

## Instituto Superior Técnico

Mestrado Integrado em Engenharia Aeroespacial

Electrónica Geral

1º Semestre 2020/2021

---

# 1º Trabalho de Laboratório

## Filtros Activos e Osciladores

---

### Grupo 7:

89652, Carolina Pinheiro  
89683, José Neves  
89691, Leonardo Pedroso

### Docente:

Prof. José António Beltran Gerald

Outubro de 2020

# Índice

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Sessão 1</b>	<b>2</b>
2.1	Secção biquadrática KHN . . . . .	2
2.1.1	Análise Teórica . . . . .	2
2.1.2	Trabalho Experimental . . . . .	5
2.1.3	Comparação de Resultados . . . . .	8
2.2	Secção biquadrática Tow-Tomas . . . . .	11
2.2.1	Análise Teórica . . . . .	11
2.2.2	Trabalho Experimental . . . . .	14
2.2.3	Comparação de resultados . . . . .	16
2.3	Conclusões . . . . .	17
<b>3</b>	<b>Sessão 2</b>	<b>18</b>
3.1	Oscilador de Onda Rectangular . . . . .	18
3.1.1	Análise teórica . . . . .	18
3.1.2	Trabalho experimental . . . . .	21
3.1.3	Comparação de Resultados . . . . .	22
3.2	Filtro passa-banda de Rauch . . . . .	22
3.2.1	Análise Teórica . . . . .	22
3.2.2	Trabalho Experimental . . . . .	23
3.2.3	Comparação de Resultados . . . . .	24
3.2.4	Sugestão de melhoramento . . . . .	27
3.2.5	Conclusões . . . . .	27

## 1 Introdução

No âmbito da unidade curricular de Electrónica Geral, desenvolveu-se o presente relatório acerca do primeiro trabalho de laboratório. Esta atividade dividiu-se em duas sessões.

Na primeira, duas montagens de filtros ativos formadas por circuitos elementares são realizadas e analisadas, retirando-se conclusões acerca do caraterísticas de resposta teóricas de cada uma, das alterações que ocorrem a nível experimental e de pequenas mudanças que se podem fazer aos circuitos, utilização de um divisor de tensão e de uma resistência variável.

Na segunda sessão, tenta-se implementar parte de um detetor de proximidade: o emissor e o filtro passa-banda para seleção da frequência emitida. O emissor é constituído por um oscilador que é o principal objetivo de estudo da sessão. Por forma a simular o funcionamento do sistema, simula-se a distância a um obstáculo através de um circuito atenuador. Sugerem-se também alterações para melhorar o desempenho do sistema.

## 2 Sessão 1

Na primeira sessão, serão montadas duas secções biquadráticas de 3 Amplificadores Operacionais (AmpOp). Em particular, será estudada uma secção biquadrática Kerwin, Huelsman e Newcom (KHN) e Tow-Thomas (TT). Estes filtros são compostos por circuitos elementares mais simples, alguns deles apresentados na Fig. 1. As relações entre a entrada e a saída destes circuitos elementares podem ser obtidas através de técnicas elementares de análise de circuitos. Dado serem bem conhecidas, as suas relações entrada saída são apresentadas sem análise. Temos, para o circuito subtractor

$$V_o(s) = -\frac{R_4}{R_1} V_1(s) + \left(1 + \frac{R_4}{R_1}\right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_2(s), \quad (1)$$

para o circuito somador-inversor

$$V_o(s) = -\frac{R_3}{R_1} V_1(s) - \frac{R_3}{R_2} V_2(s), \quad (2)$$

para o circuito multiplicador-inversor

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{R_2}{R_1}, \quad (3)$$

e para o integrador inversor

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{RCs}. \quad (4)$$

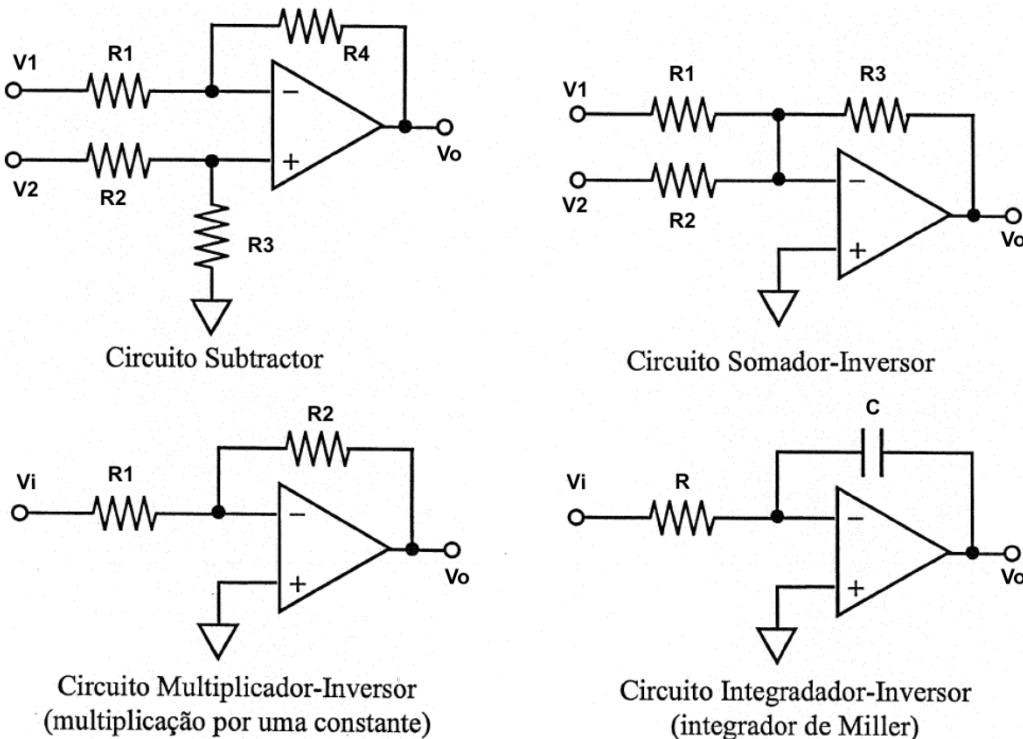
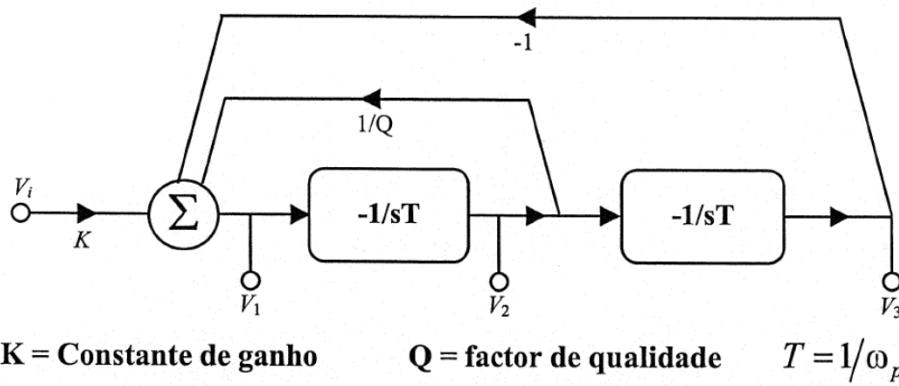


Figura 1: Circuito eletrónicos elementares.

### 2.1 Secção biquadrática KHN

#### 2.1.1 Análise Teórica

A resposta de uma secção biquadrática pode ser modelada por uma equação diferencial de 2º grau, de coeficientes constantes, que pode ser convenientemente descrita por um diagrama de fluxo de sinal (DFS) representado em função da variável complexa  $s = j\omega$ . Para o DFS da Fig. 2, que permite modelar uma secção



**Figura 2:** Diagrama de fluxo de sinal da secção biquadrática KHN.

biquadrática de KHN, são facilmente obtidas as seguintes relações

$$\begin{cases} V_1(s) = KV_i(s) + V_2(s)/Q - V_3(s) \\ V_2(s) = -\omega_0 V_1(s)/s \\ V_3(s) = -\omega_0 V_2(s)/s \end{cases} . \quad (5)$$

Resolvendo o sistema de equações (5) em ordem a  $V_1(s)$ ,  $V_2(s)$ , e  $V_3(s)$ , obtém-se as funções transferência

$$\begin{aligned} T_1(s) &= \frac{V_1(s)}{V_i(s)} = \frac{Ks^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}, \\ T_2(s) &= \frac{V_2(s)}{V_i(s)} = \frac{-K\omega_0 s}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}, \\ T_3(s) &= \frac{V_3(s)}{V_i(s)} = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2}. \end{aligned} \quad (6)$$

Como seria de esperar todas as funções transferência são de 2ª ordem, pelo que têm dois pólos. Em primeiro lugar,  $T_1(s)$  tem dois zeros na origem, ganho estático nulo, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow 0} T_1(j\omega) = 0$ , e degenera num ganho constante para altas frequências, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow \infty} T_1(j\omega) = K$ . Por estas razões,  $T_1(s)$  é passa-alto. Em segundo lugar,  $T_2(s)$  tem um zero na origem, ganho estático nulo, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow 0} T_2(j\omega) = 0$ , e atenua as altas frequências, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow \infty} T_2(j\omega) = 0$ . Por estas razões,  $T_2(s)$  é passa-banda. Em terceiro lugar,  $T_2(s)$  não tem zeros, tem ganho estático não nulo, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow 0} T_2(j\omega) = K$ , e atenua as altas frequências, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow \infty} T_2(j\omega) = 0$ . Por estas razões,  $T_3(s)$  é passa-baixo.

É de notar que como o denominador é comum às três funções de transferência, ou seja, têm os mesmo pólos, as características da resposta transiente dos 3 filtros será semelhante. Primeiro, a frequência de corte dos filtros passa-alto e passa-banda é igual a  $\omega_0$  que também corresponde à frequência central do filtro passa-banda. Segundo, o fator de qualidade  $Q$  e o ganho  $K$  são também comuns a todos os filtros. Terceiro, os filtros passa-alto e passa-baixo atingem o mesmo ganho máximo. Quarto, na região de corte (a altas frequências para o passa-baixo e a baixas frequências para o passa-alto) o ganho varia assimptoticamente a 40dB/dec. Já no caso das duas regiões de corte do passa-banda (a altas e baixas frequências) verifica-se que esta variação é de 20dB/dec.

Consideremos, agora, o esquema eléctrico da implementação de uma secção biquadrática KHN, apresentado na Fig. 3. Analisando o circuito, fazendo uso do circuito elementar integrador-inversor (4), é possível estabelecer

$$V_2(s) = -\frac{1}{R_6 C_1} V_1(s), \quad V_3(s) = -\frac{1}{R_{11} C_2} V_2(s) \quad (7)$$

e, por comparação com as duas primeiras equações de (5), vem que

$$\omega_0 = \frac{1}{R_6 C_1} = \frac{1}{R_{11} C_2}. \quad (8)$$

Para além disso, utilizando o teorema da sobreposição e o circuito elementar subtractor (1), obtém-se

$$V_1(s) = \frac{P_2}{R_3 + P_2} \left( 1 + \frac{R_5}{R_2} \right) V_i(s) + \frac{R_3}{R_3 + P_2} \left( 1 + \frac{R_5}{R_2} \right) V_2(s) - \frac{R_5}{R_2} V_3(s). \quad (9)$$

Assim, por comparação com a terceira equação de (5), é possível obter uma expressão para o ganho

$$K = \frac{P_2}{R_3 + P_2} \left( 1 + \frac{R_5}{R_2} \right), \quad (10)$$

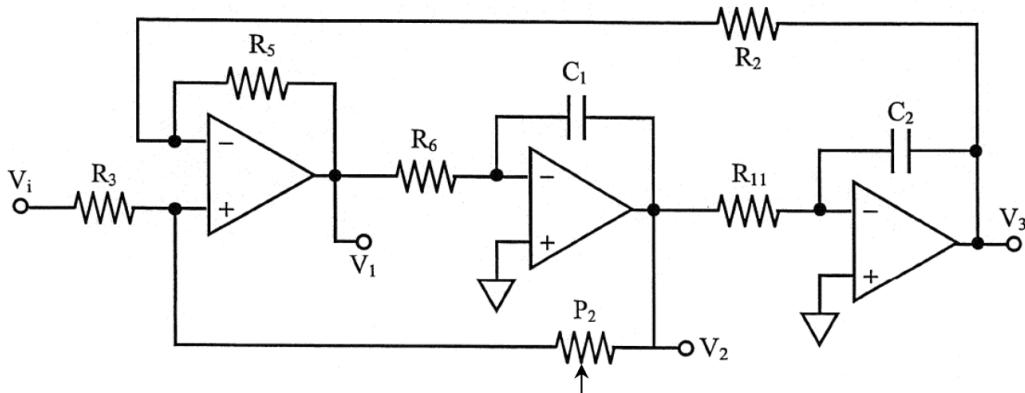
para o fator de qualidade

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_3}{R_3 + P_2} \left( 1 + \frac{R_5}{R_2} \right) \Rightarrow Q = \frac{R_3 + P_2}{R_3 \left( 1 + \frac{R_5}{R_2} \right)}, \quad (11)$$

e tem que se verificar

$$-\frac{R_5}{R_2} = -1 \Rightarrow R_5 = R_2 \quad (12)$$

para que seja possível modelar a secção biquadrática KHN da Fig. 3 através do DFS da Fig 2. Substituindo os valores dos componentes indicados em (8), (10), e (11) obtemos os valores teóricos de  $\omega_0$ ,  $K$  e  $Q$  dos filtros utilizados na atividade laboratorial, apresentados na Tabela 1. Verifica-se, ainda, que a condição (12) é verificada.



**Figura 3:** Secção biquadrática KHN.

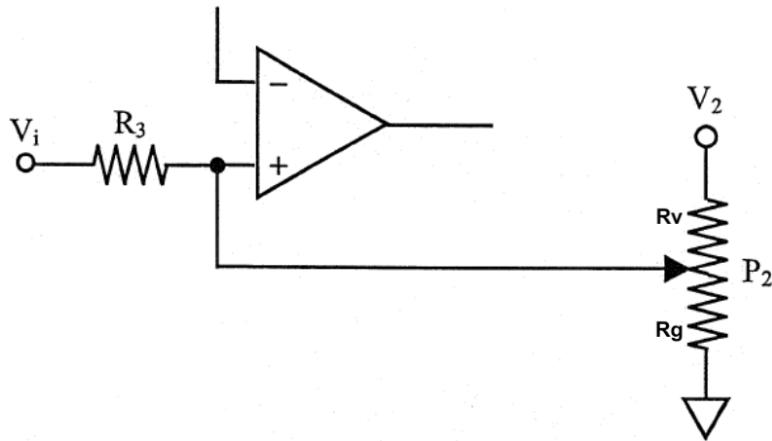
**Tabela 1:** Valores teóricos de  $\omega_0$ ,  $K$  e  $Q$  dos filtros, arredondados a 4 algarismos significativos.

