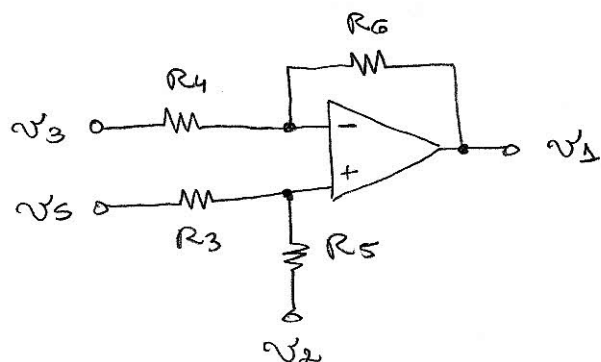


- ① (a) As funções de transferência podem ser obtidas por superposição. Para o primeiro amp. op., temos:



$$V_+ = \frac{R_5}{R_3 + R_5} V_2 + \frac{R_3}{R_3 + R_5} V_1$$

Além disso:

$$V_1 = V_+ - R_6 \cdot \frac{V_3 - V_+}{R_4}$$

$$V_1 = V_+ \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) - \frac{R_6}{R_4} V_3$$

Substituindo a equação para V_+ :

$$V_1 = \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_5}{R_3 + R_5} V_2 + \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_3}{R_3 + R_5} V_1 - \frac{R_6}{R_4} V_3$$

A tensão V_2 é produzida pelo primeiro integrador de Miller. Assim:

$$V_2 = -\frac{1}{sR_1C_1} \cdot V_1$$

$$V_2 = -\frac{1}{sR_1C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_5}{R_3 + R_5} V_1 - \frac{1}{sR_1C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_3}{R_3 + R_5} V_1 + \frac{1}{sR_1C_1} \cdot \frac{R_6}{R_4} V_3$$

$$V_2 \left[1 + \frac{1}{sR_1C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_3}{R_3 + R_5} \right] = -\frac{1}{sR_1C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_5}{R_3 + R_5} V_1 + \frac{1}{sR_1C_1} \cdot \frac{R_6}{R_4} V_3$$

$$V_2 = -\frac{\left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_5}{R_3 + R_5}}{sR_1C_1 + \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_3}{R_3 + R_5}} \cdot V_1 + \frac{\frac{R_6}{R_4} \cdot V_3}{sR_1C_1 + \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) \frac{R_3}{R_3 + R_5}}$$

A tensão V_3 , por sua vez, é obtida a partir do 2º integrador de Miller. Assim:

$$V_3 = -\frac{1}{sR_2C_2} \cdot V_2$$

$$V_3 = \frac{\left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \frac{R_5}{R_3 + R_5}}{sR_2C_2 \left[sR_1C_1 + \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \frac{R_3}{R_3 + R_5} \right]} V_5 -$$

$$- \frac{\frac{R_6}{R_4}}{sR_2C_2 \left[sR_1C_1 + \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \frac{R_3}{R_3 + R_5} \right]} V_3$$

$$V_3 \left[1 + \frac{\frac{R_6}{R_4}}{sR_2C_2 \left[sR_1C_1 + \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \frac{R_3}{R_3 + R_5} \right]} \right] =$$

$$= \frac{\left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \frac{R_5}{R_3 + R_5}}{sR_2C_2 \left[sR_1C_1 + \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \frac{R_3}{R_3 + R_5} \right]} V_5$$

$$V_3 \left[s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + sR_2C_2 \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5}\right) + \frac{R_6}{R_4} \right] =$$

$$= \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \frac{R_5}{R_3 + R_5} \cdot V_5$$

$$V_3 = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5}\right)}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5}\right) + \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} V_5$$

Finalmente, para obter V_2 , usamos a transferência do segundo integrador de Miller:

$$V_3 = -\frac{1}{sR_2C_2} V_2 \quad \therefore \quad V_2 = -sR_2C_2 V_3$$

$$V_2 = \frac{\frac{1}{R_1 C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5}\right) s}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5}\right) + \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} V_5$$

Do mesmo modo, a tensão na saída V_3 pode ser obtida a partir do primeiro integrador de Miller:

$$V_2 = - \frac{1}{s R_1 C_1} V_3 \quad \therefore \quad V_3 = - s R_1 C_1 V_2$$

$$V_3 = - \frac{\left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5}\right) s^2}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5}\right) + \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} V_5$$

Assim, o circuito de Kerwin-Huelsman-Newcomb disponibiliza ao projetista três funções de transferência.

A primeira:

$$\frac{V_3(s)}{V_5} = - \frac{\left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5}\right) s^2}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5}\right) + \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

apresenta dois zeros em $s=0$ (DC) e apresenta um ganho igual a $\left| \frac{V_3(j\omega)}{V_5} \right| = - \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \cdot \frac{R_5}{R_3 + R_5}$ para

$\omega \rightarrow \infty$. Portanto, essa função de transferência é do tipo passa-altas.

A segunda:

$$\frac{V_2(s)}{V_5} = \frac{\frac{1}{R_1 C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5}\right) s}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5}\right) + \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

apresenta um zero em $s=0$ (DC) e outro em $s \rightarrow \infty$. Além disso seu ganho máximo $\left| \frac{V_2(j\omega_0)}{V_5} \right|_{\max}$ ocorre em

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \text{ Portanto, } \frac{V_2(s)}{V_5} \text{ é passa-faixa.}$$

Finalmente, a terceira:

$$\frac{V_3}{V_5}(s) = - \frac{\frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \left(\Delta + \frac{R_6}{R_4} \right) \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5} \right)}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \left(\Delta + \frac{R_6}{R_4} \right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5} \right) + \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

apresenta dois zeros em $s \rightarrow \infty$ e um ganho $\left| \frac{V_3}{V_5}(s) \right| =$

$$= - \frac{R_4}{R_3} \left(\Delta + \frac{R_6}{R_4} \right) \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5} \right) \text{ em } \omega = 0 \text{ (DC). Portanto,}$$

essa transferência é passa-baixas.

