

**I – Amplificadores Operacionais**

Considerar o amplificador representado na Fig. 1a), com entradas  $v_{I1}$  e  $v_{I2}$  e saída  $v_o$ .

- a) Determinar a função de transferência  $V_o(V_{I1}, V_{I2})$ .
- b) Indicar a relação que deve existir entre as quatro resistências para que o amplificador realize a função  $V_o=K(V_{I2}-V_{I1})$ , onde K é uma constante positiva.
- c) Considerar  $R_3=R_1$  e  $R_4=R_2$  e efectuar a transformação das tensões de entrada  $V_{I1}$  e  $V_{I2}$  nas componentes de modo comum  $V_{imc}$  e modo diferencial  $V_{id}$  representadas na Fig. 1b). Determinar o ganho de tensão de modo comum ( $G_{mc}=V_o/V_{imc}$ ) e de modo diferencial ( $G_{md}=V_o/V_{id}$ ).
- d) Para  $G_{md} = 100$  e uma tensão de *offset*  $V_{os}=1mV$ , calcular a tensão de erro na saída.

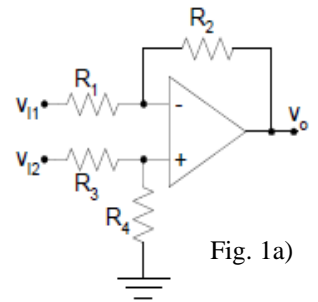


Fig. 1a)

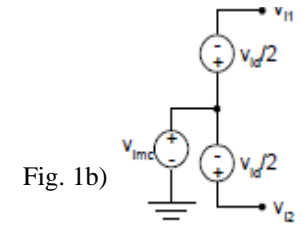


Fig. 1b)

**II – Filtros Activos**

- a) Obter a função de transferência de um filtro passa-baixo com aplanamento máximo que obedeça às seguintes especificações: atenuação inferior a 3 dB até 1,414 kHz e superior a 30 dB para frequências superiores a 11,312 kHz.
- b) Se em IIa) for utilizada a aproximação de Chebyshev com a mesma ordem, calcular atenuação suplementar que se obtém para as altas frequências.
- c) Apresentar um filtro passivo LC com estrutura em escada, simplesmente terminado, com resistência para a fonte de 1 kΩ, que implemente a função de transferência obtida acima.

Nota:

n	$\hat{H}(S)$
1	$\frac{\hat{1}}{\hat{S} + 1}$
2	$\frac{\hat{1}}{S^2 + 1,414 \hat{S} + 1}$
3	$\frac{\hat{1}}{(\hat{S} + 1)(\hat{S}^2 + \hat{S} + 1)}$

$$\hat{S} = \sqrt[n]{\varepsilon} \frac{s^2 + \omega_0^2}{Bs}; \quad \hat{S} = \sqrt[n]{\varepsilon} \frac{s}{\omega_p}; \quad \hat{S} = \sqrt[n]{\varepsilon} \frac{\omega_p}{s}; \quad \hat{S} = \sqrt[n]{\varepsilon} \frac{Bs}{s^2 + \omega_0^2}$$

$$A_B(\Omega) = 10 \log(1 + \varepsilon^2 \Omega^{2n}); \quad A_C(\Omega) = 10 \log(1 + \varepsilon^2 C_n^2(\Omega))$$

$$C_0(\Omega) = 1; \quad C_1(\Omega) = \Omega; \quad C_n(\Omega) = 2\Omega C_{n-1}(\Omega) - C_{n-2}(\Omega), \quad n \geq 2$$

**III – Filtros Digitais**

Considerar o filtro digital com frequência de amostragem  $f_s = 100$  kHz e função de sistema

- a) Referir com se designa este tipo de filtro, se ele é estável ou instável, e calcular a sua equação de recorrência.  $T(z) = \frac{2 + 4z^{-1} + 2z^{-2}}{1 - 0,3z^{-1} + 0,2z^{-2}}$
- b) Para o filtro considerado em IIIa) calcular o valor do seu Ganho e Fase para um sinal DC.
- c) Para o filtro considerado em IIIa) desenhar dois diagramas de fluxo de sinal com número mínimo de atrasos.

