

Eletrónica Geral

1º Trabalho de Laboratório

Filtros Ativos e Osciladores

Licenciatura em Engenharia Física Tecnológica (LEFT)

Instituto Superior Técnico

3º ano, 1º semestre, 1º período

Grupo 5

Duarte Miguel de Aguiar Pinto e Morais Marques | 96523

João Carlos Ribeiro Chaves | 96540

19 de Outubro de 2021

Conteúdo

1	Parte 1 - Secções Biquadráticas com 3 Amplificadores Operacionais	3
1.1	Objetivos	3
1.2	Secção Biquadrática de Kerwin, Huelsman e Newcom (KHN)	3
1.2.1	Preparação teórica	3
1.2.2	Dados experimentais	6
1.2.3	Comparação entre valores teóricos e experimentais	8
1.3	Secção Biquadrática de Tow-Thomas	10
1.3.1	Preparação teórica	10
1.3.2	Dados experimentais	13
1.3.3	Comparação entre valores teóricos e experimentais	15
2	Parte 2 - Oscilador de Onda Retangular e Secção Biquadrática de Rauch	18
2.1	Objetivos	18
2.2	Oscilador	19
2.2.1	Preparação teórica	19
2.2.2	Dados experimentais e comparação com valores teóricos	21
2.3	Filtro Passa-Banda de Rauch	23
2.4	Circuito atenuador	25
3	Conclusão	26

1 Parte 1 - Secções Biquadráticas com 3 Amplificadores Operacionais

1.1 Objetivos

Na primeira parte desta atividade laboratorial, utilizou-se uma base de experimentação TEE com um módulo experimental TEE-09, de forma a implementar secções biquadráticas de Kerwin, Huelsman e Newcom (KHN) e de Tow-Thomas (TT), ambas de três amplificadores operacionais.

Recorrendo a um osciloscópio de duplo traço, os sinais de saída dos amplificadores operacionais são comparados com o sinal de entrada, para diferentes frequências, obtendo-se o valor do ganho para cada caso. Os resultados experimentais serão comparados com os respetivos valores teóricos. Foram também utilizados um gerador de funções com varrimento e um multímetro digital de bancada. Os valores das grandezas associadas aos componentes do laboratório utilizados encontram-se listados na tabela seguinte:

Grandeza	Valor
R_2	100 k Ω
R_3	10 k Ω
R_4	10 k Ω
R_5	100 k Ω
R_6	10 k Ω
R_{11}	10 k Ω
P_2	10 k Ω
C_1	4.7 nF
C_2	4.7 nF

Tabela 1: Valores de resistências e capacitâncias utilizados. A grandeza P_2 diz respeito a um potenciômetro, pelo que o seu valor de resistência é variável, estando apresentado na tabela o seu valor de resistência fixa. Foram também utilizados AOs 741.

1.2 Secção Biquadrática de Kerwin, Huelsman e Newcom (KHN)

1.2.1 Preparação teórica

A secção biquadrática KHN é um exemplo de realização de filtros ativos RC a partir de circuitos elementares. O circuito montado em laboratório encontra-se representado na Figura 1. O diagrama de fluxo de sinal correspondente encontra-se representado na Figura 2.

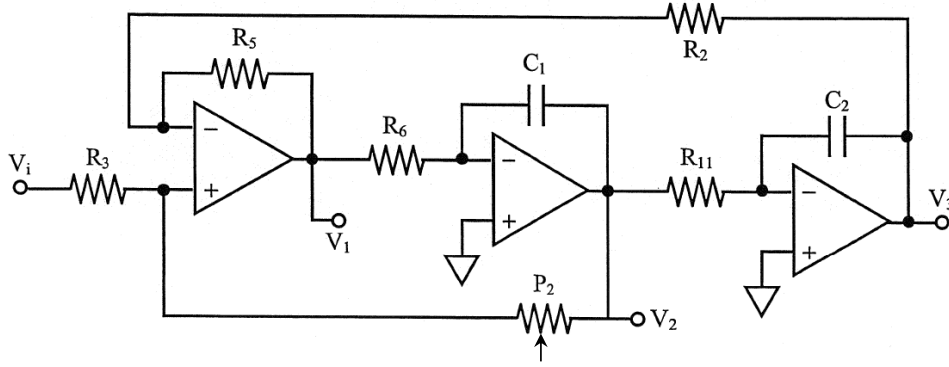


Figura 1: Circuito da secção biquadrática de Kerwin, Huelsman e Newcom (KHN) [1].

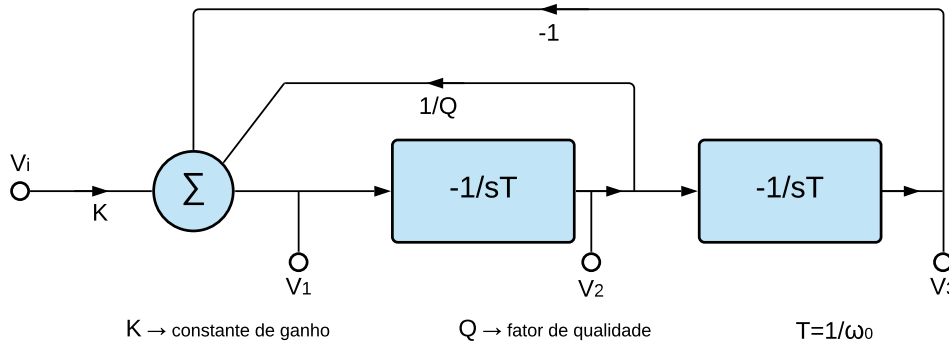


Figura 2: Diagrama de fluxo de sinal da secção biquadrática KHN.

Tendo em conta este DFS, obtêm-se diretamente as seguintes equações:

$$V_2 = -\frac{1}{sT}V_1, \quad V_3 = -\frac{1}{sT}V_2 = \left(\frac{1}{sT}\right)^2 V_1, \quad V_1 = KV_i - \frac{1}{Q} \times \frac{1}{sT}V_1 - \left(\frac{1}{sT}\right)^2 V_1$$

Sendo que $T = \frac{1}{\omega_0} \equiv \frac{1}{\omega_p}$. Utilizando estas relações, chegam-se, então, às seguintes funções de transferência:

$$T_1 = \frac{V_1}{V_i} = \frac{Ks^2}{s^2 + \left(\frac{1}{TQ}\right)s + \frac{1}{T^2}} \quad (1)$$

$$T_2 = \frac{V_2}{V_i} = \frac{\frac{-Ks}{T}}{s^2 + \left(\frac{1}{TQ}\right)s + \frac{1}{T^2}} \quad (2)$$

$$T_3 = \frac{V_3}{V_i} = \frac{\frac{K}{T^2}}{s^2 + \left(\frac{1}{TQ}\right)s + \frac{1}{T^2}} \quad (3)$$

Tendo em conta as equações (1)-(3), conclui-se que T_1 diz respeito a um filtro passa-alto (*High Pass*), T_2 corresponde a um passa-banda (*Bandpass*) e T_3 traduz um filtro passa-baixo (*Low Pass*). Estas possuem a mesma função quadrática no denominador, logo são caracterizadas pelo mesmo par de pólos complexo-conjugados, dados por $s = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$, de módulo $|\omega| = \omega_0$, ambos situados no semiplano negativo σ . As funções T_1 e T_2 possuem, respetivamente, um zero duplo e simples na origem.

Ainda relativamente a estas três funções de transferência, é de notar que:

- Os gráficos de $|T_1|$ e $|T_3|$ possuem o mesmo valor de amplitude máxima, dada por $|T_{max}| = \frac{KQ}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$;
- o ganho a altas frequências em $|T_1|$ é igual ao ganho DC de V_3 , dado por $|T|_{s=0} = K$;
- o ponto de maior sobrelevação de $|T_1|$ ocorre para $\omega_{max} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}}$, sendo que para $|T_3|$ ocorre em $\omega_{max} = \omega_0\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$;
- o ganho na frequência central para o filtro passa-banda, por sua vez, é dado por $|T_{max}| = kQ$; o ganho a -3dB do máximo é, portanto, dado por $\frac{kQ}{\sqrt{2}}$, sendo as respetivas frequências $\omega_0\sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \mp \frac{\omega_0}{2Q}$.

Tendo em conta o circuito e o diagrama de fluxo de sinal, afere-se que o primeiro circuito integrador-inversor (integrador de Miller) - ou seja, aquele cuja saída do AO é V_2 - simula a primeira operação $-1/sT$ do DFS, sendo que o segundo integrador de Miller simula a restante.

Relativamente ao circuito implementado no laboratório, obtém-se, em função dos componentes do circuito, que $V_2 = -\frac{1}{R_6C_1s}V_1$ (4) e $V_3 = -\frac{1}{R_{11}C_2s}V_2 = \left(\frac{1}{s}\right)^2 \times \frac{1}{R_{11}C_2R_6C_1}V_1$ (5). Comparando estas equações com as relações que vêm diretamente do DFS da Figura 2, conclui-se que:

$$\omega_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{R_{11}C_2} = \frac{1}{R_6C_1} = \frac{1}{\sqrt{R_{11}C_2R_6C_1}}, \quad f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad (6)$$

Por fim, aplicando o Teorema da Sobreposição para determinar a expressão da saída V_1 , obtém-se:

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{P_2}{R_3 + P_2} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) V_i + \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) \frac{R_3}{R_3 + P_2} V_2 - \frac{R_5}{R_2} V_3 \stackrel{(4) \text{ e } (5)}{=} \\ &= \frac{P_2}{R_3 + P_2} \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) V_i - \left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right) \frac{R_3}{R_3 + P_2} \times \frac{1}{R_6C_1} \times \frac{1}{s} V_1 - \\ &\quad - \frac{R_5}{R_2} \times \frac{1}{R_{11}C_2R_6C_1} \times \frac{1}{s^2} V_1 \end{aligned} \quad (7)$$

Tendo em conta a equação anterior, conclui-se que a operação subtração na entrada do DFS, que atua na saída V_3 , é simulada através das resistências R_2 e R_5 e de uma

configuração inversora com o amplificador operacional. Além disso, a operação $1/Q$ do DFS, que atua em V_2 , é simulada por um divisor de tensão com R_3 e P_2 e de uma configuração não inversora com R_5 e R_2 . Por fim, a operação K , que atua em V_i , é realizada no circuito por uma configuração não inversora com R_5 e R_2 e por um divisor de tensão com P_2 e R_3 .