$\omega_0$	$f_0$	$Q$	$K$
$2.128 \times 10^4$ rad/s <sup>-1</sup>	3.386 kHz	1.000	1.000

Numa segunda instância a configuração da secção biquadrática KNH foi alterada de acordo com o esquema apresentado na Fig. 4, em que se pode agora fazer variar a resistência do potenciômetro, em vez de o usar como uma resistência de valor constante como anteriormente. Designando as resistências do potenciômetro entre o terminal móvel e os extremos como  $R_g$  e  $R_v$ , como indicado na Fig. 4, vem

$$R_v + R_g = P_2. \quad (13)$$

É fácil verificar que, com a nova configuração, (7) permanece válida, pelo que  $\omega_0$  é dado por (8) e permanece inalterado. Recalculando o circuito elementar subtractor (1) presente neste filtro e fazendo uso do teorema da



**Figura 4:** Alteração de configuração da secção biquadrática KHN.

sobreposição para a nova configuração, obtém-se

$$\begin{aligned} V_1(s) &= \frac{R_v||R_g}{R_3 + R_v||R_g} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) V_i(s) + \frac{R_3||R_g}{R_3||R_g + P_2} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) V_2(s) - \frac{R_5}{R_2} V_3(s) \\ &= \frac{(P_2 - R_g)R_g}{R_3P_2 + (P_2 - R_g)R_g} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) V_i(s) + \frac{R_3||R_g}{R_3||R_g + P_2} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) V_2(s) - \frac{R_5}{R_2} V_3(s). \end{aligned}$$

Assim, por comparação com a terceira equação de (5), é possível obter uma nova expressão para o ganho

$$K = \frac{(P_2 - R_g)R_g}{R_3P_2 + (P_2 - R_g)R_g} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right), \quad (14)$$

para o fator de qualidade

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_3||R_g}{R_3||R_g + P_2} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) \Rightarrow Q = \frac{R_3||R_g + P_2}{(R_3||R_g) \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right)}, \quad (15)$$

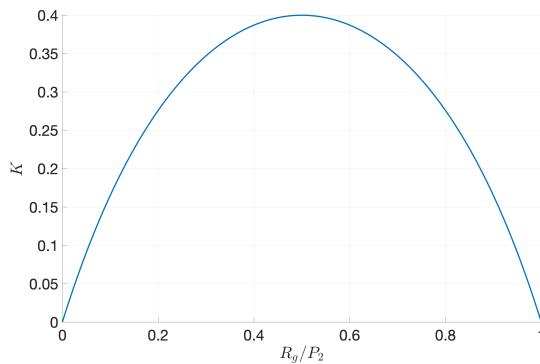
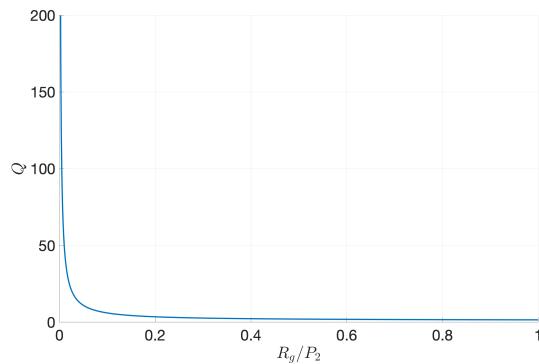
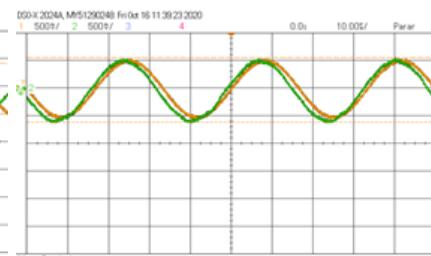
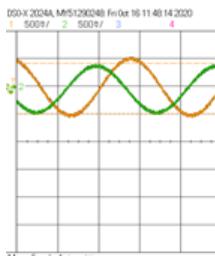
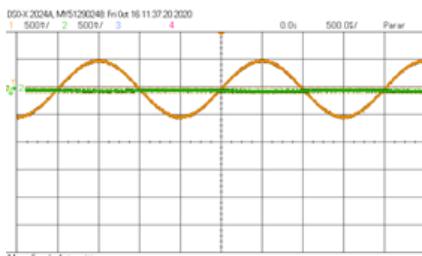
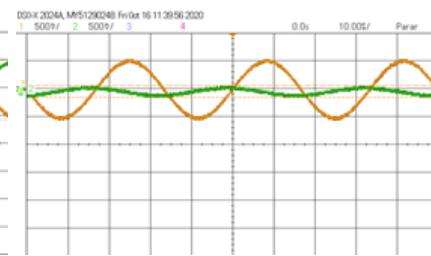
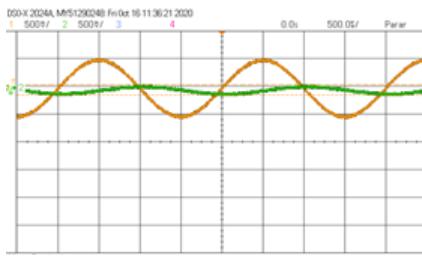
e tem que se verificar (12). Utilizando (14) e (15) é possível representar graficamente a evolução de  $K$  e de  $Q$  com a posição do potenciómetro. As evoluções destes dois parâmetros são apresentadas na Fig. 5. Primeiro, notamos que o ganho decresceu para valores cerca de uma ordem de grandeza abaixo do ganho unitário da configuração estudada anteriormente. Segundo, é de salientar que o ganho para  $R_g = R$  é igual ao ganho para  $R_g = P_2 - R$ , com  $R \in [0; P_2]$ . Esta propriedade é verificada experimentalmente, como detalhado na Secção 2.1.2. Terceiro, notamos que para valores baixos de  $R_g$ ,  $Q$  toma valores muito elevados, de facto, no limite  $\lim_{R_g \rightarrow 0} Q = +\infty$  e os pólos dos filtros deslocam-se para o eixo imaginário. À medida que se aumenta  $R_g$ ,  $Q$  decresce monotonamente segundo uma hipérbole.

## 2.1.2 Trabalho Experimental

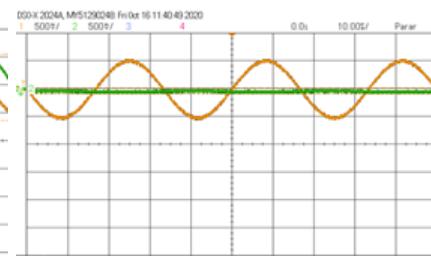
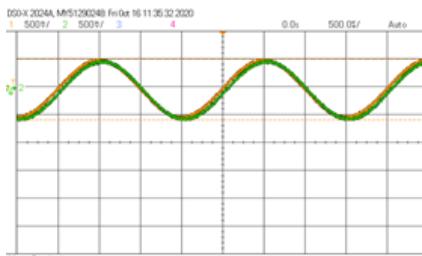
### 2.1.2.1 Identificação dos Filtros

Depois de feita a montagem representada na Fig. 3, o primeiro objetivo foi analisar o comportamento de cada saída do circuito ( $V_1$ ,  $V_2$ , e  $V_3$ ) e identificar tipo de filtro que cada uma representava. Para isso, para cada saída, foi analisado o seu comportamento para 3 frequências: uma baixa (500 Hz), uma média (3390 Hz) e uma alta (30 000 Hz). Primeiro, foi analisada a saída  $V_1$ , os resultados obtidos estão representados na Fig. 6. Na Fig. 6 notamos que este filtro atenua baixas frequências, deixando passar frequências médias e altas. Este filtro é, portanto, um filtro passa-alto.

Analisamos em seguida os resultados da saída  $V_2$ . Estes estão representados na Fig. 7. Podemos observar que a saída  $V_2$  atenua baixas frequências, não atenua frequências médias, e atenua também altas frequências. Trata-se então de um filtro passa-banda.

(a) Evolução de  $K$ .(b) Evolução de  $Q$ .**Figura 5:** Evolução de  $K$  e  $Q$  com a posição do potenciómetro.**Figura 6:** Saída  $V_1$  para as frequências de 500Hz, 3390 Hz e 30kHz.**Figura 7:** Saída  $V_2$  para as frequências de 500Hz, 3390 Hz e 30kHz.

Por último, os resultados da saída  $V_3$  estão representados na Fig. 8. Os resultados estão apresentados na Fig. 10. Este último filtro não atenua nem baixas, nem médias frequências, atenuando altas frequências. É, portanto, um filtro passa-baixo.

**Figura 8:** Saída  $V_3$  para as frequências de 500Hz, 3390 Hz e 30kHz.

### 2.1.2.2. Diagramas de Bode

Para melhor compreender os resultados, recorreu-se ao uso de diagramas de Bode. Para tal, foi medida a amplitude pico-a-pico de saída, para um sinal de entrada de amplitude pico-a-pico constante, a diversas frequências. Optámos por escolher uma frequência baixa (0.5 kHz), uma frequência alta (30 kHz), e a frequência central do filtro passa-banda (3.79 kHz), que foi determinada experimentalmente fazendo variar a frequência da

onda de entrada até se verificar uma diferença de fase de  $180^\circ$ . Foram ainda determinados dois pontos adicionais de modo a estudar a banda de passagem do filtro passa-banda. Partindo da frequência de corte, foram feitas duas medições, de modo a que a diferença de fase nessas medições corresponesse a  $180^\circ \pm 45^\circ$ . Apesar destes pontos adicionais serem particularmente relevantes para o filtro passa-banda, também foram utilizados para melhor compreender os diagramas de Bode dos filtros passa-baixo e passa-alto e comparar com os resultados esperados teoricamente. Foram então tiradas 5 medições para cada um dos filtros. Os resultados estão apresentados na Tabela 2.

**Tabela 2:** Valores experimentais das tensões de saída e dos ganhos da secção biquadrática KHN.

$f$ [kHz]	$V_1$ [V]	$T_1(j\omega)$ [dB]	$V_2$ [V]	$T_2(j\omega)$ [dB]	$V_3$ [V]	$T_3(j\omega)$ [dB]	$V_i$ [V]
0.50	0.0400	-28.7	0.145	-17.5	1.10	0.0790	1.09
2.30	0.460	-7.09	0.720	-3.19	1.19	1.17	1.04
3.79	0.900	-1.66	1.09	0.00	1.11	0.158	1.09
6.20	1.18	1.10	0.730	-3.07	0.460	-7.09	1.04
30.00	1.15	0.873	0.220	-13.9	0.0270	-32.1	1.09

A partir dos dados obtidos podemos, assim, calcular os valores de  $K$ ,  $Q$ , e  $\omega_0$ . O valor de  $\omega_0$  é obtido facilmente através de

$$\omega_0 = 2\pi f_0 , \quad (16)$$

fazendo uso da frequência de central do filtro passa-banda determinada experimentalmente como descrito acima. Analisando as funções de transferências dos filtros (6), podemos verificar que para o filtro passa-baixo (saída  $V_3$ ), para  $f = 0$ , o ganho pode ser determinado por

$$\left| \frac{V_3(s)}{V_i(s)} \right| = K . \quad (17)$$

A determinação dos valores experimentais calculados usando (17) será designada de método 1. Alternativamente, para o filtro passa-baixo (saída  $V_1$ ), para  $f \rightarrow \infty$ , o ganho pode ser determinado por

$$\left| \frac{V_1(s)}{V_i(s)} \right| = K . \quad (18)$$

A determinação dos valores experimentais calculados usando (18) será designada de método 2. Assim, usando os valores da frequência mais baixa ( $f = 500$  Hz) e mais alta ( $f = 30$  kHz), respectivamente para o filtro passa-baixo usado o método 1 e para o filtro passa-alto usando o método 2, podemos obter duas aproximações para o valor de  $K$ . No filtro passa-banda, para a frequência central  $f_0$ , o módulo do ganho é igual a

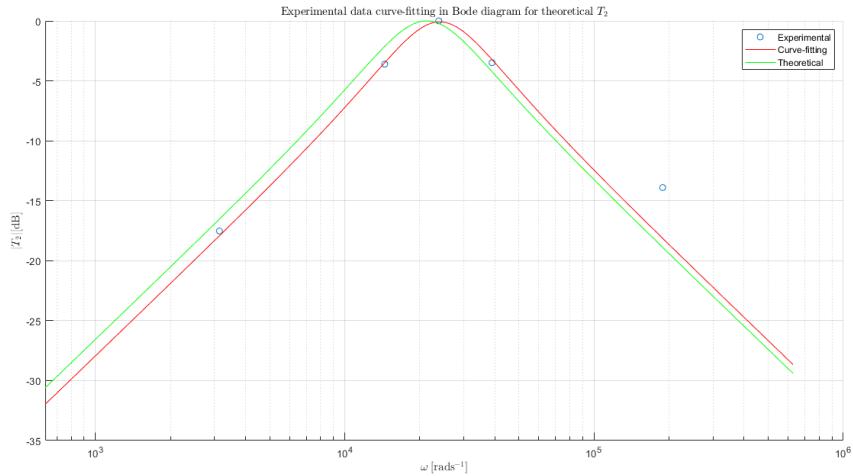
$$\left| \frac{V_2(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right|_{\omega=\omega_0} = KQ \implies Q = \left| \frac{V_2(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right|_{\omega=\omega_0} / K , \quad (19)$$

em que  $K$  é calculado fazendo uso do método 1 ou 2, conforme descrito acima. Utilizando (16), (17), (18), e (19), é possível calcular os valores experimentais de  $K$ ,  $Q$ , e  $\omega_0$ , apresentados na Tabela 7.

Alternativamente, também se optou por calcular  $K$ ,  $Q$ , e  $\omega_0$  através de um método de mínimo quadrados, adaptando a curva do filtro passa-banda,  $|T_2(j\omega)|$  com função de transferência descrita em (6), aos dados experimentais obtidos. Obteve-se, assim, a curva representada na Fig. 9 e os valores de  $K$ ,  $Q$ , e  $\omega_0$  apresentados na Tabela 7. Este é designado de método 3.

### 2.1.2.3 Potenciômetro como divisor de tensão

Na última parte do laboratório, alterámos o circuito de modo a que  $P_2$  funcionasse como divisor de tensão variável. Temos como objetivo determinar o efeito da variação deste divisor sobre as características de resposta em frequência da secção biquadrática de KHN. Em primeiro lugar, foi medido o valor de  $P_2$ , de modo a poder comparar com o valor nominal disponibilizado no enunciado. Em segundo lugar, a partir do valor de  $P_2$  determinado experimentalmente e, tendo em conta (13) e a montagem representada na Fig. 4, variámos o valor



**Figura 9:** Adaptação de uma curva de acordo com  $T_2$  teórica aos resultados experimentais.

de  $R_g$  para os valores apresentados na Tabela 3.