(b) Projetar um filtro passa-faixa:

$$\frac{K \omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0 s}{Q} + \omega_0^2} = \frac{\frac{1}{R_1 C_1} \left(\Delta + \frac{R_6}{R_4} \right) \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5} \right) s}{s^2 + \frac{1}{R_1 C_1} \left(\Delta + \frac{R_6}{R_4} \right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5} \right) s + \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

Para simplificar o projeto, faremos $R_1 = R_2 = R$,

$C_1 = C_2 = C$ e $R_6 = R_4$. Assim, ficamos com:

$$\frac{K \omega_0 s}{s^2 + \frac{\omega_0 s}{Q} + \omega_0^2} = \frac{\frac{\Delta}{RC} \left(\frac{R_5}{R_3 + R_5} \right) s}{s^2 + \frac{\Delta}{RC} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5} \right) s + \frac{1}{(RC)^2}}$$

Assim, a partir das especificações do problema, temos:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{(RC)^2} \therefore \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Arbitrando $R = 10 \text{ k}\Omega$, temos: $C = \frac{1}{\omega_0 R} \approx 16 \text{ nF}$.

Iguando o outro coeficiente do denominador:

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{\Delta}{RC} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5} \right)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \cancel{\Delta \omega_0} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_5} \right)$$

$$2Q = \frac{R_3 + R_5}{R_3}$$

$$2Q - \Delta = \frac{R_5}{R_3}$$

$$\frac{R_5}{R_3} = 9$$

Arbitrando $R_3 = 1k\Omega$, temos que $R_5 = 9k\Omega$.

Finalmente, como estamos arbitrando $R_6 = R_4$, escolhemos $R_6 = R_4 = 10k\Omega$.

Assim:

$$\frac{V_2(s)}{V_5} = - \frac{4\pi \cdot 10^3 \cdot 0,9}{s^2 + \frac{2\pi \cdot 10^3}{5} s + 2\pi \cdot 10^3}$$

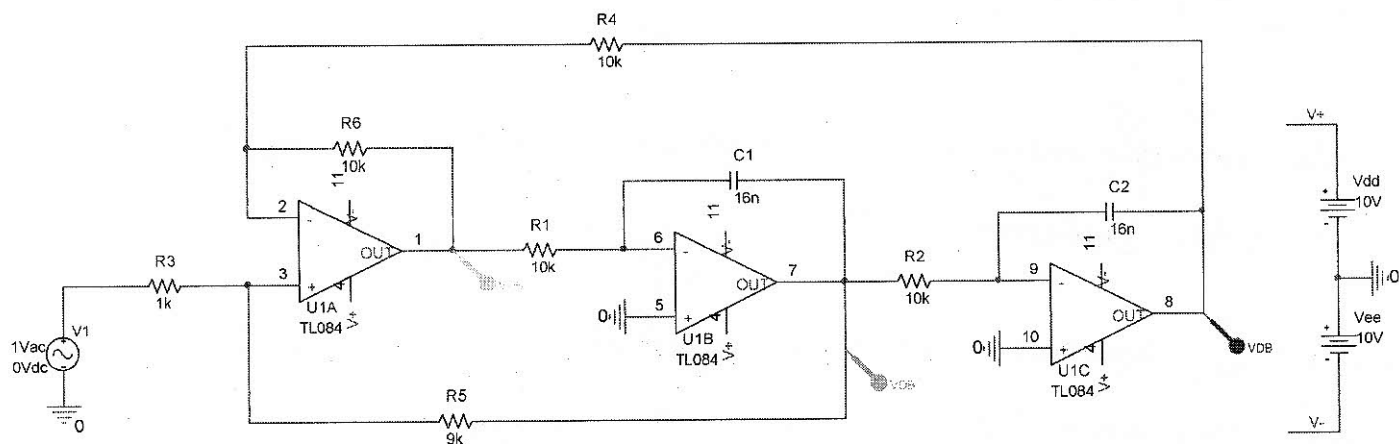
$$= - \frac{1,8 \cdot 2\pi \cdot 10^3}{s^2 + 4\pi \cdot 10^2 s + 2\pi \cdot 10^3}$$

