

9. Amplificadores de Áudio

A partir das duas décadas anteriores, vários amplificadores operacionais comerciais foram desenvolvidos especialmente para serem usados na amplificação de áudio de alta fidelidade [8]. Os parâmetros mais exigidos, em termos de qualidade, para esses tipos de dispositivo são: baixo ruído, alta linearidade, alto *slew-rate* e resposta estendida em regime de grandes sinais. Alguns exemplos de operacionais comerciais desse tipo estão listados na tabela abaixo:

Amp-Op			$\overline{e_n}$	SR	GBP	THD	f_{corner}
			$\left[\frac{nV}{\sqrt{Hz}} \right]$	$\left[\frac{V}{\mu s} \right]$	[MHz]	[%]	[Hz]
<i>single</i>	<i>dual</i>	<i>quad</i>					
AD797	-	-	0,9	20	8	0,00010	100
INA163	-	-	1,0	15	3,4	0,00010	50
OPA228	OPA2228	OPA4228	3,0	10	33	0,00005	10
TL971	TL972	TL974	4,0	5	12	0,00300	900
-	MC33077	-	4,4	11	37	0,00700	100
-	MC33078	MC33079	4,5	7	16	0,00200	30
-	LM833	-	4,5	7	15	0,00200	200
NE5534A	NE5532A	-	5,0	10	10	-	200
OP275	-	-	6,0	22	9	0,00600	6
LF351	LF353	LF347	16	13	4	0,02000	50
TL051	TL052	TL054	18	20	3	0,00300	500

Na tabela acima, como foi visto na *Secção 1*, $\overline{e_n}$ é a densidade de tensão de ruído de entrada do amplificador operacional, especificada em 1 kHz , e f_{corner} é a frequência de inflexão, abaixo da qual a densidade de ruído cresce. Acima da frequência f_{corner} a densidade de ruído permanece constante e igual à fornecida na tabela.

A distorção harmônica total ($THD \equiv Total Harmonic Distortion$) indica, em porcentagem, a capacidade que o amplificador possui em gerar harmônicos indesejáveis e, portanto, a sua falta de linearidade, com $G_v = 1 \text{ V/V}$. Em um sistema completo de reprodução de alta fidelidade de áudio, deve-se ter $THD \leq 1\%$. Os parâmetros *SR* (*slew-rate*) e *GBP* (*produto ganho* \times *largura de faixa*) estão definidos e explicitados na *Secção 1*.

O dispositivo *AD797* (*Analog Devices*) é o operacional de menor ruído interno atualmente no mercado e os da família *OPA228* (*Burr-Brown*) são os mais lineares. Esses dispositivos, assim como o *INA163*, são de custo elevado ($> U\$2,50$).

O dispositivo *INA163* (*Burr-Brown*) tem, internamente, a estrutura totalmente diferencial do amplificador de instrumentação da Figura 2.9 e, no qual, apenas o resistor R_B é externo, para propiciar ajuste de ganho. Esse amplificador permite ganho de tensão de até 1000 V/V com alta qualidade e é muito usado como amplificador profissional para microfones dinâmicos balanceados.

Os operacionais da família *MC3307x* (*On Semiconductor*) e o *OP275* (*Analog Devices*) são opções de baixo ruído e de custo razoável ($\approx U\$1,00$). Possuem fator custo/benefício muito atrativo e, por isso, são muito usados em pré-amplificadores profissionais de áudio.

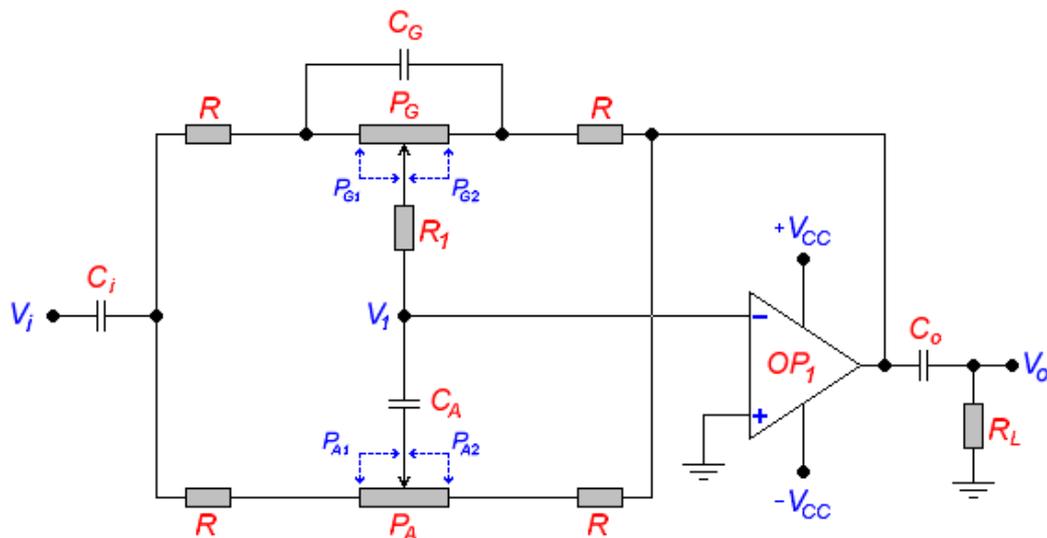


Figura 9.1 – Controle de Tonalidade Para Pré-Amplificadores de Áudio.

Operacionais das famílias *NE553xA* (*Philips*), *LF351* (*National*), *TL051* (*Texas*) e o *LM833* (*National*), são versões populares de baixo custo (<U\$0,70) de amplificadores operacionais rápidos e bem lineares e que, ainda, podem ser considerados de baixo ruído. Não são, no entanto, adequados para uso profissional.

Pré-amplificadores de áudio são sistemas de processamento analógico de sinais que, a partir de transdutores, como microfones, cápsulas ou captadores eletromagnéticos, sensores ópticos ou outras fontes de sinal, promovem amplificação, filtragem, equalização, controle de ganho, etc., com a máxima fidelidade possível. A função de um pré-amplificador é acondicionar o sinal de áudio de maneira que ele possa ser aplicado convenientemente a amplificadores de potência e serem reproduzidos em transdutores, como alto-falantes. Serão vistos, a seguir, alguns circuitos desse tipo [14].

9.1 – Controle de Tonalidade:

Controle de tonalidade é um nome específico dado a um processador analógico de sinais muito usado em pré-amplificadores de áudio. O objetivo desse processador é atuar nas faixas de frequências baixas e altas do espectro, sem causar perturbações significativas na faixa de frequências médias. O espectro de áudio, que contém sinais musicais, é determinado pela faixa de frequências: $20 \text{ Hz} \leq f_{\text{áudio}} \leq 20 \text{ kHz}$. São chamadas de *graves* as frequências contidas, aproximadamente, na faixa $f_G \leq 500 \text{ Hz}$ e são chamadas de *agudos* as frequências contidas, aproximadamente, na faixa $f_A \geq 2 \text{ kHz}$. A faixa restante, isto é, $500 \text{ Hz} \leq f_m \leq 2 \text{ kHz}$, é chamada de *médios*. O ouvido humano é muito mais sensível à faixa de *médios* do que às faixas de *graves* e *agudos*. A voz humana, $300 \text{ Hz} \leq f_{\text{voz}} \leq 3,4 \text{ kHz}$, tem seu espectro contido prioritariamente na faixa de *médios*. Sinais musicais, no entanto, gravados em meios como o disco compacto, podem ter componentes de frequência em toda a faixa de áudio, isto é, $20 \text{ Hz} \leq f_{\text{áudio}} \leq 20 \text{ kHz}$. Na primeira metade do século passado, quando os primeiros projetos eletrônicos de reprodução sonora começaram a aparecer, os transdutores, chamados de alto-falantes, eram dispositivos rudimentares que possuíam muita deficiência na reprodução de *graves* e de *agudos*.