**Tabela 3:** Medições de acordo a variação de  $R_g$ .

$R_g$ Medido [kΩ]	$R_g$ Pretendido [kΩ]	$f$ [Hz]	$V_3(s)$ [V]	$V_i(s)$ [V]	$ T_3(j\omega) $ [dB]
1.968	2.014	100	0.360	1.11	-9.78
1.968	2.014	3790	0.980	1.11	-1.08
7.872	7.800	100	0.380	1.11	-9.31
7.872	7.800	3790	0.300	1.11	-11.4
3.936	3.950	100	0.480	1.09	-7.12
3.936	3.950	3790	0.700	1.11	-4.00
5.904	5.890	100	0.480	1.09	-7.12
5.904	5.890	3790	0.520	1.11	-6.59

**Tabela 4:** Medição de  $P_2$  e comparação com valor nominal.

$P_2$ nominal [kΩ]	$P_2$ experimental [kΩ]
10.0	9.84

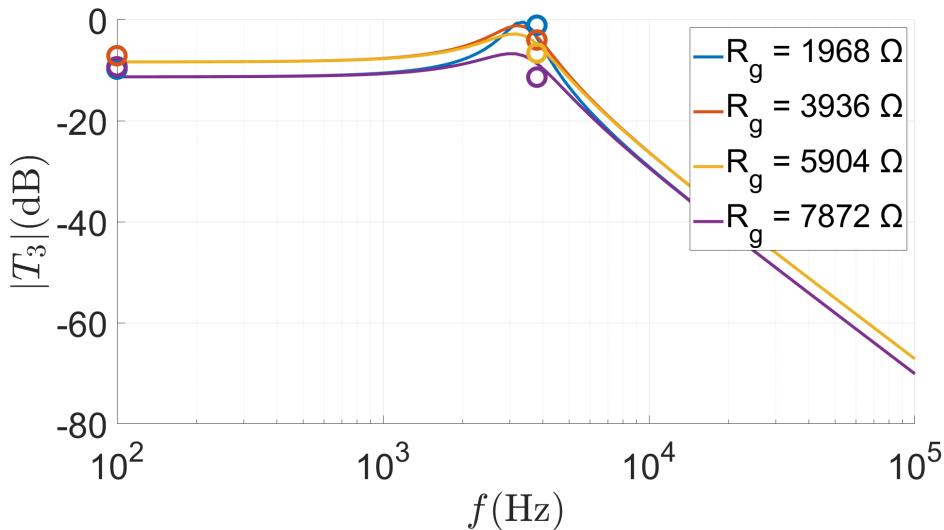
Para melhor compreender os resultados, recorremos ao uso de diagramas de Bode. Os resultados estão apresentados na Fig. 10.

### 2.1.3 Comparação de Resultados

Pela análise teórica, concluímos que as saídas  $V_1$ ,  $V_2$ , e  $V_3$  funcionariam como filtros passa-alto, passa-banda e passa-baixo, respetivamente, o que foi verificado durante a obtenção de dados do procedimento experimental. No que diz respeito à análise dos diagramas de Bode, cuja comparação entre os valores teóricos e os pontos experimentais tirados está representada na Fig. 11, os resultados obtidos são os esperados.

Para complementar esta informação, foi calculado também a variação assintótica do ganho de cada tipo de filtro, para baixas e altas frequências (quando relevante), por forma a determinar a ordem dos filtros experimentalmente. Para calcular estes declives foi feita uma regressão linear com os dois pontos de menor frequência correspondentes a cada gráfico (para calcular o ganho por década a baixas frequências para  $T_1$  e  $T_2$ ) e com os dois pontos de maior frequência correspondentes a cada gráfico (para calcular o ganho por década para altas frequências para  $T_2$  e  $T_3$ ). Os resultados estão apresentados na Tabela 5.

Em primeiro lugar, para  $T_1$ , os pontos obtidos experimentalmente, estão na vizinhança da curva teórica, sendo portanto representativos do filtro passa-alto já que mostram um ganho/década positivo a baixas frequências e um ganho praticamente nulo a partir da frequência de corte. Em segundo lugar, para  $T_2$  o filtro



**Figura 10:** Diagrama de Bode para  $R_g$  variável.

passa-banda, apesar de um ligeiro deslocamento dos pontos em relação ao gráfico teórico, este deslocamento é coerente com a forma de onda esperada, sendo, portanto, os resultados satisfatórios. Finalmente, para o filtro passa-baixo,  $T_3$ , os pontos também se adequam bem ao gráfico teórico. Para além do ganho/década negativo a altas frequências, também é possível reparar que a baixas frequências e até à frequência de corte, os pontos medidos apresentam um ganho aproximadamente nulo, como característico de um filtro passa-baixo.

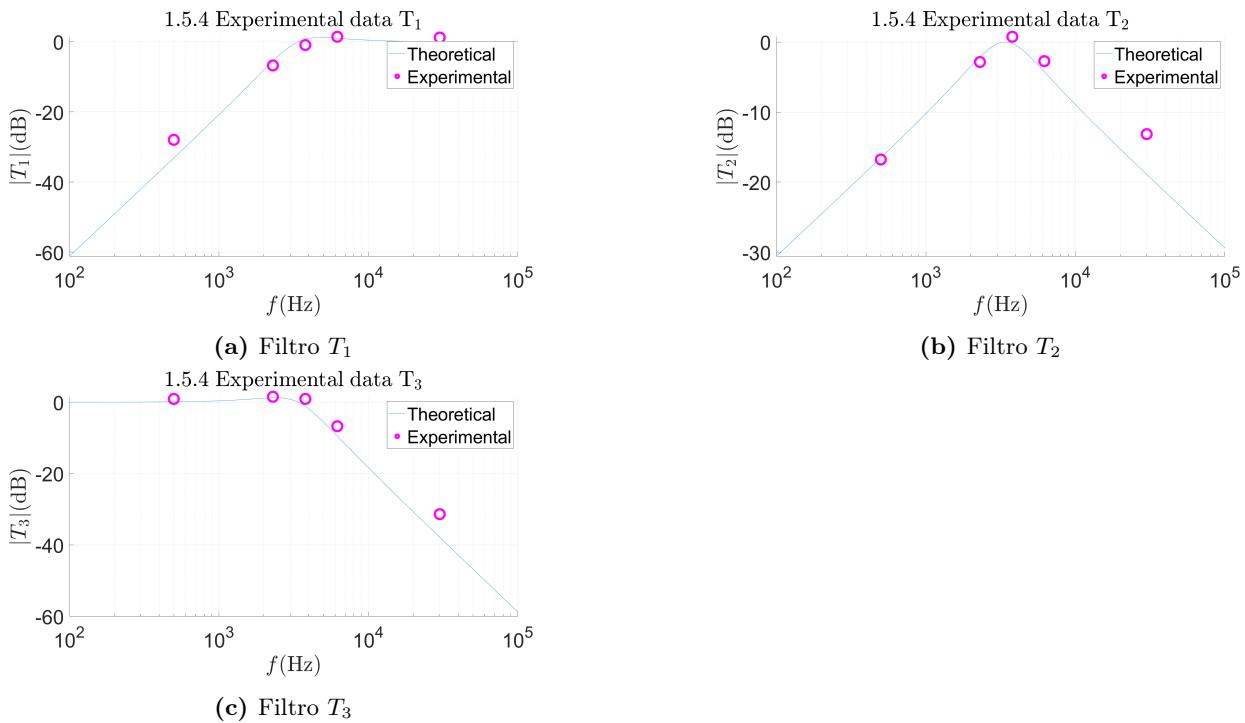
Em quarto lugar, podemos observar que os erros associados aos declives calculados com a regressão linear são bastante altos. É para  $T_1$ , o filtro passa-alto, para baixas frequências, que se observa o maior erro em relação à variação assintótica esperada. No entanto, uma vez que a regressão linear para calcular o ganho por década foi só feita com os 2 pontos disponíveis para cada situação, podemos admitir que uma grande componente do erro advém deste facto. Caso tivéssemos um maior número de pontos disponíveis a aproximação seria melhor já que, observando os gráficos da Fig. 11, podemos concluir que todos os pontos obtidos se encontram na vizinhança da curva teórica. É também de salientar que alguns dos erros estão sempre associados aos componentes eletrónicos uma vez que os seus valores experimentais diferem dos valores nominais devido à tolerância que estes mesmos componentes apresentam. No entanto, apesar de os ganhos por década experimentais calculados terem bastante erro associado, estes conseguem corroborar a ordem dos filtros teoricamente prevista, tratando-se, assim, todos de filtros de 2<sup>a</sup> ordem.

**Tabela 5:** Comparação dos ganhos para cada filtro.

	Ganho Teórico [dB/década]	Ganho Experimental [dB/década]	Erro relativo (%)
$T_1$ baixas frequências	40	32.6	-18.5
$T_2$ baixas frequências	20	21.6	8.00
$T_2$ altas frequências	-20	-15.8	-21.0
$T_3$ altas frequências	-40	-36.5	-8.75

Analizando agora a frequência de corte para  $T_1$  e para  $T_3$ . Em primeiro lugar, para  $T_1$  e  $T_3$  seria de esperar um ganho de -6.02dB para a frequência de corte, uma vez que estes são filtros passa-alto e passa-baixo, respetivamente, de 2<sup>a</sup> ordem. No filtro passa-banda, à frequência central o ganho teórico é de 0dB e para as frequências de corte o ganho esperado é -3.01dB. Os valores experimentais destes ganhos, assim como os erros associados, são apresentados na Tabela 6. Como seria de esperar, os resultados melhores são os do filtro passa-banda uma vez que as frequências de corte e a frequência central foram determinadas analisando a resposta experimental deste mesmo filtro.

Passamos agora à análise entre os valores de  $K$ ,  $Q$ , e  $\omega_o$  teóricos e os valores calculados experimentalmente. A informação recolhida encontra-se representada na Tabela 7. O maior erro foi o erro associado à frequência

**Figura 11:** Diagramas de Bode de amplitude teóricos e experimentais**Tabela 6:** Ganho nas frequências de corte e frequência central.

Parâmetro	Valor Teórico[dB]	Valor Experimental[dB]	Erro relativo(%)
$T_1, f = 2300\text{Hz}$	-6.02	-7.09	17.8
$T_3, f = 6200\text{Hz}$	-6.02	-7.09	17.8
$T_2, f = 3790\text{Hz}$	0.00	0.00	0.00
$T_2, f = 2300\text{Hz}$	-3.01	-3.19	5.98
$T_2, f = 6200\text{Hz}$	-3.01	-3.07	1.99

de corte. Este erro é principalmente devido à tolerância dos componentes eletrónicos, especialmente dos condensadores. Também é de salientar que na determinação do valor da frequência de corte experimentalmente é introduzido um erro de medição significativo, já que os valores das saídas muitas vezes não são constantes, acabando por flutuar entre uma gama de valores, tornando a determinação precisa da frequência de corte mais difícil. Por outro lado, tanto para  $K$  como para  $Q$  os resultados obtidos têm erros relativos muito baixos para o método 1 e erros relativos também baixos, mas superiores aos do método 1 para o método 2 e 3. Podemos concluir que o método 1 foi o método que obteve os resultados mais próximos dos teóricos.

**Tabela 7:** Comparaçāo entre os valores teóricos de  $K, Q$  e  $\omega_0$ 

	Teórico	Método 1	Erro (%)	Método 2	Erro (%)	Método 3	Erro (%)
$K$	1.00	1.01	1.00	1.06	6.00	0.964	-3.6
$Q$	1.00	0.990	-1.00	0.948	-5.20	1.03	3.00
$\omega_0$	$2.128 \times 10^4$	$2.381 \times 10^4$	-10.6	$2.381 \times 10^4$	-10.6	$2.400 \times 10^4$	12.8

Passa-se agora à análise da influência de um divisor de tensão variável no circuito. Uma vez que as resistências  $R_v$  e  $R_g$  são complementares, iremos analisar as curvas representadas aos pares. O primeiro par é  $R_g = 1968\Omega$  e  $R_g = 7872\Omega$ , apresentado a azul e roxo na Fig. 10, respetivamente, e o segundo par é  $R_g = 3936\Omega$  e  $R_g = 5904\Omega$ , apresentado a laranja e amarelo na Fig. 10, respetivamente.

Comparando os pontos medidos da Tabela 3 com os pontos teóricos, podemos dividir a análise em: i) pontos a baixa frequência (500 Hz) e ii) pontos na frequência de corte (3790 Hz). A baixas freqüências, o que pretendemos verificar é que  $K$  é igual para cada par de curvas, o que acontece já que para  $R_g = 3.936k\Omega$  e

para  $R_g = 5.904k\Omega$  o ganho é igual e para  $R_g = 1.968k\Omega$  e  $R_g = 7.872k\Omega$  o ganho apresenta uma diferença pequena entre os dois valores. Para a análise na frequência de corte a premissa que se pretende comprovar é que  $Q$  diminui com o aumento de  $R_g$  para cada par de curvas com o mesmo  $K$ , i.e., para valores de  $R_g$  complementares. Observando os valores do ganho experimentais para ambos os pares, verificamos que para cada par o ganho mais elevado é observado para o menor valor de  $R_g$ . Confirma-se assim que, de facto, para o mesmo valor de  $K$  quanto maior for  $R_g$  menor será o valor de  $Q$ . Os erros entre os valores experimentais e os valores teóricos são elevados, especialmente para a frequência de corte, visto que é uma zona com grande sensibilidade do ganho a variações do valor dos componentes em relação aos seus valores nominais. Ainda assim, consideramos que os resultados foram satisfatórios uma vez que conseguimos comprovar as relações qualitativas de  $K$  e  $Q$  com  $R_g$ , previstas na Fig. 5.

**Tabela 8:** Comparação entre os valores teóricos e os valores experimentais do estudo da influência do divisor de tensão variável no circuito.

