ELECTRÓNICA GERAL

Exame de 1/2/2017. Sem consulta. Explique os seus raciocínios. Duração 2h30m.

I – Amplificadores Operacionais

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

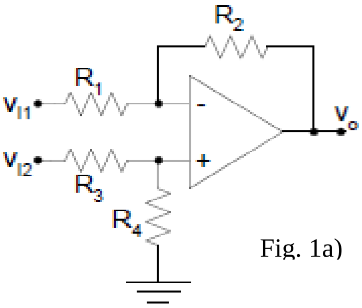
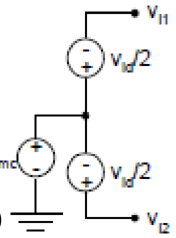


Fig. 1a)

Fig. 1b)


a) Determinar a função de transferência $V_o(V_{I1}, V_{I2})$.
b) Dimensionar o circuito para que o amplificador realize a função $V_o=(V_{I2}- 2V_{I1})$ e seja minimizado o efeito da corrente de polarização I_B. Considere o valor de 1 kΩ para a menor resistência.
c) Efetuar 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 ($G_{md}= V_o/V_{id}$).

II – Filtros Activos e Osciladores

a) Obter a função de transferência de um filtro passa-banda com aplanamento máximo que obedeça às seguintes especificações: atenuação máxima na banda de passagem: 3 dB; banda de passagem: 800Hz a 1200Hz; atenuação superior a 20dB nas frequências inferiores a 200 Hz e superiores a 5100Hz.
b) Se em IIa) for utilizada a aproximação de Chebyshev com a mesma ordem, calcular atenuação suplementar que se obtém para as baixas e altas frequências. Justifique.
c) Considerar uma secção biquadrática passa-baixo de Sallen & Key da Fig. 2, realizada com um ampop ideal, com todas as resistências iguais a R=1kΩ e todos os condensadores iguais a C=1nF na malha de realimentação positiva. Com v_i = 0, estabelecer as condições em que o circuito se comporta como um oscilador sinusoidal e indicar a frequência de oscilação.

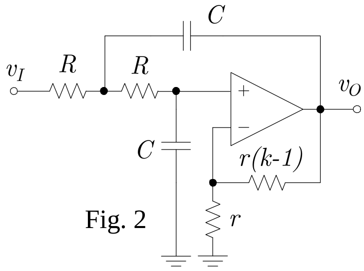


Fig. 2

d) Referir como pode garantir o arranque das oscilações e sugerir uma malha de controlo de amplitudes utilizando díodos Zener.

III – Filtros Digitais

Considerar o filtro digital com frequência de amostragem f_s = 50 kHz e função de sistema

$$T(z) = \frac{1 + 2\,z^{-1} + z^{-2}}{1 - 0{,}3\,z^{-1} + 0{,}2\,z^{-2}}$$

a) Referir com se designa este tipo de filtro, se ele é estável ou instável, e calcular a sua equação de recorrência
b) Para o filtro considerado em IIIa) calcular o valor da sua resposta de amplitude 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.
d) Para um filtro digital obtido por transformação bilinear de um filtro analógico passa-alto de Butterworth, comparar a atenuação que se obtém para uma mesma frequência, no filtro digital e no filtro analógico.

IV – Conversores A/D e D/A

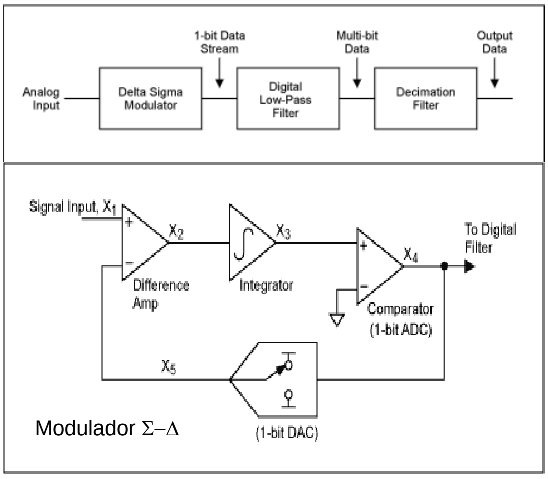
a) Considerar o conversor Σ–Δ da Fig. 3, que inclui um modulador Σ–Δ. Explicar o funcionamento do conversor.

b) Justificar a afirmação: "Nos conversores de maior rapidez o ritmo de conversão não é limitado pelo tempo de conversão".

