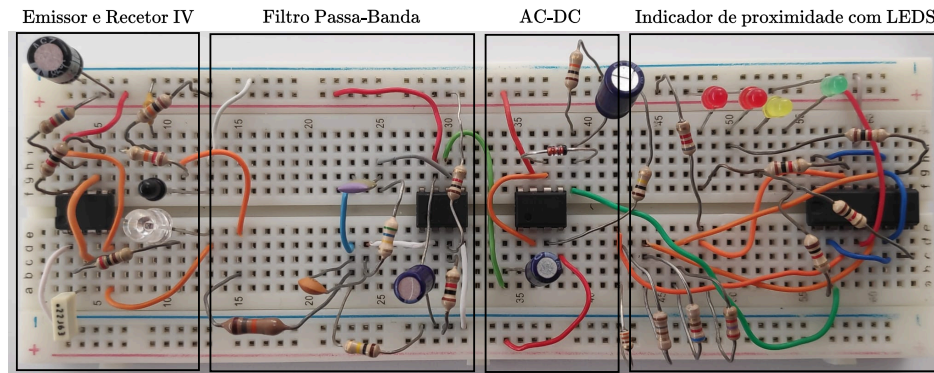


Fig. 22: Montagem experimental do circuito final. Uma versão não editada pode ser encontrada em [anexo](#).

É importante destacar que os LEDs apresentam um atraso a apagar após a remoção do obstáculo da gama de valores de distância que provoca o seu acendimento. Este comportamento está relacionado com a discussão da Secção IV: o tempo de descarga do condensador no retificador com filtro é consideravelmente mais lento que o tempo de carga, uma vez que a constante de tempo da descarga é da ordem dos segundos. Isto garante que, mesmo após a remoção do obstáculo e a cessação da excitação do circuito, permaneça uma carga remanescente no condensador, que se dissipa gradualmente, mantendo o LED aceso por um período adicional.

Tab. 6: Distâncias a que cada LED acende.

LED	D_3	D_4	D_5	D_6
Distância (cm)	8.4	13.1	17.4	19.7

O gráfico complementar que evidencia a relação entre a amplitude v_{FT} e a distância encontra-se em [anexo](#).

VII. Conclusões

Este trabalho laboratorial teve como objetivo a construção e análise de um detetor de proximidade baseado em infravermelhos, inspirado no circuito Park-Aid. O circuito foi dividido em quatro partes principais: (i) emissor e andar de receção de IVs, (ii) filtro passa-banda, (iii) retificador com filtragem e (iv) indicador de proximidade; estudadas individualmente, e depois em conjunto. Os resultados obtidos demonstram que o detetor de proximidade é capaz de:

1. *Gerar um sinal com frequência e amplitude pré-determinada utilizado para modular um sinal IV*, que é posteriormente emitido em pulsos em direção ao obstáculo. A amplitude dos pulsos verificou-se suficiente para garantir a deteção consistente pelo foto-transistor.
2. *Operar de forma robusta* em ambientes com diferentes fontes de luminosidade, devido à utilização de um filtro passa-banda de elevado fator de qualidade e ajustado à frequência específica do sinal captado.
3. *Converter a onda à saída do filtro passa-banda numa indicação de proximidade* através da conversão num nível DC estável com resposta rápida às aproximações do obstáculo (descarga lenta do filtro de saída).
4. *Detetar a presença de obstáculos e distinguir diferentes distâncias* (através da comparação da tensão de entrada do módulo com quatro tensões de referência) entre o sensor e o obstáculo com LEDs acesos em sequência, indicando a proximidade do obstáculo.

O detetor de proximidade de infravermelhos construído neste trabalho laboratorial provou ser um sistema funcional e eficaz na deteção qualitativa de distâncias (devido à pequena palavra digital). O estudo e análise das diferentes partes do circuito proporcionaram um melhor entendimento dos princípios de funcionamento de osciladores, filtros (ativos e passivos), retificadores e indicadores de proximidade (através da conversão analógica-digital e mostrador LED rudimentar). Adicionalmente, serviu como introdução aos circuitos óticos.