Ora, comparando a equação 7 com a equação inicial para V_1 relativa ao DFS, conclui-se que:

$$K = \frac{P_2}{R_3 + P_2} \left(1 + \frac{R_5}{R_2} \right) \quad (8)$$

$$Q = \frac{R_2}{R_2 + R_5} \times \frac{R_3 + P_2}{R_3} \quad (9)$$

Utilizando as equações 6, 8 e 9 e os valores dos componentes do circuito, apresentados na Tabela 1, chegam-se aos seguintes valores numéricos:

$\omega_0 \text{ (rad} \cdot \text{s}^{-1}\text{)}$	$f_0 \text{ (Hz)}$	K	Q
21276.6	3386.3	1	1

Tabela 2: Valores das grandezas em estudo obtidos a partir dos valores dos componentes do circuito.

1.2.2 Dados experimentais

Fazendo as ligações necessárias no módulo experimental de modo a obter o circuito desta secção biquadrática, visualizaram-se nos canais 1 e 2 do osciloscópio, respectivamente, o sinal de entrada V_i e a resposta em frequência de uma das saídas dos AOs, ou seja, V_1 , V_2 ou V_3 . Observando a amplitude dos sinais de saída para baixas, médias e altas frequências, foi possível identificar/confirmar V_1 como passa-alto, V_2 como passa-banda e V_3 como passa-alto. Foram sendo registadas as frequências selecionadas no gerador de sinais, f , assim como as frequências dos sinais de entrada no canal 1, f_1 (sendo estas últimas utilizadas para fazer os *plots* das Figuras 3 a 5). Para cada valor de frequência, foram registados os valores das amplitudes dos sinais nos canais 1 e 2 (A_1 e A_2 , respetivamente) e a diferença de fase entre estes dois sinais, $\phi_1 - \phi_2$, sendo o ganho ponto-a-ponto dado por T .

Para a saída V_1 , que diz respeito a um filtro HP, foram feitas as seguintes medições, apresentadas nesta ordem na Tabela 4:

- Para duas frequências na banda de atenuação que distam de 2 oitavas entre si;
- o ponto para o qual a diferença de fases era dada por $\phi_1 - \phi_2 = -90^\circ$ (ou seja, quando $\phi \equiv \phi_2 - \phi_1 = 90^\circ$);
- quatro pontos na banda passante.

É de apontar que, neste caso, poder-se-ia ter medido o ponto no qual a amplitude da saída fosse máxima, dois pontos na banda de atenuação que distassem de apenas

1 oitava e também apenas 2 pontos na banda passante, que distassem apenas de 1 oitava entre si. Estas medidas (sugeridas no enunciado) foram concretizadas para saídas posteriores.

Para a saída V_2 , que diz respeito a um filtro BP, foram feitas medições para:

- Duas frequências na banda de atenuação, com $\omega < \omega_0$, que distam de 1 oitava entre si;
- o ponto de frequência $\omega < \omega_0$ a -3 dB do máximo (isto é, com $T \approx 0.707T_{max}$);
- o ponto para o qual a amplitude da saída do AO tinha o seu valor máximo ($\omega = \omega_0$, a frequência central);
- o ponto de frequência $\omega > \omega_0$ a -3 dB do máximo;
- duas frequências na banda de atenuação, $\omega > \omega_0$, que distam de 1 oitava entre si.

Por fim, na saída V_3 , relativa a um filtro LP, foram obtidas medidas para:

- Duas frequências na banda de atenuação que distam de 1 oitava entre si;
- o ponto para o qual a amplitude da saída do AO tinha o seu valor máximo ;
- o ponto em que $\phi_1 - \phi_2 = -90^\circ$;
- duas frequências na banda de atenuação que distam de 1 oitava entre si.

Saída	f (Hz)	f_1 (Hz)	A_1 (V)	A_2 (V)	$T = A_2/A_1$	$\phi_1 - \phi_2$ ($^\circ$)
V_1	500	499.75	9.2	$280 \cdot 10^{-3}$	0.03	-
	1 500	$1.4979 \cdot 10^3$	8.6	1.8	0.21	-
	3 900	$3.8974 \cdot 10^3$	8.6	10.1	1.17	-89.52
	10 000	$10.002 \cdot 10^3$	8.6	10.2	1.19	-25.53
	14 000	$14.002 \cdot 10^3$	8.6	10.1	1.17	-20.5
	20 000	$20.016 \cdot 10^3$	8.6	9.8	1.14	-17.4
	28 000	$27.96 \cdot 10^3$	8.6	11.1	1.29	-17.2
V_2	500	499.8	8.9	1.4	0.16	96.2
	1 000	$1.0001 \cdot 10^3$	8.9	2.7	0.30	108.59
	1 500	$1.4995 \cdot 10^3$	8.6	4.1	0.48	113.8
	2 400	$2.4011 \cdot 10^3$	9.0	7.1	0.79	132.87
	3 900	$3.9027 \cdot 10^3$	8.6	10.1	1.17	179.70
	6 100	$6.092 \cdot 10^3$	8.9	7.2	0.81	-134.3
	10 000	$10.006 \cdot 10^3$	8.8	4.1	0.47	-114.04
	20 000	$20.019 \cdot 10^3$	8.9	2.2	0.25	-100.98
V_3	500	500.50	8.6	9.5	1.10	6.27
	1 000	999.8	8.6	9.8	1.14	14.47
	3 100	$3.103 \cdot 10^3$	8.8	11.7	1.33	64.3
	3 900	$3.9034 \cdot 10^3$	8.6	10.4	1.21	90.65
	10 000	$9.994 \cdot 10^3$	9.0	1.8	0.20	151.25
	20 000	$19.968 \cdot 10^3$	8.7	$600 \cdot 10^{-3}$	0.07	180.4

Tabela 3: Medidas obtidas no osciloscópio para as saídas dos AOs da secção biquadrática KHN. Os dois primeiros valores de diferença de fase não foram registados no laboratório.

Tendo em conta os resultados obtidos, comprova-se o esperado: em primeiro lugar, a saída V_1 comporta-se como um filtro passa-alto, sendo o ganho bastante baixo para baixas frequências e superior para frequências mais altas e havendo uma frequência central na qual $\phi \approx 90^\circ$. Por outro lado, V_2 comporta-se como um filtro passa-banda, sendo T baixo para altas e baixas frequências e maior para frequências médias, existindo uma frequência central na qual $\phi \approx -180^\circ$. Por fim, a saída V_3 , como esperado, comporta-se como um filtro passa-baixo, apresentando ganhos superiores para frequências mais baixas, uma frequência central de ganho máximo e outra frequência próxima na qual $\phi \approx 90^\circ$.

1.2.3 Comparação entre valores teóricos e experimentais

Utilizando os resultados apresentados na Tabela 4 e as funções de transferência (1) a (3), recorreu-se ao Python de modo a obter as representações gráficas (nas quais $\omega = 2\pi f_1$) da evolução do ganho nas três saídas.

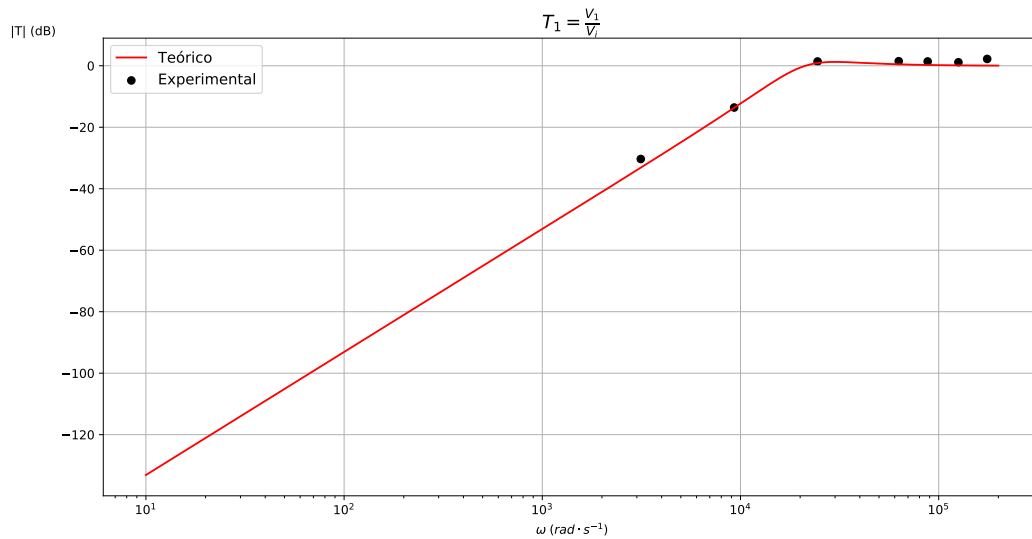


Figura 3: Representação gráfica da função de transferência relativa à saída V_1 e respetivos resultados experimentais para a secção biquadrática KHN.