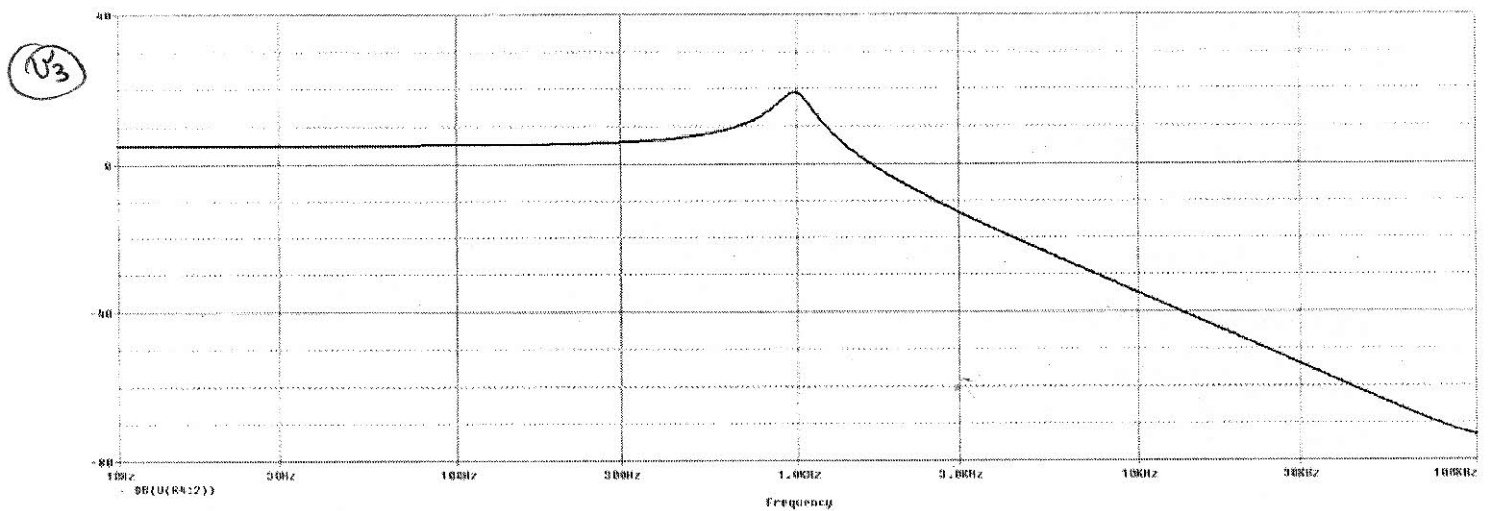
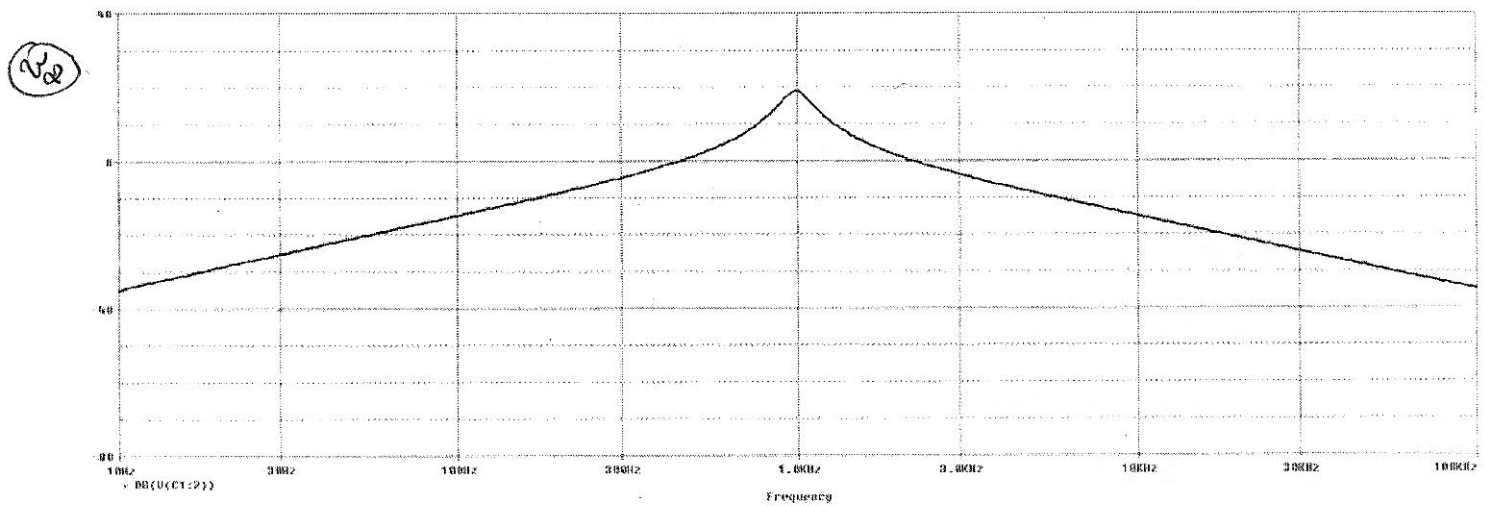
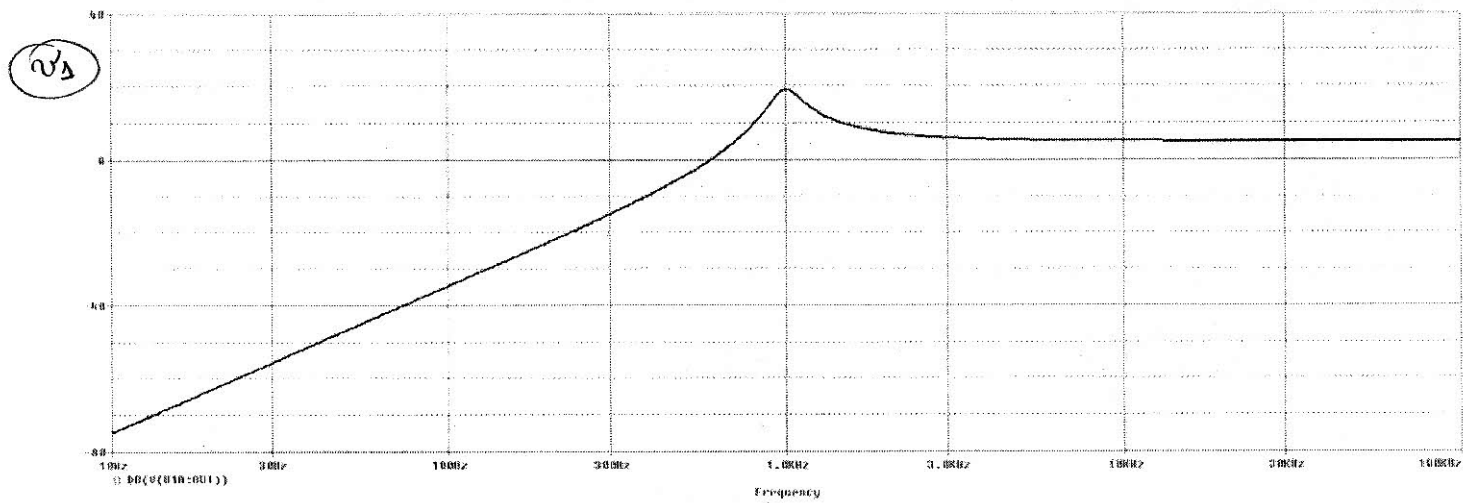
De onde se conclui que $K = 1,8$ neste projeto.

Resumindo:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 = C_2 = 16 \text{ nF} \\ R_1 = R_2 = 10k\Omega \\ R_3 = 1k\Omega \\ R_4 = 10k\Omega \\ R_5 = 9k\Omega \\ R_6 = 10k\Omega \end{array} \right.$$

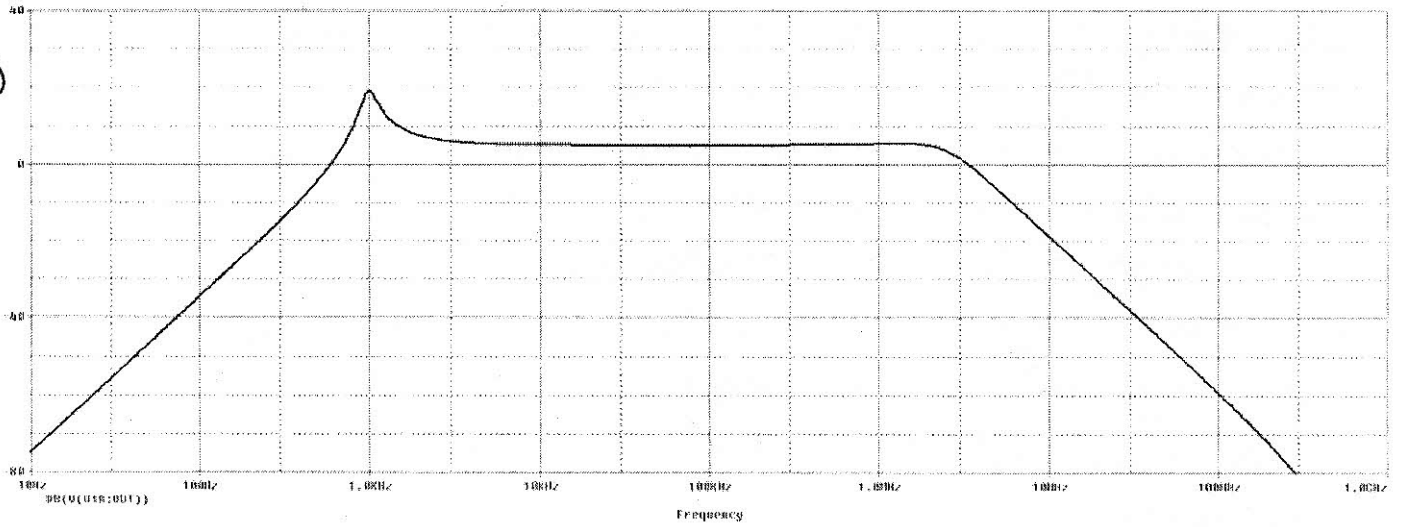
(c) Simulando o circuito projetado com o auxílio do Orcad, obtemos os seguintes gráficos para as respostas em frequência em relação às saídas V_1 , V_2 e V_3 :