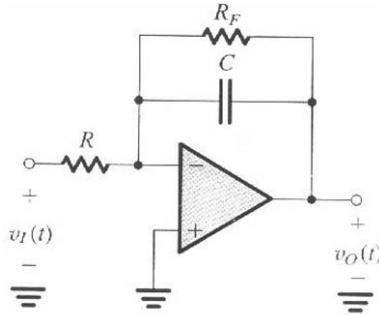
$R_g[k\Omega]$ , $f[Hz]$	Valor Experimental [dB]	Valor Teórico [dB]	Erro relativo (%)
1.968, 500	-9.78	-11.3	-13.5
3.936, 500	-7.12	-8.35	-14.7
5.904, 500	-7.12	-8.35	-14.7
7.872, 500	-9.31	-11.3	-13.5
1.968, 3790	-1.08	-3.55	-69.6
3.936, 3790	-4.00	-3.35	19.4
5.904, 3790	-6.59	-4.82	36.7
7.872, 3790	-11.4	-8.68	31.3

## 2.2 Secção biquadrática Tow-Tomas

### 2.2.1 Análise Teórica

Na segunda parte da primeira sessão é estudada uma secção biquadrática TT, cujo esquema elétrico é apresentado na Fig. 13. Para a análise desta secção quadrática é ainda utilizado um circuito elementar adicional designado de integrador de Miller, cujo esquema está apresentado na Fig. 12, que corresponde a uma variação do integrador inversor apresentado na Fig. 1. A resposta de um integrador de Miller é bem conhecida e dada por

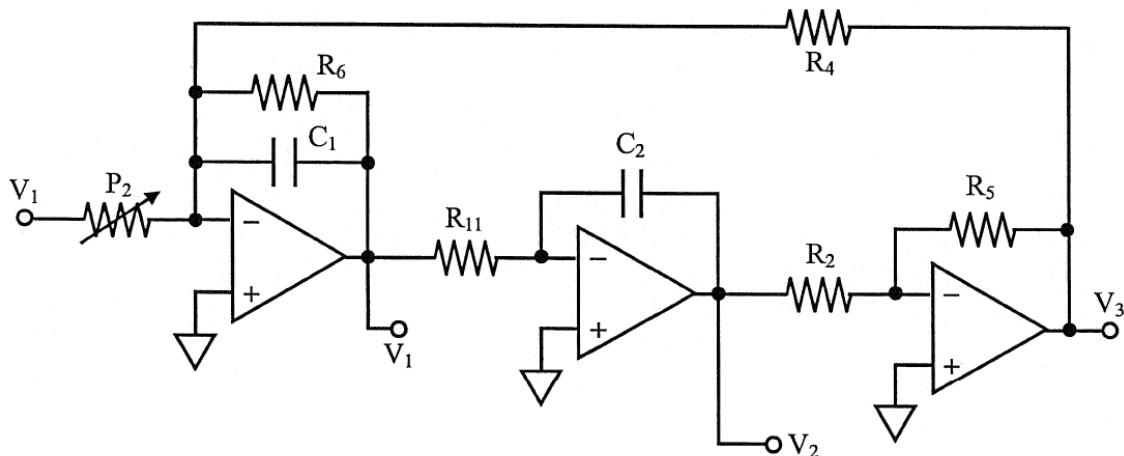
$$V_o(s) = -\frac{R_F \parallel \frac{1}{Cs}}{R} V_I(s) = -\frac{R_F/R}{1 + R_F C s} V_I(s). \quad (20)$$



**Figura 12:** Integrador de Miller.

Utilizando o circuito elementar do integrador inversor (4), analisando a secção biquadrática TT, obtém-se

$$V_2(s) = -\frac{1}{R_{11}C_2 s} V_1(s) \Rightarrow \frac{V_2(s)}{V_1(s)} = -\frac{1}{R_{11}C_2 s}. \quad (21)$$



**Figura 13:** Secção biquadrática de Tow-Thomas (TT).

Para além disso, fazendo uso do circuito elementar multiplicador-inversor (3) vem que

$$V_3(s) = -\frac{R_5}{R_2}V_2(s) \Rightarrow \frac{V_3(s)}{V_2(s)} = -\frac{R_5}{R_2}. \quad (22)$$

Por fim, utilizando o teorema da sobreposição e o circuito elementar do integrador de Miller (20) obtém-se

$$V_1(s) = -\frac{R_6/P_2}{1+R_6C_1s}V_i(s) - \frac{R_6/R_4}{1+R_6C_1s}V_3(s). \quad (23)$$

Manipulando as equações (21), (22), e (23) obtêm-se as funções de transferência

$$T_1(s) = \frac{V_1(s)}{V_i(s)} = -\frac{\frac{1}{P_2C_1}s}{s^2 + \frac{1}{R_6C_1}s + \frac{R_5}{R_2}\frac{1}{R_4R_{11}C_1C_2}}, \quad (24)$$

$$T_2(s) = \frac{V_2(s)}{V_i(s)} = \frac{\frac{1}{P_2R_{11}C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_6C_1}s + \frac{R_5}{R_2}\frac{1}{R_4R_{11}C_1C_2}}, \quad (25)$$

e

$$T_3(s) = \frac{V_3(s)}{V_i(s)} = -\frac{\frac{R_5}{R_2}\frac{1}{P_2R_{11}C_1C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_6C_1}s + \frac{R_5}{R_2}\frac{1}{R_4R_{11}C_1C_2}}. \quad (26)$$

Em primeiro lugar,  $T_1(s)$  tem um zero na origem, ganho estático nulo, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow 0} T_1(j\omega) = 0$ , e atenua as altas frequências, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow \infty} T_1(j\omega) = 0$ . Por estas razões,  $T_1(s)$  é passa-banda. Em segundo lugar,  $T_2(s)$  e  $T_3(s)$  não têm zeros, têm ganho estático não nulo, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow 0} T_2(j\omega) = K$  e  $\lim_{\omega \rightarrow 0} T_3(j\omega) = GK$ , e atenua as altas frequências, i.e.,  $\lim_{\omega \rightarrow \infty} T_2(j\omega) = 0$ . Por estas razões,  $T_2(s)$  e  $T_3(s)$  são ambos passa-baixo.

Tendo em consideração o denominador das funções transferência é possível construir um modelo que possa ser descrito por um DFS semelhante ao da Fig. 2 para a secção KHN. De facto, tal é possível tentando modelar cada uma das três funções transferência como

$$T_1(s) = \frac{K\omega_0 s}{s^2 + (\omega_0/Q)s - G\omega_0^2}, \quad (27)$$

$$T_2(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s - G\omega_0^2}, \quad (28)$$

e

$$T_3(s) = \frac{KG\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s - G\omega_0^2}. \quad (29)$$

Comparando as equações (24),(25), e (26) com as equações (27),(28), e (29), obtemos

$$\frac{1}{P_2 C_1} = K\omega_0, \quad \frac{1}{R_6 C_1} = \frac{\omega_0}{Q}, \quad \frac{R_5}{R_2} \frac{1}{R_4 R_{11} C_1 C_2} = -G\omega_0^2, \quad (30)$$

$$\frac{1}{P_2 R_{11} C_1 C_2} = K\omega_0^2, \quad -\frac{R_5}{R_2} \frac{1}{P_2 R_{11} C_1 C_2} = GK\omega_0^2, \quad (31)$$

que resolvendo em ordem a  $\omega_0$ ,  $K$ ,  $Q$ , e  $G$  resulta, respetivamente, em

$$\omega_0 = \frac{1}{R_{11} C_2} = \frac{1}{\sqrt{R_4 R_{11} C_1 C_2}}, \quad (32)$$

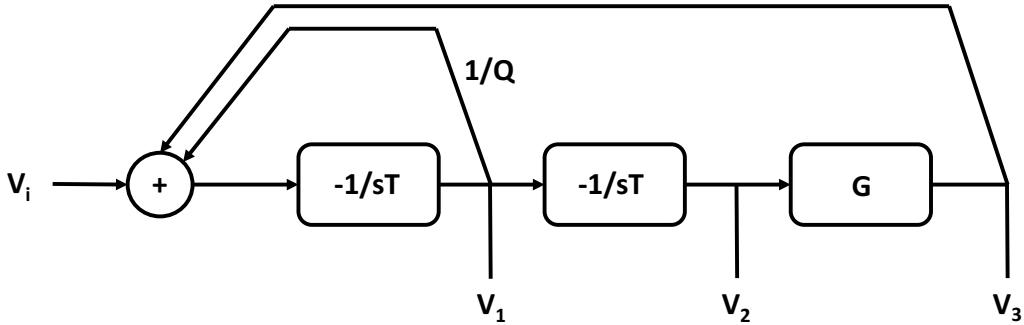
$$K = \frac{R_{11} C_2}{P_2 C_1} = \frac{R_4}{P_2}, \quad (33)$$

$$Q = \frac{R_6 C_1}{R_{11} C_2}, \quad (34)$$

e

$$G = -\frac{R_5}{R_2}. \quad (35)$$

Desta forma, o DFS equivalente é apresentado na Fig. 14.



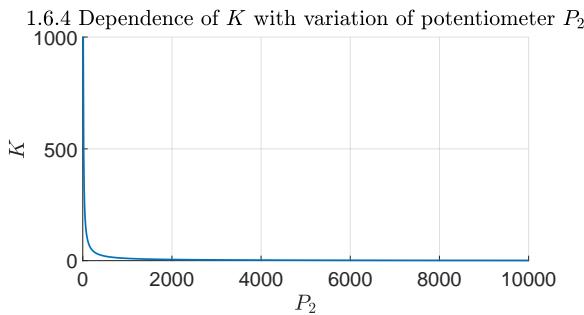
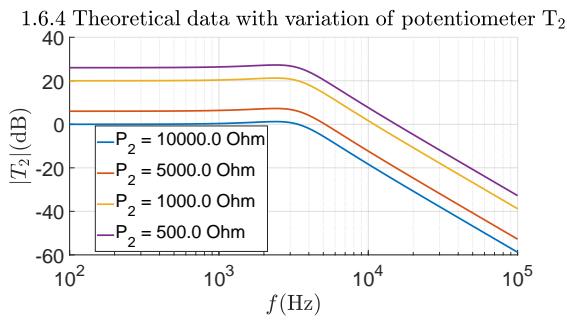
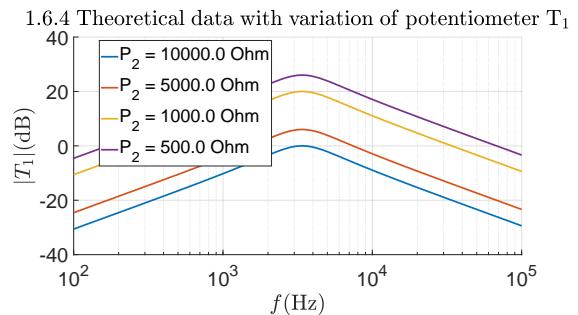
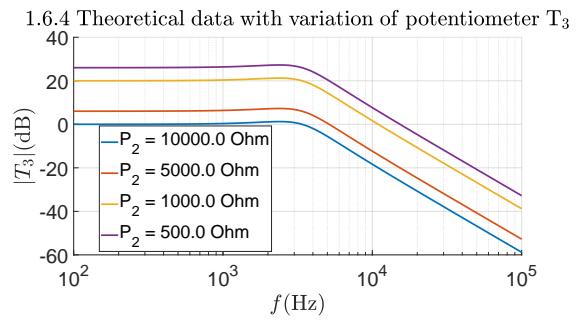
**Figura 14:** DFS da secção biquadrática de Tow-Thomas (TT).

Substituindo os valores dos componentes indicados em (32), (33), (34), e (35) obtemos os valores teóricos de  $\omega_0$ ,  $K$ ,  $Q$ , e  $G$  dos filtros TT utilizados na atividade laboratorial, apresentados na Tabela 9. Verifica-se, ainda, que as condições entre valores dos componentes do circuito nas equações (32) e (33) são verificadas.

**Tabela 9:** Valores teóricos de  $\omega_0$ ,  $K$ ,  $Q$ , e  $G$  dos filtros TT, arredondados a 4 algarismos significativos.

$\omega_0$	$f_0$	$Q$	$K$	$G$
$2.128 \times 10^4$ rad/s <sup>-1</sup>	3.386 kHz	1.000	1.000	1.000

Após o estudo do circuito para o valor total de  $P_2$ , estudou-se a sua resposta para diferentes valores, utilizando-o como uma resistência variável. De (33) e (34), espera-se que  $Q$  não varie com a variação de  $P_2$  e que  $K$  seja inversamente proporcional a  $P_2$  com constante  $R_4$ , tal como apresentado na Fig. 15a. Dadas (27), (28), e (29), espera-se que as variações de  $K$  se traduzam em translações verticais dos diagramas de Bode obtidos, i.e., para menores valores de  $P_2$ ,  $K$  aumenta e portanto os diagramas de Bode sofrem translações positivas verticais tal como ilustrado nas Fig. 15b, 15c, e 15d. Também se pode observar como  $Q$  não se altera, pois  $Q$  altera o ganho dos filtros em torno da frequência  $\omega_0$  e a variação que se pode detetar é apenas a translação vertical já mencionada e que se deve a  $K$ . Assim, os efeitos da variação de  $P_2$  são facilmente ilustrados pelo ganho a baixas frequências dos filtros passa-baixo para  $K$  e pelo ganho à frequência central do filtro passa-banda para  $Q$ .

(a) Relação de  $K$  e  $P_2$  na montagem de TT.(c) Filtro  $T_2$  para vários valores de  $P_2$ .(b) Filtro  $T_1$  para vários valores de  $P_2$ .(d) Filtro  $T_3$  para vários valores de  $P_2$ .**Figura 15:** Efeitos da variação de  $P_2$  sobre  $K$  e as respostas dos filtros.

### 2.2.2 Trabalho Experimental

Realizou-se no módulo experimental a montagem esquematizada na Fig. 13, utilizando o valor total de  $P_2$ . A frequência central do filtro passa-banda ocorre para uma diferença de fase de  $180^\circ$ , tendo-se assim determinado  $f_0 = 3.80\text{kHz}$ . As frequências de corte deste filtro obtiveram-se para diferenças de fase de  $225^\circ$  e  $135^\circ$ , chegando-se a  $f_{c1} = 2.34\text{kHz}$  e  $f_{c2} = 6.20\text{kHz}$ . Estes valores de frequência entre outros foram utilizados para a obtenção dos diagramas de Bode experimentais, estando registados na Tabela 10 juntamente com os correspondentes valores de tensão ( $V_1$ ,  $V_2$ , e  $V_3$ ) e os valores de ganho de cada filtro ( $|T_1(j\omega)|$ ,  $|T_2(j\omega)|$ , e  $|T_3(j\omega)|$ ). É de notar que todas estas medições foram realizadas para  $V_i = 2.15\text{V}$  e obtidas com o osciloscópio, que permite uma maior exatidão na sua determinação.

