ELECTRÓNICA GERAL

Exame de 26 de Novembro de 2021. Sem consulta. Em todas as questões explique os seus raciocínios. Duração 2h.

I –Filtros Activos

a) Obter a função de transferência de um filtro passa-banda de Butterworth que obedeça às seguintes especificações: atenuação máxima na banda de passagem: 3 dB; banda de passagem: 800 Hz a 1200 Hz; atenuação superior a 20 dB nas frequências inferiores a 160 Hz e superiores a 5500 Hz.

b) Se em Ia) for utilizada a aproximação de Chebyshev com a mesma ordem, calcular atenuação suplementar que se obtém para as baixas e altas frequências.

c) Considerar o filtro com GIC representada na Fig. 1. Dimensionar o circuito por forma a implementar um filtro passa-alto de 2ª ordem com $Q_p = \sqrt{5}$, $\omega_p^2=2{,}527\text{x}10^8$ e ganho unitário nas altas frequências, sabendo que K=1, $R_1= R_2= R_3=R_5=1$ kΩ e $C_6=10$ nF.

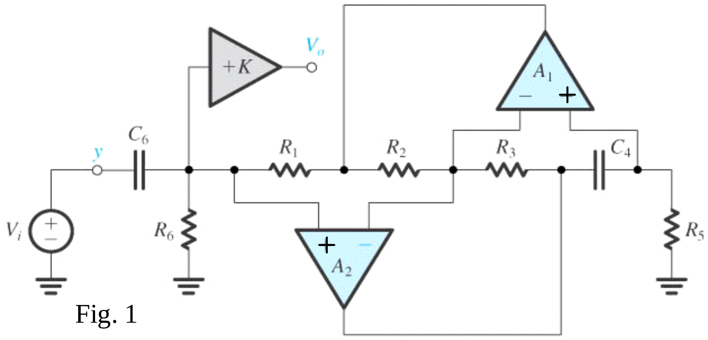


Fig. 1

II – Filtros Digitais

a) Considerar o filtro digital com frequência de amostragem f_s = 100 kHz e $T(z) = 2 + 0{,}4\, z^{-1} + 0{,}8\, z^{-2} + 0{,}4\, z^{-3} + 2\, z^{-4}$. Referir com se designa este tipo de filtros, se o filtro é estável ou instável, e calcular a sua equação de recorrência.

b) Para o filtro de IIa) calcular o valor da resposta de amplitude e do atraso de fase τ ($\tau = - \partial\varphi/\partial\omega$) para um sinal DC.

c) Para o filtro de IIa) desenhar dois diagramas de fluxo de sinal com número mínimo de multiplicações.

d) Explicar a influência das janelas na seletividade dos filtros FIR obtidos por este meio.

III – Osciladores e Circuitos Digitais

a) Considerar o oscilador representado na Fig. 2. Identificar o tipo de oscilador e calcular a sua frequência de oscilação.

b) Na Fig. 2, explicar a função dos díodos D_1 e D_2 e vantagem de ter o sinal de saída v_0 no local ilustrado na figura.

c) No oscilador da Fig. 2, considerar o Ampop não-ideal sujeito a correntes de polarização de entrada e a tensão de offset. Justificar de que forma estas não-idealidades alteram o funcionamento do oscilador.

d) Considerar o descodificador de endereços NOR representado na Fig. 3. Explicar o seu funcionamento e indicar qual a expressão lógica dos bits de endereço ($A_2A_1A_0$) que seleciona a linha 6.