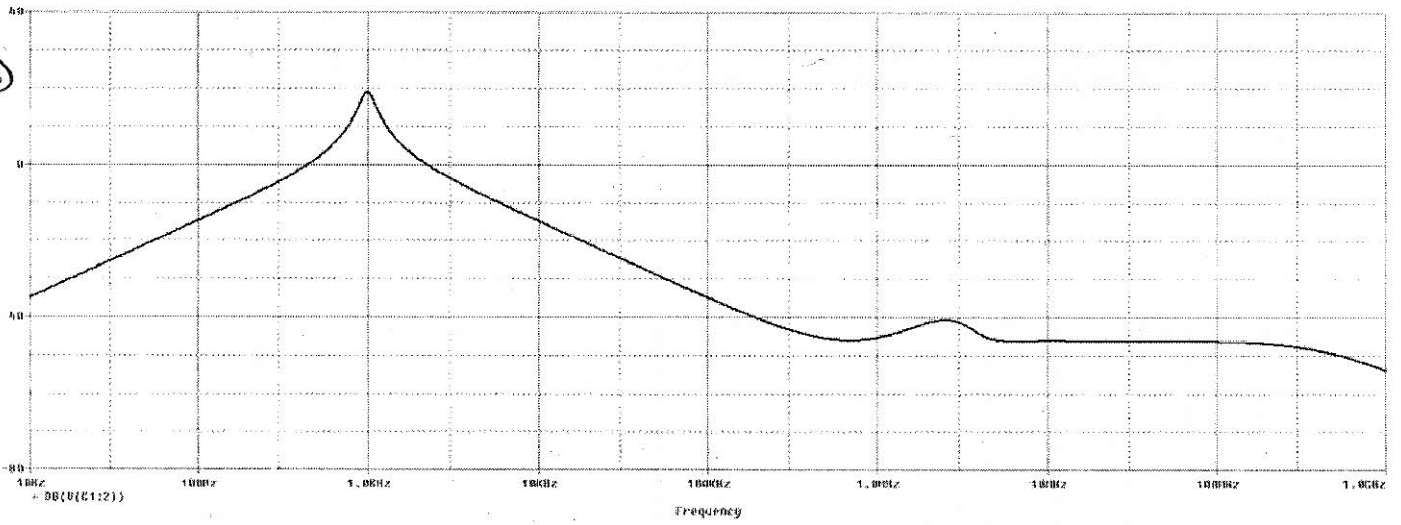


De acordo com esses gráficos, notamos que $\frac{V_1(s)}{V_s}$ é realmente passa-altas, $\frac{V_2(s)}{V_s}$ é passa-faixa e $\frac{V_3(s)}{V_s}$ é passa-baixas. Entretanto, se plotarmos a resposta em frequência até 1GHz, teremos:

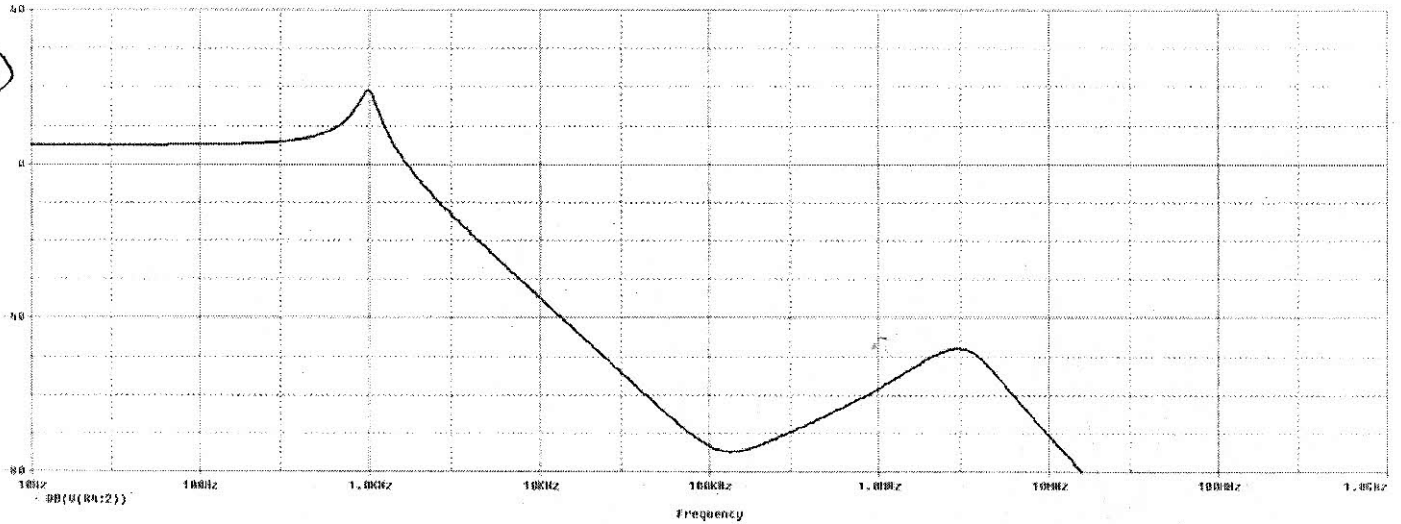
V_3



V_2



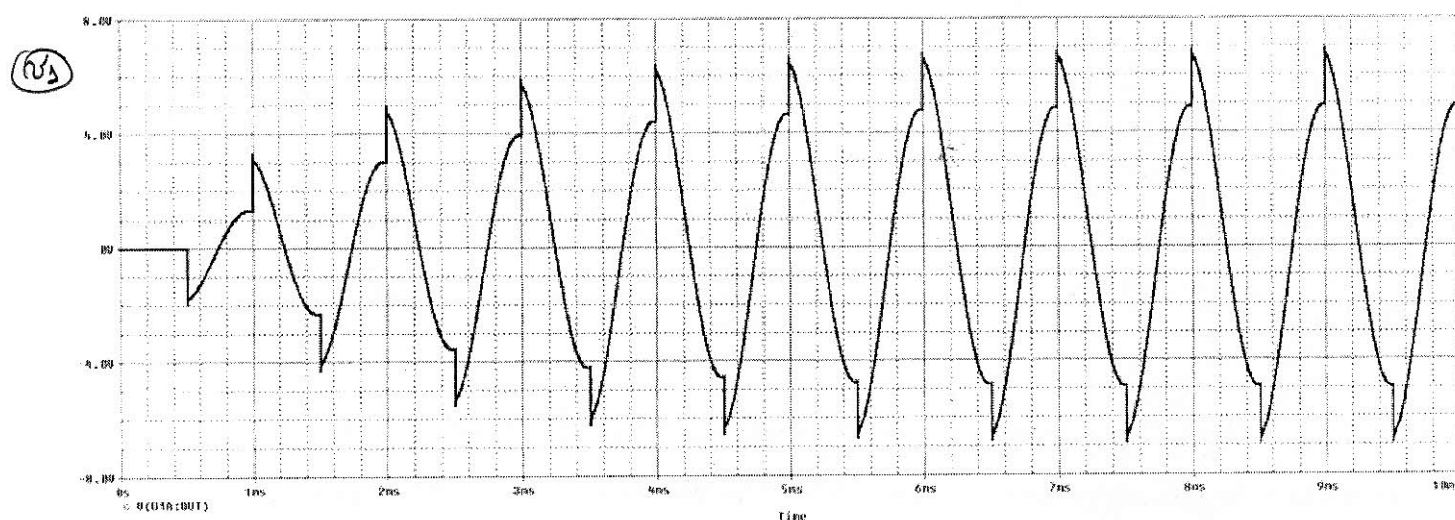
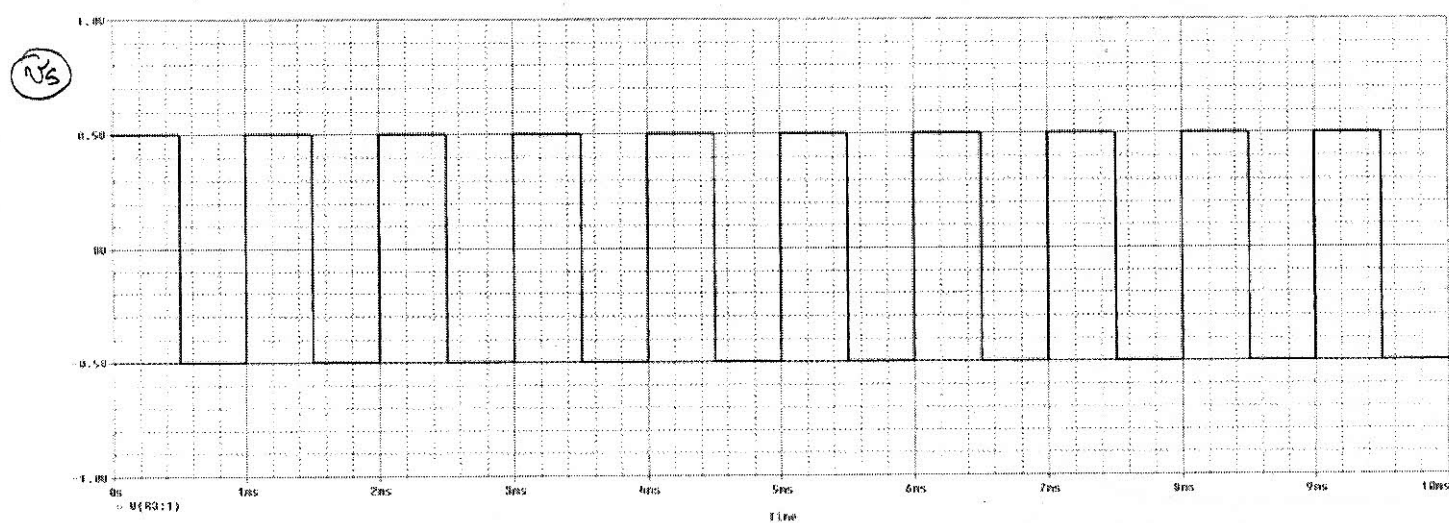
V_3



Nota-se que a partir de cerca de centenas de MHz, o circuito começa a se comportar de maneira bem diferente do que foi previsto teoricamente usando um modelo ideal para os amp. op's. A transferência $\frac{V_3}{V_5}$, por exemplo, deixou de ser passa-altas.

Isso acontece porque a resposta em frequência dos amp. op's reais difere com que seus ganhos em malha aberta diminuam com a frequência, tornando-os bem diferentes de um amp. op. ideal. Dessa forma, a resposta em frequência em malha aberta dos amp. op's afeta a resposta do filtro em altas frequências. Como o TL084 possui $GB = 3 \text{ MHz}$, já era de se esperar alterações na resposta em frequência do filtro nas proximidades dessa frequência.