**Tabela 10:** Valores experimentais das tensões de saída e dos ganhos da secção biquadrática de Tow-Thomas.

$f[\text{kHz}]$	$V_1[\text{V}]$	$ T_1(j\omega)  [\text{dB}]$	$V_2[\text{V}]$	$ T_2(j\omega)  [\text{dB}]$	$V_3[\text{V}]$	$ T_3(j\omega)  [\text{dB}]$
0.500	0.271	-18.0	2.15	0.00	2.15	0.00
1.38	0.830	-8.27	2.25	0.395	2.29	0.548
2.34	1.51	-3.07	2.40	0.956	2.40	0.956
3.80	2.13	-0.0812	2.17	0.0804	2.17	0.0804
6.20	1.51	-3.07	0.997	-6.67	1.036	-6.31
8.72	1.04	-6.31	0.490	-12.8	0.510	-12.5
20.0	0.400	-14.6	0.090	-27.6	0.118	-25.2

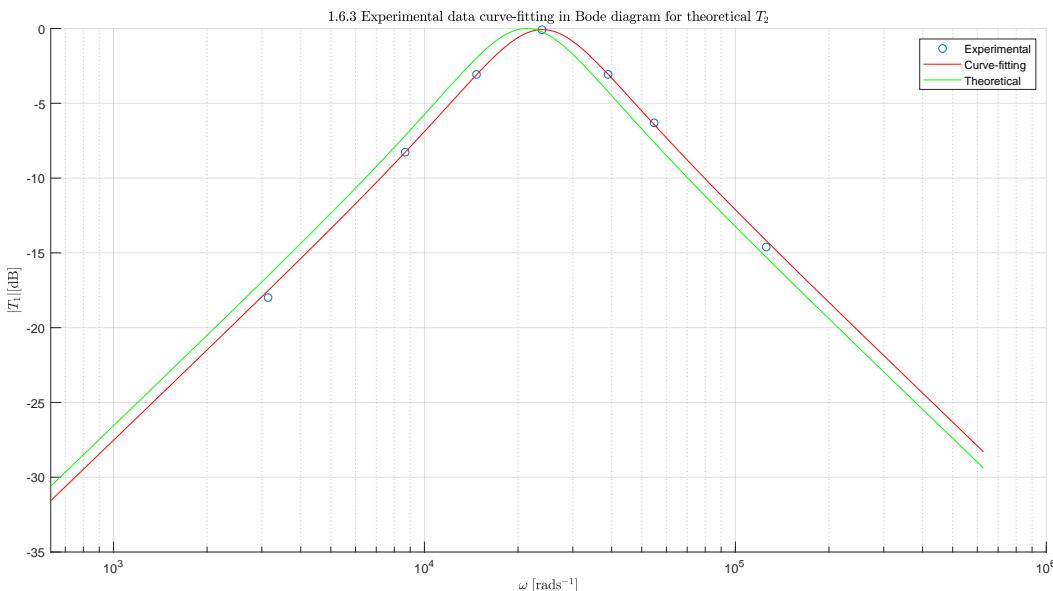
Dos valores da Tabela 10 pode-se, assim, calcular os valores de  $K$ ,  $\omega_0$ ,  $Q$ , e  $G$ .  $K$  pode ser obtido, de acordo com (29) como o ganho a baixas frequências do filtro  $T_3$ , ou seja,  $K \approx 2.15/2.15 = 1.00$ .  $G$  pode ser obtido, de acordo com (28), dividindo  $K$  pelo ganho a baixas frequências do filtro  $T_2$ , ou seja,  $G \approx 1.00/(2.15/2.15) = 1.00$ .

Por sua vez,  $\omega_0$  obtém-se como  $\omega_0 = 2\pi f_0 \approx 23.9 \times 10^3 \text{ rad s}^{-1}$ . Finalmente, de (27) pode-se escrever

$$|T_1(j\omega_0)| = \frac{K}{\sqrt{(G-1)^2 + \frac{1}{Q}}} \Leftrightarrow Q = \sqrt{\frac{1}{\frac{K^2}{|T_1(j\omega_0)|^2} - (G-1)^2}} \approx 0.991.$$

Estes valores estão resumidos na Tabela 13.

Os valores de  $K$ ,  $Q$ , e  $\omega_0$  podem também ser obtidos através de um método de mínimos quadrados de adaptação da curva de  $|T_1(j\omega)|$  descrita por (27) aos dados experimentais tal como ilustrado na Fig. 16. Com este método, onde se considera  $G \approx 1.00$  como determinado experimentalmente acima, obteve-se os valores da Tabela 11. Estes valores estão próximos dos determinados pelo método anterior e a utilização de ambos reforça a sua validade. No entanto, para comparação com os valores teóricos serão utilizados os valores obtidos com o método anterior.



**Figura 16:** Adaptação de uma curva de acordo com  $T_2$  teórica aos resultados experimentais.

**Tabela 11:** Valores experimentais obtidos com o método dos mínimos quadrados para os parâmetros da TT.

Parâmetro	Valor estimado com os mínimos quadrados
$K$	1.01
$Q$	0.985
$\omega_0[\text{rad s}^{-1}]$	$24.0 \times 10^3$

Após as experiências com o valor constante e total de  $P_2$ , estudou-se também a influência da sua variação sobre os parâmetros da resposta,  $K$ ,  $Q$ , e  $\omega_0$ . Com esse intuito, retiraram-se os dados registados nas Tabelas 12b e 12a. Os valores de 12a ilustram o ganho do filtro  $T_2$  a baixas freqüências sendo portanto dependentes do  $K$  e não de  $Q$ , pois o filtro  $T_2$  é passa-baixo. Os valores de 12b são utilizados para mostrar como varia o ganho na zona de passagem do filtro passa-banda, pois esses valores são dependentes de  $Q$  e de  $K$ . Em conjunto estas tabelas permitem inferir as consequências da variação do valor de  $P_2$ . É ainda de referir que se mediou o valor de  $R_4$  com o multímetro no modo ohmímetro, tendo-se obtido  $R_4 = 9.76\text{k}\Omega$ .

**Tabela 12:** Valores experimentais da variação do valor de  $P_2$ .(a) Medições de  $V_2$  e  $|T_2(j\omega)|$  para  $f = 100\text{Hz}$ .

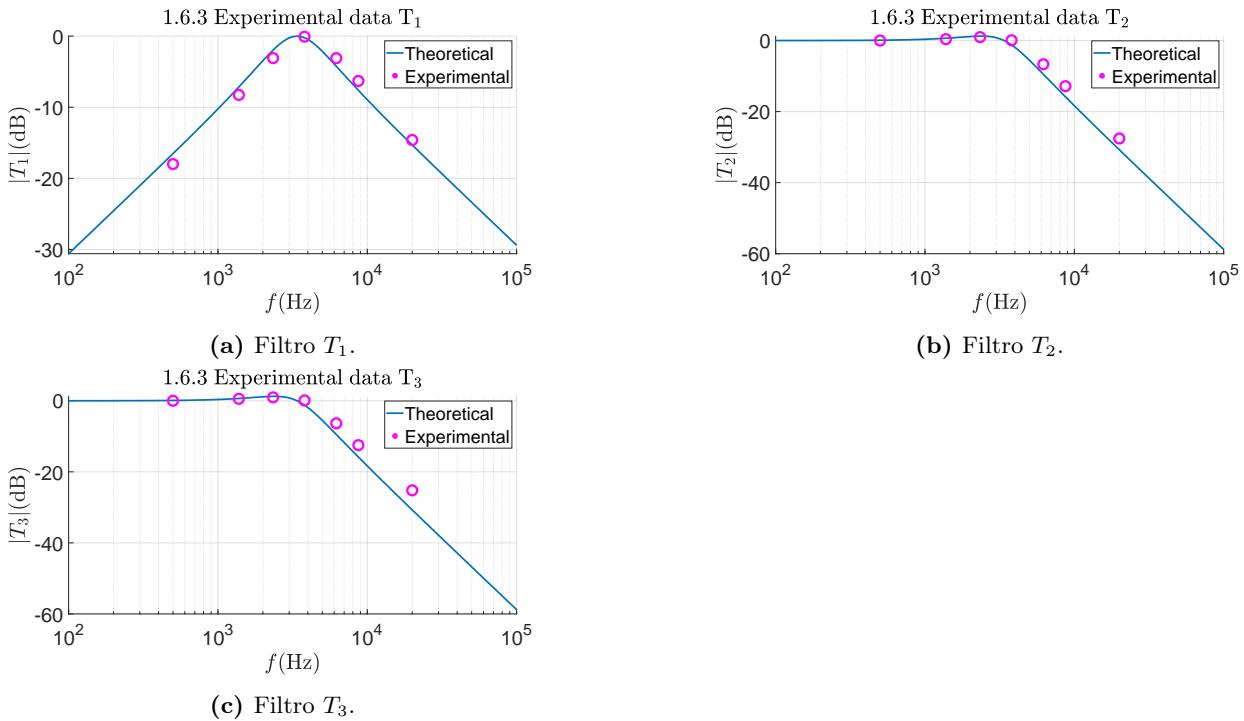
$P_2[\text{k}\Omega]$	$V_i[\text{V}]$	$V_2[\text{V}]$	$ T_2(j\omega) $	$R_4/P_2$
4.95	1.09	2.13	1.95	1.97
1.002	1.05	10.3	9.81	9.74
0.496	1.01	18.7	18.5	19.7

(b) Medições de  $V_1$  e  $|T_1(j\omega)|$  para  $f = 3.80\text{kHz}$ .

$P_2[\text{k}\Omega]$	$V_i[\text{V}]$	$V_2[\text{V}]$	$ T_1(j\omega) $
4.95	1.09	2.13	1.95
1.002	1.05	10.2	9.71

### 2.2.3 Comparação de resultados

Obteve-se os diagramas de Bode de amplitude ponto-a-ponto das Fig. 17a, 17b e 17c. De acordo com elas, observa-se em primeiro lugar que os resultados experimentais da montagem TT se ajustam bem em termos de diagramas de Bode aos resultados teóricos.

**Figura 17:** Diagramas de Bode de amplitude teóricos e experimentais para  $P_2 = 10\text{k}\Omega$ .

Em segundo lugar, nota-se que, como previsto teoricamente,  $T_1$  é um passa-banda e  $T_2$  e  $T_3$  são passa-baixo. Tal concluir-se por a baixas e altas frequências  $T_1$  ter uma atenuação elevada e para uma zona de médias frequências a atenuação ser reduzida e também por tanto  $T_1$  e  $T_3$  terem atenuações reduzidas a baixas frequências e elevadas a altas frequências.

Em terceiro lugar, observa-se que a ordem dos filtros coincide com a esperada teoricamente. Para  $T_1$ , que é passa-banda, a ordem 2 determina uma diminuição de  $-20\text{dB}/\text{dec}$  para altas frequências e um aumento de  $20\text{dB}/\text{dec}$  para baixas frequências devido à presença de um zero na origem e dois pólos à frequência central do filtro. Para  $T_2$  e  $T_3$ , que são passa-baixos, a ordem 2 determina uma diminuição de  $-40\text{dB}/\text{dec}$  para altas frequências devido à ausência de zeros e à presença de dois pólos à frequência  $f_0$ . Tendo os diagramas de Bode teóricos estas variações em conta e sendo os valores experimentais idênticos aos teóricos como mostrado pela Fig. 17, pode-se conjecturar que a ordem é a correta. No entanto, apresenta-se também uma aproximação das diminuições por década dos ganhos. Tal aproximação baseia-se numa regressão linear, que devido à sua simplicidade não se detalhará mais, envolvendo os três maiores valores de frequência e correspondentes ganhos em dB retirados da Tabela 10. Dessa análise, retiram-se diminuições de  $-22.7\text{dB}/\text{dec}$ ,  $-41.0\text{dB}/\text{dec}$  e  $-36.8\text{dB}/\text{dec}$  para  $T_1$ ,  $T_2$  e  $T_3$  respectivamente, as quais entram em linha de conta com os resultados acima mencionados.

A partir da Tabela 13, que utiliza os valores experimentais obtidos com o primeiro método, conclui-se que os desvios dos valores teóricos em relação aos experimentais foram reduzidos para  $K$ ,  $Q$  e  $G$ . O maior ocorreu para  $\omega_0$  sendo de 12.2% do valor teórico. Esta diferença é razoável quando se consideram a elevada tolerância de  $C_2$  e a tolerância de 5% de  $R_{11}$ .

**Tabela 13:** Valores teóricos e experimentais de  $K$ ,  $G$ ,  $Q$  e  $\omega_0$ .

Parâmetro	Valor experimental	Valor teórico	Erro relativo
$K$	1.00	1.00	0.00%
$G$	1.00	1.00	0.00%
$Q$	1.00	0.991	-0.900%
$\omega_0[\text{rad s}^{-1}]$	$21.3 \times 10^3$	$23.9 \times 10^3$	12.2%

Tendo agora em conta a influência do valor de  $P_2$ , observa-se, tal como previsto teoricamente, que não existe alteração do fator de qualidade,  $Q$ , e que  $K$  varia de acordo com (33).  $K$  varia de acordo com (33), pois, como apresentado em 12a, o ganho do filtro  $T_2$  a baixa frequência, que corresponde a  $K$ , é aproximadamente igual a  $R_4/P_2$ . Para além disso,  $Q$  não se altera, porque, de acordo com 12b, as alterações no ganho de  $T_1$  à frequência central são apenas as devidas à alteração de  $K$ .

## 2.3 Conclusões

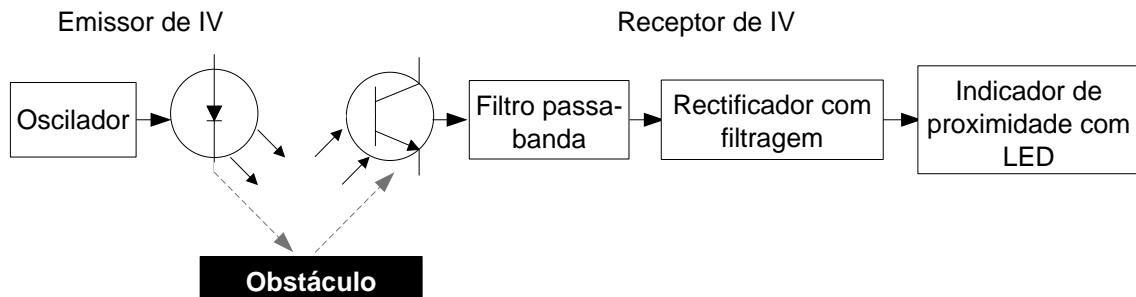
Nesta sessão de laboratório, estudou-se a realização de filtros RC ativos através da secção biquadrática de Tow-Thomas e da secção biquadrática de Kerwin, Huelsman e Newcomb. Pôde-se observar as características experimentais de resposta das duas montagens de três amplificadores operacionais e como elas se desviam dos resultados teóricos, nomeadamente o tipo de filtragem, a ordem do filtro, as frequências importantes dos diagramas de Bode dos filtros e os parâmetros da resposta.

Na montagem KHN, trabalhámos com filtros de 2<sup>a</sup> ordem: um filtro passa-alto ( $T_1$ ), um filtro passa-banda ( $T_2$ ), e um filtro passa-baixo ( $T_3$ ), como previsto teoricamente. Comparando os resultados experimentais com os resultados teóricos, os parâmetros  $K$ ,  $Q$  apresentaram erros muito baixos, sendo  $\omega_0$  o parâmetro com o maior erro associado. Relativamente à influência do divisor de tensão variável na montagem, concluímos e comprovámos que afeta ambos os parâmetros  $K$  e  $Q$  de maneira diferente.  $K$  varia parabolicamente com o valor de  $R_g$ , sendo o valor de  $K$  igual para valores complementares. Em relação a  $Q$ , há uma diminuição com o aumento de  $R_g/P_2$ .

É de notar quanto à montagem TT que os tipos de filtragem correspondem aos esperados teoricamente, sendo  $T_1$  um passa-banda,  $T_2$  um passa-baixo, e  $T_3$  um passa-baixo. Foi também importante observar que todos os filtros se comportam experimentalmente como de 2<sup>a</sup> ordem. Para além disso, os valores dos parâmetros da resposta experimentais também estão muito próximos dos teóricos, com exceção de  $\omega_0$ . Considera-se que este desvio experimental de  $\omega_0$  se deve à tolerância de componentes do circuito. Quanto à variação do valor de  $P_2$  verificou-se que ela apenas afetava o valor de  $K$  e não de  $Q$ . De facto,  $K$  é inversamente proporcional a  $P_2$  com constante  $R_4$ .

### 3 Sessão 2

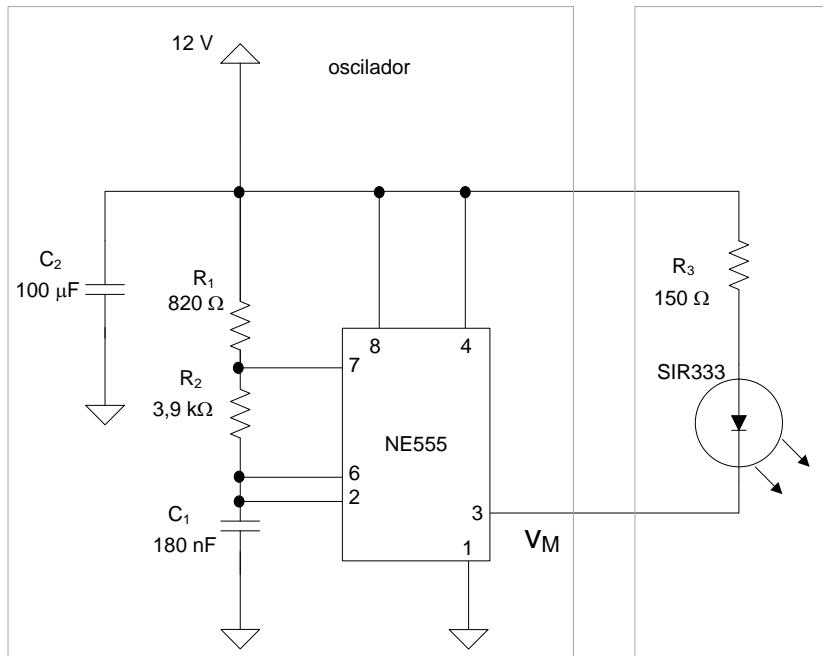
Nesta sessão de laboratório, pretende-se estudar alguns componentes de um detetor de proximidade baseado na emissão de infravermelhos (IV), cujo esquema completo está representado na Fig. 18. Em 3.1, estuda-se o sistema de emissão e, em 3.2, simula-se a distância a um obstáculo através de um circuito atenuador e estuda-se um exemplo de um filtro passa-banda que se poderia utilizar para filtrar o sinal obtido à saída do receptor de IV.



**Figura 18:** Esquema completo do detetor de proximidade.

#### 3.1 Oscilador de Onda Rectangular

O oscilador de onda retangular permite a emissão do sinal IV ao excitar periodicamente o diodo que o emite. O circuito em que ele e o diodo se enquadram está representado na Fig. 19.



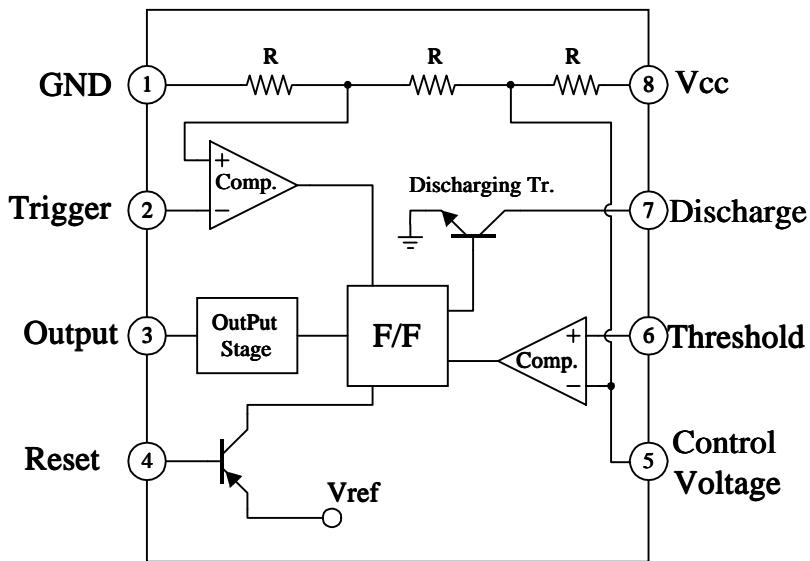
**Figura 19:** Circuito representativo do emissor de IV.

##### 3.1.1 Análise teórica

Em primeiro lugar analisa-se o circuito da Fig. 19. Destaca-se o papel do condensador  $C_2$  como condensador de contorno, pois para altas frequências funciona como um curto-círcuito, eliminando o ruído de  $V_{CC}$ . As resistências  $R_1$  e  $R_2$  e o condensador  $C_1$  são necessários para o normal funcionamento do temporizador NE555

como será explicado posteriormente. O propósito da resistência  $R_3$  é limitar a corrente que atravessa o diodo SIR333.

O funcionamento do circuito emissor pode ser dividido em 3 fases. Na primeira, que é iniciada pela ligação à alimentação, tem-se que o condensador  $C_1$  é carregado por  $V_{CC}$  através de  $R_1$  e  $R_2$ , pelo que a sua tensão evolui em resposta a um degrau. Simultaneamente, a tensão no condensador,  $V_{C_1}$ , está a ser comparada com  $\frac{1}{3}V_{CC}$  no comparador ligado à porta 2 do NE555 (cujo circuito interno está representado na Fig. 20) e com  $\frac{2}{3}V_{CC}$  no comparador ligado à porta 6 do NE555. Assim, enquanto o condensador carrega desde 0V até  $\frac{1}{3}V_{CC}$ , é aplicado ao *flip-flop Set = 1* devido ao comparador ligado à porta 2 do NE555 e *Reset = 0* devido ao comparador ligado à porta 6 do NE555, pelo que a saída do *flip-flop*,  $V_M$ , é  $V_{OH}$ . Quando  $\frac{1}{3}V_{CC} < V_{C_1} < \frac{2}{3}V_{CC}$ , tem-se *Set = 0* e *Reset = 0*, pelo que o estado do *flip-flop* não se altera. Como o flip-flop está a *High*, o transístor está ao corte e, portanto, não há descarregamento do condensador  $C_1$  através dele. Termina, assim, a fase 1.



**Figura 20:** Circuito representativo do NE555 Single Timer.

Quando, instantaneamente, a tensão no condensador ultrapassa  $\frac{2}{3}V_{CC}$ , tem-se *Set = 0* e *Reset = 1*, pelo que o estado do *flip-flop* passa a *Low*, o transístor deixa de estar ao corte e o condensador  $C_1$  descarrega através dele e da resistência  $R_2$ . A fase 2 estabelece-se, então, para  $\frac{1}{3}V_{CC} < V_{C_1} < \frac{2}{3}V_{CC}$  com descarregamento do condensador  $C_1$ .

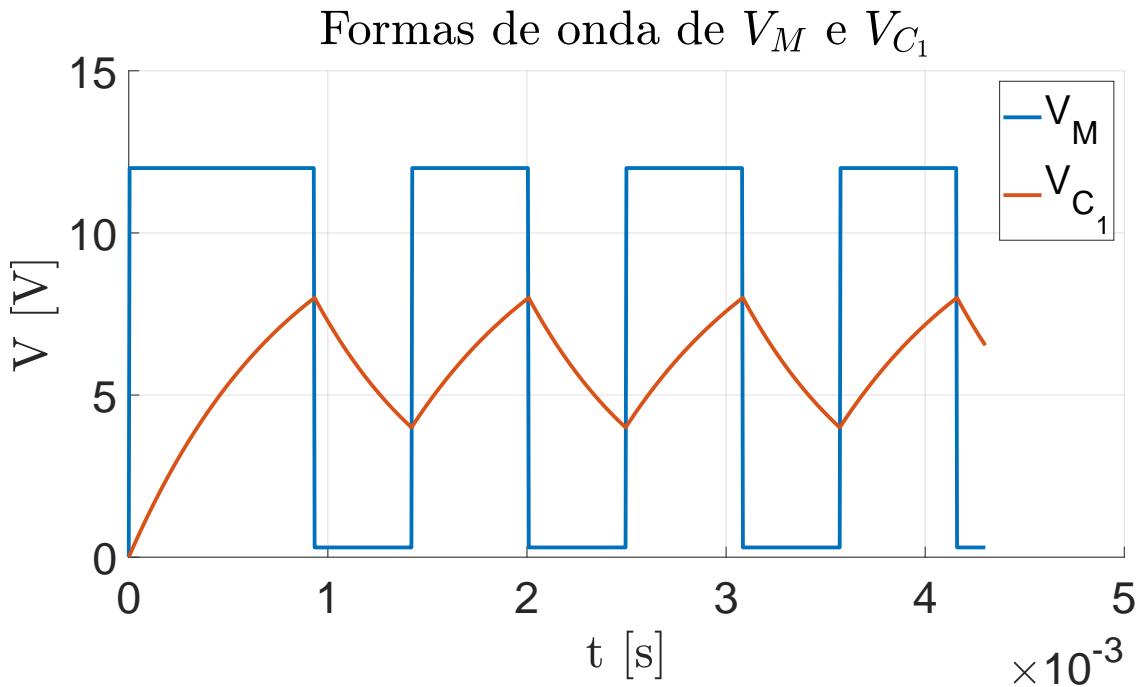
A tensão no condensador  $C_1$  ultrapassará agora instantaneamente  $\frac{1}{3}V_{CC}$ , pelo que *Set = 1* e *Reset = 0*, o estado do *flip-flop* passa a *High*, o transístor passa a estar ao corte novamente e o condensador  $C_1$  carrega como anteriormente. A fase 3 estabelece-se, então, para  $\frac{1}{3}V_{CC} < V_{C_1} < \frac{2}{3}V_{CC}$  com carregamento do condensador  $C_1$ . Assim, em estado estacionário existe uma alternância entre as fases 2 e 3. De acordo com o apresentado anteriormente e no manual do NE555 Single Timer, pode-se escrever

$$V_{C_1}(t) = \begin{cases} \left(1 - e^{-\frac{t}{(R_1+R_2)C_1}}\right) V_{CC} & , \text{ fase 1} \\ \frac{2}{3}e^{-\frac{t}{(R_2+R_D)C_1}} V_{CC} & , \text{ fase 2} \\ \left(1 - \frac{2}{3}e^{-\frac{t}{(R_1+R_2)C_1}}\right) V_{CC} & , \text{ fase 3} \end{cases} \quad (36)$$

$$V_M(t) = \begin{cases} V_{OH} & , \text{ fases 1 e 3} \\ V_{OL} & , \text{ fase 2} \end{cases}, \quad (37)$$

obtendo-se as formas de onda obtidas representadas na Fig. 21.

$V_{OH}$  é aproximado por  $V_{CC}$  e  $V_{OL}$  pelo valor indicado no manual para  $V_{CC} = 15V$  e  $I_{SINK} = 50mA$ , ou seja,  $V_{OL} = 0,3V$ . Os tempos de descarga e de carga obtidos das expressões anteriores, i.e., os tempos das fases



**Figura 21:** Formas de onda de  $V_{C_1}$  e  $V_M$ .

2 e 3, respetivamente, (também apresentados no manual) são

$$T_L = \ln(2)C_1R_2 \quad \text{e} \quad (38)$$

$$T_H = \ln(2)C_1(R_1 + R_2) . \quad (39)$$

A partir de (39) e (38), escreve-se

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{\ln(2)C_1(R_1 + 2R_2)} \approx 930\text{Hz} \quad \text{e} \quad (40)$$

$$\text{fator de ciclo} = \frac{T_H}{T_H + T_L} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \approx 0.548 \quad (41)$$

Para descobrir a corrente máxima, aplica-se a lei das malhas ao circuito do emissor (Fig. 19) e faz-se

$$V_{CC} - V_M + R_3i + V_{SIR}(i) , \quad (42)$$

onde  $V_{SIR}$  é a tensão no diodo. Quando se maximiza a corrente, maximiza-se  $V_{CC} - V_M$ , pelo que deve utilizar-se a mínima tensão de saída do oscilador, ou seja,  $V_{OL}$ , para obter a corrente máxima.

Surgem, então, dois métodos de resolução. No primeiro, afirma-se que a tensão do diodo quando está em condução é constante e, tendo em conta o valor dado pelo manual para  $I = 100\text{mA}$  ( $I$  corresponde à corrente no diodo), igual a 1.4V, resultando em

$$i_{max} = \frac{V_{CC} - V_{OL} - 1.4}{R_3} \approx 68.7\text{mA} .$$

No segundo método, utiliza-se a característica tensão-corrente do diodo dada pelo manual para  $T = 25^\circ\text{C}$ . Após a aplicação de um método iterativo, observa-se que  $i_{max} \approx 70\text{mA}$  respeita a característica do diodo e a condição imposta por (42). Ambos os métodos apresentam soluções idênticas como seria de esperar e ambas se encontram abaixo da corrente máxima que o diodo suporta a  $25^\circ\text{C}$ ,  $i_{maxOp} = 100\text{mA}$ .

Por outro lado, o valor mínimo de  $R_3$  é também obtido a partir de (42) com  $V_M$  mínima, pois  $R_3$  tem de permitir ao circuito o funcionamento tanto em *High* como em *Low*, mas agora com  $i_{maxOp}$ . Para  $i = i_{maxOp} =$

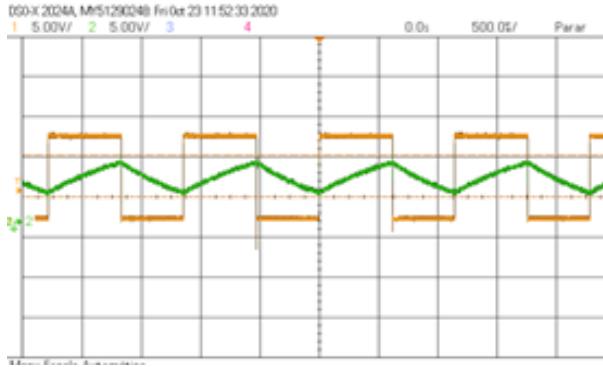
100mA,  $V_{SIR} = 1.4V$  de acordo com o manual, pelo que se obtém

$$R_{3\min} = \frac{V_{CC} - V_{OL} - 1.4}{0.100} \approx 103\Omega .$$

### 3.1.2 Trabalho experimental

#### 3.1.2.1 Formas de Onda

Depois de feita a montagem, representada na Fig. 19, foi possível observar no osciloscópio o gráfico representado na Fig. 22, em que a forma de onda de  $V_{C_1}$  está representada a verde e a forma de onda de  $V_M$  está representada a laranja.



**Figura 22:** Formas de onda de  $V_{C_1}$  (verde) e  $V_M$  (laranja)

Foram medidos os valores do período dos ciclos *High* e o período do ciclo total, já que só são necessários estes dois parâmetros para calcular o fator de ciclo e a frequência de oscilação. Estas medidas foram feitas no osciloscópio, tendo-se pondo um marcador no início do período que se estava a medir e outro no final, devolvendo o osciloscópio a diferença de tempo entre estes dois pontos, isto é, o período. O fator de ciclo é calculado usando (41). As medições realizadas estão representados na Tabela 14, tanto para  $V_M$  como para  $V_{C_1}$ , assim como o fator de ciclo e a frequência de oscilação ( $f = \frac{1}{T}$ ) que foram calculados posteriormente.

**Tabela 14:** Período, fator de ciclo e frequência para cada sinal.

Sinal	$T[ms]$	$T_H[ms]$	fator de ciclo	$f[Hz]$
$V_M$	1.14	0.610	0.535	877
$V_{C_1}$	1.14	0.620	0.544	877

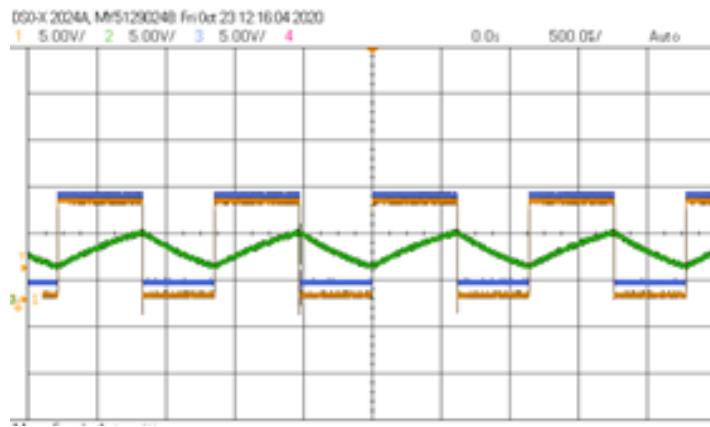
#### 3.1.2.2 Corrente no Díodo

Para o cálculo do díodo primeiramente foi feita a medição do  $V_{cc} = 11.32V$ . Posteriormente foi feita a medição entre o terminal do  $R_3$  comum ao díodo e a massa, apresentada a azul na Fig. 23. O seu valor mínimo toma  $V_{R_3/GND}^{\min} = 1.83V$ . Podemos assim facilmente calcular a tensão que percorre  $R_3$  através da diferença entre estas duas tensões e consequentemente calcular a corrente no díodo, como pedido.

$$V_{R_3} = V_{cc} - V_{R_3/GND}^{\min} = 11.32 - 1.83 = 9.49V \quad (43)$$

A corrente que passa no díodo é facilmente calculada através da Lei de Ohm, sabendo o valor de  $V_{R_3}$  calculado em (43) e o valor da resistência  $R_3 = 148.6\Omega$ , podemos escrever

$$\frac{V_{R_3}}{R_3} = I_3 = 63.9mA .$$



**Figura 23:** Formas de Onda:  $V_{C_1}$  a verde,  $V_M$  a laranja, saída de R3 a azul.

### 3.1.3 Comparação de Resultados

Procedemos então agora à comparação entre os resultados teóricos e os resultados experimentais obtidos. A Tabela 15 resume a informação obtida.

**Tabela 15:** Valores teóricos e experimentais de  $R_3$ ,  $i_3$ , fator de ciclo, e  $f$ .

Parâmetro	Valor experimental	Valor teórico	Erro relativo (%)
$f_{V_m}$ [Hz]	877	930	-5.70
fator de ciclo ( $V_M$ )	0.535	0.548	-2.37
$f_{V_{C_1}}$ [Hz]	877	930	-5.70
fator de ciclo ( $V_{C_1}$ )	0.544	0.548	-0.730
$i_3$ [mA]	63.9	68.7	-6.99

Em primeiro lugar, esperava-se que o valor da frequência fosse igual tanto para onda  $V_M$  como para a onda  $V_{C_1}$  o que de facto se verificou, tendo ambas o valor de 877 Hz. Em relação ao valor teórico registou-se um erro relativo de -5.70 %, este erro pode ser explicado pelas grandes tolerâncias associados ao valor da capacidade dos condensadores.

Em segundo lugar, podemos analisar os valores do fator de ciclo. Aqui, também esperávamos que tanto para  $V_M$  como para  $V_{C_1}$  o valor fosse igual entre os dois. Isto não se verificou, mas a diferença entre os dois valores é bastante pequena, sendo que o valor do fator de ciclo  $V_M$  apenas se encontra deslocado de cerca de -1.65 % em relação ao valor do fator de ciclo  $V_{C_1}$ . As diferenças entre o valor experimental e o valor teórico são bastante inferiores às verificadas para a frequência. Na verdade, o fator de ciclo depende apenas dos valores das resistências, que têm uma tolerância significativamente mais pequena que as dos condensadores, pelo que seria de esperar que o erro verificado fosse mais pequeno.

Em terceiro lugar, analisando a corrente do diodo, o erro associado em relação ao valor teórico é de -6.99%. Uma das razões para este erro ser ligeiramente maior do que seria desejável está relacionado com as assumpções que foram feitas para o cálculo do valor teórico. Uma vez que a *datasheet* só apresenta valores para  $V_{cc} = 15V$  estes valores tiveram que ser utilizados apesar de o valor de  $V_{cc}$  com que trabalhámos tenha sido 12 V. Adicionalmente, existe ainda uma componente de erro associada ao valor de  $V_{cc}$ . Os cálculos teóricos foram realizados com  $V_{cc} = 12V$ , mas confirmámos que durante a experiência o valor de  $V_{cc}$  que foi de facto utilizado foi 11.32 V, o que representa um erro de cerca de -5.67% .

## 3.2 Filtro passa-banda de Rauch

### 3.2.1 Análise Teórica

Na segunda parte da Sessão 2, temos como objetivo analisar um filtro passa-banda de Rauch a partir de uma montagem feita numa *breadboard*. Posteriormente é adicionado um circuito atenuador entre o osciloscópio e

o filtro passa-banda. Temos que determinar a função de transferência de um filtro passa-banda de Butterworth de 2<sup>a</sup> ordem, com frequência central  $f_o = 1$  kHz, largura de banda  $B = 250$  Hz e com ganho  $G_{f_0} = 24$  dB na frequência central. A modelação de um filtro passa-banda pela aproximação de Butterworth é feita obtendo inicialmente uma aproximação para um filtro passa-baixo sendo depois feita uma transformação para passar o filtro de passa-baixo para passa-banda.

Em primeiro lugar, temos que garantir que as especificações dadas permitem modelar um filtro com simetria geométrica, logo podemos escrever o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} \omega_0^2 = \omega_{p1}\omega_{p2} \\ B = \omega_{p2} - \omega_{p1} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \omega_{p1} = 5546.68\text{rad/s} \\ \omega_{p2} = 7117.48\text{rad/s} \end{cases}$$

De seguida, para  $A_p = \sqrt{2} \approx 3$  dB, pela definição de frequência de corte, podemos retirar que  $\epsilon = 1$ . Uma vez que a ordem do filtro duplica quando é feita a transformação do filtro passa-baixo para passa-banda, a ordem do filtro passa-baixo original é  $n = 1$ . Pelas tabelas de Butterworth retiramos a expressão de  $H(\hat{S})$ , podendo escrever, assim, a sua função de transferência

$$T(\hat{S}) = \frac{K}{H(\hat{S})} = \frac{K}{\hat{S} + 1}. \quad (44)$$

Sabendo que

$$\hat{S} = \epsilon \frac{s^2 + \omega_0^2}{Bs}$$

podemos substituir na função de transferência (44) obtendo a função de transferência para um filtro de passa-banda de 2<sup>a</sup> ordem

$$T_{BP}(s) = \frac{K Bs}{s^2 + Bs + \omega_0^2}. \quad (45)$$

Porém, temos ainda que garantir o ganho de 24dB para a frequência central, logo

$$|T(j\omega_0)| = G_{f_0} \Leftrightarrow \left| \frac{K Bs}{s^2 + Bs + \omega_0^2} \right| = 10^{\frac{24}{20}} \Leftrightarrow |K| \approx 15.85$$

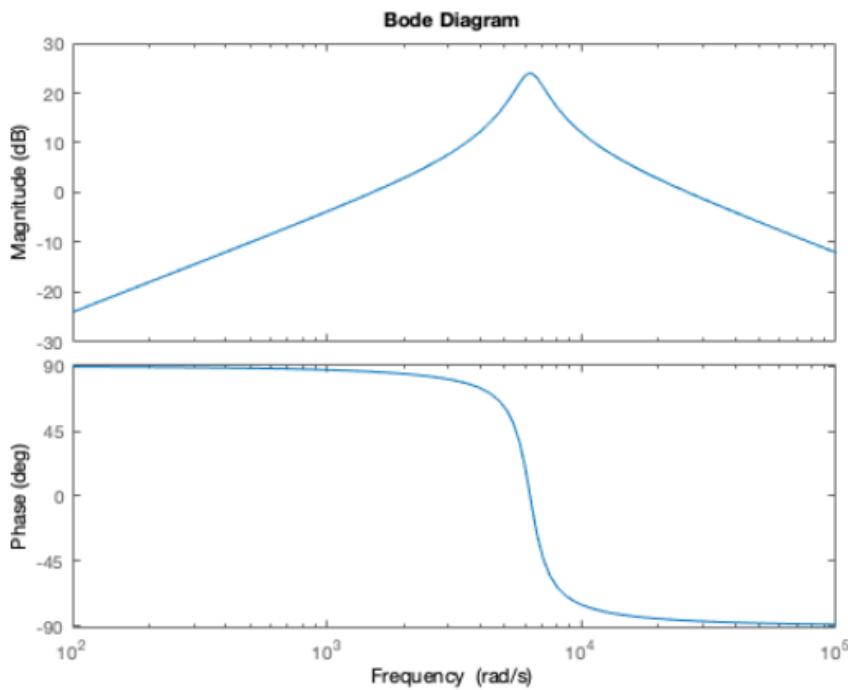
A função de transferência de um filtro passa-banda de 2<sup>a</sup> ordem, com as especificações indicadas, é definida por

$$T_{BP}(s) = \frac{2.49 \times 10^4 s}{s^2 + 1571s + 3.948 \times 10^7}. \quad (46)$$

A partir da função de transferência, podemos facilmente representar os diagramas de bode para amplitude e para a fase, apresentados na Fig. 24.

### 3.2.2 Trabalho Experimental

Procedeu-se à montagem do filtro passa-banda de Rauch de acordo com o esquema apresentado na Fig. 25. Foi aplicado na entrada do filtro um sinal sinusoidal com uma amplitude pequena, ajustada aquando da atividade laboratorial, de forma a que o AmpOp não saturasse. Visto que o filtro é passa-banda e inversor, à frequência central observa-se uma diferença de fase de 180° e às frequências de corte uma diferença de fase de 180° ± 45°, entre os sinais de saída e de entrada. Fazendo variar a frequência da onda sinusoidal à entrada do filtro até se obterem as diferenças de fase mencionadas anteriormente foram determinadas experimentalmente a frequências de corte ( $f_{c_i}$  e  $f_{c_s}$ ) e a frequência central do filtro ( $f_0$ ), apresentadas na Tabela 16, bem como a largura de banda ( $B$ ) e o ganho à frequência central ( $G_{f_0}$ ). As ondas observadas nos osciloscópio para determinar estes valores estão apresentadas na Fig. 26. No caso da frequência central experimental,  $f_0$ , para uma diferença de potencial pico-a-pico da sinusóide de entrada de 460mV obteve-se uma tensão de 6.80V pico-a-pico na saída. É de salientar que todas as grandezas foram medidas no osciloscópio, que permite uma maior exatidão na sua determinação.



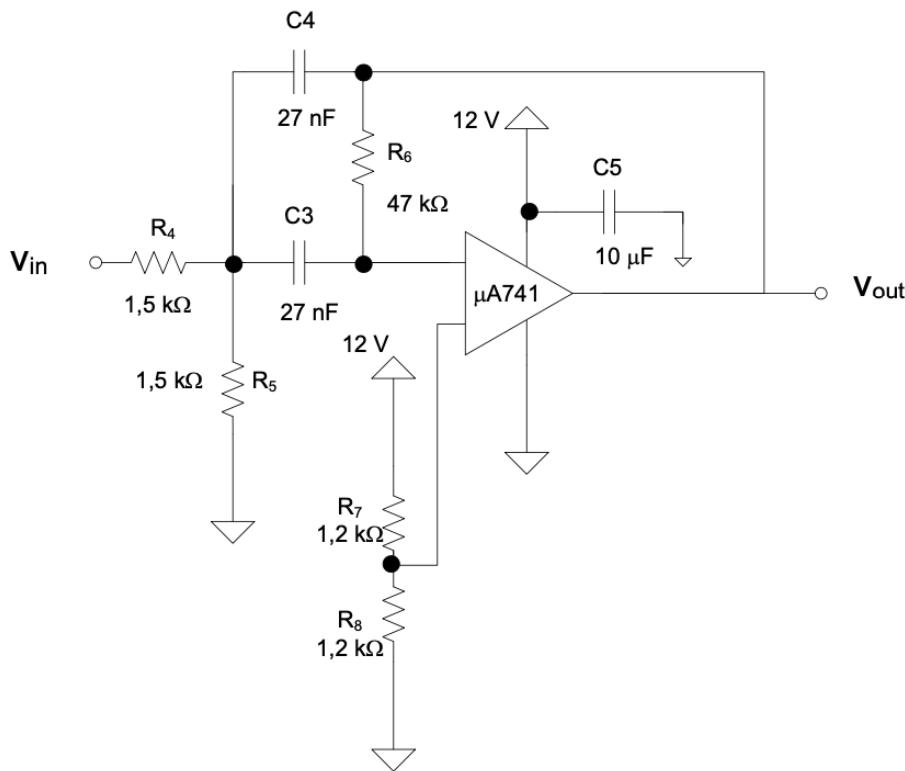
**Figura 24:** Diagramas de Bode de amplitude e fase para a função de transferência (46).

De seguida foi ligada a saída do oscilador à entrada do circuito atenuador, cujo esquema está apresentado na Fig. 27, e a sua saída ao filtro passa-banda. Na Fig. 28 é apresentado o circuito montado no laboratório. O potenciômetro  $P_1$  foi ajustado de forma a não se verificar a saturação do AmpOp. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 29.

### 3.2.3 Comparação de Resultados

Os resultados obtidos experimentalmente para as frequências de corte  $f_{c_i}$  e  $f_{c_s}$ , frequência central do filtro  $f_0$ , largura de banda  $B$ , e ganho à frequência central  $G_{f_0}$  são apresentados na Tabela 16 e comparados com os valores obtidos na preparação teórica. Primeiro, é evidente que as frequências obtidas experimentalmente se encontram desfasadas em relação ao obtido na preparação teórica na direção das baixas frequências. Na verdade, este desfasamento da ordem de grandeza de 100Hz é idêntico para as três frequências medidas, como é verificável na semelhança dos valores dos erros relativos. O facto de ser idêntico sugere que a principal componente deste erro não advém de erros de medição, mas de desvios nas características dos elementos que compõem o filtro em relação às suas características nominais. Segundo, o valor obtido experimentalmente para a largura de banda é menor do que o previsto teoricamente. Para além do erro associado a desvios nas características dos elementos que compõem o filtro em relação às suas características nominais, o facto de este valor ter sido obtido a partir da subtração de dois valores obtidos experimentalmente (frequências de corte), cuja magnitude é uma ordem de grandeza acima, contribui também para um maior erro experimental. Terceiro, verificamos que o valor do ganho para a frequência central experimental é muito semelhante ao teórico obtido à frequência central teórica, tendo-se verificado um erro relativo reduzido.

Finalmente, é possível analisar os resultados obtidos após a interconexão dos três circuitos montados na sessão 2 do trabalho laboratorial. Esta montagem tem como objectivo a determinação da distância entre o díodo e um recetor de IV, que foi modelado pelo circuito atenuador neste trabalho experimental. Assim, ao variar o valor da resistência do potenciômetro  $P_1$ , está a simular-se a variação das perdas de energia do sinal com a distância ao longo do meio de transmissão entre o emissor de IV (díodo) e o recetor. Visto que a medição da onda diretamente do recetor de IV está contaminada com muito ruído numa larga gama de frequências, a filtragem do sinal com um filtro passa-banda permite selecionar uma banda restrita do sinal centrado numa frequência em que é sabido estar a ser transmitida a informação que permite inferir a distância entre o emissor e

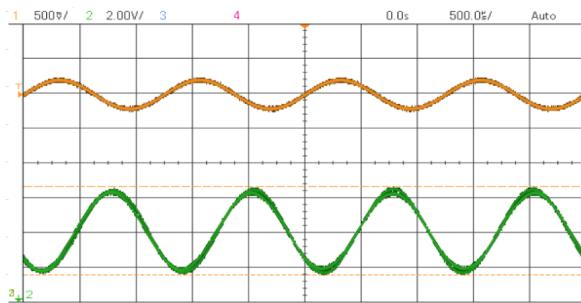


**Figura 25:** Esquema da montagem da secção biquadrática de Rauch.

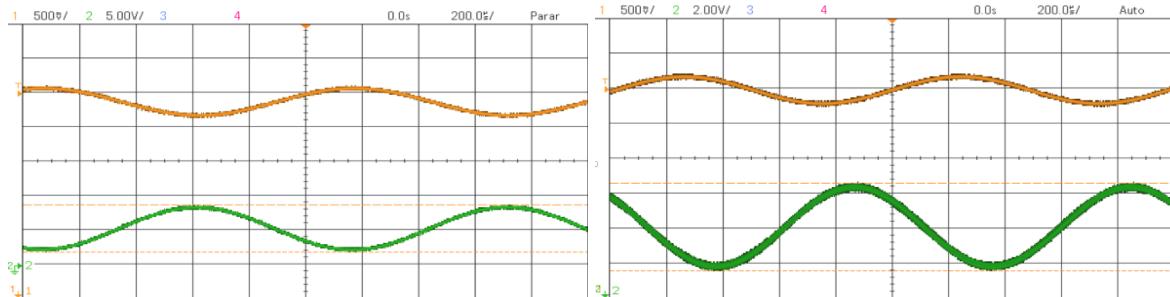
**Tabela 16:** Comparação dos valores experimentais da frequência central e respetivo ganho, frequências de corte, e largura de banda com os obtidos na preparação teórica.

Parâmetro	Valor experimental	Valor teórico	Erro relativo
$f_{c_i}$	799 Hz	875.0 Hz	-8.87%
$f_0$	909 Hz	1.000 kHz	-9.10%
$f_{c_s}$	1.03 kHz	1.125 kHz	-8.44%
$B$	231 Hz	250.0 Hz	-7.60%
$G_{f_0}$	23.4 dB	24.00 dB	-2.50 %

o recetor. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 29. Primeiro, é possível notar o efeito da atenuação do sinal à saída do oscilador, comparando os sinais da saída do oscilador (azul) e da saída do atenuador (laranja). Notamos que como se trata de um andar de atenuação, o sinal de saída do atenuador tem a mesma forma à saída do oscilador. Segundo, notamos que à saída do filtro passa-banda a forma do sinal difere muito da forma à entrada do filtro. Este resultado é expectável, visto que a onda quadrada tem um espectro de frequência largo. De facto, é possível fazer a decomposição da onda quadrada em série de Fourier, *i.e.* numa combinação linear de sinusóides de frequência  $f, 2f, \dots$ , em que  $f$  é a frequência do sinal  $V_M$  calculada na Secção 3.1. Note-se que  $f \approx f_0$ , *i.e.* a frequência do sinal  $V_M$  é idêntica à frequência central do filtro passa-banda determinada experimentalmente. Visto que o filtro é linear a sua saída pode ser interpretada como a soma da filtragem de cada uma das sinusóides individuais da série de Fourier. Desta forma, sabendo que o segundo termo da série ( $2f \approx 2f_0$ ) é já atenuado em  $\approx 30$  dB em relação à sinusóide de frequência fundamental, a soma das sinusóides filtradas vai ser dominada pela sinusóide de frequência fundamental. Podemos verificar que os resultados da Fig. 29 corroboram esta análise, visto que à saída do filtro observamos uma sinusóide quase perfeita de frequência 878 Hz, o que corresponde a um erro relativo de 0.114% em relação à frequência determinada experimentalmente na Secção 3.1 para o sinal à saída do oscilador.

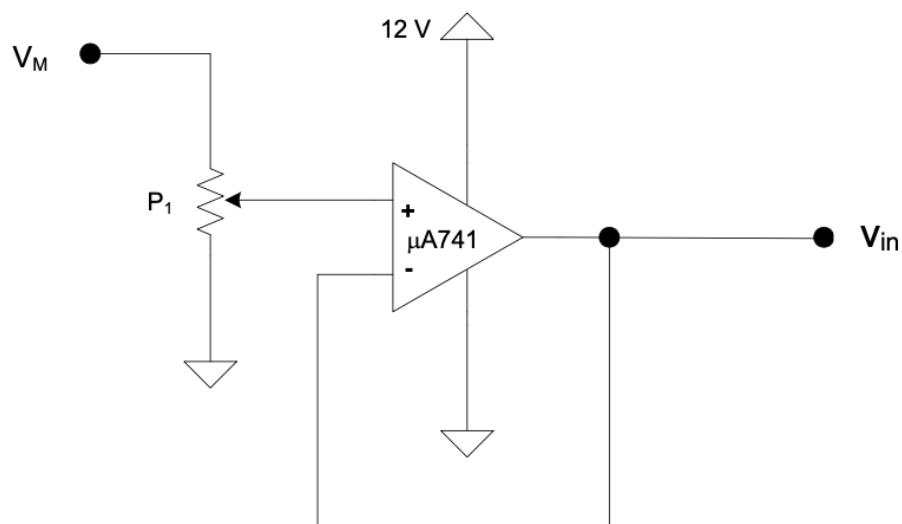


(a) Entrada e saída do filtro para  $f = 799$  Hz, obtendo-se  $\Delta\phi = -135^\circ$ .

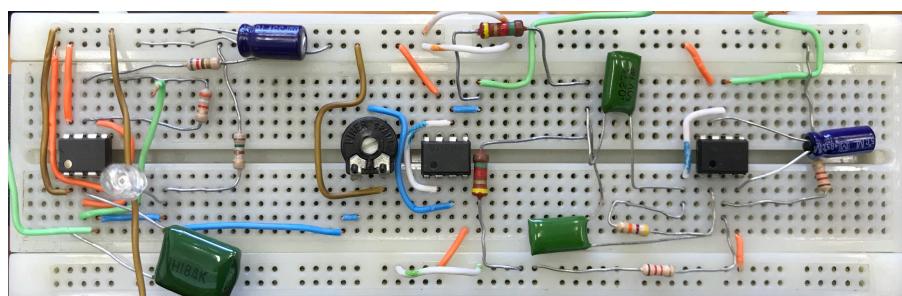


(b) Entrada e saída do filtro para  $f = 909$  Hz, (c) Entrada e saída do filtro para  $f = 1.03$  kHz, obtendo-se  $\Delta\phi = -179^\circ$ .

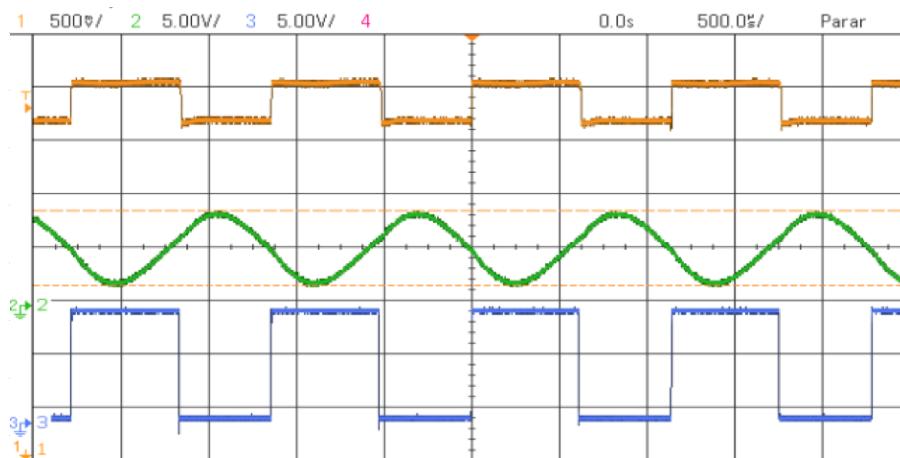
**Figura 26:** Entrada e saída do filtro para vários valores de frequência.



**Figura 27:** Esquema do circuito atenuador.



**Figura 28:** Circuito montado no laboratório do sistema de deteção de distância a um obstáculo.



**Figura 29:** Resultados obtidos para a saída do oscilador (azul), atenuador (laranja), e passa-banda (verde).

### 3.2.4 Sugestão de melhoramento

O desempenho do sistema de deteção de proximidade utilizado na sessão 2 desta atividade laboratorial pode ser melhorado de diversas formas. Primeiro, notamos que existe um desvio entre a frequência experimental do sinal à saída do oscilador e a frequência central do filtro passa-banda. Na verdade, considerando os valores experimentais do filtro-passa banda, conclui-se que existe uma atenuação de  $\approx 6\text{dB}$  na frequência experimental do oscilador em relação ao que seria obtido se as duas frequências coincidissem. Assim, deverá tentar-se regular os valores dos componentes em cada um dos circuitos por forma a alinhar as frequências experimentais. Na verdade, a substituição de uma das resistências  $R_1$  ou  $R_2$  por uma resistência variável permitiria fazer o ajuste da frequência da onda do oscilador experimentalmente de forma a coincidir com a frequência central do filtro. Segundo, por forma a obter uma filtragem mais restrita pode reduzir-se a largura de banda do filtro. Comparando (45) com a função de transferência genérica de um filtro passa-banda de 2<sup>a</sup> ordem obtém-se  $B = \omega_0/Q$ , pelo que para reduzir a largura de banda sem alterar o valor de  $Q$  é necessário aumentar a frequência central do filtro passa-banda, por ajuste dos valores das resistências e dos condensadores que compõem o filtro. É de notar, que a frequência de saída do oscilador teria de ser ajustada para igualar a nova frequência central do filtro. Terceiro, visto que o objetivo é eliminar, o máximo possível, o ruído introduzido entre o emissor e o recetor de IV, aumentar a potência do emissor é uma opção que permite obter uma maior razão sinal-ruído à entrada do filtro passa-banda. Assim, diminuindo  $R_3$  até um valor próximo do valor mínimo calculado na Secção 3.1, é possível aumentar a potência do sinal de IV irradiado pelo que será obtida uma menor razão sinal-ruído à saída do emissor. É, no entanto, expectável que o tempo de vida do diodo diminua com a implementação desta modificação.

### 3.2.5 Conclusões

A montagem da sessão tem como objectivo a determinação da distância entre o diodo e um recetor de IV, que foi modelado por um circuito atenuador neste trabalho experimental. Na verdade, o circuito atenuador simula as perdas de energia do sinal no meio de transmissão entre o emissor de IV (diodo) e o recetor. Visto que a medição da onda diretamente do recetor de IV está contaminada com muito ruído numa larga gama de frequências, a filtragem do sinal com um filtro passa-banda permite selecionar uma banda restrita do sinal centrado numa frequência em que é sabido estar a ser transmitida a informação que permite inferir a distância entre o emissor e o recetor. Em primeiro lugar, estudou-se um oscilador de onda retangular. Pôde observar-se os valores da frequência e do fator de ciclo tanto à saída do *timer* ( $V_M$ ) como à saída do condensador ( $V_{C_1}$ ) e analisar a forma de onda de cada saída. Analisou-se ainda a corrente que atravessa o diodo do circuito, e foi calculada a resistência mínima  $R_3$  que é possível seleccionar para o bom funcionamento do diodo. Em segundo lugar, foi estudado o filtro passa-banda que corresponde a um filtro passa-banda de Butterworth de 2<sup>a</sup> ordem. Foram feitos ensaios laboratoriais por forma a verificar os valores das frequências de corte  $f_{c_i}$  e  $f_{c_s}$ , frequência

central do filtro  $f_0$ , largura de banda  $B$ , e o ganho à frequência central  $G_{f_0}$ . Em terceiro lugar, foi construído e estudado o sistemas de deteção de distância, ligando a saída do oscilador à entrada do circuito atenuador e a sua saída ao filtro passa-banda. Notamos, que à saída do filtro passa-banda a forma do sinal difere muito da forma à entrada do filtro e que é gerada no oscilador. Na verdade, observamos uma sinusóide quase perfeita, um resultado que é expectável à luz da análise de Fourier da onda de entrada. Por fim, foram elencadas três alternativas por forma a aumentar o desempenho do sistema de deteção de proximidade: i) o alinhamento da frequência do oscilador e a frequência central do filtro passa-banda; ii) redução do ruído introduzido por redução da largura de banda do filtro; e iii) aumentar a relação sinal-ruído do sinal recebido através do aumento de potência do sinal que é emitido.