

3. Circuitos Básicos de Aplicações em AC

3.1– Amplificador Não-Inversor:

Amplificadores não-inversores para sinais AC possuem a mesma topologia do amplificador genérico da Figura 2.2, excetuando-se o fato de que capacitâncias devem ser adicionadas para acoplar ou desacoplar o sinal [8]. A Figura 3.1a mostra o amplificador não-inversor com as capacitâncias adicionadas. O capacitor C_{in} acopla o sinal AC ao amplificador, evitando que componentes DC, que porventura façam parte do sinal, mudem o ponto de repouso do operacional. O capacitor C_o acopla o sinal à saída e evita que tensões de desbalanceamento nesse ponto (*offset*) afetem a carga. O capacitor C_A proporciona ganho unitário ao amplificador em DC, fazendo com que o desbalanceamento de saída seja igual ao de entrada e, portanto, minimizado. O ganho de patamar do amplificador vale:

$$G_v = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad [\text{V/V}] \quad (3.1)$$

A resistência de entrada em frequências médias e médias/altas vale $R_i = R_{in}$. Para minimizar *offset* de tensão em amplificadores operacionais com entradas bipolares, aconselha-se que: $R_{in} = R_B$.

Os capacitores criam, com as resistências, três polos de baixas frequências que valem:

$$p_{in} = \frac{1}{2\pi C_{in} R_{in}} \quad p_o = \frac{1}{2\pi C_o R_L} \quad p_A = \frac{1}{2\pi C_A R_A} \quad [\text{Hz}]$$

Em uma amplificação plana normal, esses polos devem ser menores do que a mínima frequência útil do sinal. Se o circuito for usado como filtro passa-altos, um desses polos ou a combinação deles, pode ser usado como frequência de corte do filtro.

3.2 - Amplificador Inversor:

A Figura 3.1b mostra o amplificador AC, inversor, com as capacitâncias adicionadas. O capacitor C_A acopla o sinal AC ao amplificador evitando que componentes DC, que porventura façam parte do sinal, mudem o ponto de repouso do operacional. O capacitor C_o acopla o sinal à saída e evita que tensões de desbalanceamento nesse ponto (*offset*) afetem a carga. Como esse amplificador possui ganho unitário em DC, o desbalanceamento de saída é igual ao de entrada e, portanto, minimizado. O ganho de patamar do amplificador vale:

$$G_v = -\frac{R_B}{R_A} \quad [\text{V/V}] \quad (3.2)$$

A resistência de entrada em frequências médias e médias/altas vale $R_i = R_A$.

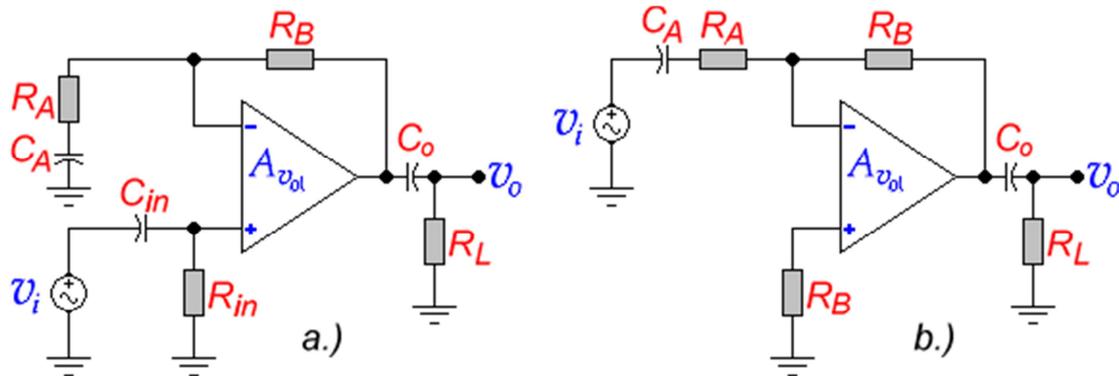


Figura 3.1 - Amplificadores AC. a.) Não- Inversor. b.) Inversor.

Para minimizar *offset* de tensão em amplificadores operacionais com entradas bipolares, aconselha-se que o resistor de polarização da entrada não-inversora seja igual à R_B . Para operacionais que possuem *FET*'s nas entradas, esse resistor pode ser nulo. Os capacitores criam, com as resistências acopladas, dois polos de baixas frequências que valem:

$$p_A = \frac{1}{2\pi C_A R_A} \quad p_o = \frac{1}{2\pi C_o R_L}$$

Em uma amplificação plana normal, esses polos devem ser menores do que a mínima frequência útil do sinal. Se o circuito for usado como filtro passa-altos, um desses polos ou a combinação deles, pode ser usado como frequência de corte do filtro.

3.3 – Misturador de Áudio:

O amplificador somador inversor, visto na *Secção 2.4*, pode, em AC, funcionar como misturador de áudio (*mixer*) de n entradas. O circuito da Figura 3.2a mostra essa topologia. A tensão de saída de patamar relaciona-se com as tensões de entrada através da relação:

$$v_o = -R_B \times \left(\frac{v_{i_1}}{R_{A_1}} + \frac{v_{i_2}}{R_{A_2}} + \dots + \frac{v_{i_n}}{R_{A_n}} \right) \quad [\text{V}] \quad (3.3)$$

A resistência da entrada n vale $R_{in} = R_{A_n}$ e, em cada uma delas, existe um polo de baixas frequências calculado por:

$$p_n = \frac{1}{2\pi C_{A_n} R_{A_n}} \quad [\text{Hz}]$$

Em uma amplificação plana normal, esses polos devem ser menores do que a mínima frequência útil do sinal. Se o circuito for usado como filtro passa-altos, cada um desses polos pode ser usado como frequência de corte do filtro.

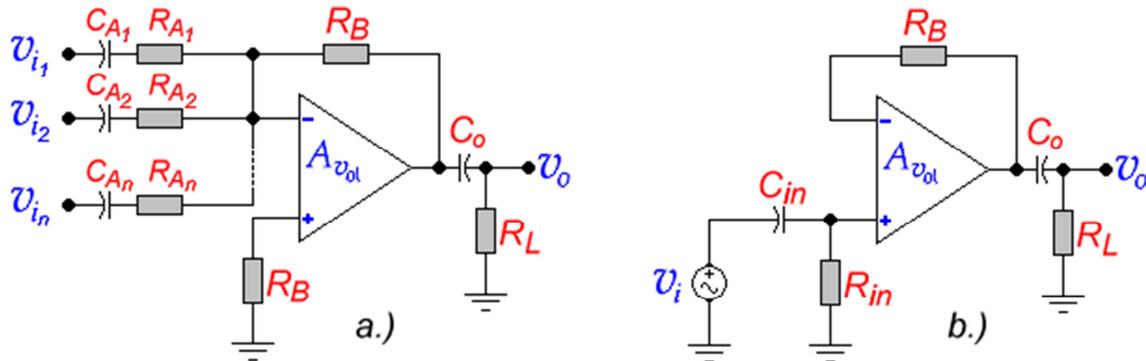


Figura 3.2 - Circuitos de Áudio. a.) Misturador de n Entradas. b.) Isolador.

Em paralelo com as entradas podem ser adicionados potenciômetros para ajuste individual de nível.

3.4 – Isolador de Áudio:

Isoladores de áudio (*buffers*) são circuitos muito úteis para isolar entradas de pré-amplificadores ou abaixar impedâncias de nós internos nas ligações de cadeias de áudio. A Figura 3.2b mostra esse circuito. Os parâmetros elétricos desse amplificador, no patamar, valem: $G_v = 1$; $R_i = R_{in}$ e $R_o \rightarrow 0$. Deve-se usar $R_B = R_{in}$, em operacionais com entradas bipolares, para minimizar tensões de *offset* em DC. Se os transistores de entrada forem *FET*'s, pode-se usar $R_B = 0$.

Os polos de baixas da função de transferência valem:

$$p_{in} = \frac{1}{2\pi C_{in} R_{in}} \quad p_o = \frac{1}{2\pi C_o R_L} \quad [\text{Hz}]$$

3.5 – Filtros Passa-Baixos:

Amplificadores operacionais permitem que filtros eletrônicos analógicos sejam construídos com grande eficiência [9]. Várias arquiteturas de filtros podem ser elaboradas. Alguns exemplos mais comuns de filtros serão dados aqui. O leitor, querendo aprofundar-se em projetos desse tipo, deverá analisar outras arquiteturas como a de *Akerberg-Mossberg*, a biquadrática (*bi-quad*), a de variáveis de estado (*state-variable*) e outras. A Figura 3.3 apresenta exemplos de duas estruturas muito comuns, na prática. Ambos são filtros passa-baixos de segunda ordem e, eventualmente de ganho unitário, isto é, são amplificadores que possuem $G_v = 1 \text{ V/V}$ (0 dB) para $0 \leq f \leq f_c$, e uma queda de ganho, com uma taxa constante de -40 dB/década , para $f > f_c$ e, onde, f_c é a frequência de corte do filtro. A Figura 3.3c apresenta um circuito passivo *RLC* equivalente aos filtros ativos das Figuras 3.3a e 3.3b.

3.5.1 – Filtro Passa-Baixos de Sallen-Key:

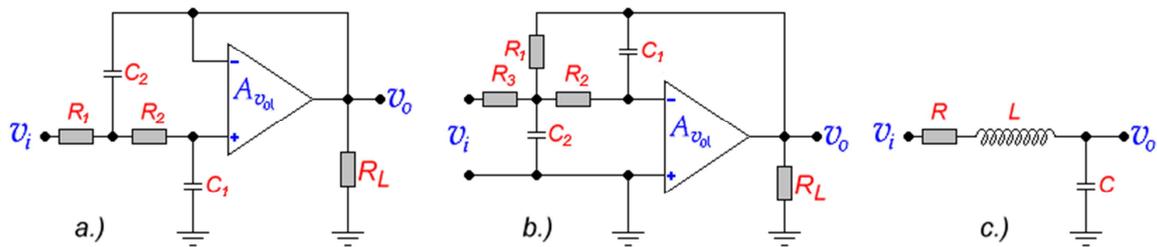


Figura 3.3 - Filtros Passa-Baixos de Segunda Ordem. a.) Sallen-Key. b.) MFB. c.) Circuito Passivo Equivalente.

A Figura 3.3a exemplifica uma estrutura de filtro passa-baixos conhecida como de Sallen-Key de ganho unitário. Esse filtro é não-inversor e apresenta $G_{v0} = 1 \text{ V/V}$, para $f \rightarrow 0$. As equações que regem esse circuito são:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = \frac{\omega_o^2}{S^2 + 2\alpha\omega_o S + \omega_o^2} = \frac{\omega_o^2}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} S + \omega_o^2} \quad (3.4)$$

- Módulo do Ganho de Tensão:

$$|G_v| = \frac{f_o^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + 4\alpha^2 f_o^2 f^2}} = \frac{f_o^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + \frac{f_o^2}{Q_o^2} f^2}} \quad [\text{V/V}]$$

- Fase:

$$\varphi = \arctg\left(-\frac{2\alpha \times f_o \times f}{f_o^2 - f^2}\right) \quad [^\circ]$$

- Frequência de Ressonância:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.5a)$$

ou

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.5b)$$

- Fator de Amortecimento:

$$\alpha = \frac{R_1 + R_2}{2} \times \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_1 R_2}} \quad [-] \quad (3.6)$$

- **Fator de Qualidade:**

$$Q_o = \frac{1}{2\alpha} \quad [-] \quad (3.7)$$

- **Frequência de Corte (Ponto de -3 dB):**

$$f_c = \left[1 - 2\alpha^2 + \sqrt{(2\alpha^2 - 1)^2 + 1} \right]^{1/2} \times f_o \quad [\text{Hz}] \quad (3.8)$$

- **Ganho na Frequência de Ressonância:**

$$G_{v(f_o)} = Q_o = \frac{1}{2\alpha} \quad [\text{V/V}] \quad (3.9)$$

- **Sobreganho (*Overshoot*) para $\alpha < 0,7071$:**

$$G_{v(\max)} = \frac{1}{2\alpha\sqrt{1-\alpha^2}} \quad \text{em} \quad f = f_o\sqrt{1-2\alpha^2} \quad (3.10)$$

- **Classificação:**

Em relação ao fator de amortecimento (α), esse filtro pode ser classificado como:

- Subamortecido (*Chebyshev*) $\Rightarrow \alpha < 1/\sqrt{2} \Rightarrow Q_o > 1/\sqrt{2}$.
- Máximo plano (*Butterworth*) $\Rightarrow \alpha = 1/\sqrt{2} \Rightarrow Q_o = 1/\sqrt{2}$.
- Superamortecido (*Bessel*) $\Rightarrow \alpha > 1/\sqrt{2} \Rightarrow Q_o < 1/\sqrt{2}$.

- **Impedância de Entrada:**

A impedância de entrada do circuito da Figura 3.3a cresce, em módulo, e torna-se predominantemente indutiva para $f < f_o$. Para $f \geq f_o$, no entanto, essa impedância tende a um valor constante, puramente resistivo, igual a:

$$R_i = R_1 \quad [\Omega]$$

Para que o circuito funcione corretamente, a fonte de excitação (v_i) deverá possuir uma resistência interna muito baixa, isto é, $R_{ger} \ll R_i$.

- Analogia com o Filtro RLC:

O filtro RLC, mostrado na Figura 3.3c, possui a seguinte função de transferência:

$$G_v = \frac{\omega_o^2}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} \times S + \omega_o^2}$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad e \quad Q_o = \frac{\omega_o L}{R} = \frac{1}{R} \times \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Comparando-se o circuito da Figura 3.3a com o circuito da Figura 3.3c, pode-se afirmar que eles são perfeitamente análogos se as seguintes relações forem satisfeitas:

$$C = C_1 \quad L = R_1 R_2 C_2 \quad R = R_1 + R_2$$

Percebe-se, então, que, com exceção de C_1 , o circuito da Figura 3.3a é um simulador eletrônico de indutância, isto é, cria, através de uma capacitância C_2 , um circuito equivalente indutivo com indutância L . Por causar um giro de 180° no ângulo da reatância, esse circuito também é conhecido como *girador* (*gyrator*).

As Equações 3.7 ~ 3.10 são válidas para ambos os circuitos, passivo e ativo.

3.5.2 - Filtro Passa-Baixos MFB:

A estrutura de filtro passa-baixos mostrada na Figura 3.3b é chamada de filtro com realimentação múltipla ou *MFB* (*Multiple Feedback*). Esse filtro é inversor e apresenta, se $R_1 = R_3$, $G_{vo} = -1$ V/V para $f \rightarrow 0$. As equações que regem esse circuito são:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = -\frac{G_{v_o} \omega_o^2}{S^2 + 2\alpha \omega_o S + \omega_o^2} = -\frac{G_{v_o} \omega_o^2}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} S + \omega_o^2} \quad (3.11)$$

- Módulo do Ganho de Tensão:

$$|G_v| = \frac{G_{v_o} f_o^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + 4\alpha^2 f_o^2 f^2}} = \frac{G_{v_o} f_o^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + \frac{f_o^2}{Q_o^2} f^2}} \quad [\text{V/V}]$$

- Fase:

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(-\frac{2\alpha \times f_o \times f}{f_o^2 - f^2}\right) + 180 \quad [^\circ]$$

- Frequência de Ressonância:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.12a)$$

ou

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.12b)$$

- Fator de Amortecimento:

$$\alpha = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{2R_3} \times \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_1 R_2}} \quad [-] \quad (3.13a)$$

Ou, se $R_1 = R_3$:

$$\alpha = \frac{R_1 + 2R_2}{2} \times \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_1 R_2}} \quad [-] \quad (3.13b)$$

- Ganho de Tensão Para $f \rightarrow 0$:

$$G_{v_o} = -\frac{R_1}{R_3} \quad [\text{V/V}] \quad (3.14)$$

- Fator de Qualidade:

$$Q_o = \frac{1}{2\alpha} \quad [-] \quad (3.15)$$

- Frequência de Corte (Ponto de -3 dB):

$$f_c = \left[1 - 2\alpha^2 + \sqrt{(2\alpha^2 - 1)^2 + 1}\right]^{1/2} \times f_o \quad [\text{Hz}] \quad (3.16)$$

- Ganho na Frequência de Ressonância:

$$G_{v(f_o)} = Q_o = -\frac{G_{v_o}}{2\alpha} \quad [\text{V/V}] \quad (3.17)$$

- Sobreganho (*Overshoot*) para $\alpha < 0,7071$:

$$|G_{v(\max)}| = \frac{G_{v_o}}{2\alpha\sqrt{1-\alpha^2}} \quad \text{em} \quad f = f_o\sqrt{1-2\alpha^2} \quad (3.18)$$

- Classificação:

Em relação ao fator de amortecimento (α), esse filtro pode ser classificado como:

- Subamortecido (*Chebyshev*) $\Rightarrow \alpha < 1/\sqrt{2} \Rightarrow Q_o > 1/\sqrt{2}$.
- Máximo plano (*Butterworth*) $\Rightarrow \alpha = 1/\sqrt{2} \Rightarrow Q_o = 1/\sqrt{2}$.
- Superamortecido (*Bessel*) $\Rightarrow \alpha > 1/\sqrt{2} \Rightarrow Q_o < 1/\sqrt{2}$.

- Impedância de Entrada:

A impedância de entrada do circuito da Figura 3.3b permanece virtualmente constante, em módulo, em toda a faixa de frequências. Torna-se levemente indutiva para $f < f_o$ e levemente capacitiva para $f > f_o$. Para $f = f_o$, no entanto, essa impedância tende a um valor máximo, puramente resistivo, igual a:

$$R_i = R_3 + \frac{2}{3}R_2 \quad [\Omega]$$

Nos extremos da faixa, isto é, para $f \rightarrow 0$ e para $f \rightarrow \infty$, a impedância de entrada torna-se, de novo, puramente resistiva e com o valor: $R_i \rightarrow R_3$.

Para que o circuito funcione corretamente, a fonte de excitação (v_i) deverá possuir uma resistência interna muito baixa, isto é, $R_{ger} \ll R_i$.

- Analogia com o Filtro *RLC*:

O filtro *RLC*, mostrado na Figura 3.3c, possui a seguinte função de transferência:

$$G_v = \frac{\omega_o^2}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} \times S + \omega_o^2}$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad e \quad Q_o = \frac{\omega_o L}{R} = \frac{1}{R} \times \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Comparando-se o circuito da Figura 3.3b com o circuito da Figura 3.3c, pode-se afirmar que eles são perfeitamente análogos se as seguintes relações forem satisfeitas:

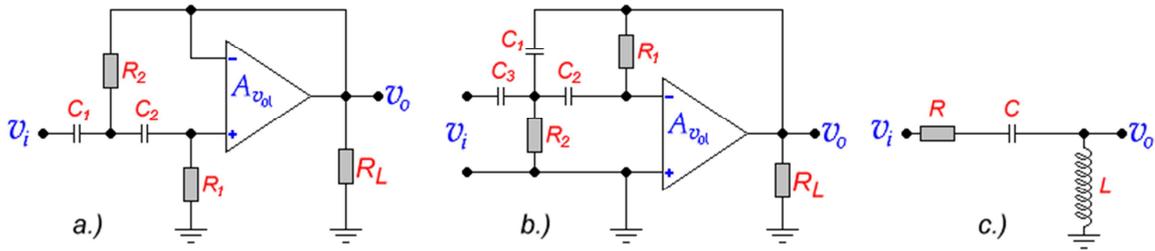


Figura 3.4 - Filtros Passa-Altos de Segunda Ordem. a.) Sallen-Key. b.) MFB. c.) Circuito Passivo Equivalente.

$$C = C_1 \quad L = R_1 R_2 C_2 \quad R = R_1 + 2R_2$$

3.6 – Filtros Passa-Altos:

A Figura 3.4 apresenta exemplos de duas estruturas muito comuns, na prática, de filtros passa-altos ativos. Ambos são filtros de segunda ordem e, eventualmente, de ganho unitário, isto é, são amplificadores que possuem $G_v = 1 \text{ V/V}$ (0 dB) para $f > f_c$, e uma queda de ganho, com uma taxa constante de -40 dB/década , para $f < f_c$ e, onde, f_c é a frequência de corte do filtro. Para $f \rightarrow 0$, tem-se que: $G_v \rightarrow 0$. A resposta para $f \gg f_c$, teoricamente plana até $f \rightarrow \infty$, fica limitada pelas características internas do amplificador operacional usado. A Figura 3.4c apresenta um circuito passivo RLC equivalente aos filtros ativos das Figuras 3.4a e 3.4b.

3.6.1 - Filtro Passa-Altos de Sallen-Key:

A Figura 3.4a exemplifica uma estrutura de filtro passa-altos conhecida como de Sallen-Key de ganho unitário [9]. Esse filtro é não-inversor e apresenta $G_{vo} = 1 \text{ V/V}$, para $f \rightarrow \infty$. As equações que regem esse circuito são:

- **Ganho de Tensão:**

$$G_v = \frac{S^2}{S^2 + 2\alpha\omega_o S + \omega_o^2} = \frac{S^2}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} S + \omega_o^2} \tag{3.19}$$

- **Módulo do Ganho de Tensão:**

$$|G_v| = \frac{f^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + 4\alpha^2 f_o^2 f^2}} = \frac{f^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + \frac{f_o^2}{Q_o^2} f^2}} \quad [\text{V/V}]$$

- **Fase:**

$$\varphi = 180 + \operatorname{arctg}\left(-\frac{2\alpha \times f_o \times f}{f_o^2 - f^2}\right) \quad [^\circ]$$

- Frequência de Ressonância:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.20a)$$

ou

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.20b)$$

- Fator de Amortecimento:

$$\alpha = \frac{C_1 + C_2}{2} \times \sqrt{\frac{R_2}{C_1 C_2 R_1}} \quad [-] \quad (3.21)$$

- Fator de Qualidade:

$$Q_o = \frac{1}{2\alpha} \quad [-] \quad (3.22)$$

- Frequência de Corte (Ponto de -3 dB):

$$f_c = \left[2\alpha^2 - 1 + \sqrt{(2\alpha^2 - 1)^2 + 1}\right]^{1/2} \times f_o \quad [\text{Hz}] \quad (3.23)$$

- Ganho na Frequência de Ressonância:

$$G_{v(f_o)} = Q_o = \frac{1}{2\alpha} \quad [\text{V/V}] \quad (3.24)$$

- Sobreganho (*Overshoot*) para $\alpha < 0,7071$:

$$G_{v(\max)} = \frac{1}{2\alpha \sqrt{1 - \alpha^2}} \quad \text{em} \quad f = f_o \sqrt{1 - 2\alpha^2} \quad (3.25)$$

- Classificação:

Em relação ao fator de amortecimento (α), esse filtro pode ser classificado como:

$$\text{- Subamortecido (Chebyshev)} \Rightarrow \alpha < \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow Q_o > \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

- Máximo plano (*Butterworth*) $\Rightarrow \alpha = 1/\sqrt{2} \Rightarrow Q_o = 1/\sqrt{2}$.
- Superamortecido (*Bessel*) $\Rightarrow \alpha > 1/\sqrt{2} \Rightarrow Q_o < 1/\sqrt{2}$.

- Impedância de Entrada:

A impedância de entrada do circuito da Figura 3.4a cresce, em módulo, e torna-se predominantemente capacitiva para $f < f_o$. Para $f \geq f_o$, no entanto, essa impedância tende a um valor constante, puramente resistivo, igual a:

$$R_i = R_1 \quad [\Omega]$$

Para que o circuito funcione corretamente, a fonte de excitação (v_i) deverá possuir uma resistência interna muito baixa, isto é, $R_{ger} \ll R_i$.

- Analogia com o Filtro RLC:

O filtro RLC, mostrado na Figura 3.4c, possui a seguinte função de transferência:

$$G_v = \frac{S^2}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} \times S + \omega_o^2}$$

Onde:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad e \quad Q_o = \frac{\omega_o L}{R} = \frac{1}{R} \times \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Comparando-se o circuito da Figura 3.4a com o circuito da Figura 3.4c, pode-se afirmar que eles são perfeitamente análogos se as seguintes relações forem satisfeitas:

$$C = C_1 \quad L = R_1 R_2 C_2 \quad R = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \times R_2$$

As Equações 3.22 ~ 3.25 são válidas para ambos os circuitos, ativo e passivo.

3.6.2 – Filtro Passa-Altos MFB:

A estrutura de filtro passa-altos mostrada na Figura 3.4b é chamada de filtro com realimentação múltipla ou MFB (*Multiple Feedback*). Esse filtro é inversor e apresenta, se $C_1 = C_3$, $G_w = -1 \text{ V/V}$ para $f \rightarrow \infty$. As equações que regem esse circuito são:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = -\frac{G_{v_o} S^2}{S^2 + 2\alpha\omega_o S + \omega_o^2} = -\frac{G_{v_o} S^2}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} S + \omega_o^2} \quad (3.26)$$

- Módulo do Ganho de Tensão:

$$|G_v| = \frac{G_{v_o} f^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + 4\alpha^2 f_o^2 f^2}} = \frac{G_{v_o} f^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + \frac{f_o^2}{Q_o^2} f^2}} \quad [\text{V/V}]$$

- Fase:

$$\varphi = \text{arctg}\left(-\frac{2\alpha \times f_o \times f}{f_o^2 - f^2}\right) \quad [^\circ]$$

- Frequência de Ressonância:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.27a)$$

ou

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.27b)$$

- Fator de Amortecimento:

$$\alpha = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{2} \times \sqrt{\frac{R_2}{C_1 C_2 R_1}} \quad [-] \quad (3.28a)$$

Ou, se $C_3 = C_1$:

$$\alpha = \frac{C_2 + 2C_1}{2} \times \sqrt{\frac{C_1}{C_2 R_1 R_2}} \quad [-] \quad (3.28b)$$

- Ganho de Tensão Para $f \rightarrow \infty$:

$$G_{v_o} = -\frac{C_3}{C_1} \quad [\text{V/V}] \quad (3.29)$$

- Fator de Qualidade:

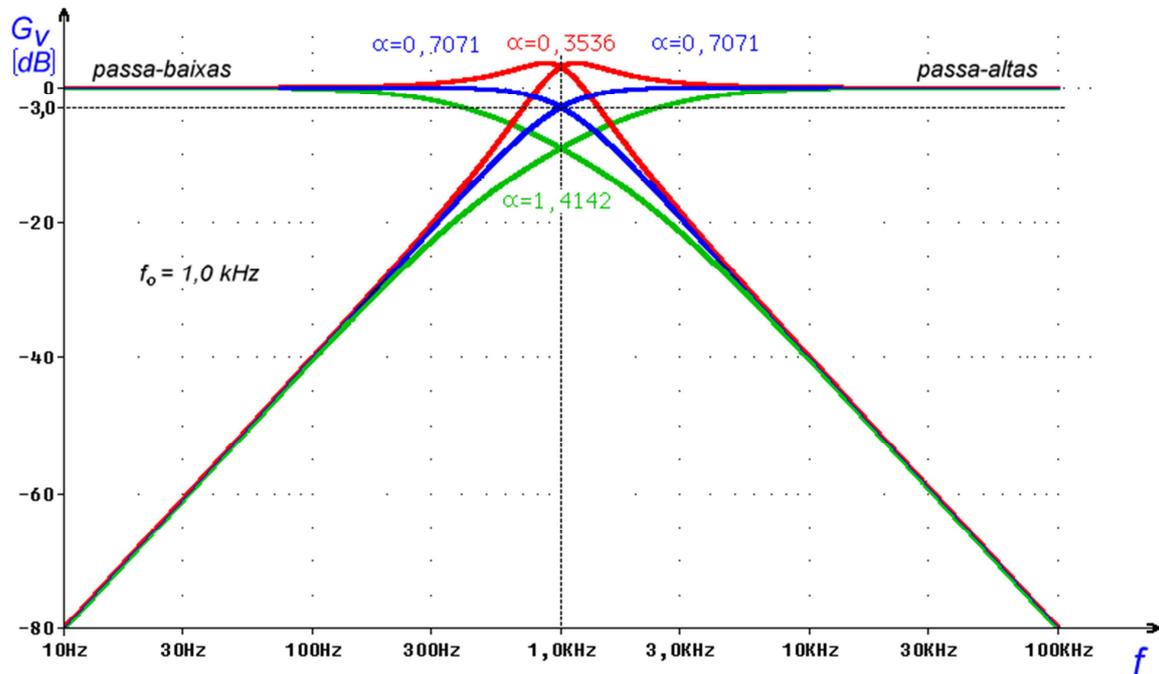


Figura 3.5 - Diagramas de Bode de $|G_v| \times f$ de Filtros de 2ª Ordem, Passa-Baixas e Passa-Altas, com Três Valores de α e com $f_o = 1\text{kHz}$.

$$Q_o = \frac{1}{2\alpha} \quad [-] \tag{3.30}$$

- Frequência de Corte (Ponto de -3 dB):

$$f_c = \left[2\alpha^2 - 1 + \sqrt{(2\alpha^2 - 1)^2 + 1} \right]^{1/2} \times f_o \quad [\text{Hz}] \tag{3.31}$$

- Ganho na Frequência de Ressonância:

$$G_{v(f_o)} = Q_o = -\frac{G_{v_o}}{2\alpha} \quad [\text{V/V}] \tag{3.32}$$

- Sobreganho (*Overshoot*) para $\alpha < 0,7071$:

$$\left| G_{v(\text{max})} \right| = \frac{G_{v_o}}{2\alpha\sqrt{1-\alpha^2}} \quad \text{em} \quad f = f_o\sqrt{1-2\alpha^2} \tag{3.33}$$

- Classificação:

Em relação ao fator de amortecimento (α), esse filtro pode ser classificado como no item anterior.

- Impedância de Entrada:

A impedância de entrada do circuito da Figura 3.4b cresce, em módulo, para $f < f_o$ e permanece predominantemente capacitiva em toda a faixa de frequências. Para $f > f_o$, essa impedância cai significativamente, em módulo. Para $f = f_o$, essa impedância tende a um valor puramente capacitivo, igual a:

$$Z_i \cong -j \frac{C_2 + C_3}{2\pi C_2 C_3} \quad [\Omega]$$

Para que o circuito funcione corretamente, a fonte de excitação (v_i) deverá possuir uma resistência interna muito baixa, isto é, $R_{ger} \ll |Z_i|$.

A Figura 3.5 ilustra curvas de resposta de $|G_v| \times f$ para vários filtros passa-baixos e passa-altos, como os das Figuras 3.3 e 3.4. Para todos esses filtros, a frequência de ressonância foi estipulada em $f_o = 1 \text{ kHz}$ e os fatores de amortecimento são variados na faixa: $0,3536 \leq \alpha \leq 1,4142$. As curvas intermediárias são de filtros de Butterworth (máximo plano) com $\alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}$.

3.7 – Filtros Passa-Faixa:

Filtro passa-faixa, como o próprio nome indica, é um circuito que permite certo ganho de tensão máximo (G_{vo}) em uma determinada frequência (f_o), que é a frequência de ressonância do circuito, e um ganho de tensão superior a 70% de G_{vo} em uma faixa de frequências (B), chamada faixa útil do filtro, fora da qual o ganho decai com uma taxa constante em decibéis.

Os parâmetros que definem esse filtro são:

- Frequência de Ressonância (f_o): frequência na qual o ganho de tensão é máximo.
- Máximo Ganho de Tensão (G_{vo}): ganho de tensão na frequência de ressonância.
- Largura de Faixa (B): faixa de frequências de passagem do filtro.
- Extremos da Largura de Faixa (f_B e f_A): frequências nas quais o ganho de tensão do filtro cai para $0,707 \times G_{vo}$ (pontos de -3 dB).
- Taxa de Descaimento: decréscimo do ganho de tensão, fora da faixa de passagem, em $\text{dB}/\text{década}$.

3.7.1 – Filtro de Fliege Não-Inversor:

Filtros ativos desse tipo podem ser construídos com amplificadores operacionais, dispensando o uso de indutores [9]. A Figura 3.6a mostra um dos muitos exemplos de topologias que podem ser implementadas na prática. Topologias mais simples, com apenas um amplificador operacional, são possíveis, mas a arquitetura da Figura 3.6a foi escolhida como exemplo porque possibilita ajustes independentes de parâmetros.

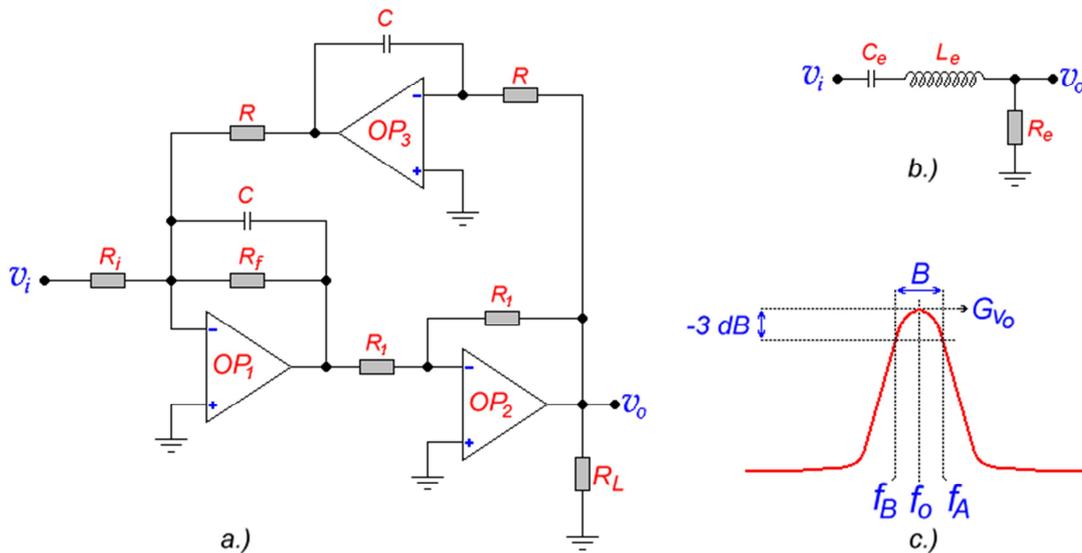


Figura 3.6 - Filtro Ativo Passa-Faixa. a.) Circuito Ativo. b.) Circuito RLC Equivalente. c.) Curva de Transferência de $|G_v| \times f$.

O filtro passa-faixa da Figura 3.6a, chamado filtro de Fliege, é não-inversor e possui taxa de decaimento, fora da faixa de passagem, de -20 dB/década . As equações do circuito são:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = \frac{S \times G_{v_o} \times B}{S^2 + B \times S + \omega_o^2} \tag{3.34}$$

- Módulo do Ganho de Tensão:

$$|G_v| = \frac{BG_{v_o}f}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + f^2 B^2}} \quad [\text{V/V}] \tag{3.35a}$$

ou

$$|G_v|_{(\text{dB})} = 20 \times \log \left[\frac{BG_{v_o}f}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + f^2 B^2}} \right] \quad [\text{dB}] \tag{3.35b}$$

- Fase:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{f_o^2 - f^2}{fB} \right) \quad [^\circ] \tag{3.36}$$

- Frequência de Ressonância ($f_o = \sqrt{f_A f_B}$):

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}] \quad (3.37)$$

- Ganho Máximo:

$$G_{v_o} = \frac{R_f}{R_i} \quad [\text{V/V}] \quad (3.38)$$

- Largura de Faixa ($B = f_A - f_B$):

$$B = \frac{1}{2\pi CR_f} \quad [\text{Hz}] \quad (3.39)$$

- Extremos da Largura de Faixa:

$$f_A = \sqrt{\frac{B^2}{4} + f_o^2} + \frac{B}{2} \quad [\text{Hz}] \quad (3.40a)$$

e

$$f_B = \sqrt{\frac{B^2}{4} + f_o^2} - \frac{B}{2} \quad [\text{Hz}] \quad (3.40b)$$

- Fator de Qualidade:

$$Q_o = \frac{f_o}{B} = \frac{R_f}{R} \quad [-]$$

- Isolador Inversor:

O amplificador OP_2 é um isolador inversor (*buffer*) de saída. Os resistores que determinam o ganho unitário para o amplificador podem ter qualquer valor na faixa: $2 \text{ k}\Omega \leq R_I \leq 1 \text{ M}\Omega$. Normalmente usa-se $R_I = 10 \text{ k}\Omega$.

- Impedância de Entrada:

Graças ao *terra virtual* da entrada inversora de OP_1 , a impedância de entrada do circuito é constante e puramente resistiva em toda a faixa de frequências. Vale, portanto:

$$R_{in} = R_i \quad [\Omega]$$

- Analogia com o Filtro RLC:

O circuito ativo da Figura 3.6a, quando ajustado para possuir $G_w = 1,0$, é equivalente ao circuito passivo RLC, apresentado na Figura 3.6b. As equações para esse circuito são:

$$G_v = \frac{\frac{\omega_o}{Q_o} \times S}{S^2 + \frac{\omega_o}{Q_o} \times S + \omega_o^2}$$

As grandezas ω_o e Q_o são, respectivamente, a frequência de ressonância e o fator de qualidade do circuito e valem:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_e C_e}} \quad [\text{rad/s}]$$

ou

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C_e}} \quad [\text{Hz}]$$

e

$$Q_o = \frac{\omega_o L_e}{R_e} \quad [-]$$

A largura de faixa útil do circuito vale:

$$B = \frac{f_o}{Q_o} \quad [\text{Hz}]$$

Para que os circuitos das Figuras 3.6a e 3.6b sejam análogos, além de $R_i = R_f$, as seguintes relações têm que ser verdadeiras:

$$C_e = C \quad L_e = R^2 C \quad R_e = \frac{R^2}{R_f}$$

- Conclusões:

O circuito da Figura 3.6a, embora complexo, é muito versátil em termos de ajustes. Os parâmetros do filtro, ou sejam, ganho, frequência de ressonância e largura de faixa, podem ser ajustados independentemente, sem interferência mútua, como indicam as Equações 3.37, 3.38 e 3.39. Geralmente, nesse tipo de projeto, o valor do capacitor C é estipulado inicialmente e os resistores são, posteriormente, calculados em função dos parâmetros desejados para o filtro. Assim, o resistor R é calculado em função de f_o , R_f em função de B e R_i em função de G_v e da resistência de entrada.

Outra propriedade interessante desse circuito é a resistência de entrada constante em toda a faixa e a independência em relação à resistência interna da fonte de excitação (R_{ger}), que não afeta as características de frequência do filtro, isto é, f_o e B .

A Figura 3.6c mostra um esboço da curva de transferência do filtro com os parâmetros agregados.

3.7.2 – Filtro Multirrealimentado Inversor:

Uma opção mais simples de filtro passa-faixa é mostrada na Figura 3.7a. Esse filtro é inversor e apresenta parâmetros interdependentes, isto é, não podem ser ajustados separadamente. Em compensação, é um circuito muito mais simples do que o filtro da Figura 3.6a. As equações que calculam esse circuito são:

- Frequência de Ressonância:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R^* R_3}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.41)$$

- Largura de Faixa:

$$B = \frac{1}{2\pi C^* R_3} \quad [\text{Hz}] \quad (3.42)$$

- Ganho de Tensão Máximo:

$$G_{v_o} = \frac{C_2}{C_1 + C_2} \times \frac{R_3}{R_1} \quad [\text{V/V}] \quad (3.43)$$

Onde:

$$R^* = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad e \quad C^* = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

As demais grandezas podem ser calculadas pelas Equações 3.34, 3.35, 3.36 e 3.40, lembrando-se que o ganho de tensão, dado pela Equação 3.34, é, neste caso, negativo e a defasagem, calculada pela Equação 3.36, possui um deslocamento adicional de 180° .

- Impedância de Entrada:

A impedância de entrada desse circuito tende a R_1 , puramente resistiva, para $f > f_o$. Para a faixa de $f \ll f_o$, a impedância de entrada tende a $R_1 + R_2$, puramente resistiva. Em torno de f_o a impedância torna-se levemente capacitiva. A fonte de excitação deve ser de baixa impedância, isto é, $R_{ger} \ll R_i$.

3.8 – Filtro Rejeita-Faixa:

Em algumas aplicações eletrônicas, torna-se necessário rejeitar uma determinada faixa de frequências indesejáveis ou, em alguns casos, apenas uma frequência indesejável.

O filtro que executa essa função, chamado rejeita-faixa, pode ser construído com amplificadores operacionais. Uma variante do filtro rejeita-faixa é o filtro *notch*, cuja faixa de rejeição é muito estreita e a rejeição em uma determinada frequência (f_o) é total.

Filtros rejeita-faixa corriqueiros normalmente são de faixa relativamente larga e a rejeição na frequência central (f_o) não é muito intensa. O leitor deve investigar, por exemplo, filtros rejeita-faixa do tipo de Deliyannis, que não são do tipo *notch* [9]. Um filtro do tipo *notch* é mostrado na Figura 3.7b. Nesse esquema, o filtro rejeita-faixa é constituído por um circuito passivo conhecido como *duplo-T*, formado pelos resistores R e $2R$ e pelos capacitores C e $2C$. O amplificador operacional, ligado na configuração não-inversora, estabelece o ganho de tensão final, fora da faixa de rejeição do filtro. O filtro da Figura 3.7b rejeita uma faixa de frequências centrada em f_o e delimitada por duas frequências, f_A e f_B , que são os pontos de -3 dB em relação ao ganho máximo. Fora da faixa de rejeição, o ganho do amplificador tende à unidade, isto é, $G_v \rightarrow 1$ para $f \rightarrow 0$ e $G_v \rightarrow 1$ para $f \rightarrow \infty$. Teoricamente, $G_v \rightarrow 0$ para $f \rightarrow f_o$. As relações entre componentes, para que esse resultado seja alcançado, são:

$$R_1 = \sqrt{2}R \quad e \quad R_2 = \frac{\sqrt{2}R}{1 + 2\sqrt{2}} \quad [\Omega]$$

Satisfeitas essas relações, as equações que regem o circuito são:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = \frac{S^2 + \omega_o^2}{(S + \omega_{p_1})(S + \omega_{p_2})} \quad (3.44)$$

Onde ω_o , ω_{p_1} e ω_{p_2} são, respectivamente, a frequência de rejeição máxima e os dois polos da função de transferência, que valem:

$$\omega_o = \frac{1}{2CR} \quad \omega_{p_1} = \frac{1}{2CR(1 + \sqrt{2})} \quad \omega_{p_2} = \frac{2 + \sqrt{2}}{2CR\sqrt{2}} \quad [\text{rad/s}]$$

ou

$$f_o = \frac{1}{4\pi CR} \quad [\text{Hz}] \quad (3.45)$$

e

$$f_{p_1} = \frac{1}{4\pi CR(1 + \sqrt{2})} \quad f_{p_2} = \frac{2 + \sqrt{2}}{4\pi CR\sqrt{2}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.46)$$

- Módulo do Ganho de Tensão:

$$|G_v| = \frac{f_o^2 - f^2}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + f^2(f_{p_1} + f_{p_2})^2}} \quad [\text{V/V}] \quad (3.47)$$

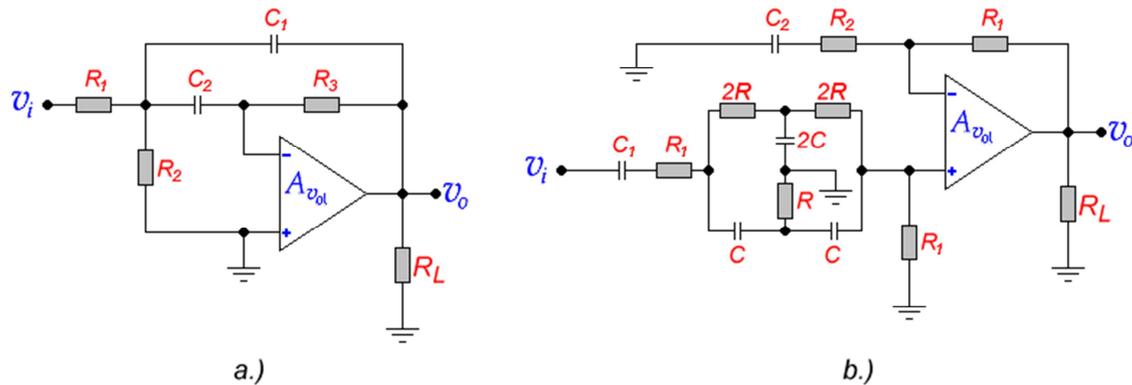


Figura 3.7 – Filtros. a.) Filtro Passa-Faixa. b.) Filtro Rejeita-Faixa.

- Fase:

$$\varphi = \arctg \left[-\frac{f(f_{p1} + f_{p2})}{f_o^2 - f^2} \right] \quad [^\circ] \quad (3.48)$$

- Largura de Faixa:

A faixa de rejeição é delimitada (pontos de -3 dB) por duas frequências, f_A e f_B , que valem:

$$f_A = \frac{\sqrt{f_{p1}^2 + f_{p2}^2 + 6f_o^2} + f_{p1} + f_{p2}}{2} \quad [\text{Hz}] \quad (3.49a)$$

e

$$f_B = \frac{\sqrt{f_{p1}^2 + f_{p2}^2 + 6f_o^2} - f_{p1} - f_{p2}}{2} \quad [\text{Hz}] \quad (3.49b)$$

- Impedância de Entrada:

A impedância de entrada do circuito da Figura 3.7b é variável com a frequência e vale:

- Para $f \rightarrow 0 \Rightarrow R_i \rightarrow 6,83R$ (puramente resistiva).
- Para $f \rightarrow \infty \Rightarrow R_i \rightarrow R_1 + R_2$ (puramente resistiva).
- Para $f \rightarrow f_o \Rightarrow |Z_i| \rightarrow 2R_1$ (capacitiva).

Os capacitores C_1 e C_2 são de acoplamento AC e devem valer:

$$C_1 \geq \frac{1}{38f_{\min} R} \quad e \quad C_2 \geq \frac{1}{2\pi f_{\min} R_2} \quad [\text{F}]$$

A fonte de excitação deve ser de baixa impedância, isto é, $R_{ger} \ll R_1$.

3.9 - Filtro Passa-Tudo:

Quando se deseja defasar um determinado sinal sem alterar sua amplitude, lança-se mão de um filtro especial, construído com o amplificador operacional, chamado passa-tudo (*all-pass*). Nesse tipo de filtro, o ganho de tensão é igual à unidade para qualquer frequência dentro da banda passante do operacional e a defasagem entre os sinais de saída e de entrada varia em função da frequência. Esses filtros podem ser de dois tipos: com atraso de fase e com adiantamento de fase.

3.9.1 – Passa-Tudo com Atraso de Fase:

A figura 3.8a mostra a estrutura de um filtro passa-tudo com atraso de fase. Nesse filtro, a defasagem φ entre a saída e a entrada sofre um atraso proporcional à frequência, da seguinte forma:

- Para $f \rightarrow 0 \Rightarrow \varphi \rightarrow 0^\circ$.
- Para $f \rightarrow \infty \Rightarrow \varphi \rightarrow -180^\circ$.
- Para $f = f_c \Rightarrow \varphi = -90^\circ$.

As equações que regem o circuito são:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = \frac{-S + \omega_c}{S + \omega_c} \quad (3.50)$$

- Módulo do Ganho de Tensão:

$$|G_v| = 1 \quad [\text{V/V}]$$

- Fase:

$$\varphi = \text{arctg} \left[-\frac{f \times f_c}{f_c^2 - f^2} \right] \quad [^\circ] \quad (3.51)$$

- Frequência de Quadratura:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.52a)$$

ou

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}] \quad (3.52b)$$

Na frequência de quadratura, f_c , o sinal de saída está atrasado em 90° em relação ao sinal de entrada e ambos os sinais possuem a mesma amplitude.

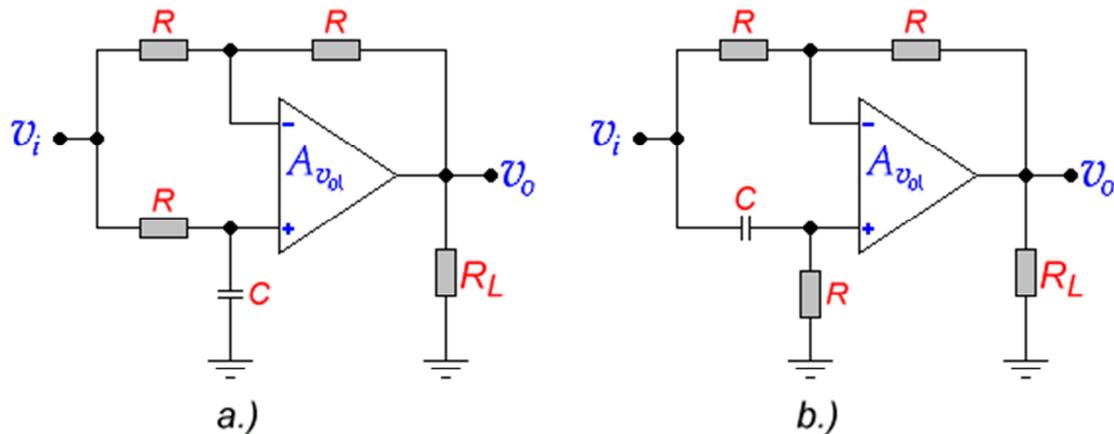


Figura 3.8 - Filtros Passa-Tudo. a.) Com Atraso de Fase. b.) Com Adiantamento de Fase.

- Impedância de Entrada:

Para o circuito da Figura 3.8a, a impedância de entrada varia em função da frequência, segundo a Equação 3.53:

$$Z_i = \frac{\sqrt{f^2 + f_c^2}}{2f} \times R \quad \angle \arctg\left(-\frac{f_c}{f}\right) \quad [\Omega] \quad (3.53)$$

Para $f = f_c$, portanto, tem-se que:

$$Z_i = \frac{R}{\sqrt{2}} \quad \angle -45^\circ$$

Para um funcionamento correto, deve-se usar $R_{ger} \ll R$.

3.9.2 – Passa-Tudo com Adiantamento de Fase:

A figura 3.8b mostra a estrutura de um filtro passa-tudo com adiantamento de fase. Nesse filtro, a defasagem φ entre a saída e a entrada sofre um adiantamento proporcional à frequência, da seguinte forma:

- Para $f \rightarrow 0 \Rightarrow \varphi \rightarrow 180^\circ$.
- Para $f \rightarrow \infty \Rightarrow \varphi \rightarrow 0^\circ$.
- Para $f = f_c \Rightarrow \varphi = +90^\circ$.

As equações que regem o circuito são:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = \frac{S - \omega_c}{S + \omega_c} \quad (3.54)$$

- Módulo do Ganho de Tensão:

$$|G_v| = 1 \quad [\text{V/V}]$$

- Fase:

$$\varphi = \arctg \left[\frac{f \times f_c}{f^2 - f_c^2} \right] \quad [^\circ] \quad (3.55)$$

- Frequência de Quadratura:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.56a)$$

ou

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}] \quad (3.56b)$$

Na frequência de quadratura, f_c , o sinal de saída está adiantado em 90° em relação ao sinal de entrada e ambos os sinais possuem a mesma amplitude.

- Impedância de Entrada:

Para o circuito da Figura 3.8b, a impedância de entrada é puramente resistiva e, portanto, invariável em função da frequência. Vale:

$$R_i = R \quad [\Omega] \quad (3.57)$$

Para um funcionamento correto, deve-se usar $R_{ger} \ll R$.