Somando-se as deficiências dos transdutores à deficiência do ouvido humano, tornou-se essencial que circuitos eletrônicos compensadores para essas faixas fossem criados. Um físico chamado Baxandall desenvolveu, então, nessa época, o chamado controle de tonalidade. Esse controle promove reforços ou atenuações de ganho nas faixas de *graves* e *agudos* ou podem ser ajustados para permanecerem com resposta plana. Na faixa de *médios* ele é praticamente inoperante. Nos dias atuais, com o desenvolvimento de alto-falantes e caixas acústicas com alto rendimento e resposta estendida, o controle de tonalidade perdeu um pouco sua importância, principalmente na faixa de *agudos*, na qual os alto-falantes chamados *tweeters* são de excelente qualidade. Transdutores de *graves*, chamados *woofers*, ainda precisam de algum reforço de potência, principalmente se forem de pequenas dimensões.

A Figura 9.1 mostra um controle de tonalidade do tipo Baxandall modificado, construído com um amplificador operacional. Nesse circuito, uma fonte de áudio de baixa impedância ($R_{ger} \leq 200 \Omega$) é acoplada, através de um capacitor C_i , à malha passiva do controle, inserida na realimentação negativa do operacional. Nessa malha, P_G é um potenciômetro de variação linear que faz o controle de *graves* e P_A é um potenciômetro de variação linear que faz o controle de *agudos*. Os capacitores C_G e C_A , juntamente com os potenciômetros e os resistores R e R_1 , determinam *polos* e *zeros* na função de transferência do amplificador de modo que o circuito comporte-se como um filtro passa-altas ou passa-baixas, dependendo das posições dos controles. O amplificador é do tipo inversor e possui a topologia genérica da Figura 2.3a. Quando os potenciômetros estão com os cursores no centro da excursão, isto é, $P_{G1} = P_{G2} = P_G/2$ e $P_{A1} = P_{A2} = P_A/2$, as impedâncias Z_A e Z_B , explicitadas na Figura 2.3a, são idênticas e, portanto, o ganho de tensão vale $G_v = -1 \text{ V/V}$ (0 dB) para qualquer frequência. Quando os cursores são deslocados, para um lado ou para o outro, as impedâncias tornam-se desiguais e, conseqüentemente, a razão entre elas torna-se maior ou menor do que a unidade, propiciando reforços ou atenuações. Os capacitores C_G e C_A , por possuírem reatâncias dependentes de frequência, garantem que esses reforços ou atenuações só se dêem em faixas específicas. A análise do circuito da Figura 9.1 deve ser feita, por facilidade, separadamente, como se as malhas de *graves* e de *agudos* fossem independentes. Esse fato acarreta em um pequeno erro de análise que é, contudo, totalmente absorvido pela faixa de tolerância de resultados que esse dispositivo permite. O resistor R_1 foi colocado para aumentar a isolamento e diminuir a interação entre as malhas e deve valer, aproximadamente, $R_1 \approx P_G/2$. A entrada inversora de OP_1 é um ponto de *terra virtual* e, portanto, $V_1 \approx 0$. Analisando-se o circuito em termos das relações entre Z_A e Z_B , chega-se aos seguintes resultados:

9.1.1 – Controle de Graves:

Nessa faixa de frequências, o capacitor C_A apresenta uma reatância muito alta e isola a malha de agudos do restante do circuito. Então, tem-se:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{S + \frac{R + P_{G2}}{C_G P_{G2}}}{S + \frac{R + P_{G1}}{C_G P_{G1}}} \times \frac{S + \frac{1}{C_G P_{G1}}}{S + \frac{1}{C_G P_{G2}}} \quad [\text{V/V}] \quad (9.1)$$

Na Equação 9.1:

Se $S \rightarrow \infty$ ($f \rightarrow \infty$) $\Rightarrow G_v \rightarrow -1$ V/V, $\forall P_{G1}$ e $\forall P_{G2}$.

e

Se $S \rightarrow 0$ ($f \rightarrow 0$) $\Rightarrow G_v \rightarrow -\frac{R + P_{G2}}{R + P_{G1}}$ [V/V].

Nesse caso tem-se, então:

- **Máximo Reforço** ($P_{G1}=0$ e $P_{G2}=P_G$):

$$G_v = -\frac{S + \frac{R + P_G}{C_G R P_G}}{S + \frac{1}{C_G P_G}} \quad [\text{V/V}]$$

Então:

Se $S \rightarrow \infty$ ($f \rightarrow \infty$) $\Rightarrow G_v \rightarrow -1$ V/V, $\forall P_G$.

e

Se $S \rightarrow 0$ ($f \rightarrow 0$) $\Rightarrow G_v \rightarrow G_{v_{\max}} = -\frac{R + P_G}{R}$ [V/V].

A função de transferência possui, portanto, um *polo* e um *zero* que valem:

$$p_G = \frac{1}{2\pi C_G P_G} \quad [\text{Hz}] \quad \text{e} \quad z_G = \frac{R + P_G}{2\pi C_G P_G R} \quad [\text{Hz}]$$

sendo $z_G = |G_{v_{\max}}| \times p_G$.

O módulo do ganho vale:

$$|G_v| = \sqrt{\frac{f^2 + z_G^2}{f^2 + p_G^2}} \quad [\text{V/V}]$$

ou

$$|G_v|_{(dB)} = 20 \times \log \left(\sqrt{\frac{f^2 + z_G^2}{f^2 + p_G^2}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (9.2)$$

- **Máxima Atenuação** ($P_{G1}=P_G$ e $P_{G2}=0$):

$$G_v = -\frac{S + \frac{1}{C_G P_G}}{S + \frac{R + P_G}{C_G R P_G}} \quad [\text{V/V}]$$

Então:

$$\text{Se } S \rightarrow \infty (f \rightarrow \infty) \Rightarrow G_v \rightarrow -1 \text{ V/V}, \forall P_G.$$

e

$$\text{Se } S \rightarrow 0 (f \rightarrow 0) \Rightarrow G_v \rightarrow G_{v\min} = -\frac{R}{R + P_G} \quad [\text{V/V}].$$

A função de transferência possui, portanto, um *polo* e um *zero* que valem:

$$z_G = \frac{1}{2\pi C_G P_G} \quad [\text{Hz}] \quad \text{e} \quad p_G = \frac{R + P_G}{2\pi C_G P_G R} \quad [\text{Hz}]$$

sendo $z_G = |G_{v\min}| \times p_G$.

O módulo do ganho vale:

$$|G_v| = \sqrt{\frac{f^2 + z_G^2}{f^2 + p_G^2}} \quad [\text{V/V}]$$

ou

$$|G_v|_{(dB)} = 20 \times \log \left(\sqrt{\frac{f^2 + z_G^2}{f^2 + p_G^2}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (9.3)$$

- **Resposta Plana ($P_{G1}=P_G/2$ e $P_{G2}=P_G/2$):**

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

ou

$$|G_v| = 0 \quad [\text{dB}]$$

Então:

$$\text{Se } S \rightarrow \infty (f \rightarrow \infty) \Rightarrow G_v \rightarrow -1 \text{ V/V}, \forall P_G.$$

e

$$\text{Se } S \rightarrow 0 (f \rightarrow 0) \Rightarrow G_v \rightarrow G_{v0} = -1 \text{ V/V}, \forall P_G.$$

A Figura 9.2 ilustra as curvas de transferência do circuito da Figura 9.1 em função de f e em função da posição do cursor do potenciômetro P_G , para $f \leq 1 \text{ kHz}$.

Nota-se que as curvas são perfeitamente simétricas em relação ao eixo horizontal, pois $G_{vmax} = 1/G_{vmin}$ e, portanto, em decibéis, $|G_{vmax}|_{(dB)} = -|G_{vmin}|_{(dB)}$.

Em projetos desse tipo, como há mais incógnitas do que equações, normalmente escolhe-se o valor de P_G e de R e, posteriormente, calcula-se o valor adequado de C_G através da Equação 9.2. O reforço máximo usual é de $+10\text{ dB} \pm 2\text{ dB}$ para $f = 100\text{ Hz}$ e em 1 kHz o reforço não deve exceder a 1 dB . Se, por exemplo, $P_G = 100\text{ k}\Omega$ e $R = 10\text{ k}\Omega$, então $|G_{vmax}|_{(dB)} = 20\log(11) = 20,83\text{ dB}$. O capacitor C_G deve, conseqüentemente, ser calculado pela Equação 9.2 para que $|G_{v(100Hz)}|_{(dB)} = 10\text{ dB}$.

9.1.2 – Controle de Agudos:

Para o cálculo da função de transferência do sistema da Figura 9.1, na faixa de altas frequências, deve-se equacionar o circuito considerando que o capacitor C_G , nessa faixa, já apresenta uma reatância muito baixa e pode ser considerado como um curto-circuito. O resistor R_I e os dois resistores R , da malha de graves, devem, no entanto, fazer parte do equacionamento. Tem-se, portanto:

- Ganho de Tensão:

$$G_v = -\frac{S + \frac{P_A + 2R}{C_A(P_{A1} + 2R + 2R_1) \times (P_{A2} + R)}}{S + \frac{P_A + 2R}{C_A(P_{A2} + 2R + 2R_1) \times (P_{A1} + R)}} \times \frac{(P_{A1} + 2R + 2R_1) \times (P_{A2} + R)}{(P_{A2} + 2R + 2R_1) \times (P_{A1} + R)} \quad [\text{V/V}] \quad (9.4)$$

Na Equação 9.4:

Se $S \rightarrow 0$ ($f \rightarrow 0$) $\Rightarrow G_v \rightarrow -1\text{ V/V}$, $\forall P_{A1}$ e $\forall P_{A2}$.

e

Se $S \rightarrow \infty$ ($f \rightarrow \infty$) $\Rightarrow G_v \rightarrow -\frac{(P_{A1} + 2R + 2R_1) \times (P_{A2} + R)}{(P_{A2} + 2R + 2R_1) \times (P_{A1} + R)} \quad [\text{V/V}]$.

Nesse caso tem-se, então:

Nesse caso tem-se, então:

- Máximo Reforço ($P_{A1}=0$ e $P_{A2}=P_A$):

$$G_v = -\frac{S + \frac{P_A + 2R}{2C_A(R + R_1) \times (P_A + R)}}{S + \frac{P_A + 2R}{C_A(P_A + 2R + 2R_1) \times R}} \times \frac{2(R + R_1) \times (P_A + R)}{(P_A + 2R + 2R_1) \times R} \quad [\text{V/V}]$$

Então:

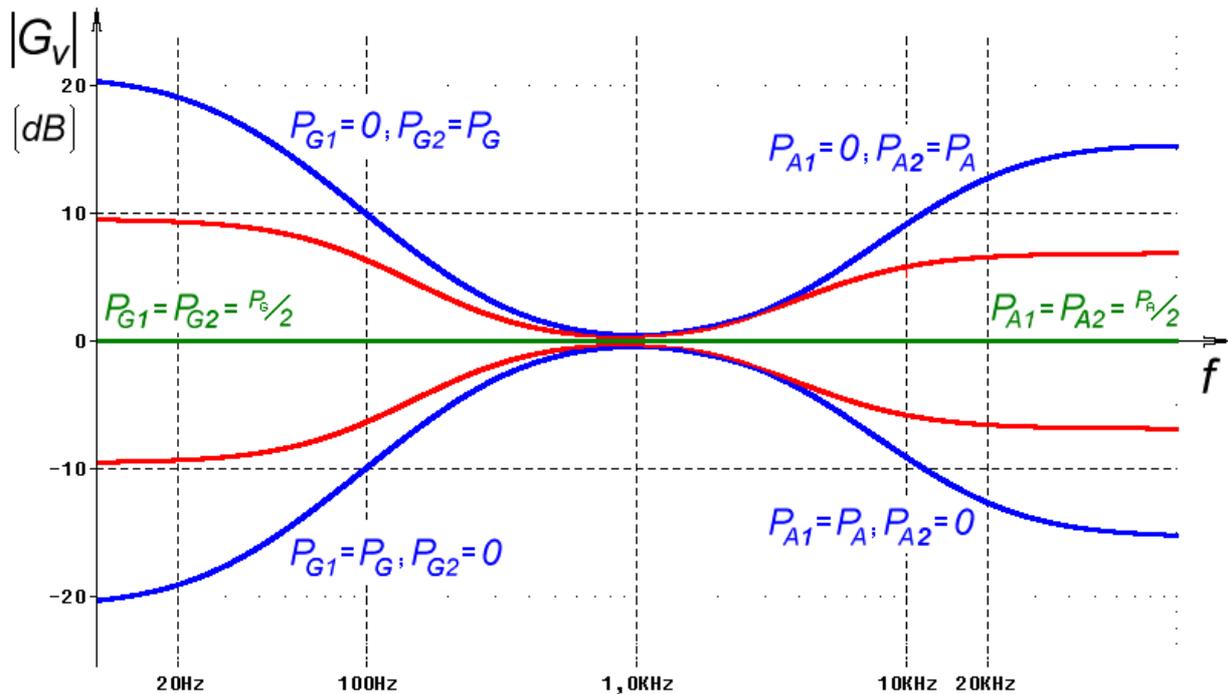


Figura 9.2 - Curvas de Transferência do Circuito da Figura 9.1 em Função da Frequência e dos Ajustes dos Potenciômetros.

Se $S \rightarrow 0 (f \rightarrow 0) \Rightarrow G_v \rightarrow -1 \text{ V/V}, \forall P_A.$

e

Se $S \rightarrow \infty (f \rightarrow \infty) \Rightarrow G_v \rightarrow G_{v_{\max}} = -\frac{2(R + R_1) \times (P_A + R)}{(P_A + 2R + 2R_1) \times R} \text{ [V/V]}.$

A função de transferência possui, portanto, um *polo* e um *zero* que valem:

$$p_A = \frac{P_A + 2R}{2\pi C_A (P_A + 2R + 2R_1) \times R} \text{ [Hz]} \text{ e } z_A = \frac{P_A + 2R}{4\pi C_A (R + R_1) \times (P_A + R)} \text{ [Hz]}$$

sendo $p_A = |G_{v_{\max}}| \times z_A.$

O módulo do ganho vale:

$$|G_v| = \sqrt{\frac{f^2 + z_A^2}{f^2 + p_A^2}} \times |G_{v_{\max}}| \text{ [V/V]}$$

ou

$$|G_v|_{(dB)} = 20 \times \log \left(\sqrt{\frac{f^2 + z_A^2}{f^2 + p_A^2}} \times |G_{v_{\max}}| \right) \text{ [dB]} \tag{9.5}$$

- **Máxima Atenuação ($P_{A1}=P_A$ e $P_{A2}=0$):**

$$G_v = -\frac{S + \frac{P_A + 2R}{C_A(P_A + 2R + 2R_1) \times R}}{S + \frac{P_A + 2R}{2C_A(R + R_1) \times (P_A + R)}} \times \frac{(P_A + 2R + 2R_1) \times R}{2(R + R_1) \times (P_A + R)} \quad [\text{V/V}]$$

Então:

$$\text{Se } S \rightarrow 0 (f \rightarrow 0) \Rightarrow G_v \rightarrow -1 \text{ V/V}, \forall P_A.$$

e

$$\text{Se } S \rightarrow \infty (f \rightarrow \infty) \Rightarrow G_v \rightarrow G_{v\min} = -\frac{(P_A + 2R + 2R_1) \times R}{2(R + R_1) \times (P_A + R)} \quad [\text{V/V}].$$

A função de transferência possui, portanto, um *polo* e um *zero* que valem:

$$z_A = \frac{P_A + 2R}{2\pi C_A (P_A + 2R + 2R_1) \times R} \quad [\text{Hz}] \quad \text{e} \quad p_A = \frac{P_A + 2R}{4\pi C_A (R + R_1) \times (P_A + R)} \quad [\text{Hz}]$$

sendo $p_A = |G_{v\min}| \times z_A$.

O módulo do ganho vale:

$$|G_v| = \sqrt{\frac{f^2 + z_A^2}{f^2 + p_A^2}} \times |G_{v\min}| \quad [\text{V/V}]$$

ou

$$|G_v|_{(dB)} = 20 \times \log \left(\sqrt{\frac{f^2 + z_A^2}{f^2 + p_A^2}} \times |G_{v\min}| \right) \quad [\text{dB}] \quad (9.6)$$

- **Resposta Plana ($P_{A1}=P_A/2$ e $P_{A2}=P_A/2$):**

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

ou

$$|G_v| = 0 \quad [\text{dB}]$$

Então:

$$\text{Se } S \rightarrow 0 (f \rightarrow 0) \Rightarrow G_v \rightarrow -1 \text{ V/V}, \forall P_A.$$

e

$$\text{Se } S \rightarrow \infty (f \rightarrow \infty) \Rightarrow G_v \rightarrow G_w = -1 \text{ V/V}, \forall P_A.$$

A Figura 9.2 ilustra as curvas de transferência do circuito da Figura 9.1 em função de f e em função da posição do cursor do potenciômetro P_A , para $f \geq 1 \text{ kHz}$. Nota-se que as curvas são perfeitamente simétricas em relação ao eixo horizontal, pois $G_{vmax} = 1/G_{vmin}$ e, portanto, em decibéis, $|G_{vmax}|_{(dB)} = -|G_{vmin}|_{(dB)}$.

Em projetos desse tipo, como há mais incógnitas do que equações, normalmente escolhe-se o valor de P_A , de R_I e de R e, posteriormente, calcula-se o valor adequado de C_A através da Equação 9.5. O reforço máximo usual é de $+10 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$ para $f = 10 \text{ kHz}$ e em 1 kHz o reforço não deve exceder a 1 dB . Se, por exemplo, $P_A = 100 \text{ k}\Omega$, $R = 10 \text{ k}\Omega$ e $R_I = 47 \text{ k}\Omega$, então $|G_{vmax}|_{(dB)} = 20 \log(5,86) = 15,36 \text{ dB}$. O capacitor C_A deve, conseqüentemente, ser calculado pela Equação 9.5 para que $|G_{v(10kHz)}|_{(dB)} = 10 \text{ dB}$.

9.1.3 – Conclusão:

O circuito de controle de tonalidade da Figura 9.1 é um dos mais simples que podem ser implementados na prática. Usa um número reduzido de componentes e apresenta um desempenho aceitável. Percebe-se, pela Figura 9.2, que esse circuito não apresenta simetria de transferência em relação ao eixo de $f = 1 \text{ kHz}$, isto é, o máximo reforço de *agudos* é inferior ao máximo reforço de *graves*. Levando-se em conta, no entanto, as considerações feitas no início desta *Secção*, conclui-se que esse fato não chega a se constituir em um grande problema. O importante é que, em torno de $f = 1 \text{ kHz}$, o ganho, em qualquer situação, é muito pouco afetado pelo circuito, variando em uma faixa máxima de $|G_{v(1kHz)}|_{(dB)} = \pm 1 \text{ dB}$.

Existem alternativas de arquitetura para controles de tonalidade, fazendo uso, inclusive, de giradores, mas são estruturas complexas e caras. Para o circuito da Figura 9.1 podem ser usados operacionais dos tipos *LF351* ou *TL051*. Em um sistema *estéreo*, podem ser usados operacionais dos tipos *LF353* ou *TL052* e potenciômetros duplos, comandando os dois canais simultaneamente. Os capacitores de acoplamento de entrada e de saída devem ser de baixa reatância em 20 Hz , ou seja, $C_i \geq 10 \mu\text{F}$ e $C_o \geq 10 \mu\text{F}$.

9.2 – Expansor/Compressor de Áudio:

Em algumas aplicações de amplificação de áudio, o nível de saída do amplificador deve permanecer aproximadamente constante mesmo que o nível do sinal de entrada seja bastante variável. O circuito que exerce essa função pode ser chamado de expansor/compressor, de controle automático de volume (*AVL* ou *AVC*) ou de controle automático de ganho (*AGC*). O objetivo é tornar o volume do sinal de saída praticamente invariável e os campos de aplicação cobrem: osciladores de teste, equipamentos de comunicações, equipamentos de telemetria, amplificadores de microfones, controles de volume de receptores de rádio e *TV*, etc..

Um exemplo desse tipo de circuito é apresentado na Figura 9.3. O princípio de funcionamento é, basicamente, o mesmo usado no oscilador senoidal com ponte de Wien, visto na *Secção* 7.3.2 e ilustrado pela Figura 7.6b. Em ambos os casos, o controle automático do ganho geral do amplificador é controlado pelas características de resistência variável dos filamentos de lâmpadas incandescentes de baixa potência, que possuem coeficiente positivo de temperatura (*PTC*).

O circuito da Figura 9.3 é baseado no princípio da realimentação ativa variável executada pelo amplificador operacional *OP₃*, a partir de uma amostragem do sinal de saída executada por uma ponte de Wheatstone.

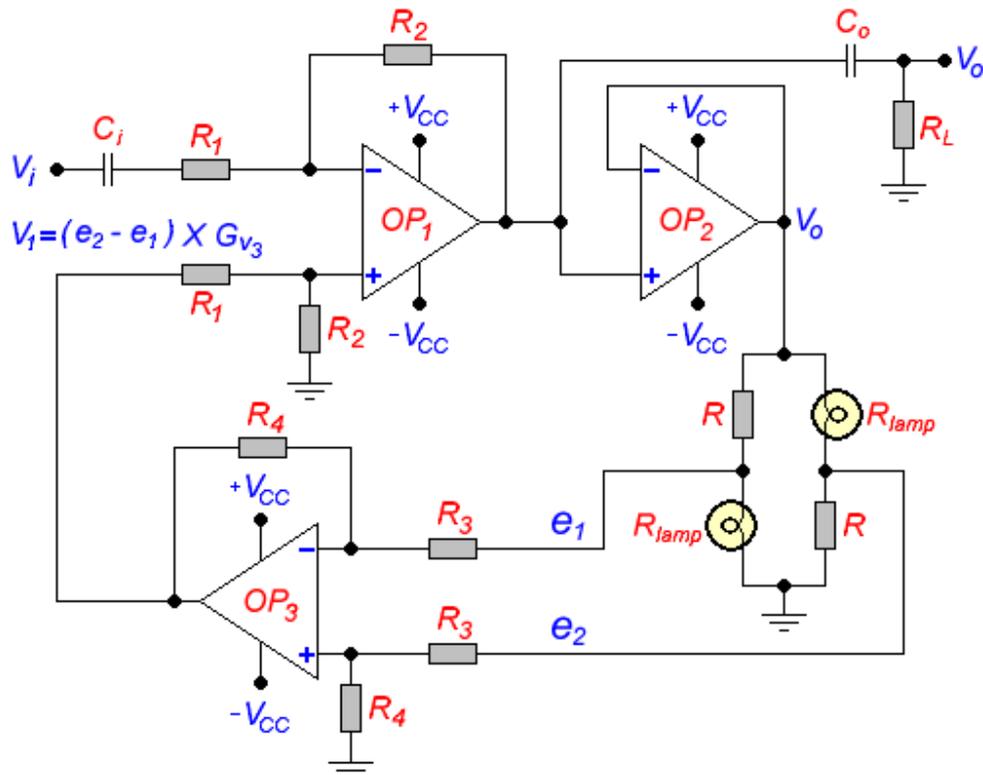


Figura 9.3 – Circuito Expansor/Compressor de Áudio.

O amplificador diferencial constituído por OP_3 apresenta em sua saída uma tensão V_1 , dada por:

$$V_1 = (e_2 - e_1) \times G_{v_3}$$

onde G_{v_3} é o módulo do ganho do amplificador e e_2 e e_1 são as tensões fornecidas pela ponte de Wheatstone. Essas grandezas valem, respectivamente:

$$G_{v_3} = \frac{R_4}{R_3} \quad e_2 = \frac{R}{R + R_{lamp}} \times V_o \quad e_1 = \frac{R_{lamp}}{R + R_{lamp}} \times V_o$$

Com isso, tem-se que:

$$V_1 = \frac{R - R_{lamp}}{R + R_{lamp}} \times \frac{R_4}{R_3} \times V_o \quad [V] \tag{9.7}$$

O resistor R , da ponte de Wheatstone, deve ser dimensionado em função da resistência dos filamentos das lâmpadas, R_{lamp} , de modo que, para uma determinada tensão de saída nominal, $V_{o(nom)}$, obtenha-se a relação de equilíbrio da ponte: $R = R_{lamp}$. Tem-se, portanto, que, para uma determinada tensão de saída $V_{o(nom)}$, a realimentação ativa global do amplificador, introduzida por OP_3 , é nula, pois $V_1 = 0$, e o ganho global dependerá, consequentemente, apenas de OP_1 .

Sabe-se que filamentos de lâmpadas incandescentes têm suas resistências elétricas variáveis diretamente proporcionais à temperatura e, conseqüentemente, diretamente proporcionais à corrente que as percorre. Então, R_{lamp} cresce se $V_o > V_{o(nom)}$ e R_{lamp} decresce se $V_o < V_{o(nom)}$. Pela Equação 9.7 conclui-se que:

- Se $V_o > V_{o(nom)} \Rightarrow V_I < 0 \Rightarrow$ a realimentação ativa global é *negativa* e o ganho global do amplificador *cai*.
- Se $V_o < V_{o(nom)} \Rightarrow V_I > 0 \Rightarrow$ a realimentação ativa global é *positiva* e o ganho global do amplificador *crece*.

Por esse raciocínio, constata-se que o amplificador, através do ganho automaticamente variável, age no sentido de manter aproximadamente constante a tensão de saída para uma grande variação da tensão de entrada.

O operacional OP_2 está ligado na configuração de isolador não inversor de ganho unitário e serve, apenas, para aplicar a tensão V_o na ponte de Wheatstone.

O operacional OP_1 está ligado na configuração de amplificador diferencial inversor, cuja tensão de saída vale:

$$V_o = (V_1 - V_i) \times \frac{R_2}{R_1}$$

Substituindo-se V_1 pelo valor dado pela Equação 9.7, chega-se à equação que calcula a tensão de saída do amplificador em função da tensão de entrada e dos resistores usados. A Equação 9.8a mostra essa relação em função das tensões de entrada e de saída e a Equação 9.8b calcula o ganho global do amplificador.

$$V_o = - \frac{R_2 R_3 (R + R_{lamp})}{R_1 R_3 (R + R_{lamp}) - R_2 R_4 (R - R_{lamp})} \times V_i \quad [V] \quad (9.8a)$$

ou

$$G_v = - \frac{R_2 R_3 \left(1 + \frac{R_{lamp}}{R}\right)}{R_1 R_3 \left(1 + \frac{R_{lamp}}{R}\right) - R_2 R_4 \left(1 - \frac{R_{lamp}}{R}\right)} \quad [V/V] \quad (9.8b)$$

Se $|G_{v3}| \gg |G_{v1}|$, isto é, se $R_4/R_3 \gg R_2/R_1$, pela Equação 9.8b conclui-se que: $100 > |G_v| > 1$ quando $0,98 < (R_{lamp}/R) < 1,06$. Esse fato permite que esse amplificador apresente uma variação de apenas $0,5 \text{ dB}$ na amplitude do sinal de saída para uma variação de cerca de 40 dB na amplitude do sinal de entrada.

Para circuitos práticos, podem ser usados amplificadores operacionais adequados para áudio, como os listados no início deste *Capítulo*, com os seguintes resistores: $R_1=10 \text{ k}\Omega$; $R_2=47 \text{ k}\Omega$; $R_3=4,7 \text{ k}\Omega$ e $R_4=100 \text{ k}\Omega$. O resistor R deve ser estipulado em função do tipo de lâmpada usada, obedecendo-se a seguinte condição: $R = R_{lamp}$ para $V_o = V_{o(nom)}$. Por exemplo, se forem usadas lâmpadas incandescentes de 10 V e 14 mA , para $V_{o(nom)} = 2,2 V_{ef}$, deve-se estipular $R \approx 300 \Omega$.

Nesse caso o amplificador apresentará uma excursão de saída de $2,14 V_{ef} \leq V_o \leq 2,27 V_{ef}$ para uma excursão de entrada de $0,02 V_{ef} \leq V_i \leq 2 V_{ef}$, dentro da faixa de frequências de áudio, isto é, para $100 \text{ Hz} \leq f \leq 15 \text{ kHz}$. O amplificador funcionará como expensor para $V_i < 0,468 V_{ef}$ e como compressor para $V_i > 0,468 V_{ef}$.

A distorção total do amplificador é extremamente baixa para $V_i > 0,468 V_{ef}$, faixa na qual a realimentação global é *negativa*. Com $V_i < 0,468 V_{ef}$, a distorção total do amplificador cresce, pois, nessa faixa, a realimentação global é *positiva*. Esse fato limita a amplitude do sinal de entrada a um mínimo de, aproximadamente, 20 mV_{ef} . A máxima tensão de entrada depende das características de excursão dos operacionais e do valor máximo de resistência alcançado pelos filamentos das lâmpadas. Normalmente, $V_{i(max)} = V_{o(nom)}$.

O resistor R_I estipula a resistência de entrada do circuito e os capacitores C_i e C_o promovem acoplamentos AC com a fonte de excitação e com a carga, respectivamente.

Circuitos com controle automático de ganho ou de volume podem, também, ser implementados usando-se componentes semicondutores trabalhando como resistores variáveis. O uso de lâmpadas incandescentes, no entanto, além da simplicidade, traz como vantagem uma maior uniformidade de atuação. Como os filamentos possuem certa inércia térmica, mudanças bruscas de ganho, que causariam ruídos e distorções ao sinal, são, assim, evitadas.

9.3 – Filtro Passa-Faixa Paramétrico:

Filtros passa-faixa são muito usados em pré-amplificadores de áudio exercendo funções diversas, como: divisores de frequência, equalizadores, discriminadores de faixa, controles de tonalidade, etc.. Como visto na *Secção 3.7*, esses filtros são caracterizados por três parâmetros: frequência central (f_o), largura de faixa (B) e ganho máximo (G_w). Pode ser definido, ainda, um quarto parâmetro, chamado fator de qualidade do filtro, que vale: $Q_o = f_o / B$. A largura de faixa é delimitada por duas frequências, f_A e f_B , nas quais o ganho cai -3 dB em relação ao ganho máximo G_w . Tem-se, portanto, que: $B = f_A - f_B$.

Filtros desse tipo podem ser implementados com circuitos passivos (*RLC*) ou com circuitos ativos como, por exemplo, amplificadores operacionais. Quando os três parâmetros, f_o , B e G_w , podem ser ajustados independentemente, esses filtros também são chamados de filtros passa-faixa paramétricos. Na *Secção 3.7.1*, ilustrado pela Figura 3.6, foi apresentado um filtro desse tipo, que necessita de dois componentes ajustáveis para o controle de f_o . Nesta secção será apresentado um filtro passa-faixa paramétrico mais simples, que faz uso de um indutor equivalente, implementado eletronicamente através de um circuito *girador*.

9.3.1 – Girador:

Um simulador de indutância ou girador, que simula um indutor com perdas resistivas e não ajustável, foi apresentado na *Secção 4.2*. Uma topologia alternativa de girador, que simula, teoricamente, um indutor ajustável e sem perdas resistivas internas, é mostrada na Figura 9.4. Nesse circuito, OP_1 é um seguidor de tensão e OP_2 realiza uma realimentação ativa, reativa capacitiva, que, através de uma rotação de fase adequada, imprime uma característica reativa indutiva à impedância vista entre os terminais de entrada (do ponto *A* ao *terra*).

O circuito da Figura 9.4a pode ser equacionado com se segue, em regime permanente senoidal:

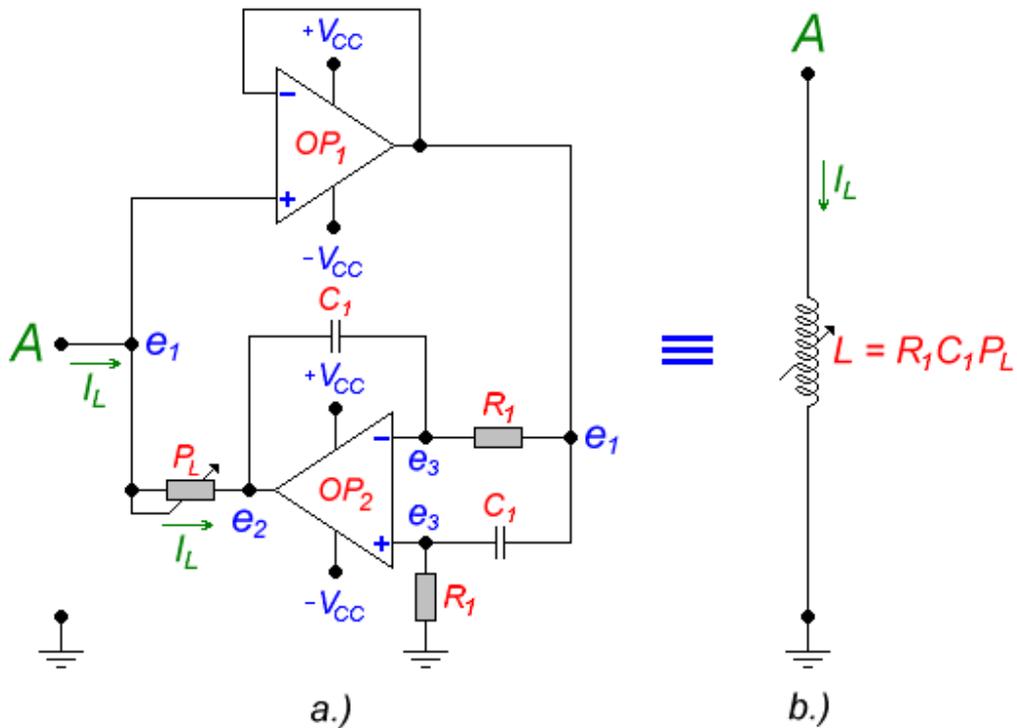


Figura 9.4 – Circuito Girador. a.) Implementação Eletrônica. b.) Indutância Equivalente.

$$e_3 = \frac{SC_1R_1}{SC_1R_1 + 1} \times e_1$$

Para a malha da entrada inversora, pode-se escrever que:

$$\frac{e_1 - e_3}{R_1} = SC_1 \times (e_3 - e_2)$$

⇒

$$e_2 = \frac{S^2C_1^2R_1^2 - 1}{SC_1R_1 \times (SC_1R_1 + 1)} \times e_1$$

A corrente no potenciômetro P_L vale:

$$I_L = \frac{e_1 - e_2}{P_L}$$

⇒

$$I_L = \frac{e_1}{SC_1R_1P_L}$$

Como a corrente drenada pela entrada não-inversora de OP_1 é desprezível, a impedância total de entrada, vista entre os terminais A e *terra*, vale:

$$Z_i = \frac{e_1}{I_L} = SC_1R_1P_L$$

Conclui-se, portanto, que a impedância equivalente, vista entre os terminais A e *terra* do circuito da Figura 9.4a, é puramente reativa e indutiva e, por isso, o circuito é equivalente a um indutor puro, mostrado na Figura 9.4b, cujo valor é:

$$L = C_1R_1P_L \quad [\text{H}] \quad (9.9)$$

Esse resultado só é válido dentro da faixa de frequências de áudio e somente se os resistores R_1 e os capacitores C_1 forem casados entre si, respectivamente. Para que o indutor equivalente não possua perdas resistivas internas, é fundamental que os capacitores C_1 sejam, também, totalmente sem perdas e, por isso, devem ser usados capacitores cerâmicos ou de poliestirol de alta qualidade, com baixo coeficiente térmico (NPO) e com capacitâncias na faixa: $C_1 \leq 0,1 \mu F$. Capacitores eletrolíticos são totalmente inviáveis para esse tipo de aplicação. Os resistores R_1 devem ser de precisão com baixo coeficiente térmico (de filme metálico) e devem ter valores dentro da faixa: $1k\Omega \leq R_1 \leq r_{i2}$, sendo r_{i2} as resistências de entrada dos terminais de OP_2 .

O indutor equivalente resultante pode ter sua indutância ajustável através de um resistor variável P_L , que pode excursionar na faixa: $10k\Omega \leq P_L \leq 100k\Omega$.

9.3.2 – Filtro:

Usando-se o girador apresentado na Figura 9.4a, pode-se construir um filtro passa-faixa paramétrico como mostra o circuito da Figura 9.5a. Esse circuito é totalmente equivalente ao circuito passivo apresentado na Figura 9.5b, no qual o indutor, com a indutância $L = C_1R_1P_L$, foi substituído pelo girador e onde os resistores ajustáveis valem: $R = R_B + P_B$ e $P_L = R_2 + P_2$.

A função de transferência desse circuito, em regime permanente senoidal, vale:

$$G_v = \frac{S \frac{1}{CR}}{S^2 + S \frac{1}{CR} + \frac{1}{LC}} \quad [\text{V/V}] \quad (9.10)$$

\Rightarrow

$$G_v = \frac{jfB}{f_o^2 - f^2 + jfB} \quad [\text{V/V}]$$

onde

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad e \quad B = \frac{1}{2\pi CR} \quad (9.11)$$

são, respectivamente, a frequência central e a largura de faixa do filtro, medidas em [Hz].

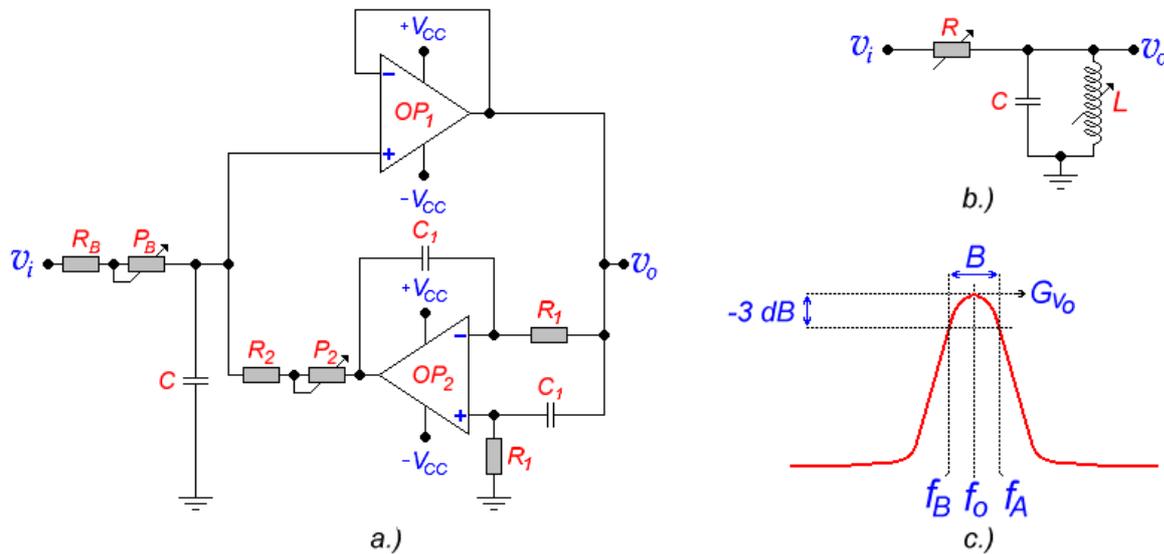


Figura 9.5 – Filtro Passa-Faixa Paramétrico. a.) Circuito Ativo. b.) Circuito Passivo Equivalente. c.) Curva de Transferência Característica.

Pela Equação 9.10, determina-se que o módulo do ganho vale:

$$|G_v| = \frac{fB}{\sqrt{(f_o^2 - f^2)^2 + f^2 B^2}} \quad [\text{V/V}] \quad (9.12a)$$

e a fase vale:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{f_o^2 - f^2}{fB}\right) \quad [\text{rad}] \quad (9.12b)$$

Conclui-se, pela Equação 9.12, que, para $f = f_o$ o ganho é máximo e vale $G_{vo} = 1$ [V/V] e não pode ser ajustado. A defasagem, nesse ponto, é nula.

A largura de faixa do filtro vale $B = f_A - f_B$, onde:

$$f_A = \sqrt{\frac{B^2}{4} + f_o^2} + \frac{B}{2} \quad e \quad f_B = \sqrt{\frac{B^2}{4} + f_o^2} - \frac{B}{2}$$

O fator de qualidade do filtro vale:

$$Q_o = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

Embora o ganho seja fixo e igual à unidade, a frequência central e a largura de faixa do filtro podem ser ajustadas pelos potenciômetros e valem, respectivamente:

$$f_{o(\min)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{CC_1R_1(R_2 + P_2)}} \quad e \quad f_{o(\max)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{CC_1R_1R_2}}$$

e

$$B_{(\min)} = \frac{1}{2\pi C(R_B + P_B)} \quad e \quad B_{(\max)} = \frac{1}{2\pi CR_B}$$

O fator de qualidade do filtro possui valores excursionando na faixa:

$$R_B \sqrt{\frac{C}{C_1R_1(R_2 + P_2)}} \leq Q_o \leq (R_B + P_B) \sqrt{\frac{C}{C_1R_1R_2}}$$

Por motivos de limitações internas dos amplificadores operacionais, algumas faixas de valores de componentes não devem ser excedidas. Então, se os amplificadores operacionais tiverem entradas construídas com transistores bipolares, deve-se usar: $10k\Omega \leq R \leq 400k\Omega$ e, se os amplificadores operacionais tiverem entradas construídas com *FET*'s, pode-se, alternativamente, usar: $10k\Omega \leq R \leq 10M\Omega$. No primeiro caso, a faixa de fatores de qualidade possíveis para o filtro é igual a: $2 \leq Q_o \leq 200$ e, no segundo caso: $0,1 \leq Q_o \leq 200$.

O capacitor C deve ser de boa qualidade, com baixas perdas internas, baixo coeficiente térmico e pode ter valores na faixa: $1 \text{ nF} \leq C \leq 0,47 \mu\text{F}$. Capacitores eletrolíticos são inviáveis para esse tipo de aplicação.

A Figura 9.5c mostra a curva de transferência característica desse tipo de filtro com os parâmetros explicitados.

9.4 – Amplificador de Potência:

Amplificadores operacionais convencionais não podem ser usados em circuitos de potência porque seus transistores internos são de pequenas dimensões e a capacidade máxima de corrente de saída é limitada em dezenas de miliampéres. A mínima impedância de carga para esses tipos de dispositivo, conseqüentemente, fica, geralmente, em torno de $2 \text{ k}\Omega$. Com a adição de transistores externos de grandes dimensões, no entanto, pode-se aumentar a capacidade de corrente de carga e, portanto, aumentar a capacidade de potência de saída.

A Figura 9.6 exemplifica uma das maneiras de se obter uma potência relativamente elevada sobre uma carga $R_L \geq 8 \Omega$, usando-se operacionais convencionais de áudio alimentados com $\pm 15 \text{ V}$. Nesse circuito, os transistores Q_1 (*PNP*) e Q_2 (*NPN*) são polarizados, com a ajuda dos resistores R_2 , pela própria corrente de polarização do amplificador operacional, I_{op} . Considerando as correntes de base desprezíveis comparadas com I_{op} , as tensões entre base e emissor dos transistores valem: $V_{BE} = R_2 \times I_{op}$. Os resistores R_2 devem ser calculados, então, de modo que a corrente nos coletores dos transistores seja da ordem de: $15 \text{ mA} \leq I_Q \leq 30 \text{ mA}$. Para isso, deve-se obter o valor de I_{op} na folha de dados do operacional usado e estipular o valor de R_2 de modo que: $0,52 \text{ V} \leq V_{BE} \leq 0,6 \text{ V}$.

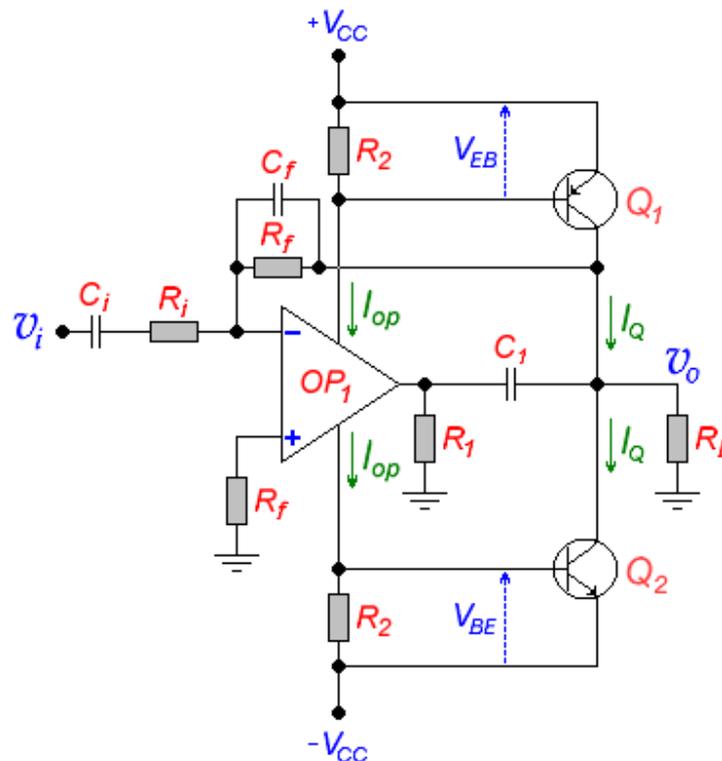


Figura 9.6 – Amplificador de Potência de Áudio.

Normalmente, a faixa de valores de R_2 , dependendo dos tipos dos transistores usados, estabelece-se em: $22 \Omega \leq R_2 \leq 470 \Omega$. A tensão de alimentação para operacionais convencionais fica na faixa: $\pm 15 V \leq V_{CC} \leq \pm 18 V$.

O amplificador está ligado na configuração inversora e, em AC, o funcionamento do circuito resume-se ao seguinte:

- Quando o sinal v_i decresce, a tensão no terminal de saída do operacional, consequentemente, cresce, fazendo crescer positivamente a corrente na carga R_L e no terminal de alimentação positiva do mesmo. A corrente no terminal de alimentação negativa, por sua vez, diminui. Para que haja uma variação significativa nessas correntes o resistor R_1 deve ter um valor relativamente pequeno, isto é, $R_1 \leq 10 k\Omega$.
- Com o aumento da corrente de alimentação positiva e diminuição da corrente de alimentação negativa do operacional, o transistor Q_2 é levado ao corte e o transistor Q_1 tem sua condução aumentada, aumentando a corrente positiva na carga R_L e fazendo crescer a tensão v_o .
- Quando, outrossim, o sinal v_i cresce, a tensão no terminal de saída do operacional, consequentemente, decresce, fazendo crescer negativamente a corrente na carga R_L e no terminal de alimentação negativa do mesmo. A corrente no terminal de alimentação positiva, por sua vez, diminui.
- Com o aumento da corrente de alimentação negativa e diminuição da corrente de alimentação positiva do operacional, o transistor Q_1 é levado ao corte.

- O transistor Q_2 , conseqüentemente, tem sua condução aumentada, aumentando a corrente negativa na carga R_L e fazendo decrescer a tensão v_o .
- A realimentação negativa total, que estabelece o ganho em malha fechada, a estabilidade e a linearização do circuito, é posta entre a entrada inversora e a saída. O ganho do amplificador vale, portanto:

$$G_v = -\frac{R_f}{R_i} \quad [\text{V/V}]$$

Algumas considerações adicionais devem ser feitas em relação ao circuito da Figura 9.6:

- Se o capacitor C_I for usado, a resistência de carga do amplificador operacional deve ser relativamente baixa para assegurar uma boa excursão de I_{op} . Normalmente, deve-se usar: $39 \Omega \leq R_I \leq 47 \Omega$.
- O capacitor C_I pode ser eliminado com um curto-circuito se a tensão de *offset* do amplificador operacional for muito pequena. Nesse caso pode-se usar $R_I = 10 \text{ k}\Omega$.
- A resistência de entrada do amplificador é igual a R_i e, portanto: $2,2 \text{ k}\Omega \leq R_i \leq 22 \text{ k}\Omega$.
- O ganho de tensão do amplificador deve ficar na faixa: $10 \text{ V/V} \leq |G_v| \leq 30 \text{ V/V}$.
- A carga do amplificador pode ser qualquer transdutor que trabalhe na faixa de frequências de áudio como, por exemplo, alto-falantes, motores de corrente contínua, etc.. Em qualquer caso, deve-se ter: $R_L \geq 8 \Omega$.
- Os transistores devem suportar a máxima corrente e a máxima potência exigida pela carga e devem ser montados em dissipadores de calor.
- O capacitor C_f é colocado para dar estabilidade ao circuito contra oscilações. Normalmente, a constante de tempo da compensação por adiantamento de fase (*lag*) fica na faixa: $500 \times 10^{-9} \leq C_f R_f \leq 1 \times 10^{-6}$. O capacitor C_I , se for usado, deve ser estipulado experimentalmente.
- A tensão de pico de saída atinge valores levemente inferiores a $\pm V_{CC}$ e, portanto, se o amplificador for alimentado com $V_{CC} = \pm 16 \text{ V}$, a potência média e a corrente de pico de saída atingem, respectivamente, os seguintes valores máximos:

$$P_{o(RMS)} = \frac{15^2}{2 \times R_L} \quad [\text{W}] \quad \text{e} \quad I_{o(pk)} = \frac{15}{R_L} \quad [\text{A}]$$

- O amplificador operacional pode ser qualquer um de aplicação em áudio e deve ter ajuste de *offset* de modo que, em repouso, $V_{o(DC)} = 0 \pm 10 \text{ mV}$.
- O circuito da Figura 9.6 não possui qualquer dispositivo de proteção na saída e, portanto, curtos-circuitos ou sobrecargas, nesse ponto, danificarão irremediavelmente os transistores Q_1 e Q_2 .
- Se, no lugar de Q_1 e de Q_2 , forem usados transistores do tipo *Darlington* ou *MOSFET* 's de potência, o rendimento do circuito melhora consideravelmente.
- O capacitor C_i acopla o sinal AC à entrada do amplificador e, em áudio, devem-se ter valores na faixa:

$$C_i \geq \frac{1}{2\pi \times 10 \times R_i} \quad [\text{F}]$$