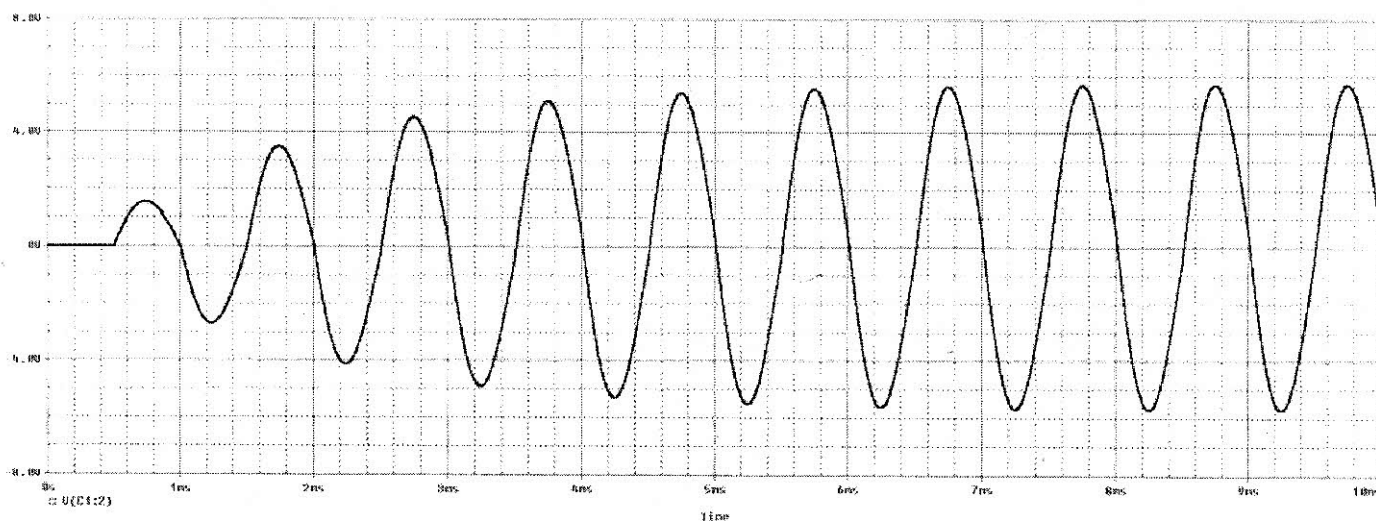
(d) Simulando o circuito para uma entrada em onda quadrada, temos:



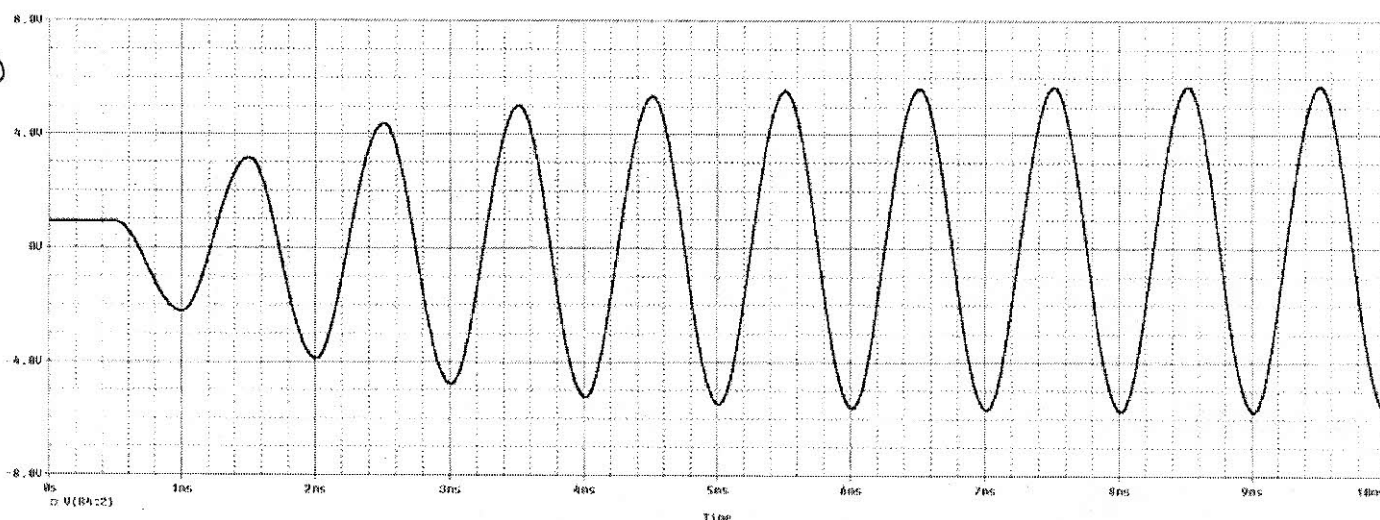
Observe que na saída V_s (passa-altas) as transições abruptas (componentes de alta frequência) são transferidas para a saída. Entre as transições, o sis-

tema responde com uma resposta oscilante na frequência de ressonância, que, neste caso, é igual à frequência da onda quadrada. Assim, antes mesmo da tensão em V_3 completar meio ciclo, uma nova transição na entrada acontece, reiniciando uma nova resposta transitória.

V_2

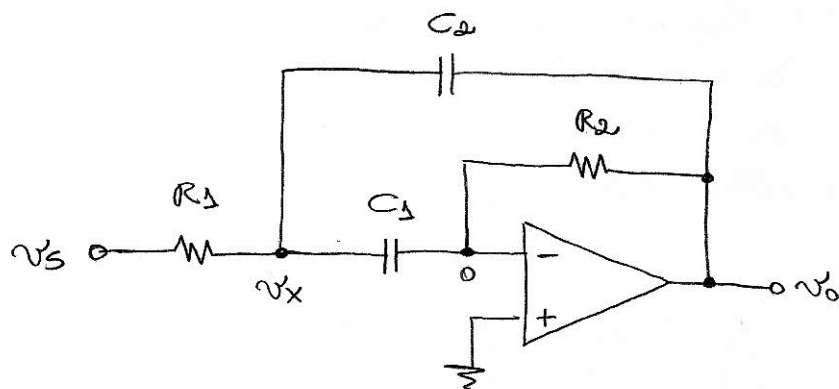


V_3



Já as respostas passa-faixa (V_2) e passa-baixas (V_3), o filtro demonstra sua capacidade de eliminar os harmônicos de altas frequências, apresentando na saída apenas a componente fundamental em 1 kHz. Por essa razão as saídas V_2 e V_3 apresentam uma forma de onda senoidal em regime permanente.