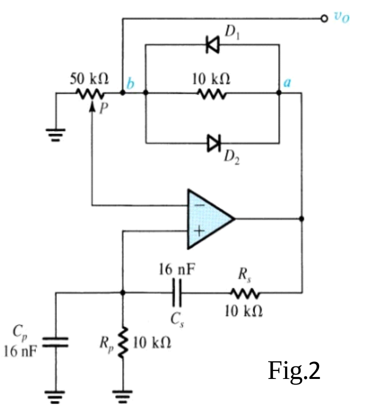


Fig.2

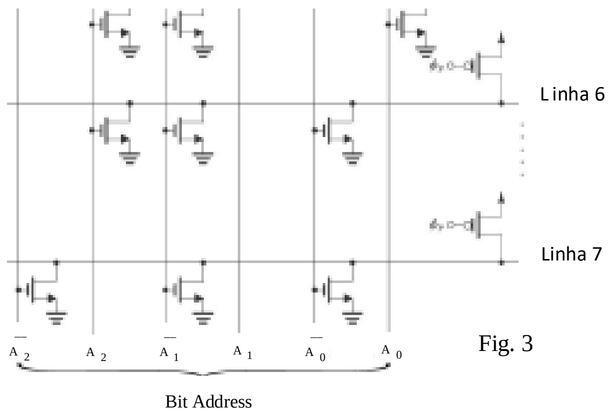


Fig. 3

Nota:

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

$$A_B(\Omega) = 10\log(1+\varepsilon^2\Omega^{2n});\ \Omega_s = \frac{\omega_{s2}-\omega_{s1}}{\omega_{p2}-\omega_{p1}};$$

Para a Fig. 1, $Y_{GIC} = \dfrac{Y_1 Y_3 Y_5}{Y_2 Y_4}$

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

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

Soluções

I – Filtros Activos

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 aumentar $\omega_{s1}x\omega_{s2}$. O pior caso obriga a ser aumentar ω_{s1}. Assim, sendo $\omega_0^2=\omega_{p1}x\omega_{p2}$:

$$\omega_{s1}'=\frac{\omega_0^2}{\omega_{s2}}=2\pi \text{ x } 174{,}5=1096{,}7 rad/s \text{ e } \Omega_s=\frac{\omega_{s2}-\omega_{s1}'}{\omega_{p2}-\omega_{p1}}=11{,}3$$

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) $$T(s)=\left.\frac{1}{H(\hat{S})}\right|_{S=\sqrt[n]{\varepsilon}\frac{s^2+\omega_0^2}{Bs}}=\frac{Bs}{s^2+Bs+\omega_0^2}=\frac{2513s}{s^2+2513s+3{,}7899\text{x}10^7}$$

b) No passa-banda as assíntotas de baixas e altas frequências têm um valor em módulo igual à assíntota 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 GIC simula uma bobine de valor $L=R^2C_4$, onde R= R1= R2= R3=R5=1 kΩ. Substituindo no filtro o GIC por esta bobibe, vem uma função de transferência passa-alto de 2ª ordem:

$$\frac{v_o}{v_i}=K\frac{Z_{R6}//Z_L}{Z_{C6}+Z_{R6}//Z_L}=K\frac{\frac{sLR_6}{R_6+sL}}{\frac{1}{sC_6}+\frac{sLR_6}{R_6+sL}}=K\frac{s^2}{s^2+\frac{1}{C_6R_6}s+\frac{1}{LC_6}}$$

Por outro lado, das especificações do enunciado para o filtro vem

$$T(s)=\frac{s^2}{s^2+7{,}109\text{x}10^3s+2{,}527\text{x}10^8}$$

Igualando as duas funções e com K=1 vem

R_6 = 14,07 kΩ e L = 395,73 mH. Como $C_4 = L/R^2$, vem C_4 = 395,73 nF

II – Filtros Digitais

a) Filtro FIR, sempre estável e com equação de recorrência:

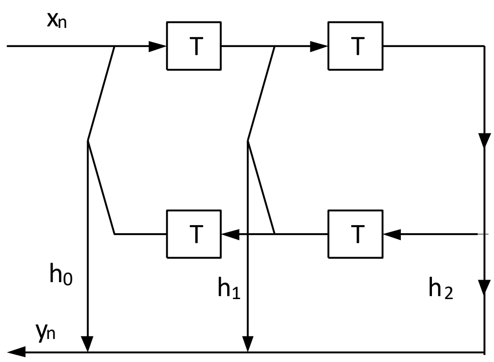
$$y_n=2x_n+0{,}4x_{n-1}+0{,}8x_{n-2}+0{,}4x_{n-3}+2x_{n-4}$$

b)
$$\begin{aligned}T(e^{j\omega T})&=2+0{,}4e^{-j\omega T}+0{,}8e^{-j2\omega T}+0{,}4e^{-j3\omega T}+2e^{-j5\omega T}\\&=e^{-j2\omega T}\left[2e^{j2\omega T}+2e^{-j2\omega T}+0{,}4\left(e^{j\omega T}+e^{-j\omega T}\right)+0{,}8\right]\\&=e^{-j2\omega T}\left[4\cos(2\omega T)+0{,}8\cos(\omega T)+0{,}8\right]\\&=\left|T(e^{j\omega T})\right|e^{j\varphi(\omega)},\ \varphi(\omega)=-2\omega T\end{aligned}$$

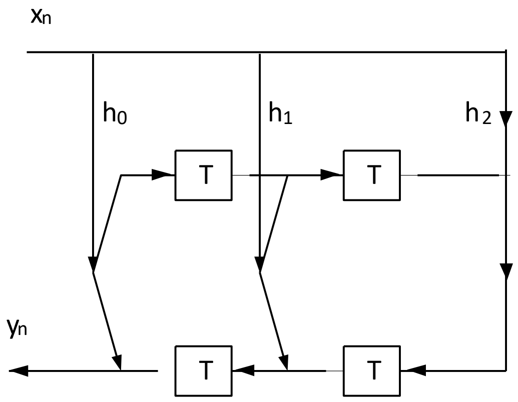
τ = 20 µs, constante para qualquer frequência (fase linear). $|T(e^{j0})|$= 5,6= 14,96 dB.

c) $h_0 = h_4 = 2$; $h_1 = h_3 = 0{,}4$; $h_2 = 0{,}8$.

1 - Forma Directa (optimizada):



2 - Forma Directa Transposta (optimizada):



d) A banda de transição (aproximadamente a largura do lóbulo principal) vem dada por $\Delta\gamma$=A/N, onde A é uma constante dependente da janela. Para o mesmo N, se usarmos um lóbulo principal mais largo, apesar de resultar em menor ondulação (fenómeno de Gibbs) conduz a uma banda de transição mais larga, logo menor seletividade.

III – Osciladores e Circuitos Digitais

a) Oscilador em Ponte de Wien. Como na malha β os Rs são iguais e os Cs também, vem ω_0=1/RC=6,25 krad/s=2πx995rad/s

b) Os díodos pertencem à malha de controlo da amplitude das oscilações. Esta malha é necessária porque o oscilador tem que ser dimensionado para ser instável (ganho superior ao de Barkhausen) por forma a garantir o arranque das oscilações. A saída tirada no local indicado é mais sinusoidal pois beneficia da filtragem passa-banda da malha β, que vai filtrar as harmónicas produzidas pelos díodos.

c) As não-idealidades originam uma tensão de erro DC na saída do ampop. Contudo, este sinal de erro é filtrado pela malha passa-banda de retroação pelo que não influencia a frequência de oscilação. Desta forma o dimensionamento não é alterado.

d) Funcionamento:

Inicialmente todas as linhas de endereço estão em repouso, ou seja a LOW.

1º - Pré-carga de todas as linhas de saída a HIGH mediante φ_p a LOW.

2º - Aplica-se o endereço nas respetivas linhas e deste modo todas as linhas de saída vão passar a LOW exceto a definida pelo endereço, que se manterá a HIGH.

A linha 6 corresponde à expressão lógica $\bar{A}_2 A_1 A_0$