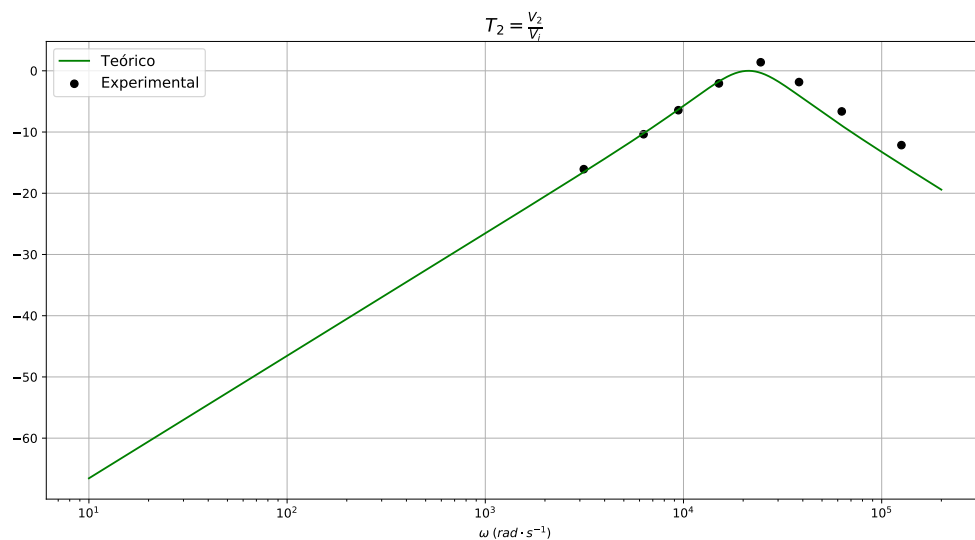


Figura 4: Representação gráfica da função de transferência relativa à saída V_2 e respetivos resultados experimentais para a secção biquadrática KHN.

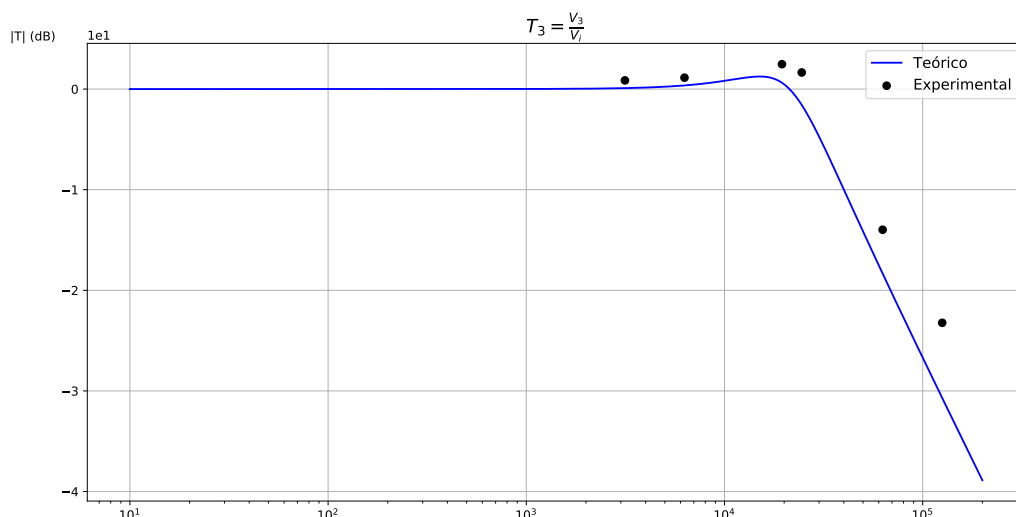


Figura 5: Representação gráfica da função de transferência relativa à saída V_3 e respetivos resultados experimentais para a secção biquadrática KHN.

Utilizando agora os valores experimentais obtidos, representados na Tabela 4 e nas Figuras 3 a 5, são calculados os valores de K , Q e ω_0 . Tendo em conta os pontos experimentais, os quais se assemelham aos previstos teoricamente (havendo alguns desvios sobretudo para altas frequências), verifica-se, nas Figuras 3 e 5, que a subida (para baixas frequências) e descida (para altas frequências) do ganho, respetivamente, é de, aproximadamente, ± 40 dB/dec. No filtro passa-banda (Figura 4), a subida de ganho é de $+20$ dB/dec e a descida de -20 dB/dec. Todos estes valores indicam que os filtros têm ordem 2, tal como previsto teoricamente.

O fator de qualidade é dado pela equação $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$, sendo $\Delta\omega$ a largura da banda de passagem. Utilizando os dados obtidos para V_2 (filtro passa-banda), obtém-se:

ω_0 ($rad \cdot s^{-1}$)	$\Delta\omega$ ($rad \cdot s^{-1}$)	Q
$2\pi \times 3902.7 = 24521.4$	$2\pi \times (6092 - 2401.1) = 23190.6$	1.0574

Tabela 4: Cálculo de constante Q

O valor experimental de Q varia ligeiramente (em 5.7%) face ao previsto teoricamente. O valor de K pode ser obtido por diferentes métodos. Pelo método designado por A, tem-se em conta o valor de ganho a altas frequências em V_1 (por exemplo, para $f = 20$ kHz) e obtém-se diretamente o valor. Pode-se, também, num método B, recorrer à saída V_2 e à expressão $T_{max} = \frac{a_1 Q}{\omega}$, sendo $a_1 = K\omega_0$, resultando que $K = \frac{T_{max}}{Q}$. Finalmente, de forma similar a A, pode enumerar-se um terceiro método (C), no qual se utiliza o valor da função de transferência para baixas frequências no sinal V_3 . Os resultados obtidos por estes três métodos encontram-se, assim, na Tabela 5.

Método	K
A	1.14
B	1.11
C	1.10

Tabela 5: Cálculo da constante K para a secção biquadrática KHN.

O valor médio obtido é, então, de $K = 1.12$, um pouco superior ao valor esperado de $K_{teo} = 1$ (desvio percentual de 12%). Finalmente, o valor de ω_0 pode ser obtido das três saídas: $\omega_0 (V_1) = 2\pi \times 3897.4 = 24488.1 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\omega_0 (V_2) = 2\pi \times 3902.7 = 24521.4 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ e $\omega_0 (V_3) = 2\pi \times 3903.4 = 24526 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. A média destes três valores é dada por $\omega_0 = 24511.8 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, o qual difere em 15.2% face ao respetivo valor teórico.

$\omega_0 (V_1) (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	$\omega_0 (V_2) (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	$\omega_0 (V_3) (\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$	ω_0
24488.1	24521.4	24526	24511.8 ± 16.9

Tabela 6: Cálculo de constante ω_0 experimental para a secção biquadrática de KHN.

1.3 Secção Biquadrática de Tow-Thomas

1.3.1 Preparação teórica

O circuito em causa e o diagrama de fluxo de sinal que descreve as operações realizadas pelo circuito encontram-se apresentados nas Figuras 6 e 7, respetivamente.

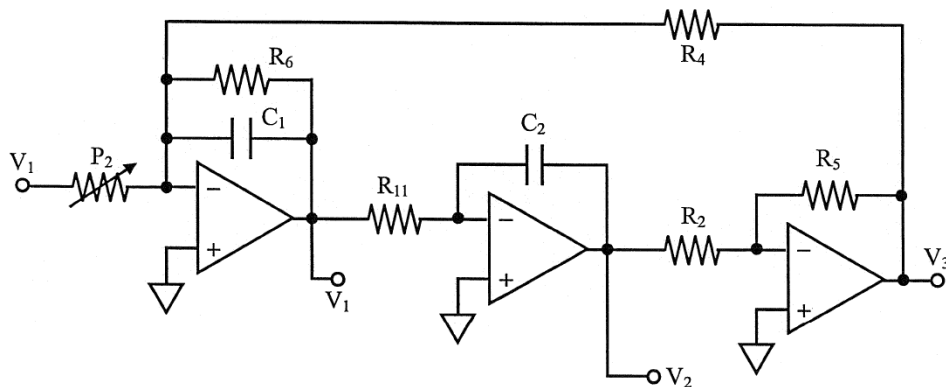


Figura 6: Circuito da secção biquadrática de Tow-Thomas (TT) [1].

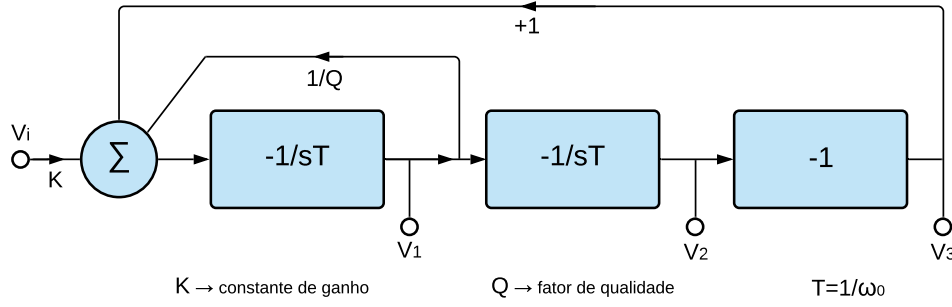


Figura 7: Diagrama de fluxo de sinal correspondente à secção biquadrática de Tow-Thomas.