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

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

$$\Omega_s=\frac{\Omega_{s2}-\Omega_{s1}}{\Omega_{p2}-\Omega_{p1}};\quad \hat{S}=\sqrt[n]{\varepsilon}\,\frac{s^2+\omega_0^2}{Bs}$$

Fig. 3


cotação: **I**- a)1 b)1,5 c)1 **II**- a)3 b)1 c)2 d)1 **III**- a)2 b)1 c)2 d)1 IV- a)2 b)1,5

<u>Soluções</u>

I – Amplificadores Operacionais

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

b) $$\frac{R_4}{R_3+R_4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)=1 \text{ e } \frac{R_2}{R_1}=2 \quad \Rightarrow \quad R_3=2R_4 \text{ e } R_2=2R_1$$

Mas $R_2//R_1=\ R_3//R_4$ para minimizar o efeito de I_B.

Virá assim, $R_2=R_3=2R=2k\Omega$ e $R_1=R_4=R=1k\Omega$

c)

Com $$\begin{cases} V_{idC}=V_{i2}-V_{i1} \\ V_{icm}=\dfrac{V_{i1}+V_{i2}}{2} \end{cases}$$

de Ib) virá imediatamente $$V_o=\left(V_{imc}+\frac{V_{id}}{2}-2V_{imc}+2\frac{V_{id}}{2}\right)=-V_{imc}+1,5V_{id}$$

Logo G_{mc}=-1 e G_{md}= 1,5.

II – Filtros Activos e Osciladores

a) $\omega_{s1}x\omega_{s2} > \omega_{p1}x\omega_{p2}$. Assim para as especificações serem simétricas ($\omega_{s1}x\omega_{s2}= \omega_{p1}x\omega_{p2}$) é necessário baixar $\omega_{s1}x\omega_{s2}$. O pior caso obriga a baixar ω_{s2}. Assim, sendo $\omega_0^2=\omega_{p1}x\omega_{p2}$:

$$\omega_{s2}^{'}=\frac{\omega_0^2}{\omega_{s1}}=2\pi \text{ x } 4800=30159,3\ rad/s \text{ e } \Omega_s=\frac{\omega_{s2}^{'}-\omega_{s1}}{\omega_{p2}-\omega_{p1}}=11,5$$

Para Butterworth tem-se $A(\Omega)=10\log(1+\varepsilon^2\Omega^{2n})$.

1) $A(1)=10\log(1+\varepsilon^2)=A_p$ Com A_p=3 dB vem imediatamente ε=1.

2) $A(\Omega_s)=10\log(1+\varepsilon^2\Omega_s^{2n})\geq A_s$ vem n=1 e $H(\hat{S})=\hat{S}+1$

3) $$T(s)=\left.\frac{1}{H(\hat{S})}\right|_{S=\sqrt[n]{\varepsilon}\frac{s^2+\omega_0^2}{Bs}}=\frac{Bs}{s^2+Bs+\omega_0^2}=\frac{2513s}{s^2+2513s+3,7899x10^7}$$

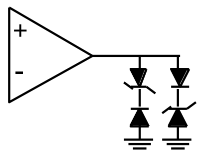
b) No passa-banda as assíntotas de baixas e altas frequências têm um valor em módulo igual à assimptota do filtro passa-baixo que lhe deu origem. Trabalhando agora nas assíntotas de alta frequência dos filtros passa-baixo de Butterworth e de Chebyshev, sabemos que a diferença de atenuação entre estes é dada por $A_C(\Omega)$-$A_B(\Omega)$=6(n-1) dB. No nosso caso seria de 0 dB a atenuação suplementar que se obteria com aproximação de Chebyshev.