**IV – Osciladores**

- a) Considerar o filtro de Sallen & Key da Fig. 2, onde  $C_2=C_3=10nF$  e  $R_1=R_4=R_5=1k\Omega$ , que se pretende usar num oscilador. Referir que dimensionamento tem que fazer no circuito. Calcular a frequência de oscilação e o valor mínimo de k para que o circuito oscile.
- b) Designar como se chama o oscilador que resulta do oscilador de Pierce com substituição do cristal por uma bobine. Indicar as alterações nas características do oscilador resultantes da substituição.

Nota : Secção de Sallen e Key:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{kY_1Y_3}{(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4).Y_5 + (Y_1 + Y_2).Y_3 + (1-k)Y_3Y_4}$$

Tipo de filtro	$Y_1$	$Y_2$	$Y_3$	$Y_4$	$Y_5$
Passa-baixo	$1/R_1$	0	$1/R_3$	$sC_4$	$s.C_5$
Passa-alto	$sC_1$	0	$s.C_3$	$1/R_4$	$1/R_5$
Passa-banda	$1/R_1$	$s.C_2$	$s.C_3$	$1/R_4$	$1/R_5$

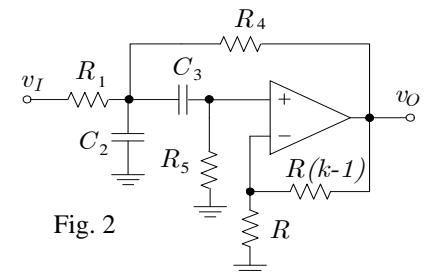


Fig. 2

**V – Conversores A/D e D/A**

- a) Considerar o conversor paralelo flash da Fig. 3 com  $N=2$  e tensões de entrada no intervalo  $[0V;3V]$ . Explicar o seu funcionamento, indicando o valor das tensões  $V_R$  e a variação dos bits com a tensão de entrada. Referir as vantagens e desvantagens deste conversor.

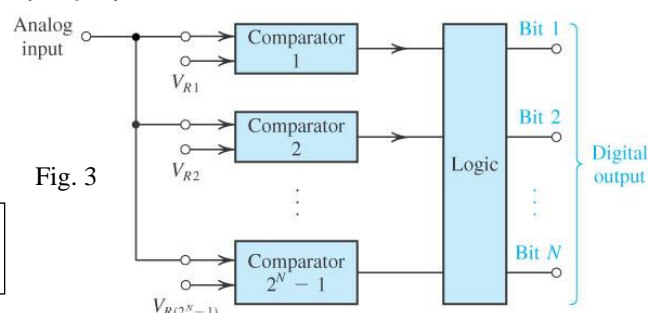


Fig. 3

cotação: I- a)1,5 b)0,5 c)1 d)1 II- a)2 b)0,5 c)2  
III- a)2 b)1,5 c)2 IV- a)2,5 b)1,5 V- a)2

# Soluções

## I – Amplificadores Operacionais

a)  $V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{i2} - \frac{R_2}{R_1} V_{i1}$

b)  $\frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow \frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}$

virá assim,  $V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_{i2} - V_{i1})$

c)

com  $\begin{cases} V_{id} = V_{i2} - V_{i1} \\ V_{icm} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2} \end{cases}$

de Ib) virá imediatamente  $V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_{i2} - V_{i1}) = \frac{R_2}{R_1} V_{id}$

Logo  $G_{mc} = 0$  e  $G_{md} = R_2/R_1$ .

d) Considerando a fonte de tensão virtual  $V_{os}$  a única fonte de sinal, virá

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (-V_{os}) = -101 \times 0,001 = -0,101V$$

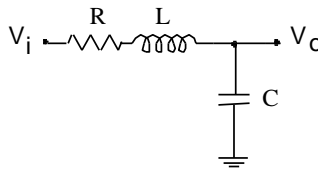
## II – Filtros Activos

a)  $\varepsilon = 1, n = 2$ .

$$T(s) = -\frac{7,893 \times 10^7}{s^2 + 1,256 \times 10^4 s + 7,893 \times 10^7}$$

b) No passa-baixo a assíptota de altas frequências têm um valor em módulo igual à assíptota do filtro passa-baixo normalizado que lhe deu origem. Trabalhando agora nas assíptotas de alta frequência dos filtros passa-baixo normalizados de Butterworth e de Chebyshev, sabemos que a diferença de atenuação entre estes é dada por  $A_C(\Omega) - A_B(\Omega) = 6(n-1)$  dB. No nosso caso seria de 6 dB a atenuação suplementar que se obteria com aproximação de Chebyshev.

c)  $R = 1k \Omega$ ;  $L = 79,6$  mH;  $C = 159$  nF.