Tendo em conta este DFS e, de modo análogo à análise efetuada para a secção biquadrática KHN, diretamente se obtêm as relações seguintes:

$$V_2 = -\frac{1}{sT}V_1, \quad V_3 = (-1) \times \left(-\frac{1}{sT}\right)V_1 = \frac{1}{sT}V_1, \quad V_1 = -\frac{1}{sT} \left(kV_i + \frac{1}{sT}V_1 + \frac{1}{Q}V_1\right)$$

Utilizando estas relações, obtêm-se as funções de transferência (10)-(12), apresentadas em seguida.

$$T_1 = \frac{V_1}{V_i} = \frac{-\frac{K}{T}s}{s^2 + \left(\frac{1}{TQ}\right)s + \frac{1}{T^2}} \quad (10)$$

$$T_2 = \frac{V_2}{V_i} = \frac{\frac{K}{T^2}}{s^2 + \left(\frac{1}{TQ}\right)s + \frac{1}{T^2}} \quad (11)$$

$$T_3 = \frac{V_3}{V_i} = \frac{-\frac{K}{T^2}}{s^2 + \left(\frac{1}{TQ}\right)s + \frac{1}{T^2}} \quad (12)$$

Tendo em conta as equações (10)-(12), conclui-se que T_1 diz respeito a um filtro passa-banda (*Bandpass*), sendo que T_2 e T_3 quantificam filtros passa-baixo (*Low Pass*). Estas possuem a mesma função quadrática no denominador, logo são caracterizadas pelo mesmo par de pólos complexo-conjugados, tal como havia sido explicitado para a secção biquadrática anterior. Tem-se ainda que:

- O ganho na frequência central para o filtro passa-banda é dado por $|T_{max}| = kQ$; o ganho a -3dB do máximo é, portanto, dado por $\frac{kQ}{\sqrt{2}}$, sendo as respetivas frequências $\omega_0 \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \mp \frac{\omega_0}{2Q}$;

- o módulo do ganho máximo para os filtros passa-baixo é dado por $|T_{max}| = \frac{KQ}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}$, ao qual corresponde uma frequência $\omega_{max} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}$; o respetivo ganho DC é dado por $|T|_{s=0} = K$.

Em função dos componentes do circuito, facilmente se obtêm, a partir das expressões do ganho para uma configuração inversora com um amplificador operacional, as igualdades $V_3 = -\frac{R_5}{R_2}V_2$ ($= -V_2$, considerando os valores nominais dos componentes) (13) e $V_2 = -\frac{1}{s} \times \frac{1}{C_2 R_{11}}V_1$ (14). Por sua vez, recorrendo ao Teorema da Sobreposição, facilmente se escreve V_1 como a soma de uma parcela dependente de V_i (recorrendo à expressão de uma configuração inversora com $R_6//C_1$ e P_2) com outra a multiplicar por V_3 (configuração inversora com $R_6//C_1$ e R_4), obtendo-se

$$\begin{aligned} V_1 &= -\frac{R_6}{P_2(1 + sC_1R_6)}V_i - \frac{R_6}{R_4(1 + sC_1R_6)}V_3 \quad (V_3 = -V_2) \\ &= -\frac{R_6}{P_2(1 + sC_1R_6)}V_i - \frac{R_6}{R_4(1 + sC_1R_6)} \times \frac{1}{sC_2R_{11}}V_1 \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \frac{V_1}{V_i} = \frac{-\frac{1}{R_2C_1}s}{s^2 + \frac{1}{C_1R_6}s + \frac{1}{R_4R_{11}C_1C_2}} \end{aligned} \quad (15)$$

Neste circuito, tendo em conta as equações obtidas, é a configuração inversora com R_5 e R_2 que simula a operação -1 do DFS. Os circuitos integradores-inversores (integradores de Miller) simulam as operações $-1/sT$. A operação adição ($+1$) na entrada do DFS, que atua na saída V_3 , é simulada através da configuração inversora com $R_6//C_1$ e R_4 . A operação K , que atua em V_i , é realizada no circuito por uma configuração inversora inversora com $R_6//C_1$ e P_2 .

Finalmente, comparando esta equação com a expressão de T_1 (equação 10), facilmente se depreende que:

$$\omega_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{R_{11}C_2} = \frac{1}{R_4C_1} = \frac{1}{\sqrt{R_{11}C_2R_4C_1}}, \quad f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad (16)$$

$$K = \frac{R_4}{P_2} \quad (17)$$

$$Q = \frac{R_6}{R_4} \quad (18)$$

Utilizando as equações 16, 17 e 18 e os valores nominais dos componentes do circuito, na Tabela 1, chegam-se aos mesmos valores numéricos obtidos para a secção biquadrática de Kerwin, Huelsman e Newcom. Tal como nesse caso, os diagramas de Bode de amplitude correspondentes às respostas em frequência descritas pelas funções de transferência serão apresentados em conjunto com os pontos experimentais obtidos, numa secção posterior.

1.3.2 Dados experimentais

Fazendo as ligações necessárias no módulo experimental por forma a obter a secção biquadrática de TT, visualizaram-se nos canais 1 e 2 do osciloscópio, respetivamente, o sinal de entrada V_i e a resposta em frequência de uma das saídas dos AOs, ou seja, V_1 , V_2 ou V_3 , analogamente ao procedimento para a secção biquadrática de KHN. Foram sendo registadas as frequências f e f_1 e, para cada valor de frequência, foram registados os valores das amplitudes dos sinais nos canais 1 e 2 (A_1 e A_2 , respetivamente) e a diferença de fase entre estes dois sinais, $\phi_1 - \phi_2$, sendo o ganho ponto-a-ponto dado por T .

A saída V_1 corresponde, neste caso, a um filtro passa-banda, pelo que foram realizadas medições relativas às seguintes frequências:

- Duas frequências na banda de atenuação, com $\omega < \omega_0$, que distam de 1 oitava entre si;
- o ponto de frequência $\omega < \omega_0$ a -3 dB do máximo (isto é, com $T \approx 0.707T_{max}$);
- o ponto para o qual a amplitude da saída do AO tinha o seu valor máximo ($\omega = \omega_0$, a frequência central);
- o ponto de frequência $\omega > \omega_0$ a -3 dB do máximo;
- duas frequências na banda de atenuação, $\omega > \omega_0$, que distam de 1 oitava entre si.

As saídas V_2 e V_3 correspondem a filtros passa-baixo, pelo que as medidas foram obtidas para:

- Duas frequências na banda de atenuação que distam de 1 oitava entre si;
- o ponto para o qual a amplitude da saída do AO tinha o seu valor máximo ;
- o ponto em que $\phi_1 - \phi_2 = -90^\circ$;
- duas frequências na banda de atenuação que distam de 1 oitava entre si.

Saída	f (Hz)	f_1 (Hz)	A_1 (V)	A_2 (V)	$T = A_2/A_1$	$\phi_1 - \phi_2$ (°)
V_1	500	500.45	5.4	$690 \cdot 10^{-3}$	0.13	99.94
	1 000	$1.0015 \cdot 10^3$	5.4	1.45	0.27	107.90
	2 300	$2.2967 \cdot 10^3$	5.3	3.7	0.70	134.51
	4 000	$4.0026 \cdot 10^3$	5.4	5.3	0.98	-173.93
	6 600	$6.595 \cdot 10^3$	5.3	3.7	0.70	-130.1
	10 000	$10.002 \cdot 10^3$	5.4	2.25	0.42	-113.59
V_2	20 000	$19.997 \cdot 10^3$	5.3	1.09	0.21	-98.38
	500	499.98	5.4	5.5	1.02	8.78
	1 000	998.36	5.4	5.5	1.02	17.14
	3 200	$3.2012 \cdot 10^3$	5.3	5.9	1.11	70.16
	3 830	$3.8258 \cdot 10^3$	5.4	5.3	0.98	90.65
	10 000	$10.013 \cdot 10^3$	5.4	$880 \cdot 10^{-3}$	0.16	157.63
V_3	20 000	$20.029 \cdot 10^3$	5.4	$213 \cdot 10^{-3}$	0.04	174.04
	500	499.85	5.4	5.5	1.02	-171.02
	1 000	$1.0012 \cdot 10^3$	5.3	5.5	1.04	-163.55
	3 000	$3.0026 \cdot 10^3$	5.3	6.0	1.13	-114.06
	3 800	$3.7985 \cdot 10^3$	5.3	5.4	1.02	-90.80
	10 000	$10.000 \cdot 10^3$	5.3	$920 \cdot 10^{-3}$	0.17	-20.38
	20 000	$20.022 \cdot 10^3$	5.3	$249 \cdot 10^{-3}$	0.05	6.99

Tabela 7: Medidas obtidas no osciloscópio para as saídas dos AOs da secção biquadrática de Tow-Thomas.

Mais uma vez, os resultados experimentais comprovaram o comportamento esperado para as diferentes saídas, isto é, que a saída V_1 corresponde a um filtro passa-banda, de ganho menor para frequências muito baixas e muito altas, e que V_2 e V_3 , como esperado, se comportam como filtros passa-baixo, apresentando ganhos superiores para frequências mais baixas, uma frequência central de ganho máximo e outra frequência próxima na qual $\phi \approx 90^\circ$. Além disso, verifica-se que os valores de T_2 e T_3 são muito semelhantes, para cada frequência, o que era antecipado tendo em conta a relação esperada $V_3 = -V_2$.

Ainda na secção biquadrática de Tow-Thomas, foi alterado o valor da resistência oferecida pelo potenciômetro P_2 . Até então, este havia sido mantido na posição de resistência fixa, dada por $P_2 = 10 \text{ k}\Omega$. Para obter os dados apresentados na Tabela 8, foi utilizado o potenciômetro como resistência variável, tendo esta sido medida com o multímetro disponível no laboratório. Foram selecionados valores de (aproximadamente) $5 \text{ k}\Omega$, $1 \text{ k}\Omega$ e $0.5 \text{ k}\Omega$. Os dados foram recolhidos para a saída V_1 do circuito.

P_2 (k Ω)	f (Hz)	f_1 (Hz)	A_1 (V)	A_2 (V)	$T_1 = A_2/A_1$	$\phi_1 - \phi_2$ (°)
5.050	500	499.20	5.4	1.39	0.26	99.04
	1 000	$1.0016 \cdot 10^3$	5.3	2.81	0.53	106.80
	2 430	$2.4284 \cdot 10^3$	5.2	7.4	1.42	138.07
	3 800	$3.7958 \cdot 10^3$	5.3	10.5	1.98	178.33
	6 130	$6.1395 \cdot 10^3$	5.4	7.4	1.37	-135.18
	10 000	$10.006 \cdot 10^3$	5.3	4.4	0.83	-110.87
	20 000	$20.042 \cdot 10^3$	5.3	2.09	0.39	-98.76
0.9998	500	500.20	2.05	2.65	1.29	99.76
	1 000	999.64	2.09	5.5	2.63	106.23
	2 250	$2.2474 \cdot 10^3$	2.05	13.9	6.78	139.24
	3 800	$3.8031 \cdot 10^3$	2.05	19.5	9.51	183.71
	6 240	$6.2352 \cdot 10^3$	2.05	13.7	6.68	-131.87
	10 000	$10.002 \cdot 10^3$	2.05	8.2	4.00	-107.84
	20 000	$19.971 \cdot 10^3$	2.09	3.9	1.87	-98.48
0.5070	500	499.93	$980 \cdot 10^{-3}$	2.49	2.54	100.08
	1 000	$1.0002 \cdot 10^3$	$960 \cdot 10^{-3}$	5.1	5.31	107.04
	2 360	$2.2825 \cdot 10^3$	$980 \cdot 10^{-3}$	12.7	12.96	136.65
	3 500	$3.4983 \cdot 10^3$	$980 \cdot 10^{-3}$	18.3	18.67	175.54
	6 100	$6.093 \cdot 10^3$	$980 \cdot 10^{-3}$	12.9	13.16	-132.1
	10 000	$10.012 \cdot 10^3$	1.01	7.3	7.23	-111.38
	20 000	$19.992 \cdot 10^3$	$960 \cdot 10^{-3}$	3.6	3.75	-97.13

Tabela 8: Medidas obtidas no osciloscópio para a saída V_1 da secção biquadrática de Tow-Thomas para diferentes valores de P_2 .

1.3.3 Comparação entre valores teóricos e experimentais

Os dados da Tabela 7 e as funções de transferência (10) a (12) encontram-se representados graficamente nas figuras abaixo, de forma semelhante à realizada para a secção biquadrática de KHN.

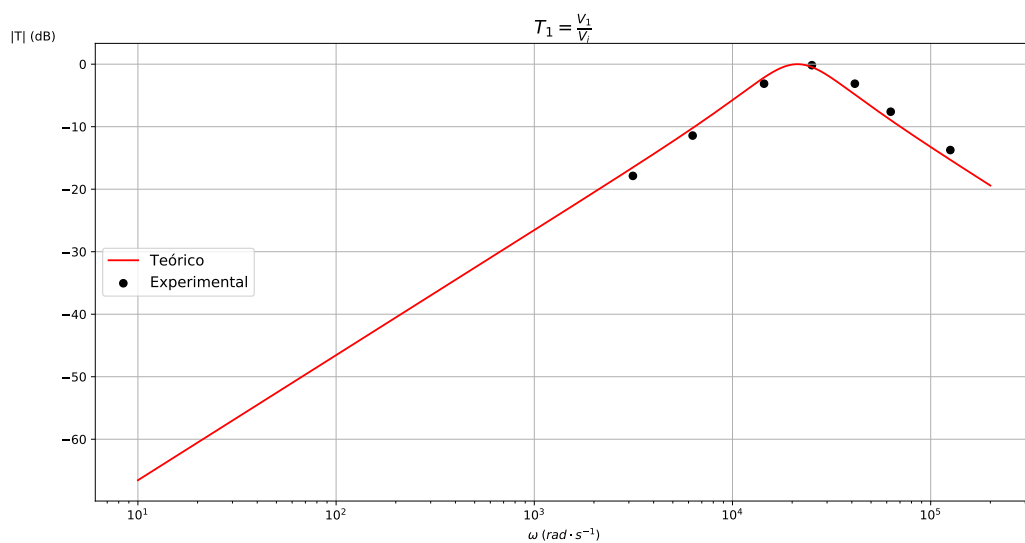


Figura 8: Representação gráfica da função de transferência relativa à saída V_1 do AO e respetivos resultados experimentais para a secção biquadrática de Tow-Thomas.

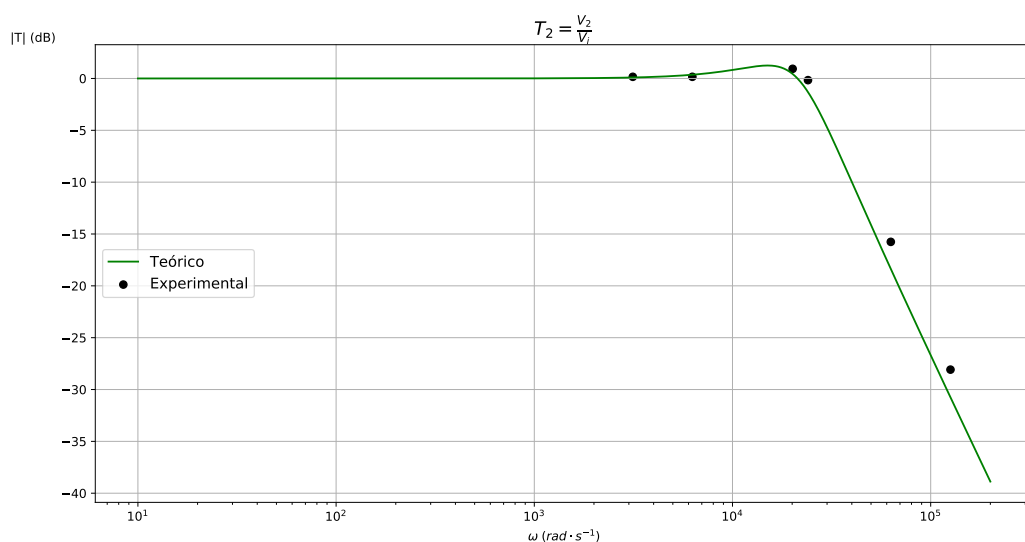


Figura 9: Representação gráfica da função de transferência relativa à saída V_2 do AO e respetivos resultados experimentais para a secção biquadrática de Tow-Thomas.

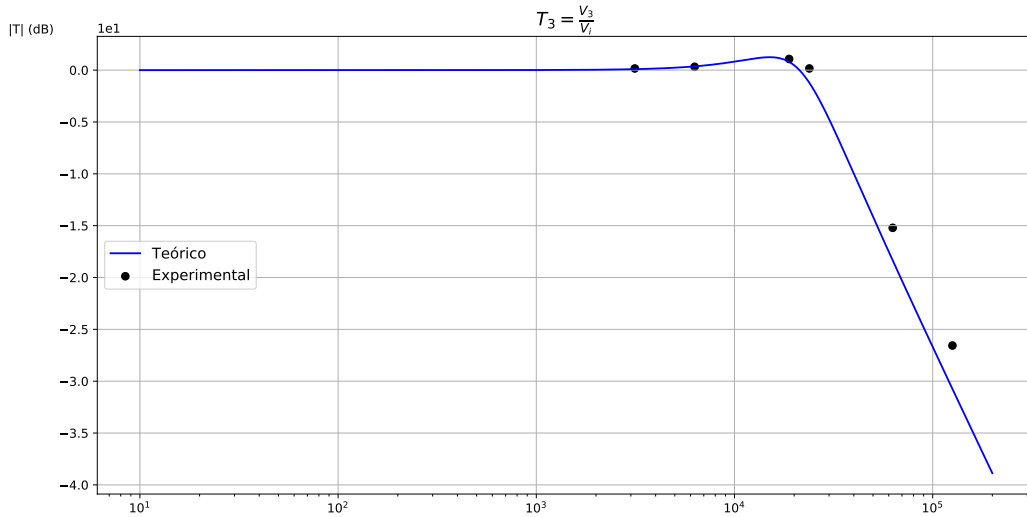


Figura 10: Representação gráfica da função de transferência relativa à saída V_3 do AO e respetivos resultados experimentais para a secção biquadrática de Tow-Thomas.

Iniciando uma análise preliminar, pode observar-se, pelos gráficos 8, 9 e 10 e da mesma forma que na montagem anterior (KHN), que se tratam de filtros de segunda ordem: estes apresentam decréscimos de -40dB/dec na banda de atenuação do filtro passa-baixo e crescimentos e decréscimos de +20db/dec e -20 dB/dec nos filtros passa-banda, para baixas e altas frequências, respetivamente.

Na Figura 11, estão representados os valores teóricos e experimentais da função T_1 para os diferentes valores de P_2 utilizados.

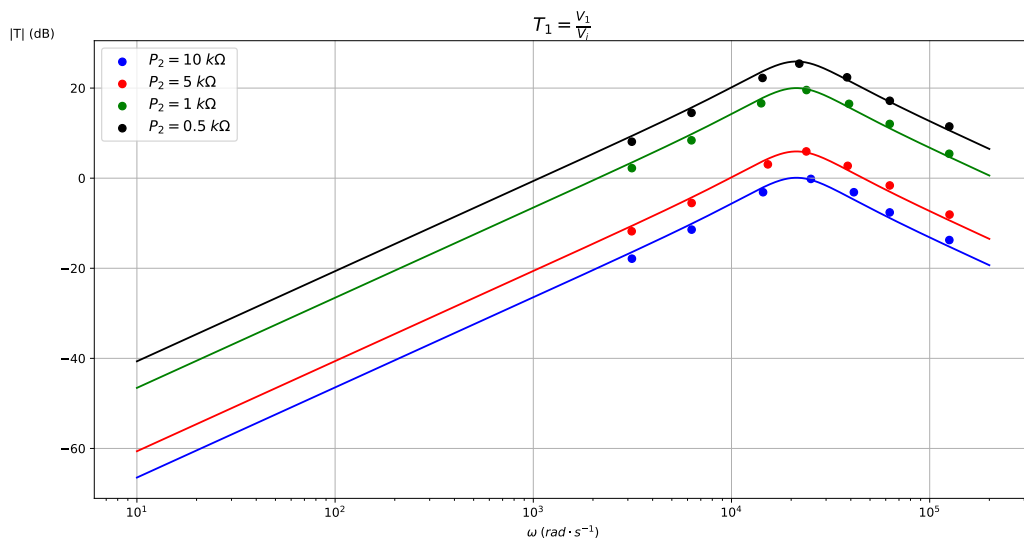


Figura 11: Representação gráfica da função de transferência relativa à saída V_1 do AO (linhas) e respetivos resultados experimentais (pontos) para diferentes valores de P_2 .