- ② (a) Para obter a função de transferência $\frac{V_o(s)}{V_s}$, devemos adotar a análise nodal:



Devido ao elevado ganho de tensão do amp. op., teremos:

$$V_- = 0$$

Equações do nó V_- :

$$(0 - V_x) \omega C_1 + \frac{(0 - V_o)}{R_2} = 0$$

$$\omega C_1 V_x = - \frac{V_o}{R_2} \quad \therefore \quad V_x = - \frac{1}{\omega R_2 C_1} V_o$$

Equações do nó V_x :

$$\frac{V_x - V_s}{R_1} + (V_x - V_o) \omega C_2 + V_x \omega C_1 = 0$$

$$V_x \left(\frac{1}{R_1} + \omega C_2 + \omega C_1 \right) = \frac{V_s}{R_1} + \omega C_2 V_o$$

Substituindo a expressão para V_x , teremos:

$$- \frac{V_o}{\omega R_2 C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \omega C_2 + \omega C_1 \right) = \frac{V_s}{R_1} + \omega C_2 V_o$$

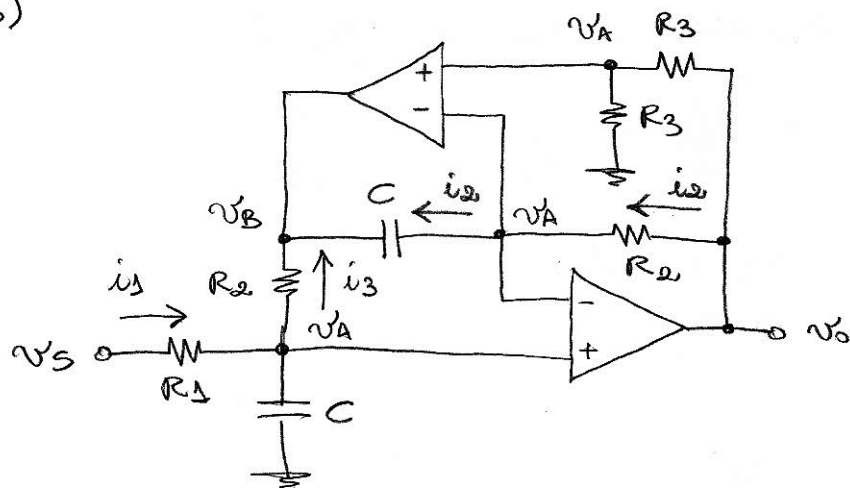
$$- \frac{V_o}{\omega R_2 C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \omega C_2 + \omega C_1 + \omega^2 R_2 C_1 C_2 \right) = \frac{V_s}{R_1}$$

$$\frac{V_o(s)}{V_s} = \frac{- \omega R_2 C_1}{1 + \omega R_1 (C_1 + C_2) + \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2}$$

h

(b)

6



Com virtude do alto ganho dos amp. op's., as tensões V_A são iguais.

A partir do divisor de tensão formado por R_3 :

$$V_A = \frac{R_3}{R_3 + R_3} V_O$$

$$V_A = \frac{1}{2} V_O$$

Assim, a corrente i_2 será dada por:

$$i_2 = \frac{V_O - V_A}{R_2} = \frac{V_O - \frac{1}{2} V_O}{R_2}$$

$$i_2 = \frac{V_O}{2R_2}$$

Como a impedância de entrada dos amp. op's. é infinita, temos:

$$V_B = V_A - \frac{1}{sC} \cdot i_2 = \frac{V_O}{2} - \frac{1}{sC} \cdot \frac{V_O}{2R_2}$$

$$V_B = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{sR_2C} \right) V_O$$

Assim:

$$i_3 = \frac{V_A - V_B}{R_2} = \frac{1}{R_2} \left[\frac{V_O}{2} - \frac{V_O}{2} \left(1 - \frac{1}{sR_2C} \right) \right]$$

$$i_3 = \frac{1}{sR_2^2C} \cdot \frac{V_O}{2}$$

Com esse resultado, podemos calcular i_1 :

$$i_1 = i_3 + sC V_A = \frac{1}{sR_2^2C} \cdot \frac{V_O}{2} + sC \frac{V_O}{2}$$

$$i_1 = \frac{1 + s^2 R_2^2 C^2}{sR_2^2C} \cdot \frac{V_O}{2}$$

Com o valor de $\dot{v}_S$, podemos chegar até v_S :

$$v_S = v_A + R_1 \dot{v}_S = \frac{v_0}{\omega} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{1 + \omega^2 R_2^2 C^2}{\omega R_2 C} \cdot \frac{v_0}{\omega}$$

$$v_S = \frac{v_0}{\omega} \left[\frac{\omega R_2^2 C + R_1 + \omega^2 R_1 R_2^2 C^2}{\omega R_2^2 C} \right]$$

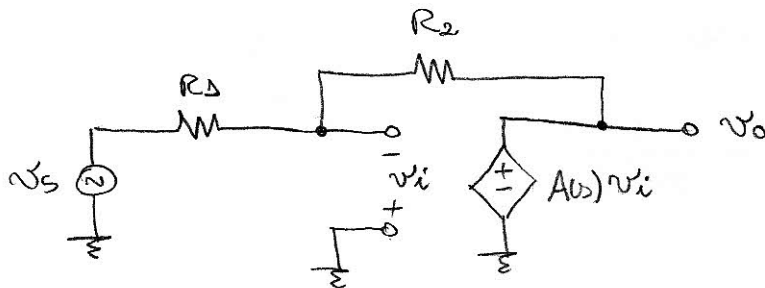
Finalmente:

$$\frac{v_0}{v_S}(\omega) = \frac{\frac{\omega}{R_1 C}}{\omega^2 + \omega \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2^2 C^2}}$$

③ (a) Considerando o amp. op. real com a seguinte transferência de malha aberta:

$$A(\omega) = \frac{A_0}{1 + \frac{\omega}{\omega_p}}$$

temos:



Escrevendo as equações nodal:

$$\frac{(-v_i - v_S)}{R_1} + \frac{(-v_i - v_0)}{R_2} = 0$$

$$(-v_i) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{v_S}{R_1} + \frac{v_0}{R_2}$$

$$-\frac{v_0}{A(\omega)} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{v_S}{R_1} + \frac{v_0}{R_2}$$

$$= v_o \left[\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \frac{1}{A_{os}} + \frac{1}{R_2} \right] = \frac{v_s}{R_1}$$

$$\frac{v_o}{v_s} = - \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_2} + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \cdot \frac{1}{A_{os}}} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \frac{1}{A_{os}}}$$

$$\frac{v_o}{v_s}(s) = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{1 + \frac{s}{\omega_p}}{A_o} \right)} =$$

$$= - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A_o}{A_o + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(1 + \frac{s}{\omega_p} \right)} =$$

$$= - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A_o}{A_o + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{1}{\omega_p} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) s}$$

$$\frac{v_o}{v_s}(s) = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\frac{A_o}{A_o + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}}{1 + \frac{s}{\omega_p \left[\frac{A_o + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]}}$$

O ganho real na banda passante ($s \rightarrow 0$) é igual a:

$$A_{vr} = \frac{v_o(s)}{v_s} = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A_o}{A_o + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} = - 2,1993 \text{ V/V}$$