## III – Filtros Digitais

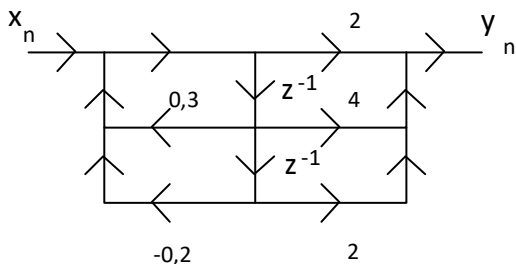
a) Filtro IIR. Equação de recorrência:  $y_n = 2x_n + 4x_{n-1} + 2x_{n-2} + 0,3y_{n-1} - 0,2y_{n-2}$

Os polos estão em  $pi = 0,15 \pm j0,421$ . É estável pois os polos (no plano **Z**) estão dentro do círculo unitário ( $|pi| = 0,447$ ).

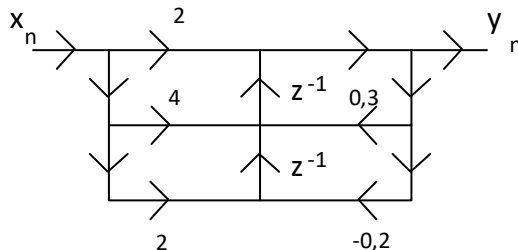
b) A fase em DC é  $0^\circ$ ; a amplitude é 8,88(8). Assim, o Ganho é 18,98 dB.

c)

Forma Direta II



Forma Direta II Transposta



## IV – Osciladores

a) O circuito é baseado num filtro passa-banda de Sallen e Key, com função de transferência

$$T(s) = \frac{\frac{ks}{R_1 C_2}}{s^2 + \left[ \frac{1}{R_5 C_3} + \frac{1}{R_5 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1-k}{R_4 C_2} \right] s + \frac{R_1 + R_4}{R_1 R_4 R_5 C_2 C_3}} = \frac{k\omega_p^2 s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}$$

Se o circuito oscilar será à frequência dos pólos, ou seja:  $\omega_p = \sqrt{\frac{R_1 + R_4}{R_1 R_4 R_3 C_2 C_3}} = 141,42 \text{krad} / s = 2\pi \times 22,5 \text{krad} / s$

Para que o circuito oscile é necessário pôr  $v_1=0$  e os pólos estarem sobre o eixo imaginário, ou seja,  $Q_p=\infty$ . Assim:

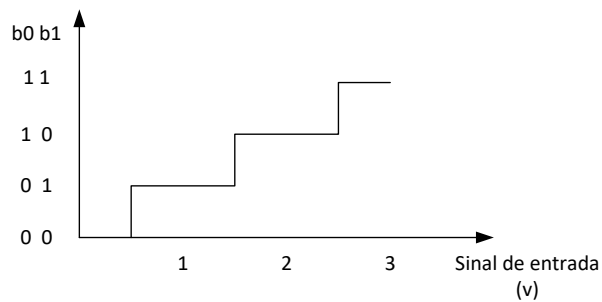
$$\frac{3}{RC} + \frac{1-k}{RC} = 0, \text{ Ou seja } k=4$$

b) O oscilador LC que resulta do oscilador de Pierce com substituição do cristal por uma bobine é o oscilador de Colpittz. Um oscilador a cristal apresenta maior precisão da frequência de oscilação e maior estabilidade (no tempo e na temperatura) que um oscilador LC.

## V – Conversores A/D e D/A

A tensão de entrada é comparada de uma só vez com um banco de tensões de referência e as saídas dos comparadores (sinais binários) são então codificadas via codificador lógico na palavra digital do código binário escolhido.

$$V_{R1} = 0,5V; V_{R2} = 1,5V; V_{R3} = 2,5V$$



O conversor é muito rápido, embora sendo muito complexo especialmente para conversão com muitos bits.