Consegue-se, de seguida, calcular os valores de K , ω_0 e Q para os vários valores de P_2 . No caso em que $P_2 = 10 \text{ k}\Omega$ (valor inicial do potenciómetro), foi retirado o valor de ω_0 para as três saídas, sendo estes, respetivamente, $(4000 \times 2\pi) \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $(3830 \times 2\pi) \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ e $(3800 \times 2\pi) \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. O respetivo valor médio é apresentado na Tabela 9. Nos restantes casos, foi apenas retirado diretamente o valor de ω_0 no filtro passa-banda (e para a saída V_1), por análise da fase.

O valor de Q foi obtido através das relações do filtro-passa banda. Obtendo os valores de ω_1 e ω_2 (limites inferior e superior da banda de passagem, resp.) e ω_0 , pode obter-se Q pela expressão $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$, em que $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$.

Finalmente, sabe-se que $T_{max} = \frac{a_1 Q}{\omega_0}$ para o filtro passa-banda; pela expressão teórica tem-se que $a_1 = K\omega_0$, logo K é dado pela expressão $K = \frac{T_{max}}{Q}$.

Tendo tudo isto em consideração, são obtidos os seguintes valores:

$P_2 \text{ (k}\Omega\text{)}$	$\omega_0 \text{ (rad} \cdot \text{s}^{-1}\text{)}$	Q	K
10	24357.8	0.930233	1.05509
5.050	23876.1	1.02703	1.929
0.9998	23876.1	0.952381	9.9878
0.5070	21991.1	0.935829	19.9539

Tabela 9: Cálculo dos valores ω_0 , Q e K experimentais para a secção biquadrática de Tow-Thomas e para diferentes valores de P_2 .

Como previsto pelos cálculos teóricos (equações 18 e 16), os valores de ω_0 e Q são semelhantes para qualquer valor de P_2 . Contudo, o valor de K aumenta à medida que P_2 diminui, numa relação de proporcionalidade inversa, como era esperado tendo em conta a equação 17 - K é a única das três constantes que varia com P_2 .

Relativamente aos valores obtidos para $P_2 = 10 \text{ k}\Omega$, verifica-se que Q e K são bastante próximos de 1, apresentando desvios percentuais inferiores a 10% (7% e 5%, respetivamente), que se poderão dever à imperfeição e limitações dos componentes do laboratório e às limitações dos modelos teóricos. O valor de ω_0 tem um desvio percentual ligeiramente superior, de 15%.

2 Parte 2 - Oscilador de Onda Retangular e Secção Biquadrática de Rauch

2.1 Objetivos

Na parte 2 do presente trabalho laboratorial, são estudadas as partes do oscilador e do filtro passa-banda que fazem parte de um detetor de proximidade com um emissor de infravermelhos (IV), baseado num princípio semelhante ao do circuito Park-Aid, que tem como objetivo auxiliar o estacionamento de veículos automóveis.

É implementado um oscilador de onda retangular e uma secção biquadrática passa-banda de Rauch, sendo estes, posteriormente, intercalados com um circuito atenuador. A montagem destes circuitos é, neste caso, feita numa placa de *breadboard*. A

alimentação dos circuitos (tensões DC de +12V e 0V) é feita diretamente através duma base de experimentação. O sinal de entrada aquando do estudo do filtro passa-banda provém do gerador de sinais, sendo os sinais em estudo observados no osciloscópio. Foi também utilizado, de novo, o multímetro de bancada.

Os valores dos componentes utilizados no laboratório estão presentes na Tabela 10.

Grandeza	Valor
R_1	820 Ω
R_2	3.9 k Ω
R_3	150 Ω
R_4	1.5 k Ω
R_5	1.5 k Ω
R_6	47 k Ω
R_7	1.2 k Ω
R_8	1.2 k Ω
P_1	100 k Ω
C_1	180 nF
C_2	100 nF
C_3	27 nF
C_4	27 nF
C_5	10 μ F

Tabela 10: Valores de resistências e capacitâncias utilizados. A grandeza P_1 diz respeito a um potenciómetro, pelo que o seu valor de resistência é variável, estando apresentado na tabela o seu valor de resistência fixa. Foram também utilizados 2 AOs 741, 1 temporizador NE555 e 1 díodo (IV) SIR333.

2.2 Oscilador

2.2.1 Preparação teórica

O oscilador de onda retangular é realizado com um temporizador NE555. Este circuito integrado possui dois comparadores, um *flip-flop* SR, um transístor que funciona como um interruptor e três resistências [1], de forma a que se obtenham, na saída V_M do oscilador (pino 3 do circuito integrado 555) e na tensão aos terminais do condensador C_1 (pino 2 ou 6 do temporizador) os sinais esboçados na Figura 13. É de apontar que o condensador C_2 , presente no circuito montado em laboratório, não altera as expressões relativas a este oscilador (e leccionadas nas aulas teóricas), sendo que serve apenas para filtrar o sinal.

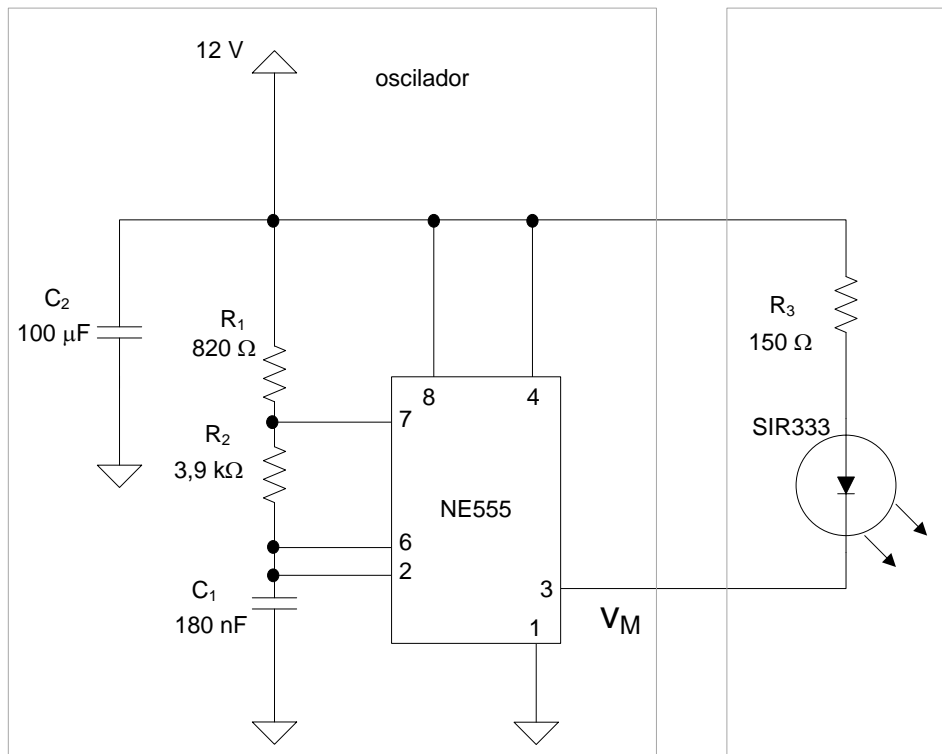


Figura 12: Circuito do emissor de IV [1].

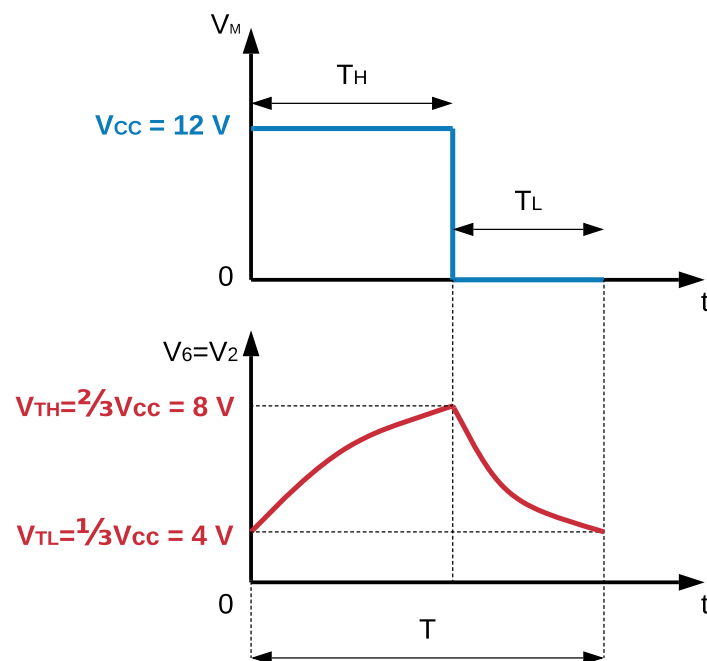


Figura 13: Esboço da forma de um período de tensão na saída V_M do oscilador e da tensão nos terminais do condensador C_1 .

Este oscilador comporta-se, então, como um multivibrador astável, apresentando a onda na saída V_M dois estados estáveis bem definidos, estando a comutar entre os dois estados com intervalos de tempo também bem definidos e funcionando como um

oscilador não linear. O sinal esperado nos terminais do condensador apresenta dois segmentos associados às exponenciais de carga/descarga do condensador, uma vez que, neste, a tensão não pode comutar instantaneamente, mas sim de acordo com a sua constante de tempo.

O período destes sinais, a frequência de oscilação e o fator de ciclo (*duty-cycle*) são dados, respetivamente, por:

$$T = T_H + T_L = 0.69C_1(R_1 + 2R_2) \quad (19)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.69C_1(R_1 + 2R_2)} \quad (20)$$

$$D = \frac{T_H}{T_H + T_L} = \frac{T_H}{T} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (21)$$

Tendo em conta estas expressões, os valores teóricos dos intervalos de tempo em tensão máxima e nula, T_H e T_L (respetivamente), são, então, $T_H = 0.69C_1(R_1 + R_2)$ (22) e $T_L = 0.69C_1R_2$ (23). Sendo assim, os valores esperados para estas grandezas são os apresentados na Tabela 11.

T_L (ms)	T_H (ms)	T (ms)	f (Hz)	D
0.484	0.586	1.071	934.052	54.8%

Tabela 11: Valores teóricos (aproximados) relativos ao oscilador.

Quando $V_M = 12\text{ V} = V_{CC}$, a corrente no díodo é nula, tendo em conta o circuito da Figura 12. Quando $V_M = 0\text{ V}$, e considerando para o díodo uma *forward voltage* de 1.35 V (fazendo uma média dos valores 1.3 V e 1.4 V apresentados no *datasheet* do díodo SIR333 [1] para valores de corrente próximos dos tratados em laboratório), obtém-se que o valor máximo de corrente a atravessar o díodo é dada por $i_D = \frac{V_{CC} - 1.35}{R_3} = 71\text{ mA}$. Não se poderá reduzir significativamente o valor de R_3 , uma vez que, como se verifica na equação anterior, a corrente a atravessar o díodo é inversamente proporcional ao valor da resistência quando $V_M = 0\text{ V}$; uma corrente demasiado elevada no díodo levará ao seu aquecimento excessivo e o componente falhará.

2.2.2 Dados experimentais e comparação com valores teóricos

O circuito apresentado na Figura 12 foi montado numa *breadboard* diferente da que se encontrava sobre a base de experimentação. As tensões +12V e 0V, porém, eram fornecidas por essa base. De forma a ajustar a tensão DC de +12V, foi necessário ajustar o valor fornecido pelo equipamento, o qual era medido com o multímetro de bancada. Os sinais nos pinos 3 (saída do temporizador) e 2 (terminal do condensador C_1) foram observados no osciloscópio, tendo sido obtidas as imagens apresentadas em (14a) e (14b).

Recorrendo às medidas obtidas no osciloscópio, a frequência de oscilação e o fator de ciclo foram obtidos. Todos os resultados são apresentados na Tabela 12.

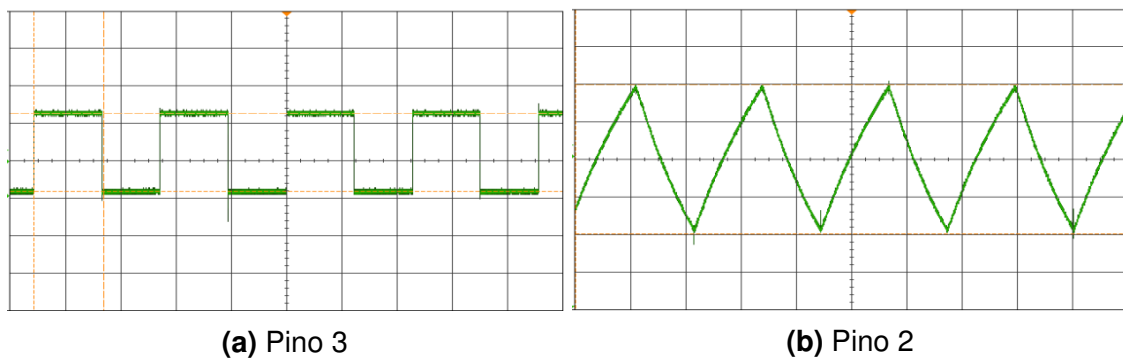


Figura 14: Formas de onda na saída do circuito integrado NE555 (14a) e aos terminais do condensador C_1 (14b).

Grandeza	Valor obtido	Desvio face ao valor teórico
f	868.2 Hz	7.1%
T_H	614.9 μs	4.9%
T'_H	630 μs	7.5%
T_L	536.9 μs	10.9%
T'_L	520 μs	7.4%
A'	10.375 V	13.5%
D	53.4%	1.4%
D'	54.8%	0%
f	883.4 Hz	5.4%
f'	885.0 Hz	5.3%
T'	1.13 ms	5.5%
A'	3.975 V	0.6%

Tabela 12: Medidas obtidas para a onda na saída do circuito integrado NE555 (em cima) e para a onda aos terminais do condensador C_1 (em baixo): frequência de oscilação f , intervalos de tempo em amplitude máxima (T_H) e mínima (T_L), período (T), fator de ciclo D e amplitude do sinal (A).

Os valores representados com um apóstrofe foram obtidos por medições com os cursores do osciloscópio; os restantes foram dados diretamente pelo *software* do aparelho.

Considerando o sinal V_M , é possível estimar o valor máximo da corrente no díodo. Considerando um modelo ideal de díodo (sem queda de tensão no mesmo), sabendo que $V_M = 0.562V$ em valor mínimo (verificou-se, com recurso aos cursores do osciloscópio, que V_M não possuía um valor nulo, como esperado), pode-se calcular que a corrente nesse caso seria $I_D = \frac{12-0.562}{R_3} = 76 \text{ mA}$. Quando V_M é máximo, este possuía um valor de $V_M = 10.9375 \text{ V}$ (diferente em 8.9% do valor teórico de +12V), obtendo-se um valor de corrente de $I_D = \frac{12-10.9375}{R_3} \approx 7.08 \text{ mA}$.

Percebe-se assim que o valor máximo da corrente no díodo é de 76 mA, utilizando o modelo díodo ideal - este fornece o limite máximo possível da corrente, uma vez que qualquer outro modelo iria implicar uma queda de tensão no díodo, o que resultaria numa corrente necessariamente inferior. Tendo, porém, em conta o valor de 1.35 V

para a queda de tensão no díodo, obtém-se, para a corrente máxima no díodo, um valor de $I_D = \frac{12-1.35-0.562}{R_3} \approx 67.25 \text{ mA}$, o qual difere em 5.3% face ao valor esperado.

2.3 Filtro Passa-Banda de Rauch

Em primeiro lugar, será determinada a função de transferência de um filtro passa-banda de Butterworth. De acordo com o procedimento usual, começa-se por definir o valor de ϵ , tendo em conta o ganho de 24 dB na frequência central. Uma vez que se quer um filtro de segunda ordem, tem-se que $n = 1$, pois, ao fazer, posteriormente, a mudança de variável $\hat{S} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{Bs}$, um valor de $n = 2$ originaria um filtro passa-banda de 4ª ordem. Assim, tendo em conta a tabela com os polinómios de Butterworth, a função de transferência em causa é dada por

$$T(s) = \frac{1}{\hat{S} + 1} \Big|_{\hat{S} = \epsilon \times \frac{s^2 + \omega_0^2}{Bs}} = \frac{\frac{B}{\epsilon}s}{s^2 + \frac{B}{\epsilon}s + \omega_0^2} \quad (24)$$

Sendo $B = \omega_{p2} - \omega_{p1} = 2\pi 250 = 500\pi \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, com ω_{p1} e ω_{p2} as frequências limitadoras da banda de passagem, uma vez que a largura de banda é de 250 Hz; além disso, a frequência central é de $f_0 = 1 \text{ kHz}$, pelo que $\omega_0 = 2000\pi \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$. Na equação 24, é aparente a expressão da função de transferência de um filtro passa-banda, sendo $\frac{\omega_0}{Q} = \frac{B}{\epsilon}$.

Em laboratório, foi montado o circuito apresentado na Figura 15. Na entrada do filtro (V_{in}), foi aplicado um sinal sinusoidal, proveniente do gerador de sinais e ligado à base de experimentação, tendo-se selecionado uma amplitude de 0.2V e um *offset* de 3V no gerador, de forma a que o sinal fosse sempre positivo e de baixa amplitude, para não saturar o amplificador operacional. Note-se que, embora se tenha escolhido a amplitude de 0.2V, o valor da amplitude mostrada no osciloscópio era (normalmente) de 480mV.

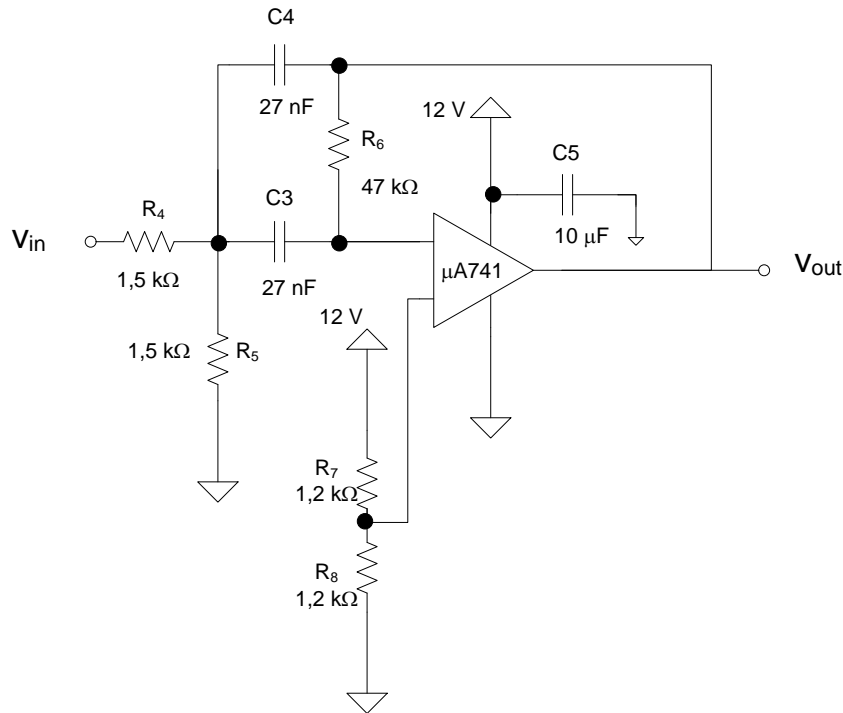


Figura 15: Circuito da secção biquadrática de Rauch [1].

Variando a frequência do sinal de entrada, foram registados os valores presentes na Tabela 13. Estas medidas foram feitas, na ordem que se encontram na tabela, para: duas frequência baixas; a frequência $f < f_0$ a -3dB de ganho do máximo, f no qual $\phi = \phi_2 - \phi_1 \approx 180^\circ$ (frequência central do filtro) e a $f > f_0$ a -3dB de ganho do máximo; duas altas frequências. É de notar porém, que a própria frequência central é relativamente baixa, sendo inferior ao valor de 1000 Hz , selecionado anteriormente.

f (Hz)	f_1 (Hz)	A_1 (mV)	A_2 (V)	$T = A_2/A_1$	$\phi_1 - \phi_2$ (°)
500	498.78	480	1.23	2.56	111.79
1 000	$1.0030 \cdot 10^3$	480	5.8	12.08	-169.51
840	837.80	480	4.4	9.17	131.86
980	982.20	480	5.9	12.29	-178.41
1 110	$1.1143 \cdot 10^3$	460	4.4	9.57	-125.71
5 000	$4.9880 \cdot 10^3$	480	0.423	0.88	-91.75
10 000	$9.9851 \cdot 10^3$	480	0.207	0.43	-84.83

Tabela 13: Medidas obtidas para a saída do filtro passa-banda de Rauch.

Para cada uma das duas últimas frequências, foram feitos 3 ensaios, devido à oscilação mais significativa nos valores de A_2 e $\phi_1 - \phi_2$, sendo apresentados acima os respetivos valores médios.

A frequência central, determinada através da análise de fases, possui um valor experimental de 982.20 Hz, sendo o ganho nessa frequência de 12.29 em unidades lineares, o que equivale a 21.8 dB. Para a banda de passagem, foi obtido um limite inferior de frequência de 840 Hz e superior de 1110 Hz, o que resulta numa banda de 270 Hz. A ordem do filtro pode ser determinada diretamente olhando a partir da

Tabela 13, visto que 20dB/dec é equivalente a 6dB/oct, ou seja, duplicando a frequência tem-se uma diferença de ganho de 6 dB. Aplicando este raciocínio aos pontos de alta frequência da tabela ($f = 5\,000\text{ Hz}$ e $f = 10\,000\text{ Hz}$), obtêm-se ganhos de -1.11 dB e -7.33 dB, respectivamente, o que significa uma diferença de, aproximadamente, 6.2 dB. Sabendo que a função de transferência do filtro passa-banda decresce a 20dB/dec, pode-se concluir, tal como na análise das anteriores secções biquadráticas, que a ordem do filtro é 2.

A frequência central apresentou um desvio relativamente considerável de 1.8% face ao valor requerido de 1 kHz. A largura de banda obtida está bastante próxima de 250 Hz, apresentando um desvio percentual de apenas 8%. Finalmente, sendo o valor de referência do ganho à frequência central de 24 dB, foi obtido um desvio de apenas 9%.

Apesar de apresentarem um ligeiro desvio, os resultados obtidos são bastante exatos. Algumas imperfeições e limitações nos componentes do laboratório serão suficientes para justificar esta discrepância.

2.4 Circuito atenuador

Finalmente, na mesma *breadboard*, foi montado o circuito atenuador representado na Figura 16. A saída deste foi ligada à entrada V_{in} do filtro passa-banda de Rauch e o terminal do potenciômetro à saída do oscilador, V_M .

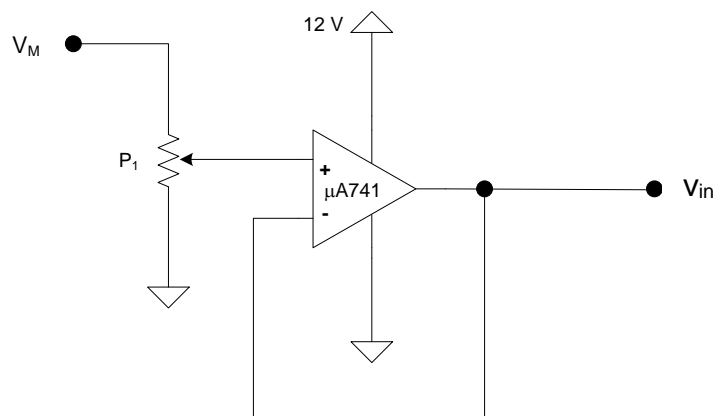


Figura 16: Circuito atenuador [1].

A ligação entre o oscilador e o filtro faz-se com um atenuador entre os dois de forma a não saturar o AMPOP. Esta saturação continua a verificar-se com valores demasiado baixos de P_2 , afetando o sinal de saída do filtro passa-banda, como se verifica na Figura 17a. O potenciômetro utilizado possui uma resistência variável entre, aproximadamente, $58\ \Omega$ e $66.3\ k\Omega$. De forma a obter os sinais apresentados na Figura 17b, foi utilizado o valor $P_2 = 54.13\ k\Omega$.

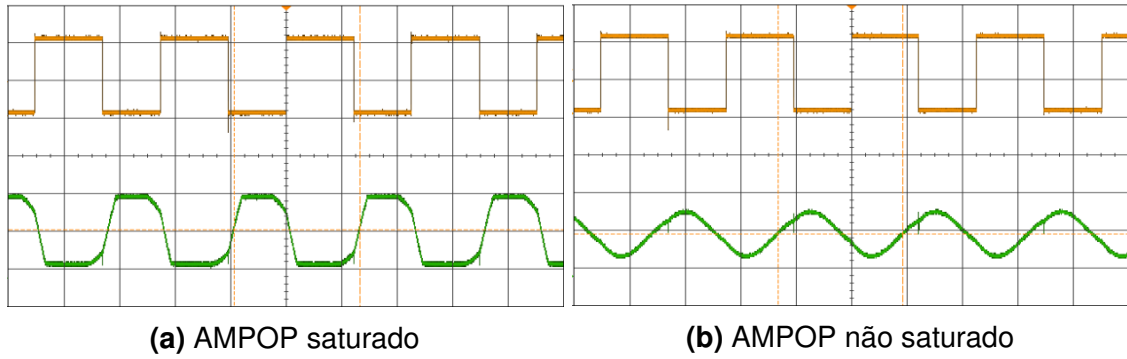


Figura 17: Sinais de saída do oscilador (a amarelo) e do filtro passa-banda (a verde) tendo o circuito atenuador ligado entre eles.

Ao analisar a Figura 17b, conclui-se que o sinal de saída do filtro (a verde) se assemelha a uma sinusoidal, embora ainda com algumas imperfeições, enquanto que o sinal de saída do oscilador é uma onda quadrada, como visto anteriormente. Sabendo que uma onda quadrada é uma soma infinita de sinusoidais, o sinal de saída pode ser explicado tendo em conta que muitos desses sinais sinusoidais, de baixas e altas frequências, serem eliminados pelo filtro passa-banda, deixando apenas uma seleção de sinais que compõe a quasi-onda sinusoidal.

Se, por algum motivo, fosse requerido que o sinal de saída fosse um sinal sinusoidal com uma forma menos imperfeita, seria, pela explicação apresentada no parágrafo anterior, possível fazê-lo diminuindo a banda de passagem. Desta forma, iria ser ainda mais restrita a banda de frequências que passaria pelo filtro, formando um sinal cada vez mais sinusoidal, até ao limite onde apenas passaria uma única frequência, e, por isso, se obteria um sinal perfeitamente sinusoidal. Para reduzir a banda de passagem e, assim, melhorar o sinal, sem se alterar o fator de qualidade do filtro (nem o número de componentes), uma possibilidade seria diminuir a frequência central ω_0 , uma vez que, para um filtro passa-banda (secção biquadrática), a largura da banda de passagem é dada por $\Delta\omega = \frac{\omega_0}{2Q}$. Tendo em conta a função de transferência da secção de Rauch, apresentada nas aulas teóricas, e utilizando os valores dos componentes do circuito da Figura 15, obtém-se, para o filtro passa-banda:

$$T(s) = \frac{\frac{-s}{R_4 C_4}}{\frac{R_5 + R_4}{C_4 C_3 R_6 R_5 R_4} + s \frac{C_4 + C_3}{R_6 C_4 C_3} + s^2} \quad (25)$$

Tendo em conta a expressão anterior e sabendo que o termo independente do denominador corresponde a ω_0^2 e que o termo em s é dependente de Q , conclui-se que aumentar R_5 , por exemplo, permitirá obter uma frequência central menor, com um mesmo valor de Q , diminuindo a largura da banda de passagem e aumentando, assim, a qualidade do sinal.

3 Conclusão

Concluindo, os objetivos desta atividade laboratorial foram atingidos. Foi possível estudar os filtros KHN e TT, tendo em conta as funções de transferência de cada

uma das suas saídas. Na segunda parte, foi analisado e estudado um oscilador de onda quadrada, bem como a sua utilização na geração de uma onda (quase) sinusoidal, associando-o a um filtro passa-banda de Rauch, por intermédio de um circuito atenuador.

No geral, os valores adquiridos experimentalmente diferiram dos esperados por pequenas percentagens, sendo que estes erros estarão associados, a na grande maioria, às aproximações inerentes aos modelos teóricos, que não representam perfeitamente a realidade, assim como a possíveis limitações nos componentes do laboratório. Também foi observado, durante a análise dos circuitos no laboratório e a obtenção de medidas, - especialmente na parte 2, na qual foi utilizada uma *breadboard* - que os sinais eram, por vezes, um pouco instáveis e as ligações bastante sensíveis, sendo que o mau contacto de algum dos fios de ligação levava, por vezes, a uma diferença drástica nos resultados. Assim, a verificação regular das ligações constitui um ponto fucral à obtenção de boas medidas.

Referências

[1] Guia laboratorial e ficheiros disponibilizados na página da cadeira.