c) O circuito é baseado num filtro passa-baixo de Sallen e Key, cuja função de transferência para o dimensionamento dado vem

$$T(s)=\frac{V_o(s)}{V_i(s)}=\frac{k\ /\ R^2C^2}{s^2+\dfrac{(3-k)}{RC}s+\dfrac{1}{R^2C^2}}=\frac{k\omega_p^2}{s^2+\dfrac{\omega_p}{Q_p}s+\omega_p^2}$$

Se o circuito oscilar será à frequência dos polos, ou seja: ω_p=1/RC=1Mrad/s o que equivale a f=159kHz. Para que o circuito oscile é necessário os polos estarem sobre o eixo imaginário, ou seja, $Q_p=\infty$. Assim: k=3.

d) Para arranque das oscilações é necessário pôr os polos no SPCD, aumentando o valor de k, ou seja k>3, mas o circuito fica instável. Assim, é necessário controlar a amplitude das oscilações. O sistema de díodos representado na figura ao lado, por exemplo, limita a amplitude das arcadas "cortando" a sinusoide em $\pm(V_z+0,7)$ V, o que origina um sinal com harmónicas. Devido à malha RC de realimentação, só a harmónica fundamental é aproveitada, ficando com uma amplitude adequada.



III – Filtros Digitais

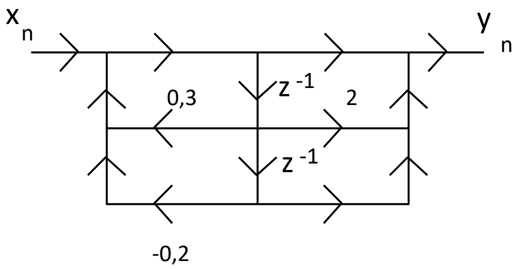
a) Filtro IIR. Equação de recorrência: $y_n = x_n + 2x_{n-1} + x_{n-2} + 0{,}3y_{n-1} - 0{,}2y_{n-2}$

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

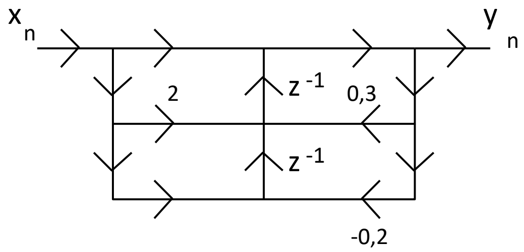
b) Fase em DC é 0º; Amplitude é 4,44(4), ou seja, 12,96 dB.

c)

Forma Direta II



Forma Direta II Transposta



d) A atenuação é inferior pois a transformação bilinear comprime o espectro e a resposta de amplitude em causa é monotónica.

IV – Conversores A/D e D/A

a) O conversor é composto inicialmente por um modulador Σ–Δ a trabalhar a um ritmo superior ao de Nyquist (para comprimir o espectro do sinal). Este modulador funciona da seguinte forma:
O bloco integrador tem um ganho infinito em DC ($T(s)=1/sRC$). A única forma de o integrador fornecer um sinal finito é ter à sua entrada um sinal de valor médio (portanto, DC) nulo. Mas isto significa que se considerarmos o sinal de entrada constante (ou de variação lenta) que o sinal X_5 apresenta um valor médio igual ao sinal a digitalizar. O sinal X_5 é composto por uma sucessão de zeros e uns provenientes do DAC controlado pelo comparador. Quanto maior for o sinal de entrada mais percentagem de uns (face aos zeros) estarão a ser gerados pelo sistema realimentado, pois é necessário um valor médio mais elevado nesta trama de bits.
Após o modulador aplica-se um filtro passa-baixo (de eliminação de ruído de alta frequência) e um decimador (para expandir o espectro do sinal de volta à banda original). A percentagem de uns por amostra é então passada para uma palavra de código binário.

b) Nos conversores rápidos a conversão é realizada em pipeline. Nesta técnica, o ritmo de conversão depende apenas do tempo de conversão de um andar e não do tempo de conversão para a totalidade dos andares. Para o mesmo número de bits, quanto mais andares houver, mais rápido é o tempo de processamento em cada andar (pois é menor o processamento em cada andar) e logo maior o ritmo possível de conversão.