Referências

- [1] A. Sedra and K. Smith, *Microelectronic Circuits*, 7th ed. Oxford University Press, 2014.
- [2] M. de Medeiros Silva, *Circuitos com Transistores Bipolares e MOS*, 6th ed. F. C. Gulbenkian, 2016.

Anexo

i) Tabelas com os Dados Experimentais do Filtro Passa-Banda

Nas seguintes tabelas, são apresentados os valores registados das medições da magnitude e fase do ganho do filtro passa-banda estudado na Secção III para uma gama de frequências superior às requisitadas pelo guia.

Tab. A1: Registo dos valores experimentais das medições da magnitude e fase do ganho do filtro passa-banda.

FREQ. (Hz)	50	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1100	1200
MAG. (dB)	0.1	6.0	12.1	15.7	18.4	20.6	22.6	24.3	25.8	27.2	28.3	29.1	29.4
FASE ($[\cdot]^\circ$)	269.3	264.8	261.8	257.1	252.7	247.5	241.8	235.8	228.0	218.9	208.0	196.1	185.9

Tab. A2: Continuação do registo dos valores experimentais.

(Hz)	1300	1400	1500	1600	2000	3000	4000	5000	6000	7000	8000	9000	10000	20000
(dB)	29.5	29.1	28.6	28.4	25.6	21.1	18.1	16.0	14.3	12.8	11.7	10.7	9.7	3.8
($[\cdot]^\circ$)	174.7	163.1	155.2	149.9	129.6	112.0	105.4	102.0	100.0	97.0	96.3	96.0	95.0	91.0

Através de uma interpolação linear, é possível estimar os pontos a -3 dB do máximo, e a largura de banda,

$$f_{-3\text{dB}}^{\leftarrow} \approx 876.83 \text{ Hz} \quad \wedge \quad f_{-3\text{dB}}^{\rightarrow} \approx 1798.57 \text{ Hz} \quad \implies \quad \Delta f \approx 921.74 \text{ Hz} \quad (\text{mais estreito que o modelo teórico}).$$

ii) Nota sobre a Solução do Carregamento do Condensador do Retificador

Nesta secção, aprofundamos a análise do carregamento do condensador de saída no circuito retificador, complementando a discussão da Secção IV. Por simplicidade, assumimos que a corrente que passa no ramo de R_o é desprezável, o que resulta na simplificação da Figura A.1.

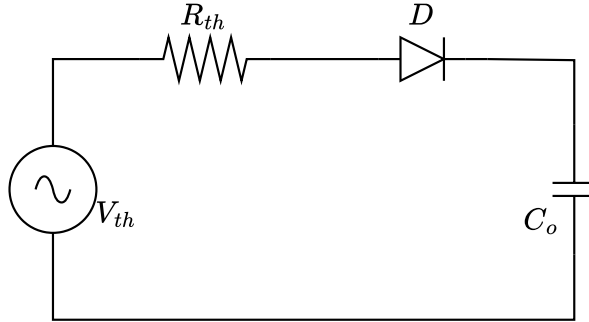


Fig. A.1: Circuito simplificado do conversor AC-DC.

Começemos por enunciar a equação de Shockley,

$$I_D = I_{\text{SAT}} \left(e^{v_D / n V_T} - 1 \right),$$

onde I_{SAT} representa a corrente de saturação, V_T a tensão térmica, e n o fator de idealidade do díodo.

Se considerarmos a resistência incremental do díodo, r_D , podemos escrever $v_D = V_{th} - v_C - I_D(R_{th} + r_D)$, e

$$I_D = I_{\text{SAT}} \left(e^{(V_{th} - v_C - I_D r_D - I_D R_{th}) / n V_T} - 1 \right) \iff I_D + I_{\text{SAT}} = I_{\text{SAT}} \left(e^{(V_{th} - v_C - I_D r_D - I_D R_{th}) / n V_T} \right).$$

Ao introduzir a variável auxiliar $I_{\Omega_T} = n V_T / (r_D + R_{th})$ (uma "corrente térmica"), é possível simplificar esta expressão e obter uma relação em ordem a v_C , notando que $I_D = I_C = C_o dv_C / dt$.

$$\therefore \frac{dv_C}{dt} = \frac{I_{\text{SAT}}}{C_o} - \frac{I_{\Omega_T}}{C_o} \cdot W \left(\frac{I_{\text{SAT}}}{I_{\Omega_T}} \cdot e^{[(V_{th} - v_C) / n V_T - I_{\text{SAT}} / I_{\Omega_T}]} \right),$$

onde o operador $W(\cdot)$ é definido como o ramo principal da [função W de Lambert](#).

Para uma solução explícita da equação diferencial apresentada, é necessário recorrer a métodos numéricos restritos à condição inicial do problema (i.e., $v_C(t=0) \equiv 0$) e à tensão de entrada para avaliar a expressão.

iii) Imagem Inalterada da Montagem do Circuito Final

Em seguida, apresenta-se uma versão da Figura 22 sem edição.

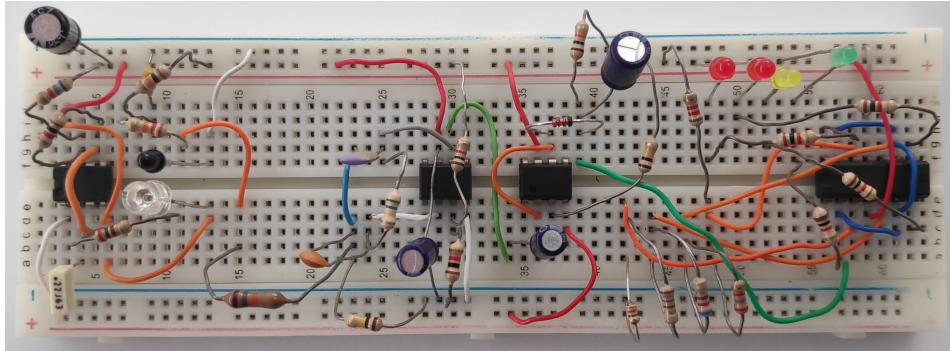


Fig. A.2: Montagem experimental do circuito final.

iv) Relação entre a Amplitude da Tensão do Foto-Transistor e da Distância

Nesta secção, expomos a evolução da amplitude da tensão à saída do andar recetor de IVs, v_{FT} , em função da distância ao obstáculo, d . A Figura A.3 ilustra a relação esperada, onde é observado um decaimento de v_{FT} praticamente proporcional a $1/d^2$ (justificado pela escassez de pontos). Para obter a curva de regressão utilizámos a ferramenta `fit` do MATLAB® com o modelo de série de potência (*power series*) de termo único.

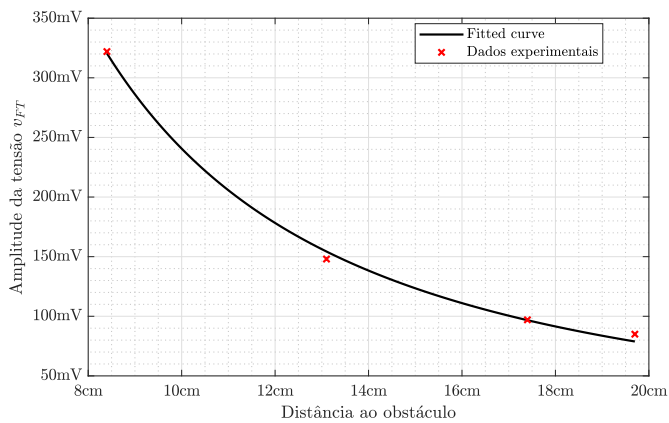


Fig. A.3: Visualização da amplitude de v_{FT} em função da distância.

```
1 %% Dados experimentais
2 y = [322 148 97 85]' * 10^(-3);
3 x = [8.4 13.1 17.4 19.7]' * 10^(-2);
4
5 %% Modelo da regressão
6 f1 = fit(x, y, 'power1')
7
8 %% Visualização
9 % e customização
10 % ...
```

```
1 f1 =
2
3 General model Power1:
4 f1(x) = a*x^b
5 Coefficients (with 95% confidence bounds):
6 a = 1.063e+04 (4160, 1.711e+04)
7 b = -1.645 (-1.91, -1.381)
```