O ganho ideal ($A_o \rightarrow \infty$) é:

$$A_{vi} = - \frac{R_2}{R_1} = - 2,2 \text{ V/V}$$

Assim, o erro será de:

$$\tilde{\epsilon} = \frac{|A_{vi} - A_{vr}|}{A_{vi}} = 0,032 \%$$

- (b) Se acordo com a função de transferência obtida no item (a), teremos que o limite da banda passante será:

$$\omega_H = \omega_P \left[\frac{A_0 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \right] \approx \frac{\omega_P A_0}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$$f_H = \frac{GB}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = 937,5 \text{ kHz}$$

- (c) Para um sinal com frequência igual ao limite da banda passante calculado em (b), a máxima derivada deverá ser igual ao slew-rate para não haver distorção:

$$\left. \frac{dv_o}{dt} \right|_{\text{MAX}} = V_o \omega_H \cos(\omega_H t) \Big|_{\text{MAX}} = SR$$

$$SR = V_o \omega_H = V_o 2\pi f_H$$

$$V_o = \frac{SR}{2\pi f_H} = 2,04 \text{ V}$$

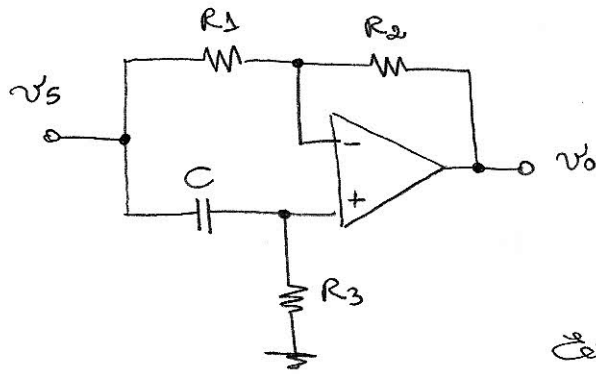
- (d) Para banda passante em que a amplitude na saída é a maior possível dentro dos limites de excursão de sinal:

$$SR = V_{LMT} \cdot 2\pi f_H$$

$$f_H = \frac{SR}{2\pi V_{LMT}} = \frac{12 \cdot 10^6}{2\pi \cdot 9}$$

$$f_H = 212,2 \text{ kHz}$$

④ (a) Obtendo a função de transferência do circuito:



$$v_+ = \frac{R_3}{\frac{1}{sC} + R_3} v_s$$

$$v_+ = \frac{sR_3C}{1 + sR_3C} v_s$$

Escrevendo a equação do nó \$v_-\$:

$$\frac{v_- - v_s}{R_1} + \frac{v_- - v_o}{R_2} = 0$$

$$v_- \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{v_s}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}$$

Como o amp. op. obriga a termos \$v_- = v_+\$, pode-se escrever:

$$v_s \frac{sR_3C}{1 + sR_3C} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{v_s}{R_1} + \frac{v_o}{R_2}$$

$$v_s \left[\frac{sR_3C}{1 + sR_3C} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \frac{1}{R_1} \right] = \frac{v_o}{R_2}$$

$$v_s \left[\frac{sR_3C}{1 + sR_3C} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} \right] = v_o$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{sR_3C \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2}{R_1} (1 + sR_3C)}{1 + sR_3C}$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{sR_3C + \cancel{\frac{R_2}{R_1} R_3C s} - \frac{R_2}{R_1} - \cancel{\frac{R_2}{R_1} R_3C s}}{1 + sR_3C}$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{sR_3C - \frac{R_2}{R_1}}{sR_3C + 1}$$

Para que o filtro opere como um passa-tudo:

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_s} \right| = \left| \frac{j\omega R_3 C - \frac{R_2}{R_1}}{j\omega R_3 C + 1} \right| = \text{cte.}$$

$$\sqrt{\frac{\omega^2 R_3^2 C^2 + \left(\frac{R_2}{R_1}\right)^2}{\omega^2 R_3^2 C^2 + 1}} = \text{cte.}$$

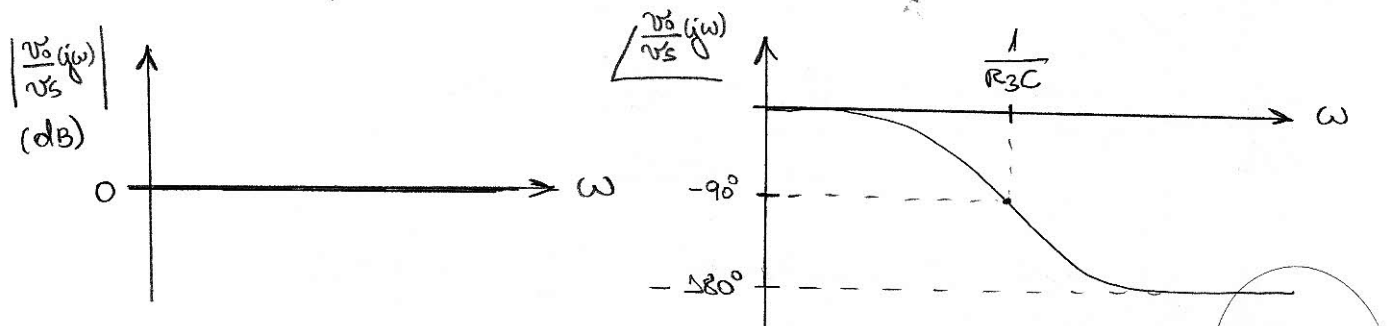
Da equação acima, se $\frac{R_2}{R_1} = 1$, então $\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_s} \right| = 1$ para qualquer frequência ω . Assim, para que o circuito opere como um passa-tudo, devemos ter que:

$$\frac{R_2}{R_1} = 1 \quad \therefore \quad R_1 = R_2$$

(b) Fazendo $R_1 = R_2$, a função de transferência ficará sendo:

$$\frac{V_o(s)}{V_s} = \frac{s R_3 C - 1}{s R_3 C + 1}$$

Com isso, os diagramas de Bode para a resposta em frequência serão:



Assim, o desvio de 90° ocorrerá na frequência do polo e do zero da função de transferência:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_3 C}$$

(c) Ao variar R_3 , a frequência do polo e do zero do filtro irá mudar, deslocando o gráfico da resposta em fase em relação à frequência. Assim, para um sinal de entrada v_s com frequência fixa ω_0 , diferentes valores de R_3 produzirão diferentes desvios de fase na faixa de 0 a -180° . Esta situação é ilustrada abaixo:

