# Sociedade de Engenharia de Áudio
# Artigo de Convenção
# Apresentado na XIV Convenção Nacional

**4 a 6 de Maio de 2010, São Paulo, SP**




## Potenciômetros Analógicos:

## Funções de Transferência e Aplicações em Áudio


**Homero Sette Silva**
**Kras Audio Solutions**
**94.930-230, Cachoeirinha, RS**
**homero@krasaudio.com.br**



RESUMO

A utilização de potenciômetros em circuitos de controle de volume de áudio, ou de equilíbrio em amplificadores estereofônicos, não é um assunto trivial como poderia ser pensado.
Neste trabalho vamos analisar em detalhe as funções de transferência de potenciômetros analógicos lineares, logarítmicos e logarítmicos invertidos, alem de suas respostas complementares, bem como suas aplicações em circuitos de áudio.

As impedâncias de entrada e saída dos potenciômetros também serão objetos de estudo, uma vez que podem ter grande influência na resposta do sistema.


Audio Engineering Society
BRASIL

# Potenciômetros Analógicos:

# Funções de Transferência e Aplicações em Áudio

**23 – 04 - 2010**

**Homero Sette Silva**
**Kras Audio Solutions**
**94.930-230, Cachoeirinha, RS**
homero@krasaudio.com.br

## Introdução

A utilização de potenciômetros em circuitos de controle de volume de áudio, ou de equilíbrio em amplificadores estereofônicos, não é um assunto trivial como poderia ser pensado.

Neste trabalho vamos analisar em detalhe as funções de transferência de potenciômetros lineares, logarítmicos e logarítmicos invertidos, além de suas respostas complementares, bem como suas aplicações em circuitos de áudio.

As impedâncias de entrada e saída dos potenciômetros também serão objetos de estudo, uma vez que podem ter grande influência na resposta do sistema.

O comportamento dos potenciômetros pode ser caracterizado pela sua função de transferência como divisor de tensão, conforme os circuitos das Figs. 1 e 2 e as equações dali obtidas que mostram ser a função de transferência igual ao cociente entre a resistência $R_{P2}$ e a resistência total $R_P$ .

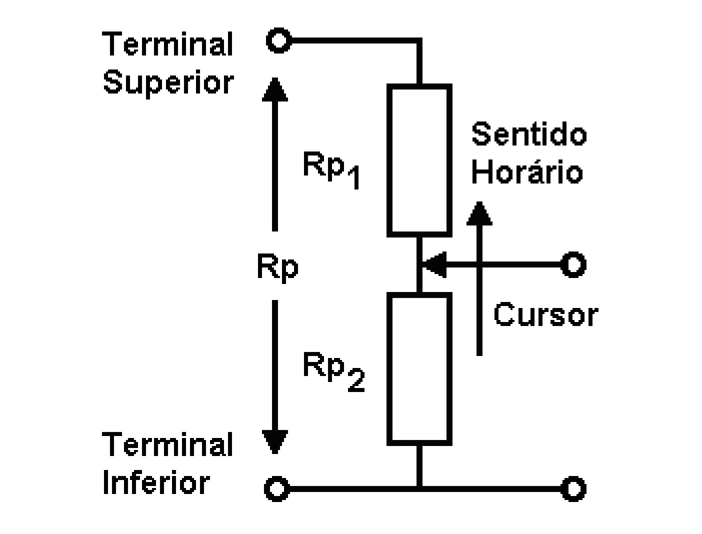



**Fig. 1 – Circuito Equivalente do potenciômetro.**

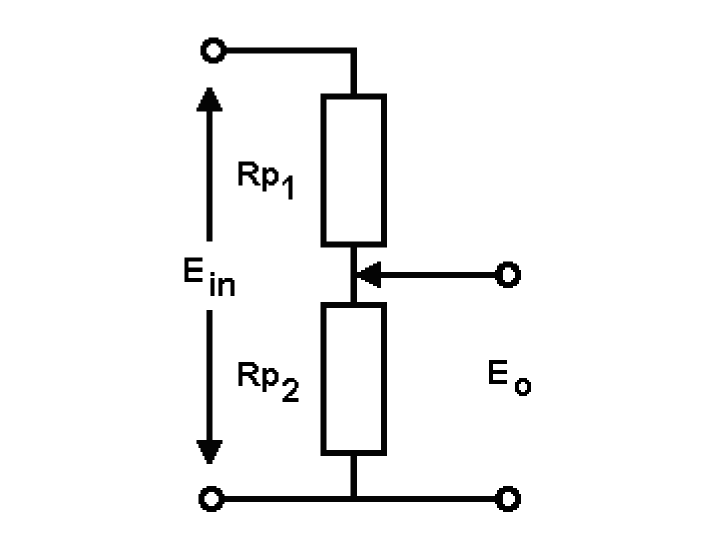



**Fig. 2 – O potenciômetro como divisor de tensão.**

$$R_{P1} + R_{P2} = R_P \quad \therefore \quad \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{R_{P2}}{R_{P1} + R_{P2}} = \frac{R_{P2}}{R_P} \quad \therefore \quad \left.\frac{E_O}{E_{IN}}\right|_{dB} = \left.\frac{R_{P2}}{R_P}\right|_{dB} = 20 \cdot \mathrm{Log}\left(\frac{R_{P2}}{R_P}\right)$$

| $R_{P2min} / R_P$ | | $E_O / E_{IN}$ | |
|---|---|---|---|
| | % | | dB |
| 0,01 | 1 | 0,01 | - 40 |
| 0,001 | 0,1 | 0,001 | - 60 |
| 0,0001 | 0,01 | 0,0001 | - 80 |
| 0,00001 | 0,001 | 0,00001 | - 100 |

Tab. 1- Atenuação máxima e valor mínimo de $R_{P2}$ .

Assim, se aplicarmos 1 Volt na entrada do potenciômetro, a tensão obtida em sua saída será numericamente igual ao cociente $R_{P2} / R_P$ , o que possui interesse prático.

Por convenção, o valor de $R_2$ aumenta com deslocamentos do cursor no sentido horário e a resistência medida no potenciômetro será aquela entre o cursor e o terminal inferior, ou seja, $R_{P2}$ .

| $R_P$ | $R_{P2min}$ | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| kΩ | 1 Ω | | 2 Ω | | 3 Ω | |
| | $R_{P2min} / R_P$ | | | | | |
| | % | $\frac{E_O}{E_{IN}}\Big\vert_{dB}$ | % | $\frac{E_O}{E_{IN}}\Big\vert_{dB}$ | % | $\frac{E_O}{E_{IN}}\Big\vert_{dB}$ |
| 10 | 0,01 | - 80 | 0,02 | - 73 | 0,03 | - 70 |
| 22 | 0,0045 | - 87 | 0,091 | - 81 | 0,0136 | - 77 |
| 47 | 0,0021 | - 93 | 0,0043 | - 87 | 0,0064 | - 84 |
| 50 | 0,002 | - 94 | 0,004 | - 88 | 0,006 | - 84 |
| 100 | 0,001 | - 100 | 0,002 | - 94 | 0,003 | - 90 |
| 250 | 0,0004 | - 108 | 0,0008 | - 102 | 0,0012 | - 98 |
| 470 | 0,00021 | - 113 | 0,00043 | - 107 | 0,00064 | - 104 |
| 500 | 0,0002 | - 114 | 0,0004 | - 108 | 0,0006 | - 104 |
| 1000 | 0,0001 | - 120 | 0,0002 | - 114 | 0,0003 | - 110 |

Tab. 2 – Atenuações em função de $R_P$ para $R_{P2min}$ igual a 1, 2 e 3 Ohms.

A resistência mínima assumida por $R_{P2}$ tem um papel importante na atenuação máxima que poderá ser oferecida por um potenciômetro, conforme vemos nas Tabelas 1 e 2, onde o valor mínimo foi especificado como um percentual da resistência nominal do potenciômetro.

Consultando catálogos de fabricantes vemos que a resistência mínima especificada encontra-se na faixa de 1 a 3 Ohms, para os valores de potenciômetros normalmente usados em controle de volume de áudio.

**Potenciômetro Linear**

$$R_{P1} = R_P - R_{P2} \quad \therefore \quad \frac{R_{P1}}{R_P} = 1 - \frac{R_{P2}}{R_P}$$

Fazendo $\frac{R_{P2}}{R_P} = \alpha \quad \therefore \quad R_{P2} = \alpha \cdot R_P$ vem $\frac{R_{P1}}{R_P} = 1 - \alpha \quad \therefore \quad R_{P1} = (1 - \alpha) \cdot R_P$

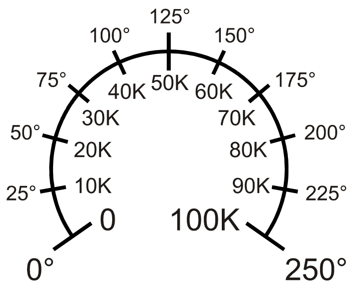



Fig. 3 – Pot. Linear de 100 K e curso de 250 graus.

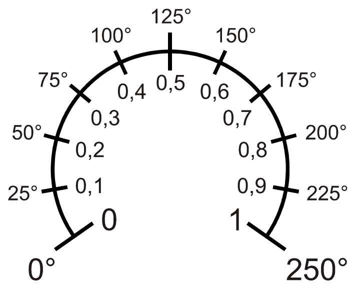



Fig. 4 – O indicador de posição $\alpha$ e escala em graus.

Onde $\alpha$ representa $R_{P2}$ como uma fração da resistência total $R_P$, podendo assumir valores na faixa $0 \le \alpha \le 1$, conforme a posição do cursor.
Assim, $\alpha$ pode ser definido como o indicador da posição relativa do cursor, onde:
$\alpha = 0$ corresponde ao cursor totalmente girado no sentido anti-horário ($R_{P2} = 0$, resistência mínima) e
$\alpha = 1$ o oposto da situação anterior, ou seja, rotação máxima no sentido horário, que corresponde à maior resistência do potenciômetro, ou seja, $R_{P2max} = R_P$.

Quando a resistência $R_{P2}$ é diretamente proporcional à posição relativa do cursor, $\alpha$, diz-se que o potenciômetro é do tipo linear, ou seja, sempre que $R_{P2} = \alpha \cdot R_P$, onde $\alpha$ nada mais é que uma representação normalizada (em relação a $R_P$) da posição angular.
Os valores de $\alpha$ são obtidos dividindo-se o ângulo relativo à posição do cursor pelo ângulo máximo.

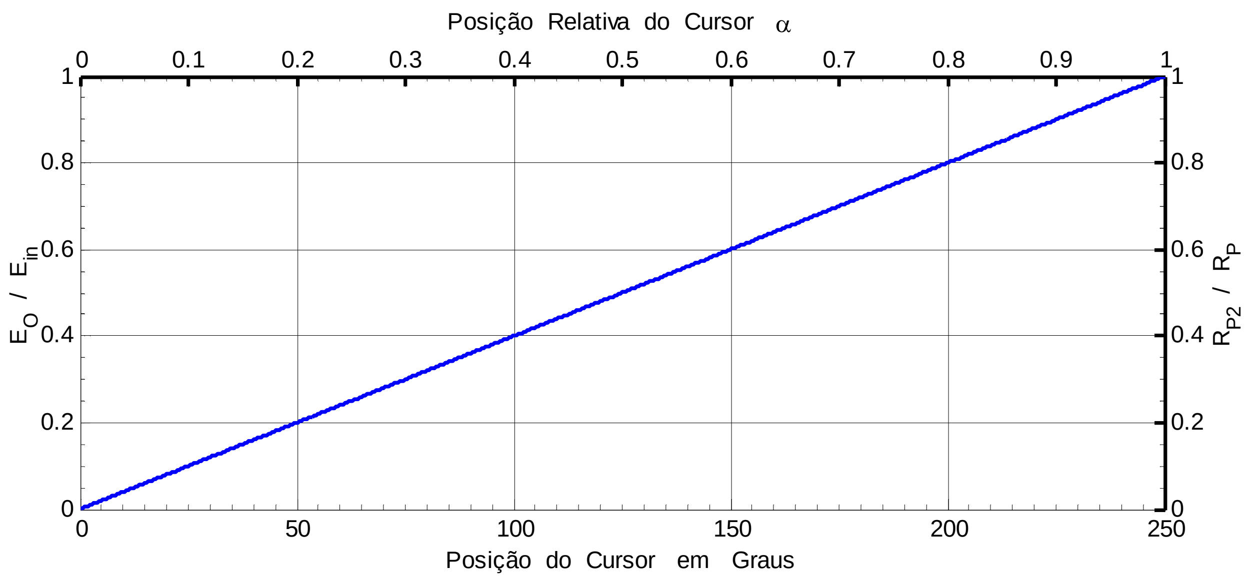



**Fig. 5 – Função de transferência de um potenciômetro linear com 250 graus de curso.**

## Potenciômetro Logarítmico

No potenciômetro dito logarítmico $R_{P2}$ será uma função exponencial de $\alpha$ (e não uma função linear, como no caso anterior). Analisaremos duas equações capazes de representar o comportamento de um potenciômetro logarítmico, ideal.

Primeiro Caso: $R_{P2} = a \cdot b^{\alpha}$

$\alpha = 0 \quad \Rightarrow \quad R_{P2} = R_{P2\,min} = a$ que corresponde ao menor valor de $R_{P2}$

$\alpha = 1 \quad \Rightarrow \quad R_{P2} = R_{P2\,max} = a \cdot b = R_P$ que é o maior valor de $R_{P2}$

$$\frac{R_{P2}}{R_P} = \frac{a \cdot b^{\alpha}}{a \cdot b} = \frac{b^{\alpha}}{b} = b^{(\alpha - 1)} \quad \therefore \quad R_{P2} = R_P \cdot b^{(\alpha - 1)}$$

Na equação acima constatamos que:

$$\alpha = 1 \quad \Rightarrow \quad R_{P2} = R_P \cdot b^{(0)} = R_p \quad ;$$

$$\alpha = 0 \quad \Rightarrow \quad R_{P2} = R_{P2\,min} = R_P \cdot b^{(-1)} = \frac{R_p}{b} = a \quad \therefore \quad b = \frac{R_p}{a} \quad \therefore \quad a \cdot b = R_p$$

Supondo que o menor valor admitido para $R_{P2}$ (que é igual ao parâmetro **a**) seja $R_p / 100$, o que corresponde a 1 % da resistência total (já que não pode ser nulo), vem:

$$b = \frac{R_p}{a} = \frac{R_p}{\frac{R_p}{100}} = 100 \quad \therefore \quad R_{P2} = R_P \cdot b^{(\alpha - 1)} = R_P \cdot 100^{(\alpha - 1)}$$

| Primeiro Caso: $R_{P2} = a \cdot b^{\alpha} = R_P \cdot b^{(\alpha-1)}$ | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $R_P$ | $R_{P2min}$ | | | | | |
| $k\Omega$ | 1 Ω | | 2 Ω | | 3 Ω | |
| | $R_P / R_{P2min} = b$ ; $E_O / E_{IN}\big\|_{dB} = -20 \cdot Log(b)$ | | | | | |
| | b | $\left.\frac{E_O}{E_{IN}}\right\|_{dB}$ | B | $\left.\frac{E_O}{E_{IN}}\right\|_{dB}$ | b | $\left.\frac{E_O}{E_{IN}}\right\|_{dB}$ |
| 10 | 10000 | - 80 | 5000 | - 73 | 3333 | - 70 |
| 22 | 22000 | - 87 | 11000 | - 81 | 7333 | - 77 |
| 47 | 47000 | - 93 | 23500 | - 87 | 15667 | - 84 |
| 50 | 50000 | - 94 | 25000 | - 88 | 16667 | - 84 |
| 100 | 100000 | - 100 | 50000 | - 94 | 33333 | - 90 |
| 250 | 250000 | - 108 | 125000 | - 102 | 83333 | - 98 |
| 470 | 470000 | - 113 | 235000 | - 107 | 156667 | - 104 |
| 500 | 500000 | - 114 | 250000 | - 108 | 166667 | - 104 |
| 1000 | 1000000 | - 120 | 500000 | - 114 | 333333 | - 110 |

Tab. 3 – Atenuações em função de $R_P$ para $R_{P2min}$ igual a 1, 2 e 3 Ohms.

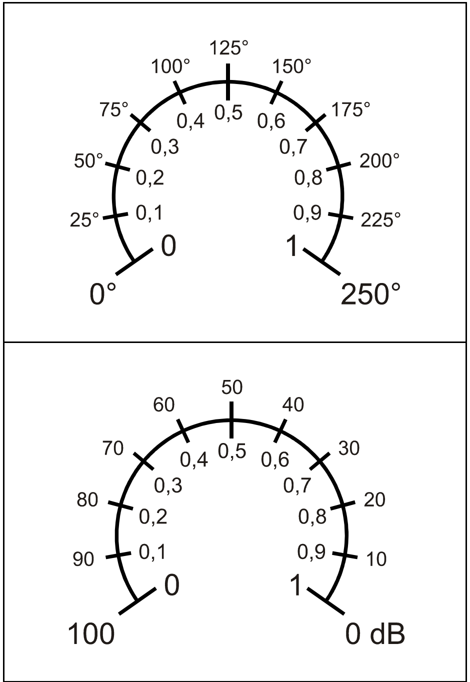



**Fig. 6 – Atenuador com pot. log.**

Como a atenuação máxima será dada por $\left.\frac{E_O}{E_{IN}}\right|_{dB} = \left.\frac{R_{P2min}}{R_P}\right|_{dB} = 20 \cdot Log\left(\frac{1}{b}\right) = -20 \cdot Log(b)$, para b = 100 teremos uma atenuação de apenas 40 dB.

Por esse motivo valores mais elevados de **b**, como por exemplo, 10000, seriam necessários.

Neste caso, $R_{P2} = R_P \cdot 10000^{(\alpha-1)}$ .

A Fig. 6 mostra as correspondências entre o curso, de 0 a 250 graus, de um potenciômetro logarítmico, com b = 100000, usado como atenuador.
Como podemos observar, os valores em dB ficaram linearmente espaçados sobre a escala. Tais valores são, na realidade, negativos, mas foram representados positivos por tratar-se de uma atenuação, conforme a Tabela 4.

Desse modo o uso de potenciômetro logarítmico, no controle de volume, é o ideal para acompanhar nossa percepção auditiva.

Na Fig. 7 vemos a variação de $R_{P2}$, em relação a $R_P$, representada pelo indicador de posição relativa do cursor, $\alpha$, para diversos valores de **b**.

A Fig. 8 mostra o comportamento da atenuação máxima que o potenciômetro pode fornecer, nas mesmas condições anteriores.

| Atenuação em dB | 100 | 90 | 80 | 70 | 60 | 50 | 40 | 30 | 20 | 10 | 0 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Posição Angular $\theta^{\circ}$ | 0 | 25 | 50 | 75 | 100 | 125 | 150 | 175 | 200 | 225 | 250 |
| Posição Relativa $\alpha$ | 0 | 0,1 | 0,2 | 0,3 | 0,4 | 0,5 | 0,6 | 0,7 | 0,8 | 0,9 | 1 |
| $20 \cdot Log\left[\left(10^5\right)^{(\alpha-1)}\right]$ | - 100 | - 90 | - 80 | - 70 | - 60 | - 50 | - 40 | - 30 | - 20 | -10 | 0 |

**Tab. 4 – Atenuador com potenciômetro logarítmico do tipo** $R_{P2} = R_P \cdot 100000^{(\alpha-1)}$ .

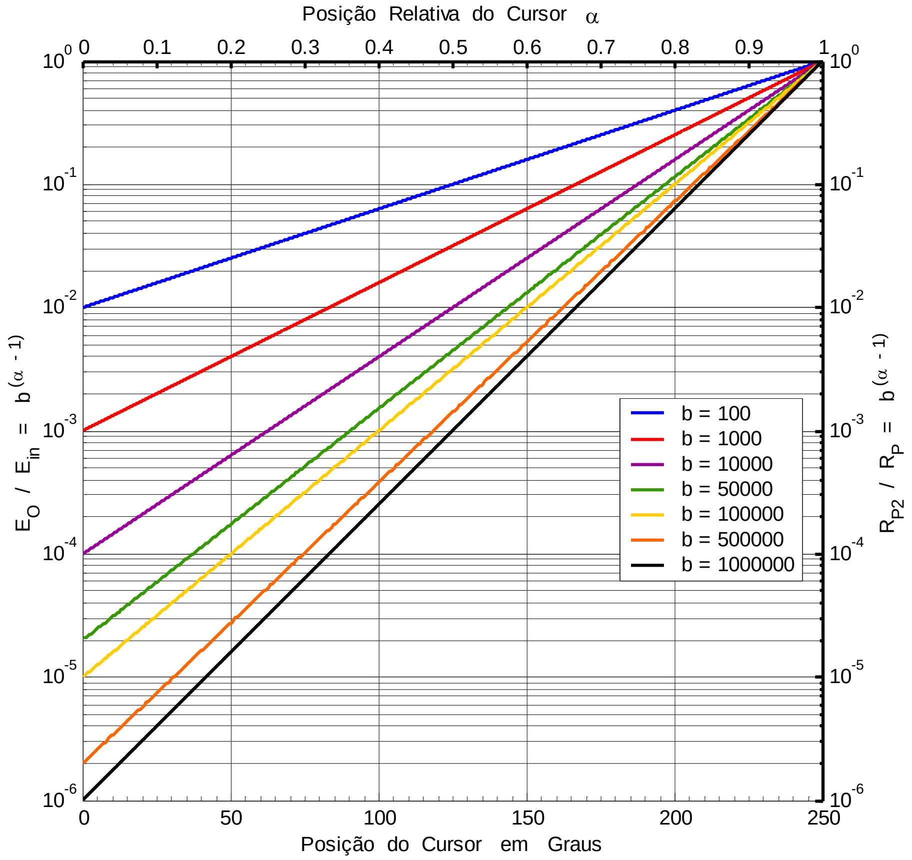



**Fig. 7 – Função de transferência de um potenciômetro log, com 250 graus de curso, para diversos valores de b.**

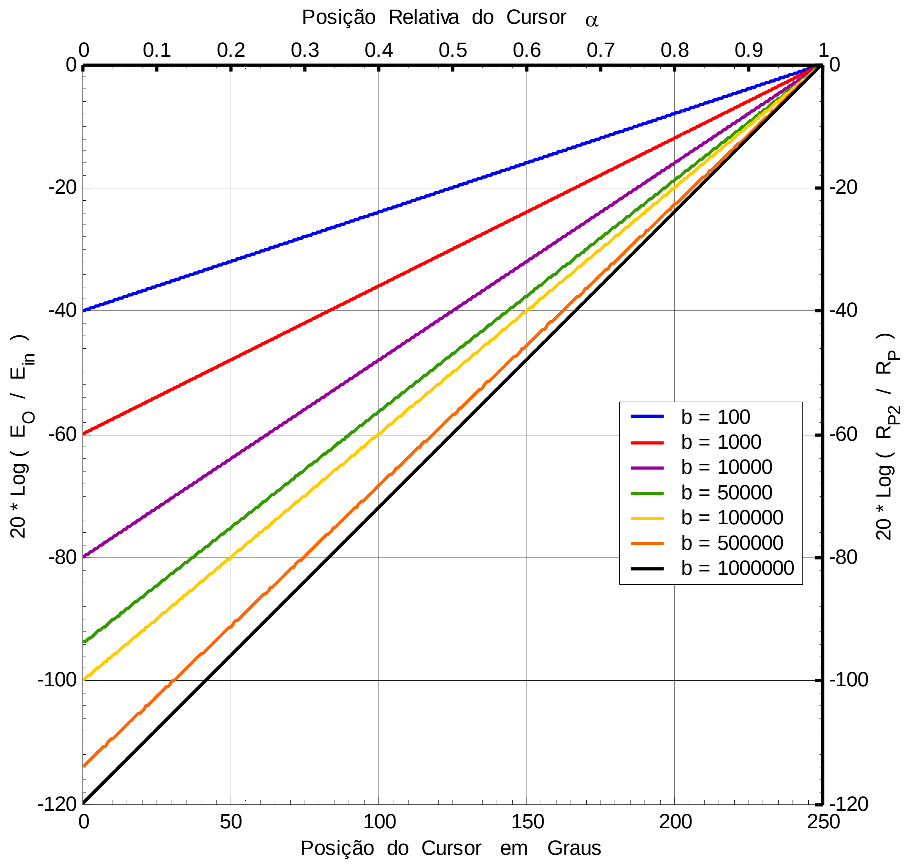



**Fig. 8 – Atenuação em um potenciômetro log, com 250 graus de curso, para diversos valores de b.**

Segundo Caso: $R_{P2} = c \cdot 10^{d\cdot\alpha}$

$\alpha = 0 \quad \Rightarrow \quad R_{P2} = R_{P2min} = c \cdot 10^{d\cdot\alpha} = c \cdot 10^{0} = c$ que corresponde ao menor valor de $R_{P2}$

$\alpha = 1 \quad \Rightarrow \quad R_{P2} = c \cdot 10^{d\cdot\alpha} = c \cdot 10^{d} = R_{P}$ que é o maior valor de $R_{P2}$

$$\frac{R_{P2}}{R_P} = \frac{c \cdot 10^{d\cdot\alpha}}{d \cdot 10^{d}} = \frac{10^{d\cdot\alpha}}{10^{d}} = 10^{(d\cdot\alpha - 1)} \quad \therefore \quad R_{P2} = R_P \cdot 10^{d\cdot(\alpha - 1)}$$

Supondo que o menor valor admitido para $R_{P2}$ (que é igual ao parâmetro **c**) seja $R_P / 10000$ (já que não pode ser nulo), vem:

$$R_{P2} = R_{P2min} = \frac{R_P}{10000} = R_P \cdot 10^{d\cdot(0-1)} = R_P \cdot 10^{-d} = \frac{R_P}{10^{d}} = c$$

$$\frac{R_P}{10000} = \frac{R_P}{10^{b}} \quad \therefore \quad 10000 = 10^{d} \quad \therefore \quad \text{Log}(10000) = \text{Log}(10^{d}) \quad \therefore \quad 4 = d \cdot \text{Log}(10) = d$$

$$\frac{R_P}{10^{d}} = c \quad \Rightarrow \quad d = \text{Log}\left(\frac{Rp}{c}\right)$$

Para $c = \dfrac{R_P}{10000} \quad \Rightarrow \quad d = \text{Log}\left(\dfrac{Rp}{R_p / 10000}\right) = \text{Log}(10000) = 4$ , de acordo com o resultado anterior.

Condição para $R_{P2} = R_P \cdot b^{(\alpha - 1)} = R_P \cdot 10^{d\cdot(\alpha - 1)}$

$$b^{(\alpha - 1)} = 10^{d\cdot(\alpha - 1)} \quad \therefore \quad (\alpha - 1) \cdot \text{Log}(b) = d \cdot (\alpha - 1)$$

$$\text{Log}(b) = d$$

Como, no exemplo anterior, b = 10000 e d = 4, as duas equações serão idênticas.

Comparando as duas equações propostas podemos constatar que ambas são igualmente capazes de representar o potenciômetro logarítmico ideal, não havendo a superioridade de nenhuma delas com relação à outra e, se $d = \text{Log}(b)$ elas tornam-se idênticas.

$$\begin{aligned} R_{P2} = R_P \cdot b^{(\alpha - 1)} &= a \cdot b^{\alpha} &&= \text{Log}(a) + \alpha \cdot \text{Log}(b) \\ R_{P2} = R_P \cdot 10^{d\cdot(\alpha - 1)} &= c \cdot 10^{d\cdot\alpha} &&= \text{Log}(c) + \alpha \cdot d \\ Y & &&= \quad B \quad + X \cdot A \end{aligned}$$

Alem disso, fica evidente que se representarmos $R_{P2}$ em escala log e $\alpha$ em escala linear (o que acontece na utilização de um papel semi-log) o resultado será uma linha reta do tipo $Y = B + X \cdot A$ , sendo A e B os coeficientes constantes .

**Potenciômetro Log Invertido**

$$R_{P2} = e \cdot Log(f \cdot \alpha)$$

O significado do termo log invertido pode ser entendido a partir do seguinte procedimento:

$$R_{P2} = e \cdot Log(f \cdot \alpha) \quad \therefore \quad \frac{R_{P2}}{e} = Log(f \cdot \alpha) \quad \therefore \quad Log^{-1}\left(\frac{R_{P2}}{e}\right) = f \cdot \alpha$$

$$R_{P2} = c \cdot 10^{d \cdot \alpha} \quad \therefore \quad \frac{R_{P2}}{c} = 10^{d \cdot \alpha} \quad \therefore \quad Log\left(\frac{R_{P2}}{c}\right) = d \cdot \alpha$$

Assim, comparando as equações dos potenciômetros Log e Log Invertido, vemos que o termo “inverso” vem da função logarítmica inversa, também podendo ser chamado de Anti Log.

Analisando para os valores extremos de $\alpha$, vem:

$\alpha = 0 \quad \Rightarrow \quad R_{P2} = R_{P2min} = e \cdot Log(f \cdot 0) = e \cdot Log(0) = -\infty$ que é o menor valor de $R_{P2}$

$\alpha = 1 \quad \Rightarrow \quad R_{P2} = R_{P2max} = e \cdot Log(f \cdot 1) = e \cdot Log(f) = R_P$ que é o maior valor de $R_{P2}$

$$\frac{R_{P2}}{R_P} = \frac{e \cdot Log(f \cdot \alpha)}{e \cdot Log(f)} = \frac{Log(f \cdot \alpha)}{Log(f)} \quad \therefore \quad R_{P2} = R_P \cdot \frac{Log(f \cdot \alpha)}{Log(f)}$$

Outra forma: $R_{P2} = e \cdot Log(f \cdot \alpha) = e \cdot Log(f) + e \cdot Log(\alpha) = R_P + e \cdot Log(\alpha)$

Como, neste caso, não existiria significado para resistências negativas, faz-se necessário que $\alpha \geq 1 / f$ para $R_P \geq 0$, ou seja, para cada valor escolhido de **f** teremos um valor mínimo correspondente para $\alpha$.

**Potenciômetro logarítmico inverso, ideal, para diversos valores de f.**

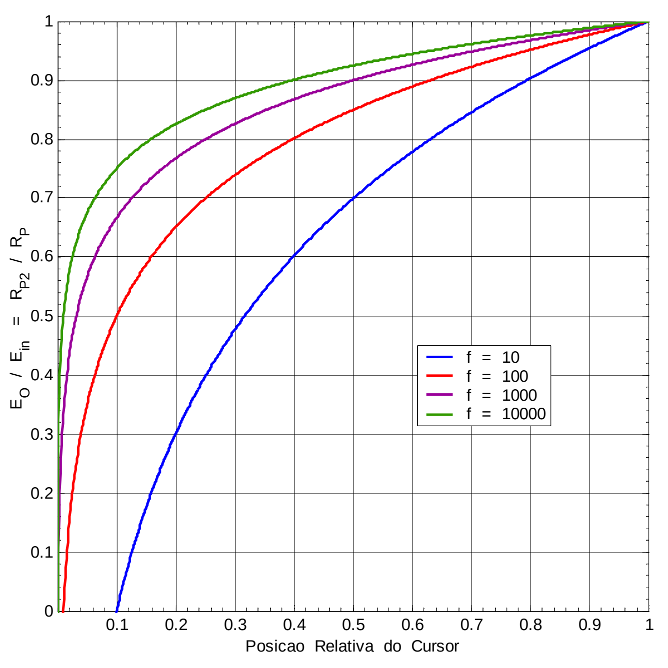



**Fig. 9 – Escala linear nos eixos horizontal e vertical.**

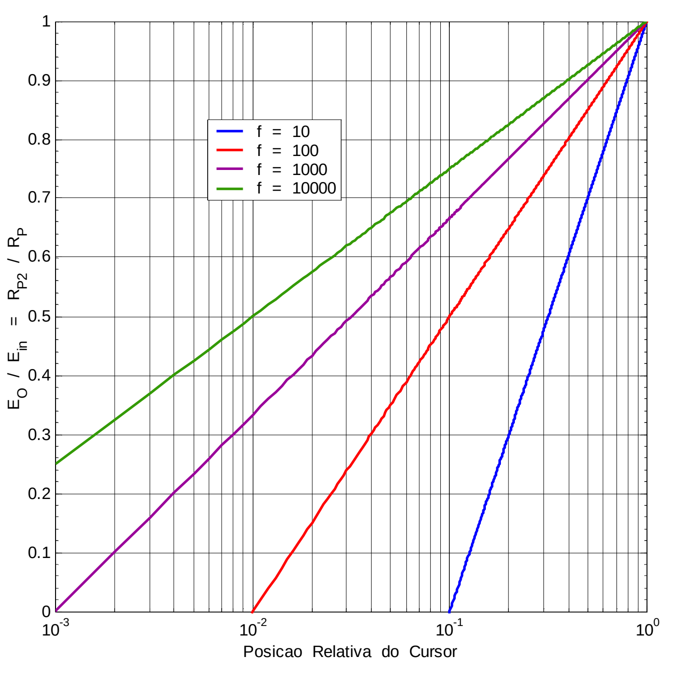



**Fig. 10 – Gráfico semi log com escala log no eixo horizontal.**

Para que a representação de $R_{P2}/R_P$ seja uma reta, deveremos usar uma escala logarítmica para $\alpha$ e outra linear para $R_{P2}/R_P$, conforme abaixo demonstrado:

| $f > 1$ | $\alpha_{min}$ |
|---|---|
| 10 | 0,1 |
| 100 | 0,01 |
| $10^3$ | $10^{-3}$ |
| $10^4$ | $10^{-4}$ |
| $10^5$ | $10^{-5}$ |

$$\frac{R_{P2}}{R_P} = \frac{\mathrm{Log}(f\cdot\alpha)}{\mathrm{Log}(f)} = \frac{\mathrm{Log}(f) + \mathrm{Log}(\alpha)}{\mathrm{Log}(f)} = 1 + \frac{1}{\mathrm{Log}(f)}\cdot\mathrm{Log}(\alpha)$$ que é uma reta, do tipo

$y = 1 + K\cdot X$ .

**Potenciômetro Log aproximado**

Devido ao elevado custo, advindo da dificuldade prática de construção de potenciômetros logarítmicos a partir das equações anteriores, soluções aproximadas são normalmente utilizadas, na prática.
Uma delas consiste na associação de um resistor em paralelo com $R_{P2}$, solução essa defendida em [1] e atacada em [3] (ver bibliografia). Para dirimir a dúvida, vamos analisar essa proposição.

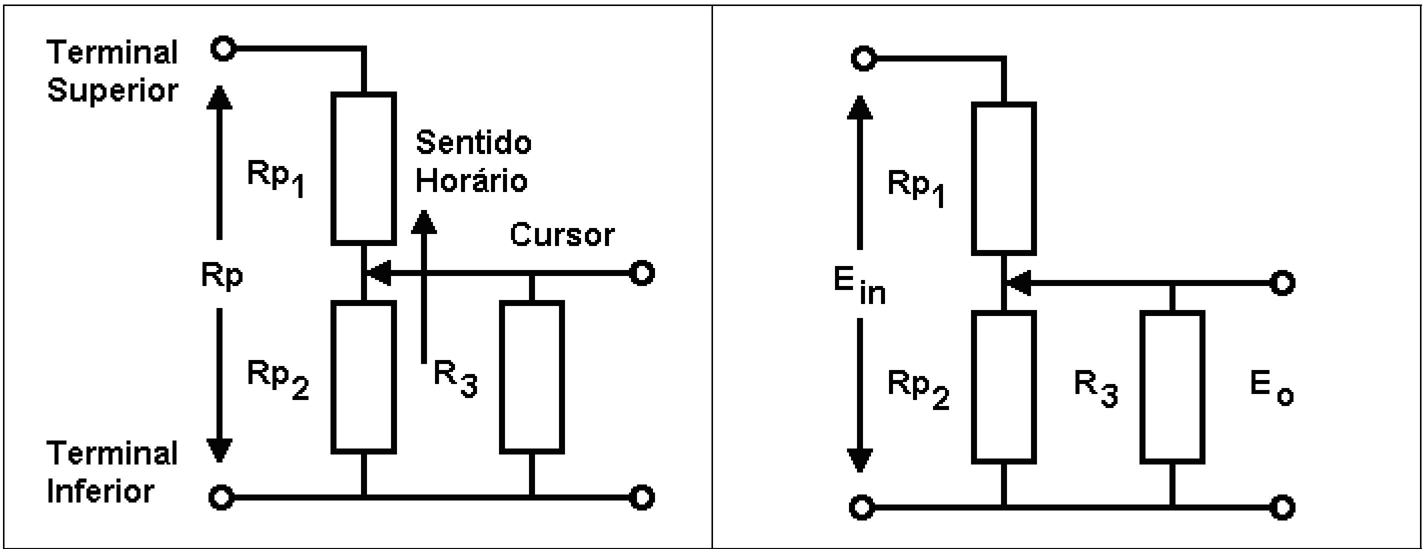



**Fig. 11 – Aproximação de Potenciômetro Logarítmico a partir de um potenciômetro Linear.**

**Potenciômetro linear com resistor em paralelo:**

$$R_{P1} + R_{P2} = R_P \quad ; \quad R_{P1} = R_P\cdot(1-\alpha) \quad ; \quad R_{P2} = \alpha\cdot R_P \quad ; \quad 0 \le \alpha \le 1$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{R_{P2}\ //\ R_3}{R_{P1} + R_{P2}\ //\ R_3} = \frac{\dfrac{\alpha\cdot R_P\cdot R_3}{\alpha\cdot R_P + R_3}}{R_P\cdot(1-\alpha) + \dfrac{\alpha\cdot R_P\cdot R_3}{\alpha\cdot R_P + R_3}} = \frac{1}{R_P\cdot(1-\alpha)\cdot\dfrac{\alpha\cdot R_P + R_3}{\alpha\cdot R_P\cdot R_3} + 1}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1}{(1-\alpha)\cdot\dfrac{\alpha\cdot R_P + R_3}{\alpha\cdot R_3} + 1} = \frac{1}{(1-\alpha)\cdot\dfrac{\alpha\cdot\dfrac{R_P}{R_3} + 1}{\alpha} + 1}$$ Fazendo $\dfrac{R_p}{R_3} = \beta$ , vem:

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1}{(1-\alpha)\cdot\frac{\alpha\ \cdot\beta + 1}{\alpha} + 1} = \frac{1}{(1-\alpha)\cdot\left(\beta + \frac{1}{\alpha}\right) + 1} = \frac{1}{\beta\cdot(1-\alpha) + \frac{1}{\alpha}}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1}{\beta\cdot(1-\alpha) + \frac{1}{\alpha}} \quad \therefore \quad \left.\frac{E_O}{E_{IN}}\right|_{dB} = -20\cdot\mathrm{Log}\left[\beta\cdot(1-\alpha) + \frac{1}{\alpha}\right]$$

$$\text{Para } \alpha = 0 \Rightarrow \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1}{(1-0)\cdot\left(\beta + \frac{1}{0}\right) + 1} = \frac{1}{1\cdot(\beta + \infty) + 1} = \frac{1}{\infty} = 0$$

$$\text{Para } \alpha = 1 \Rightarrow \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1}{(1-1)\cdot\left(\beta + \frac{1}{1}\right) + 1} = \frac{1}{0\cdot(\beta + 1) + 1} = \frac{1}{1} = 1$$

$$\text{Para } \beta = 0 \Rightarrow \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1}{(1-\alpha)\cdot\left(0 + \frac{1}{\alpha}\right) + 1} = \frac{1}{\left(0 + \frac{1-\alpha}{\alpha}\right) + 1} = \frac{1}{\frac{1}{\alpha} - 1 + 1} = \alpha$$

Assim, $\beta = 0$ corresponde a um potenciômetro linear, pois a função de transferência foi igual à posição relativa do cursor, $\alpha$.

**Funções de transferência de potenciômetros log, aproximados, para diversos $\beta$. Em tracejado, curvas exatas.**

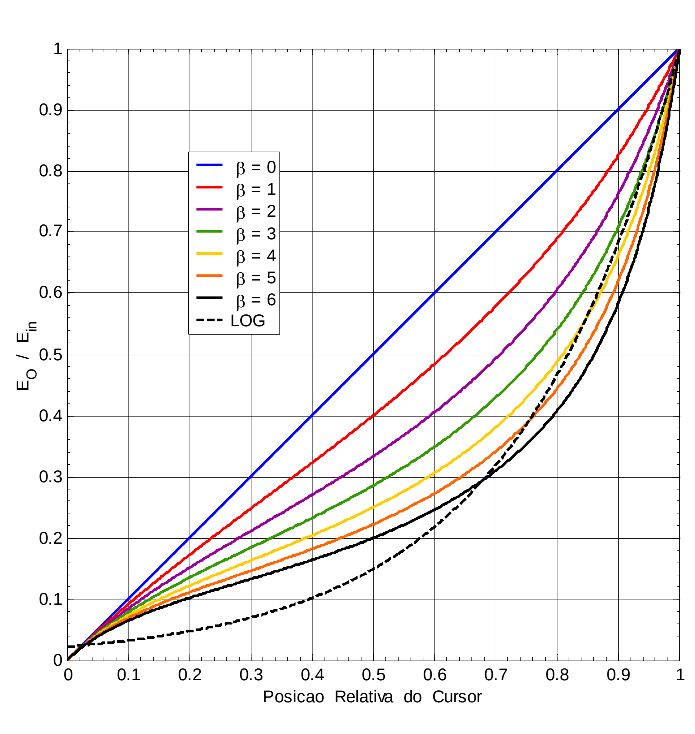



**Fig. 12 – Escala linear.**

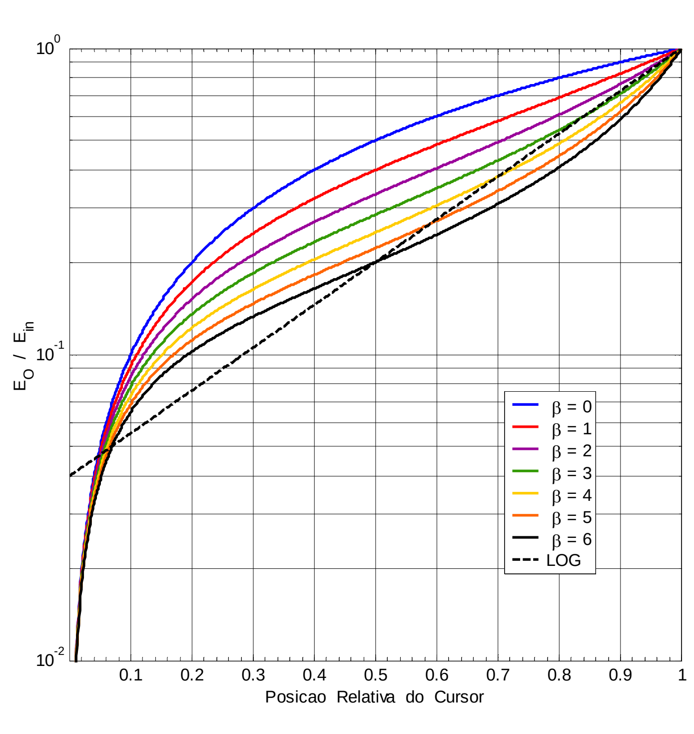



**Fig. 13 – Escala semilog.**

| $R_P = 100\ K\Omega$ | | | | $R_P = 50\ K\Omega$ | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $R_3$ KΩ | $\beta = \frac{R_P}{R_3}$ | b | Erro % | $R_3$ KΩ | $\beta = \frac{R_P}{R_3}$ | b | Erro % |
| | | | | | | | |
| 56 | 1,786 | 11 | 22,2 | 22 | 2,273 | 12 | 20,9 |
| 47 | 2,128 | 11 | 21,1 | 18 | 2,778 | 13 | 20,0 |
| 33 | 3,030 | 14 | 19,8 | 15 | 3,333 | 14 | 19,6 |
| 27 | 3,707 | 15 | 19,5 | 12 | 4,1667 | 17 | 19,6 |
| 22 | 4,546 | 18 | 19,8 | 10 | 5 | 10 | 20,1 |
| 15 | 6,667 | 22 | 22,4 | 8,2 | 6,098 | 22 | 21,5 |
| 12 | 8,333 | 27 | 24,9 | 6,8 | 7,353 | 25 | 23,3 |
| 10 | 10 | 32 | 27,5 | 5,6 | 8,929 | 29 | 25,8 |

Tab. 4 – Valores de $\beta$, para potenciômetros de 100 K e 50 K, com resistores padrão e o menor erro de ajuste conseguido através da escolha de **b**.

O valor $\beta = 6$ é citado na bibliografia como recomendado para reduzir o erro entre a resposta log ideal e a aproximada, a ser conseguida através do resistor $R_3$, associado em paralelo com $R_{P2}$.

Conforme vemos nas Figs. 12 e 13, o valor $\beta = 6$ produziu uma melhor concordância, na equação ideal $R_{P2} = R_P \cdot b^{(\alpha-1)}$.

No entanto, valores superiores de $\beta$ produziriam resultados ainda melhores.

Os valores de **b**, usados na comparação foram obtidos por tentativa.

Para melhor investigarmos esse fato, foram escolhidos dois valores típicos de potenciômetros usados em controle de volume de áudio e oito valores padrões para $R_3$, conforme vemos na Tabela – 4, tendo sido calculados os respectivos valores de $\beta$ e determinados, experimentalmente, os valores de **b** que produziram o menor erro médio quadrático na comparação com a curva log exata.

Para cada um dos potenciômetros houve um valor de $\beta$ que levou a uma melhor aproximação, tendo isso se devido aos erros causados pelos valores limitados de resistores padrões disponíveis.

Para o potenciômetro de $100\,K\Omega$ esse valor foi igual a 3,7 , e correspondeu a um resistor $R_3$ de 27 $K\Omega$.

No caso do potenciômetro de $50\,K\Omega$ os resistores de 12 e 15 $K\Omega$ levaram a uma mesma aproximação.

Os erros do ajuste foram, respectivamente, 19,5 e 19,6 % para os potenciômetros de 100 K e 50 K.

Esses erros médios quadráticos foram calculados ao longo de toda a faixa de $\alpha$, ou seja, de 0 a 1.

Como podemos ver nas curvas das Figs. 14 e 15, o ajuste fica muito pior para valores de $\alpha$ menores que 0,1.

**Respostas log, aproximadas, a partir de diversos valores de $R_3$**

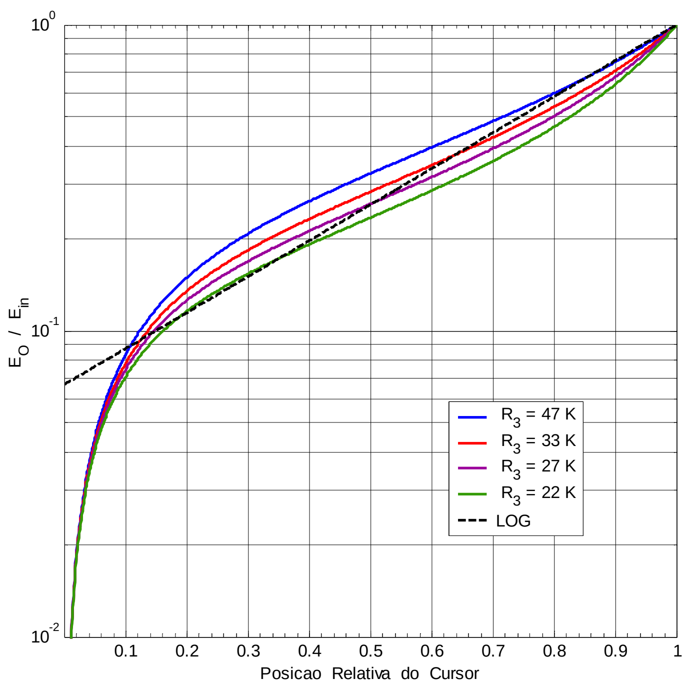



**Fig. 14 – $R_P = 100\ K\Omega$. Resposta LOG com b = 15.**

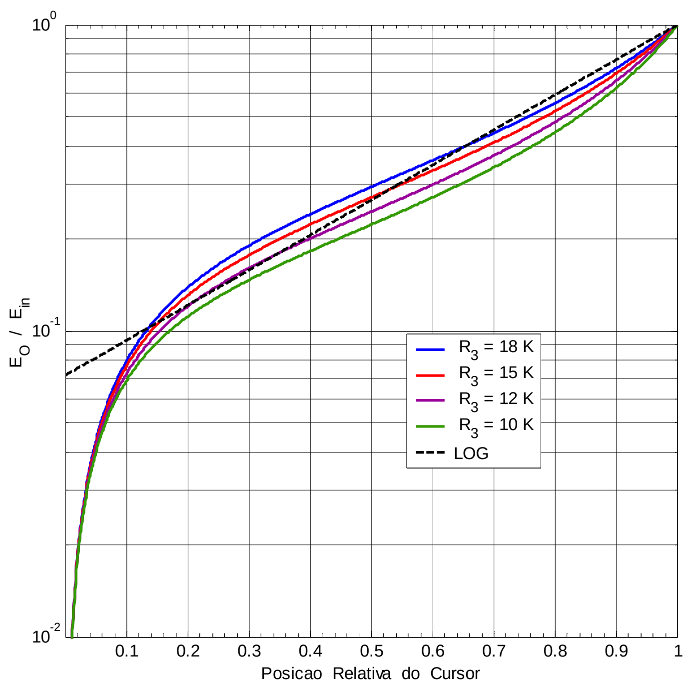



**Fig. 15 – $R_P = 50\ K\Omega$. Resposta LOG com b = 14.**

**Respostas log, aproximadas**

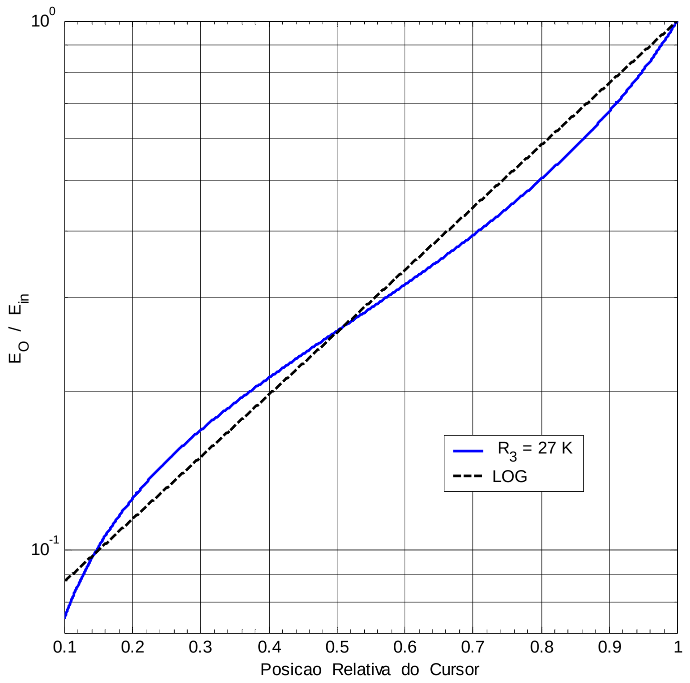



**Fig. 16 –** $R_p = 100\ K\Omega,\ R_3 = 27\ K\Omega$ e **b = 15.**

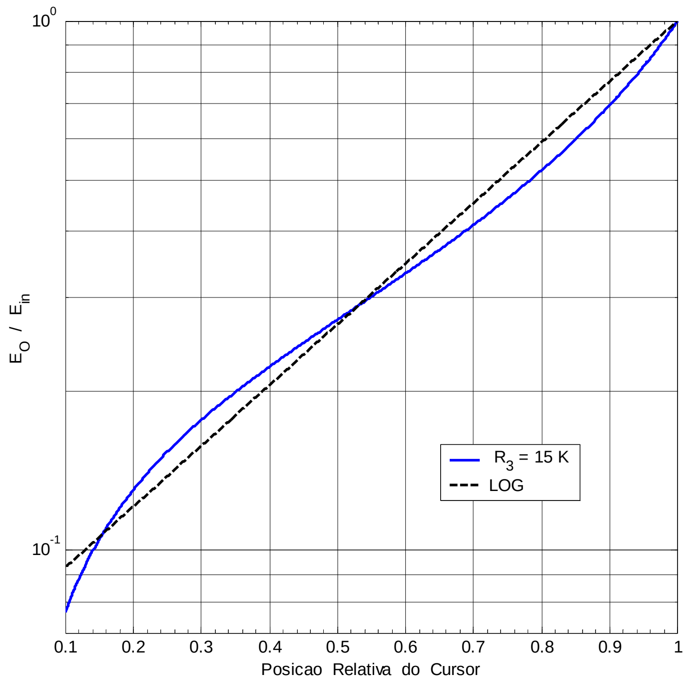



**Fig. 17 –** $R_p = 50\ K\Omega,\ R_3 = 15\ K\Omega$ e **b = 14.**

**Erro percentual das Respostas log, aproximadas, na faixa** $0{,}1 \le \alpha \le 1$

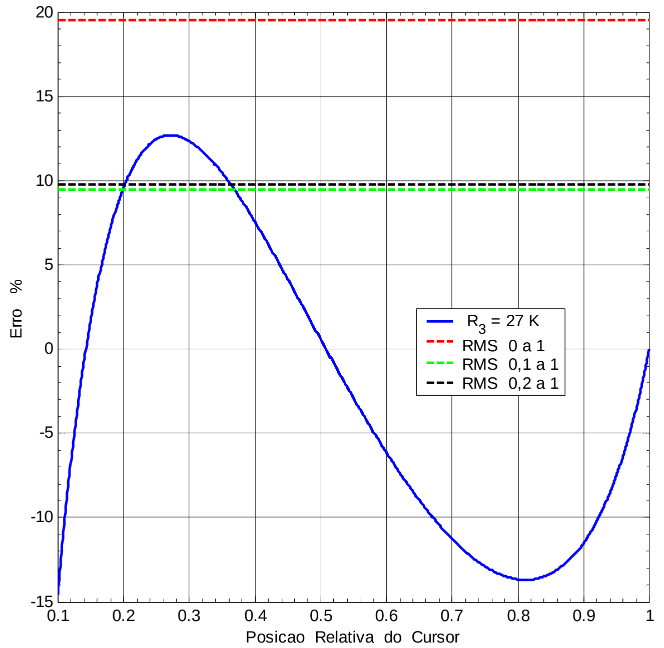



**Fig. 18 –** $R_p = 100\ K\Omega,\ R_3 = 27\ K\Omega$ e **b = 15.**

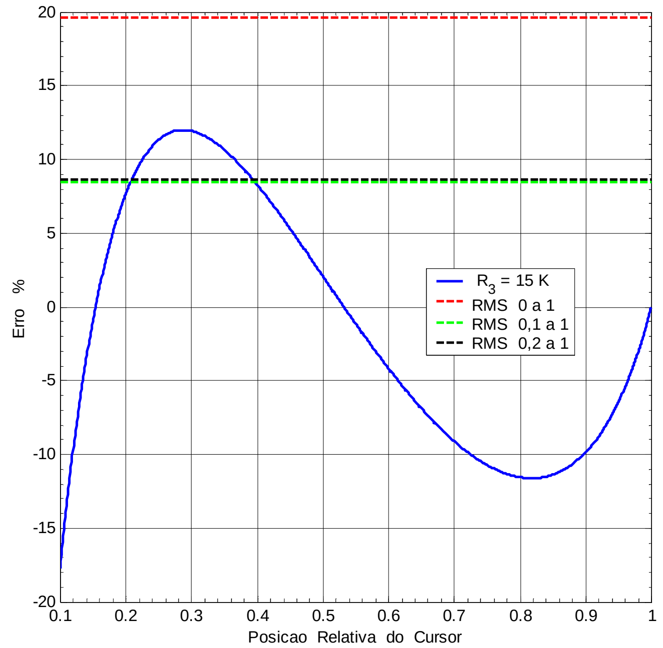



**Fig. 19 –** $R_p = 50\ K\Omega,\ R_3 = 15\ K\Omega$ e **b = 14.**

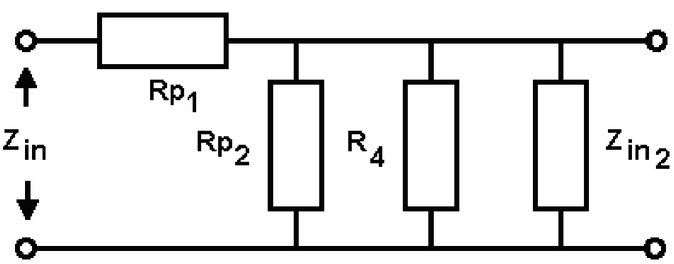
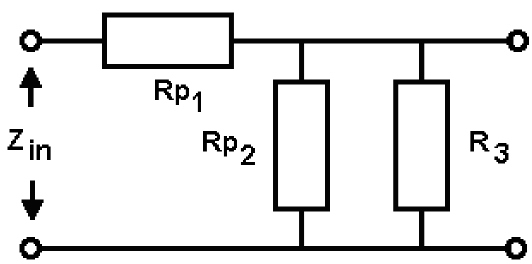
Se calcularmos o erro médio quadrático para o ajuste na faixa $0{,}1 \le \alpha \le 1$ vemos, nas Figs. 18 e 19, que ficaram inferiores a 10 %, ou seja, menores que – 20 dB.

Desse modo, consideramos essa solução perfeitamente adequada, uma vez que os erros foram relativamente pequenos, passando por três pontos de erro nulo, dois em cada extremo da região de utilização e um no centro. Lembramos que o potenciômetro de volume deve ficar em torno da sua posição central, na maior parte das audições e, se isso não acontecer, o ganho do sistema deve ser revisto.

Através da Tabela 4 constatamos que o menor erro de ajuste aconteceu para valores de $\beta$ em torno de 4 e não nas proximidades de 6, conforme dito na bibliografia.

## Impedância de entrada

As impedâncias de entrada e saída dos circuitos conectados ao potenciômetro e a impedância (variável) deste, podem produzir interações indesejáveis e devem ser levadas em conta no projeto.
A Fig. 20 mostra claramente que a impedância de entrada do circuito conectado ao cursor do potenciômetro, que denominamos de $Z_{IN_2}$, ficará em paralelo com o resistor na saída do potenciômetro, $R_4$, de modo que a resistência $R_3$ (necessária para o resultado adequado da aproximação) deverá ser a resultante do paralelo de $R_4$ com $Z_{IN_2}$, ou seja: $R_3 = \dfrac{1}{\dfrac{1}{R_4} + \dfrac{1}{Z_{IN_2}}}$. Caso $Z_{IN_2} \gg R_4 \Rightarrow R_3 = R_4$.

<table>
<tr><td colspan="2">Impedância na entrada do potenciômetro log, aproximado, e a impedância de entrada do estágio seguinte.</td></tr>
<tr><td>
</td><td>
</td></tr>
<tr><td>Fig. 20 – Considerando $Z_{IN_2}$</td><td>Fig. 21 – Englobando $Z_{IN_2}$ em $R_3$</td></tr>
</table>

$$R_{P1} + R_{P2} = R_P \quad ; \quad R_{P1} = R_P \cdot (1 - \alpha) \quad ; \quad R_{P2} = \alpha \cdot R_P \qquad \frac{R_P}{R_3} = \beta$$

$$Z_{IN} = R_{P1} + \frac{R_{P2} \cdot R_3}{R_{P2} + R_3} = R_P \cdot (1 - \alpha) + \frac{\alpha \cdot R_P \cdot R_3}{\alpha \cdot R_P + R_3} = R_P \cdot (1 - \alpha) + \frac{\alpha \cdot R_P}{\alpha \cdot \dfrac{R_P}{R_3} + 1}$$

$$Z_{IN} = R_P \cdot (1 - \alpha) + \frac{\alpha \cdot R_P}{\alpha \cdot \beta + 1} = R_P \cdot \left( 1 - \alpha + \frac{1}{\beta + \dfrac{1}{\alpha}} \right)$$

$$\frac{Z_{IN}}{R_P} = 1 - \alpha + \frac{1}{\beta + \dfrac{1}{\alpha}}$$

As Figs. 22 e 23 mostram que quanto menor o valor de $R_3$ menor será a impedância na entrada do potenciômetro, fato esse que deve ser levado em consideração de modo que a saída do circuito alimentando o potenciômetro não seja sobrecarregada.

Impedâncias de entrada, normalizadas em relação a $R_P$ para diversos valores de $R_3$

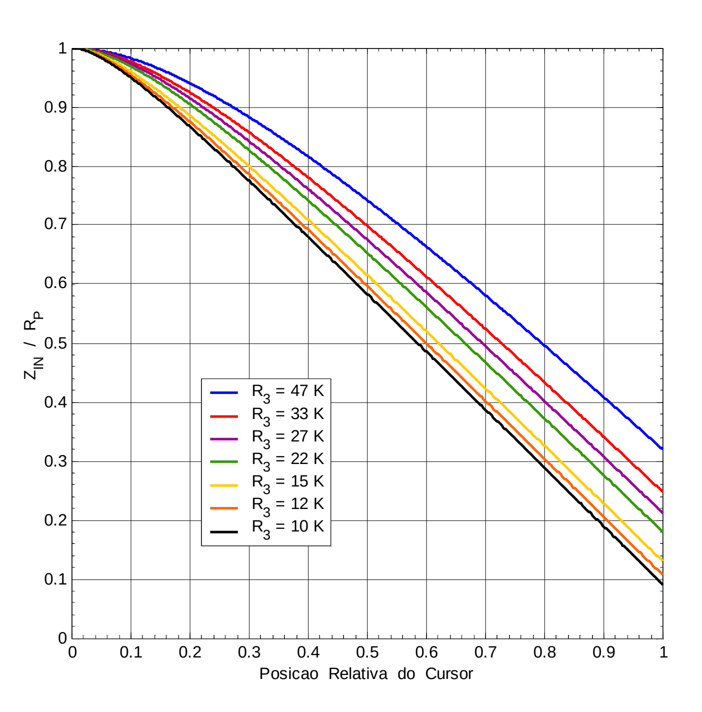



**Fig. 22 –** $R_P = 100\ K\Omega$.

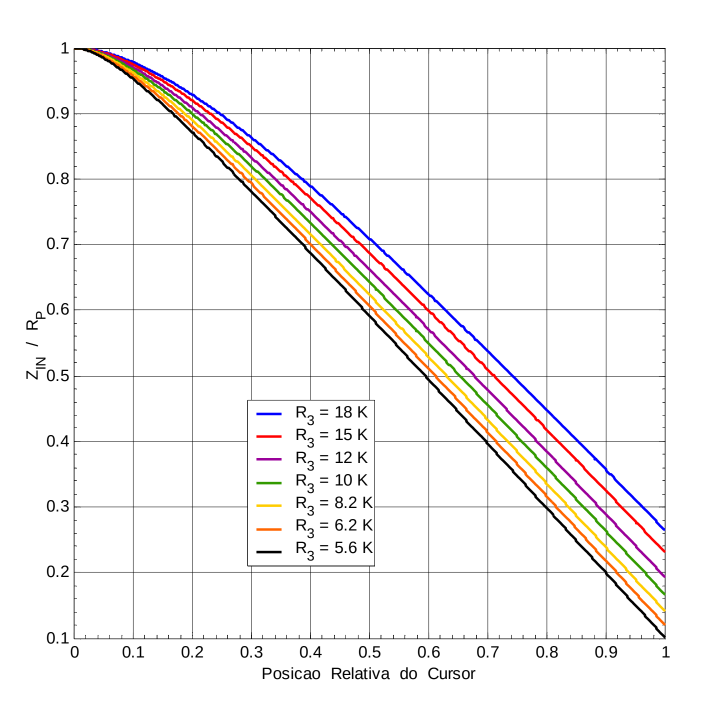



**Fig. 23 –** $R_P = 50\ K\Omega$.

## Impedância de saída

A impedância na saída do potenciômetro, ou seja, aquela vista para dentro do cursor, será a resultante do paralelo entre as resistências $R_{P1}$, $R_{P2}$, e $Z_O$, conforme mostra a Fig. 24.

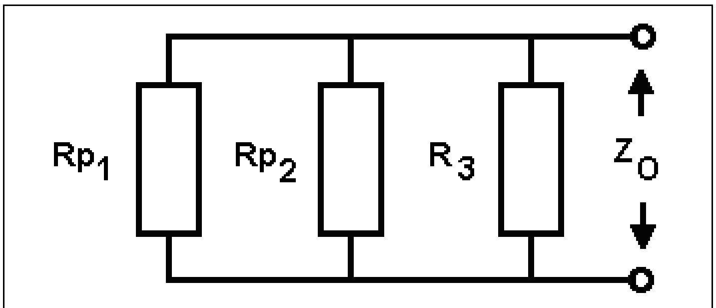



**Fig. 24 – Impedância na saída do potenciômetro.**

Para isso é necessário que a impedância de saída do circuito que alimenta o potenciômetro seja muito menor que $Z_{IN}$, acima definido.

Caso essa premissa não seja verdadeira, a impedância de saída do circuito alimentador estará em série com $R_{P1}$, o que vai alterar o comportamento do potenciômetro logaritmo simulado.

$$Z_O = \frac{1}{\frac{1}{R_{P1}} + \frac{1}{R_{P2}} + \frac{1}{R_3}} = \frac{1}{\frac{R_{P1} + R_{P2}}{R_{P1} \cdot R_{P2}} + \frac{1}{R_3}} = \frac{1}{\frac{R_P}{R_P \cdot (1 - \alpha) \cdot R_{P2}} + \frac{1}{R_3}} = \frac{1}{\frac{1}{(1 - \alpha) \cdot R_{P2}} + \frac{1}{R_3}}$$

$$Z_O = \frac{R_P}{\frac{R_P}{(1 - \alpha) \cdot R_{P2}} + \frac{R_P}{R_3}} = \frac{R_P}{\frac{R_P}{R_{P2}} \cdot \frac{1}{(1 - \alpha)} + \beta} = \frac{R_P}{\frac{1}{\frac{R_{P2}}{R_P} \cdot (1 - \alpha)} + \beta} = \frac{R_P}{\frac{1}{\alpha \cdot (1 - \alpha)} + \beta}$$

$$\frac{Z_O}{R_P} = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha)}{1 + \alpha \cdot \beta \cdot (1 - \alpha)}$$

Como a maior impedância de saída ocorre para $\alpha = 0,5$, conforme vemos nas Figs. 25 e 26, podemos expressa-la através da equação abaixo, de modo que $Z_O$ irá variar deste valor máximo, no meio do curso do potenciômetro até 0, nos seus extremos.

$$\frac{Z_{O_{MAX}}}{R_P} = \frac{0,5 \cdot (1 - 0,5)}{1 + 0,5 \cdot \beta \cdot (1 - 0,5)} = \frac{0,25}{1 + 0,25 \cdot \beta} = \frac{1}{4 + \beta}$$

Impedâncias na saída, normalizadas em relação a $R_P$, para diversos valores de $R_3$.

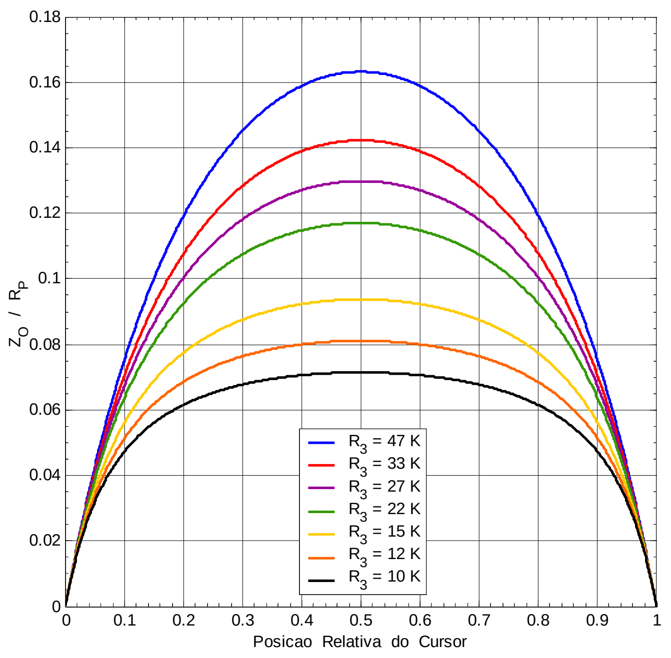



**Fig. 25 –** $R_P = 100\ K\Omega$.

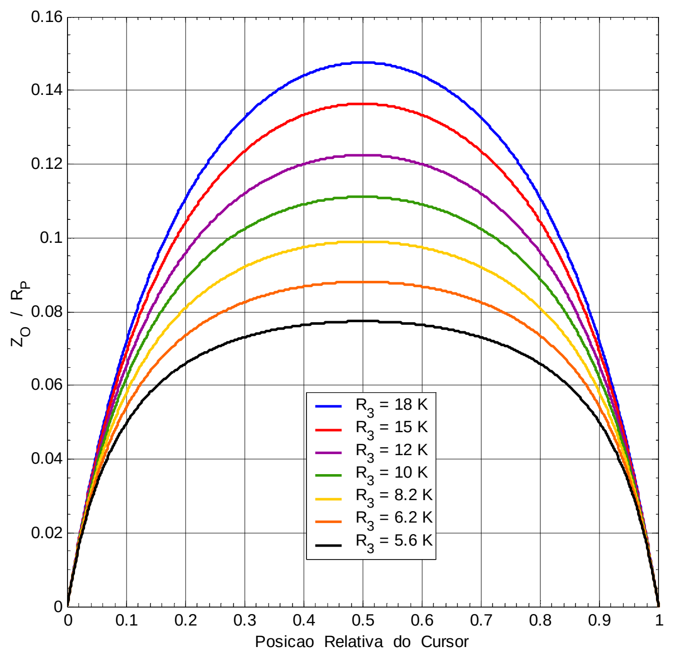



**Fig. 26 –** $R_P = 50\ K\Omega$.

## Potenciômetro log aproximado, ativo:

Segundo a referência bibliográfica [2], o circuito da Fig. 27 foi projetado por Peter Baxandall (pai do controle de tonalidade que leva seu nome).

Para justificar o uso de dois amplificadores operacionais seu desempenho deveria ser realmente compensador.

As equações abaixo foram desenvolvidas para podermos fazer essa avaliação.

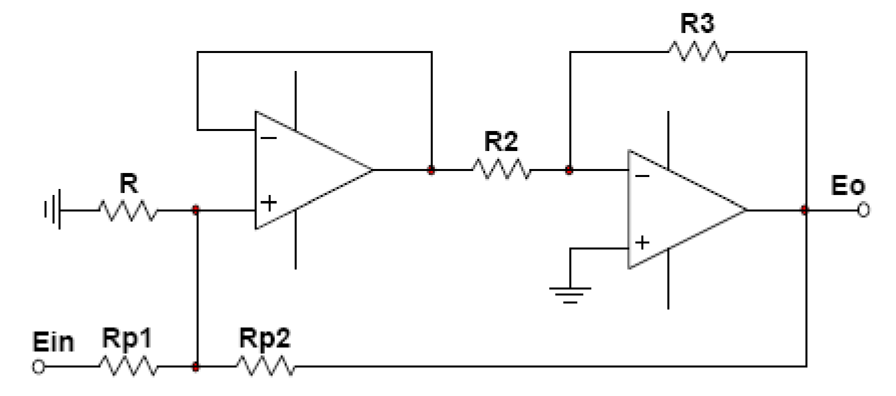



**Fig. 27 – Potenciômetro log, aproximado, ativo.**

$$E_{O1} = \frac{\dfrac{E_{IN}}{R_{P1}} + \dfrac{E_O}{R_{P2}}}{\dfrac{1}{R_{P1}} + \dfrac{1}{R_{P2}} + \dfrac{1}{R}} \quad ; \quad E_O = E_{O1} \cdot \frac{R_3}{R_2} \quad \text{Como} \quad R_{P1} = R_P \cdot (1 - \alpha) \quad \text{e} \quad R_{P2} = \alpha \cdot R_P \text{, vem:}$$

$$E_O = -\frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{\dfrac{E_{IN}}{R_{P1}} + \dfrac{E_O}{R_{P2}}}{\dfrac{1}{R_{P1}} + \dfrac{1}{R_{P2}} + \dfrac{1}{R}} \quad \therefore \quad E_O \cdot \left( 1 + \frac{\dfrac{R_3}{R_2} \cdot \dfrac{1}{R_{P2}}}{\dfrac{1}{R_{P1}} + \dfrac{1}{R_{P2}} + \dfrac{1}{R}} \right) = -E_{IN} \cdot \frac{\dfrac{R_3}{R_2} \cdot \dfrac{1}{R_{P1}}}{\dfrac{1}{R_{P1}} + \dfrac{1}{R_{P2}} + \dfrac{1}{R}}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = -\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{\dfrac{1}{R_{P1}}}{\dfrac{1}{R_{P1}} + \dfrac{1}{R_{P2}} + \dfrac{1}{R} + \dfrac{R_3}{R_2}\cdot\dfrac{1}{R_{P2}}} = -\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{\dfrac{1}{R_P\cdot(1-\alpha)}}{\dfrac{1}{R_P\cdot(1-\alpha)} + \dfrac{1}{\alpha\cdot R_P} + \dfrac{1}{R} + \dfrac{R_3}{R_2}\cdot\dfrac{1}{\alpha\cdot R_P}}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = -\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{\dfrac{1}{1-\alpha}}{\dfrac{1}{1-\alpha} + \dfrac{1}{\alpha} + \dfrac{R_P}{R} + \dfrac{R_3}{R_2}\cdot\dfrac{1}{\alpha}} = -\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{1 + \dfrac{1-\alpha}{\alpha} + \dfrac{R_P}{R}\cdot(1-\alpha) + \dfrac{R_3}{R_2}\cdot\dfrac{1-\alpha}{\alpha}}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = -\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{\dfrac{1}{\alpha} + \dfrac{R_P}{R}\cdot(1-\alpha) + \dfrac{R_3}{R_2}\cdot\dfrac{1-\alpha}{\alpha}}$$

Conforme podemos ver na função de transferência, o circuito é capaz de fornecer um ganho dado por $R_3 / R_2$ com uma rotação de fase de $180°$. Infelizmente esse ganho também aparece no denominador, influenciando no aspecto da curva.
A Tab. 5 mostra que quanto maior o ganho maior será o erro do ajuste de modo que o ganho unitário parece ser a opção mais recomendável. Nas Figs. 29 a 37 vemos as curvas referentes aos ajustes.

| Ganho | | Erro Médio Quadrático % | | |
|---|---|---|---|---|
| $R_3 / R_2$ | b | $0 \le \alpha \le 1$ | $0{,}1 \le \alpha \le 1$ | $0{,}2 \le \alpha \le 1$ |
| | | | | |
| 10 | 180 | 28,9 | 25,6 | 25,5 |
| 1 | 18 | 22,6 | 8,5 | 5,6 |
| 0,5 | 13 | 23,1 | 8,8 | 4,1 |

**Tab. 5 – Potenciômetro ativo: ganhos e erros obtidos.**

**Impedância de Entrada:**

A impedância de entrada do circuito ativo é algo importante que não poderíamos deixar de analisar.
Para isso, utilizamos o circuito equivalente da Fig. 28 considerando infinita a impedância para dentro da entrada não inversora do operacional.
Aplicando o método das malhas e resolvendo o sistema de equações pelo método dos determinantes, vem:

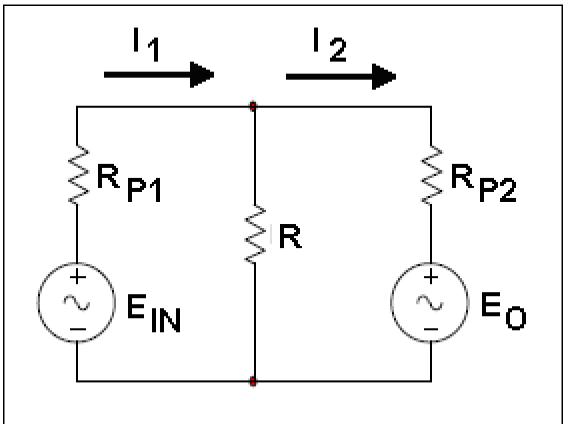



**Fig 28 – Circuito para cálculo de $Z_{IN}$.**

$$-(R_{P1}+R)\cdot I_1 + R\cdot I_2 + E_{IN} = 0 \quad \therefore \quad (R_{P1}+R)\cdot I_1 - R\cdot I_2 = E_{IN}$$
$$R\cdot I_1 - (R_{P2}+R)\cdot I_2 - E_O = 0 \quad \therefore \quad R\cdot I_1 - (R_{P2}+R)\cdot I_2 = E_O$$

$$[(1-\alpha)\cdot R_P + R]\cdot I_1 - R\cdot I_2 = E_{IN}$$
$$R\cdot I_1 - (\alpha\cdot R_P + R)\cdot I_2 = E_O$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} [(1-\alpha)\cdot R_P + R] & -R \\ R & -(\alpha\cdot R_P + R) \end{vmatrix} = -[(1-\alpha)\cdot R_P + R]\cdot(\alpha\cdot R_P + R) + R^2$$

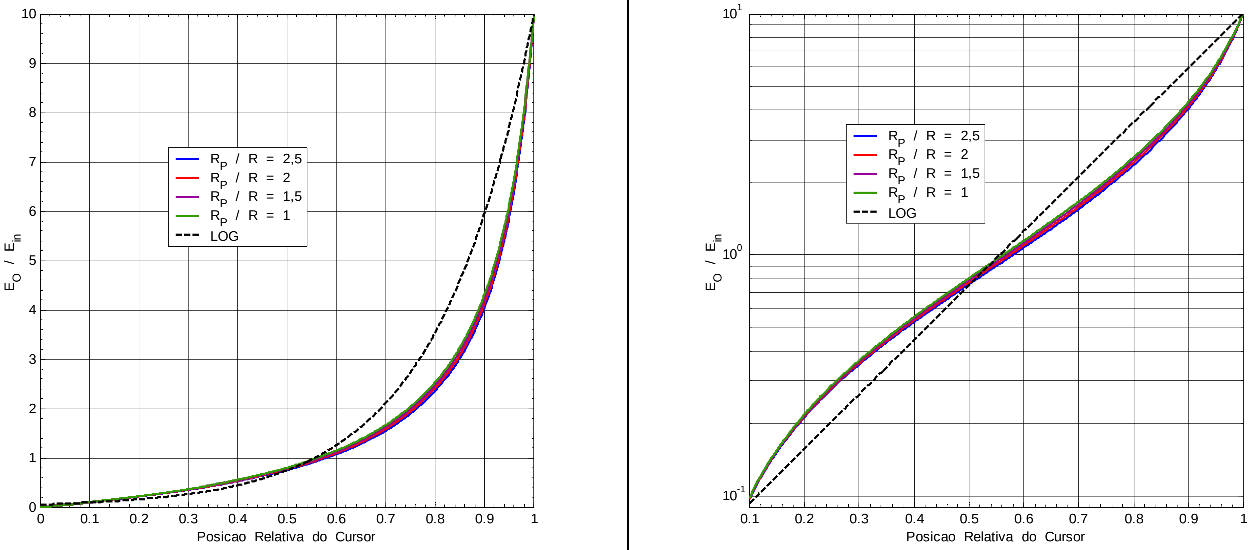



**Fig. 29 -** $R_3 / R_2$ **= 10 e diversos valores de** $R_p / R$ **.**

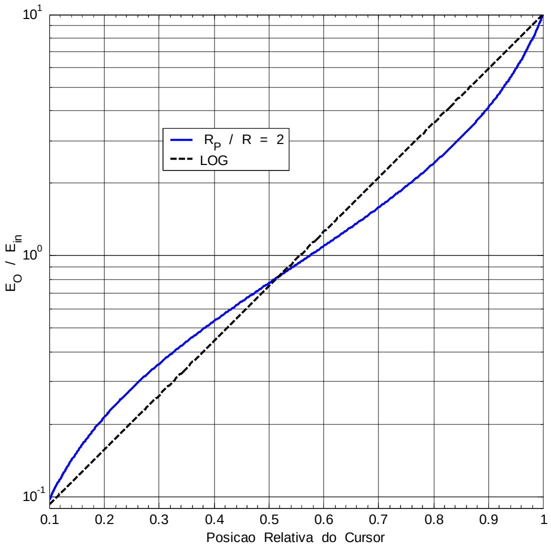



**Fig. 30 -** $R_3 / R_2$ **= 10 e** $R_p / R$ **= 2 .**

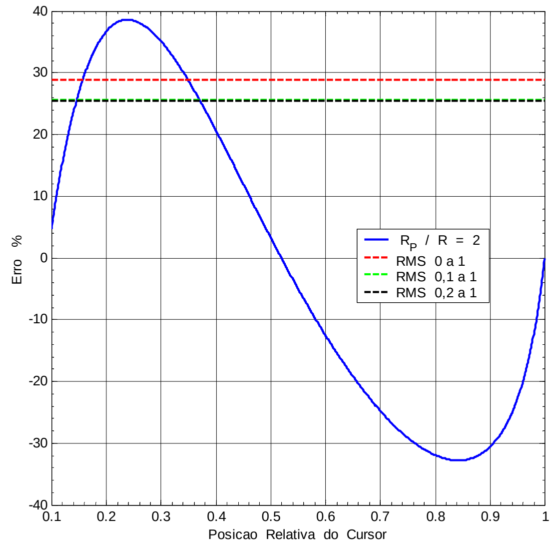



**Fig. 31 – Erros de ajuste para** $R_3 / R_2$ **= 10 e** $R_p / R$ **= 2 .**

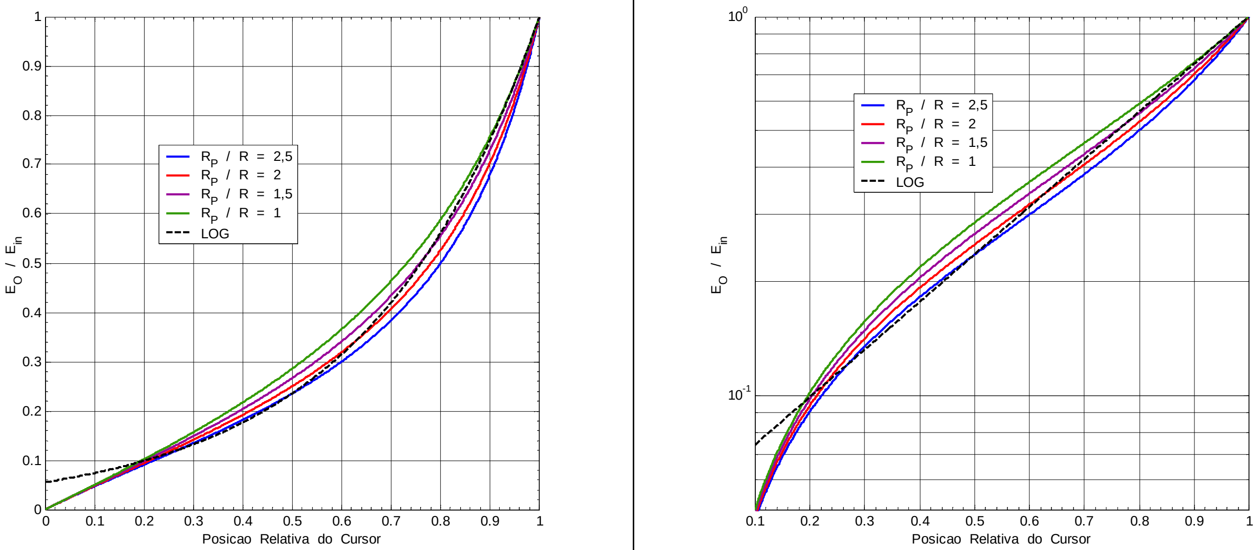



**Fig. 32 -** $R_3 / R_2$ **= 1 e diversos valores de** $R_p / R$ **.**

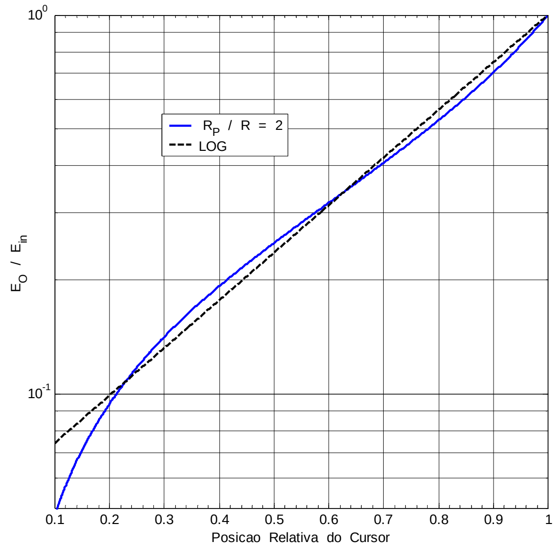



**Fig. 33 -** $R_3 / R_2$ **= 1 e** $R_P / R$ **= 2 .**

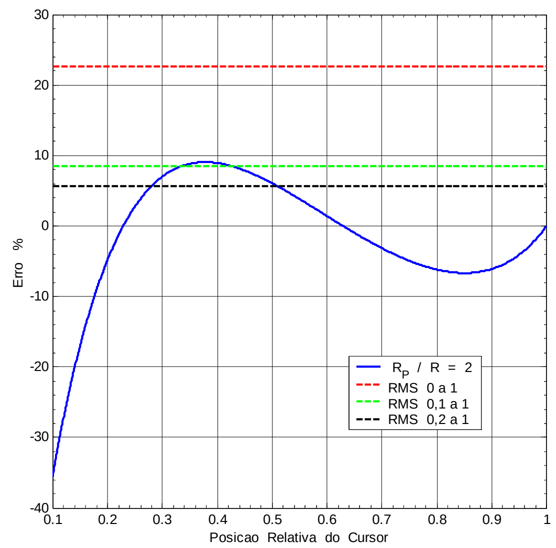



**Fig. 34 – Erros de ajuste para** $R_3 / R_2$ **= 1 e** $R_P / R$ **= 2 .**

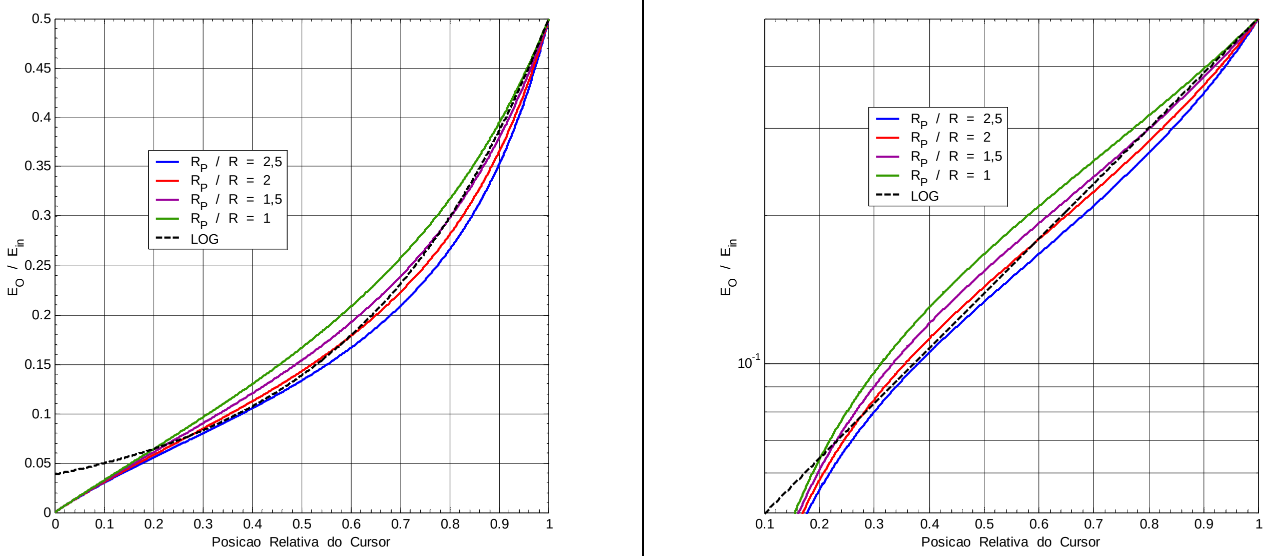



**Fig. 35 -** $R_3 / R_2$ **= 0,5 e diversos valores de** $R_P / R$ **.**

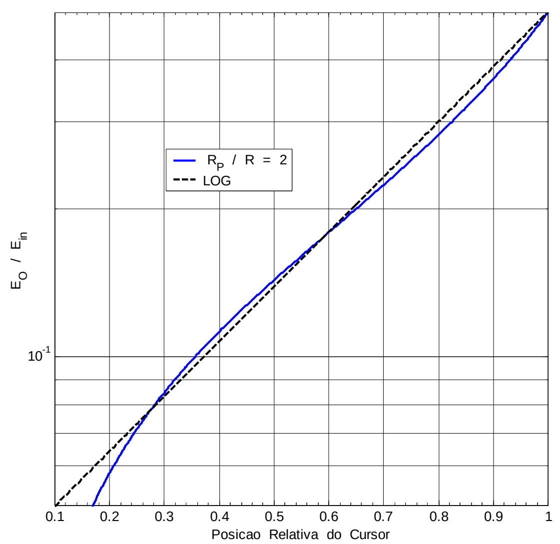



**Fig. 36 -** $R_3 / R_2$ **= 0,5 e** $R_P / R$ **= 2 .**

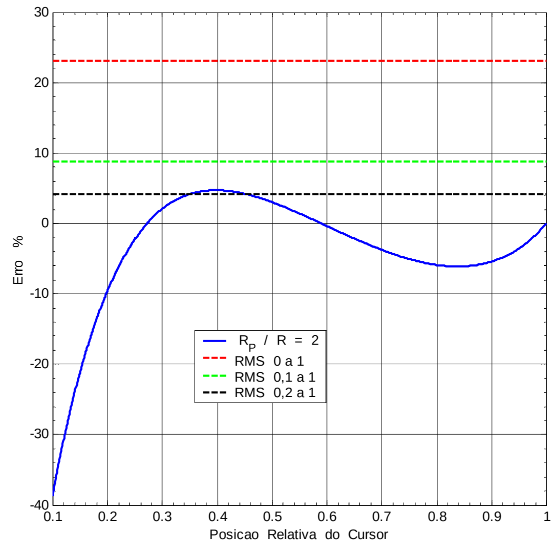



**Fig. 37 – Erros de ajuste para** $R_3 / R_2$ **= 0,5 e** $R_P / R$ **= 2 .**

$$\Delta I_1 = \begin{vmatrix} E_{IN} & -R \\ E_O & -(\alpha \cdot R_P + R) \end{vmatrix} = -E_{IN} \cdot (\alpha \cdot R_P + R) + E_O \cdot R$$

$$E_O = -E_{IN} \cdot \frac{\frac{R_3}{R_2}}{\frac{1}{\alpha} + \frac{R_P}{R} \cdot (1-\alpha) + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}}$$

$$\Delta I_1 = -E_{IN} \cdot (\alpha \cdot R_P + R) - E_{IN} \cdot \frac{\frac{R_3}{R_2} \cdot R}{\frac{1}{\alpha} + \frac{R_P}{R} \cdot (1-\alpha) + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}}$$

$$I_1 = \frac{\Delta I_1}{\Delta} = \frac{-E_{IN} \cdot \left[ (\alpha \cdot R_P + R) + \frac{\frac{R_3}{R_2} \cdot R}{\frac{1}{\alpha} + \frac{R_P}{R} \cdot (1-\alpha) + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}} \right]}{-\left[ (1-\alpha) \cdot R_P + R \right] \cdot (\alpha \cdot R_P + R) + R^2}$$

$$\frac{I_1}{E_{IN}} = \frac{\alpha \cdot R_P + R + \frac{\frac{R_3}{R_2} \cdot R}{\frac{1}{\alpha} + \frac{R_P}{R} \cdot (1-\alpha) + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}}}{\left[ (1-\alpha) \cdot R_P + R \right] \cdot (\alpha \cdot R_P + R) - R^2}$$

$$Z_{IN} = \frac{E_{IN}}{I_1} = \frac{\left[ (1-\alpha) \cdot R_P + R \right] \cdot (\alpha \cdot R_P + R) - R^2}{\alpha \cdot R_P + R + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{R}{\frac{1}{\alpha} + \frac{R_P}{R} \cdot (1-\alpha) + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}}}$$

$$Z_{IN} = R \cdot \frac{\left[ (1-\alpha) \cdot \frac{R_P}{R} + 1 \right] \cdot \left( \alpha \cdot \frac{R_P}{R} + 1 \right) - 1}{1 + \alpha \cdot \frac{R_P}{R} + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\alpha} + \frac{R_P}{R} \cdot (1-\alpha) + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}}}$$

$$\frac{Z_{IN}}{R} = \frac{\left[ (1-\alpha) \cdot \frac{R_P}{R} + 1 \right] \cdot \left( \alpha \cdot \frac{R_P}{R} + 1 \right) - 1}{1 + \alpha \cdot \frac{R_P}{R} + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\alpha} + \frac{R_P}{R} \cdot (1-\alpha) + \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{1-\alpha}{\alpha}}}$$

Para $\alpha = 0$, vem:

$$\left.\frac{Z_{IN}}{R}\right|_{(\alpha=0)} = \frac{\left[(1-0)\cdot\frac{R_P}{R}+1\right]\cdot\left(0\cdot\frac{R_P}{R}+1\right)-1}{1+0\cdot\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{\frac{1}{0}+\frac{R_P}{R}\cdot(1-0)+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1-0}{0}}}$$

$$\left.\frac{Z_{IN}}{R}\right|_{(\alpha=0)} = \frac{\left[\frac{R_P}{R}+1\right]\cdot(0+1)-1}{1+0+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{\infty+\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}\cdot\infty}} = \frac{\left[\frac{R_P}{R}+1\right]\cdot(0+1)-1}{1+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{\infty}} = \frac{\left[\frac{R_P}{R}+1\right]-1}{1+0} = \frac{R_P}{R}$$

$$Z_{IN}\big|_{(\alpha=0)} = R_P$$

Conforme o desenvolvimento acima, para $\alpha = 0$, ou seja, volume mínimo, a impedância será igual à resistência do potenciômetro $R_P$, não sendo influenciada por nenhuma das demais resistências do circuito.

Para $\alpha = 1$, vem:

$$\left.\frac{Z_{IN}}{R}\right|_{(\alpha=0)} = \frac{\left[(1-0)\cdot\frac{R_P}{R}+1\right]\cdot\left(0\cdot\frac{R_P}{R}+1\right)-1}{1+0\cdot\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{\frac{1}{0}+\frac{R_P}{R}\cdot(1-0)+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1-0}{0}}}$$

$$\left.\frac{Z_{IN}}{R}\right|_{(\alpha=1)} = \frac{\left[(1-1)\cdot\frac{R_P}{R}+1\right]\cdot\left(1\cdot\frac{R_P}{R}+1\right)-1}{1+1\cdot\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{\frac{1}{1}+\frac{R_P}{R}\cdot(1-1)+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1-1}{1}}}$$

$$\left.\frac{Z_{IN}}{R}\right|_{(\alpha=1)} = \frac{[0+1]\cdot\left(\frac{R_P}{R}+1\right)-1}{1+\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{1+\frac{R_P}{R}\cdot 0+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{0}{1}}} = \frac{\left(\frac{R_P}{R}+1\right)-1}{1+\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{1+0+\frac{R_3}{R_2}\cdot 0}} = \frac{\frac{R_P}{R}}{1+\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}\cdot\frac{1}{1}}$$

$$\left.\frac{Z_{IN}}{R}\right|_{(\alpha=1)} = \frac{\frac{R_P}{R}}{1+\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}} \quad \therefore \quad Z_{IN}\big|_{(\alpha=1)} = R_P\cdot\frac{1}{1+\frac{R_P}{R}+\frac{R_3}{R_2}}$$

Para $\alpha = 1$ a impedância de entrada é mínima e este valor depende de todas as resistências do circuito. Quanto maior o ganho $R_3 / R_2$ menor será a impedância de entrada, o mesmo acontecendo com a relação $R / R_P$. As Figs. 38, 39 e 40 mostram o comportamento de $Z_{IN}$

**Impedância de entrada normalizada em relação a $R_p$, para diversos valores de $R_p$.**

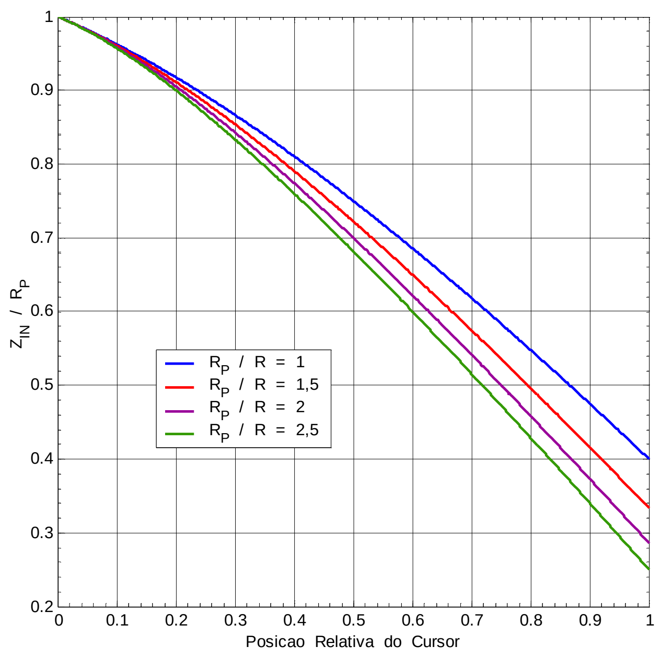



**Fig. 38 – Para** $R_3 \,/\, R_2 = 0{,}5$.

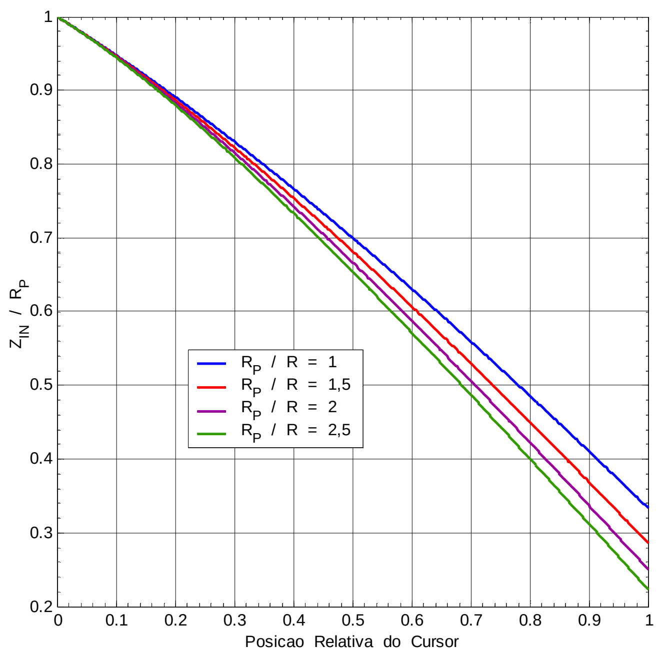



**Fig. 39 – Para** $R_3 \,/\, R_2 = 1$.

**Impedância de entrada normalizada em relação a $R_p$**

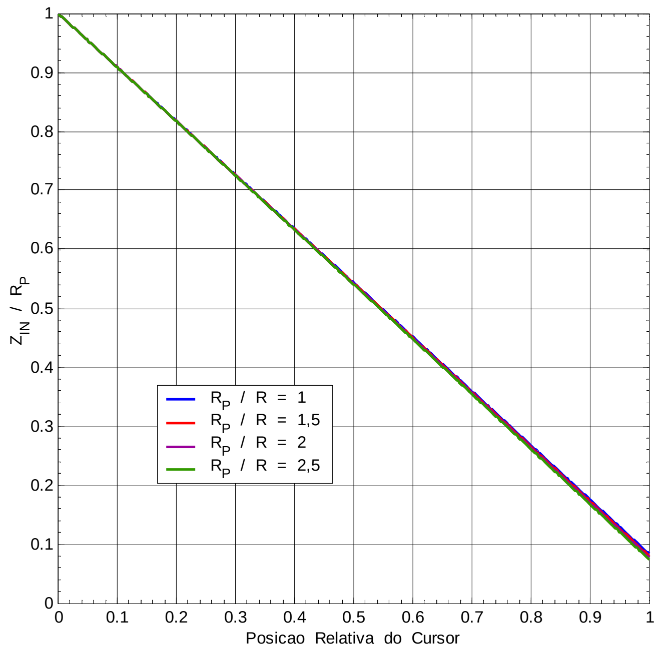



**Fig. 40 – Para** $R_3 \,/\, R_2 = 10$.

**Amplificador otimiza as impedâncias de entrada e saída**

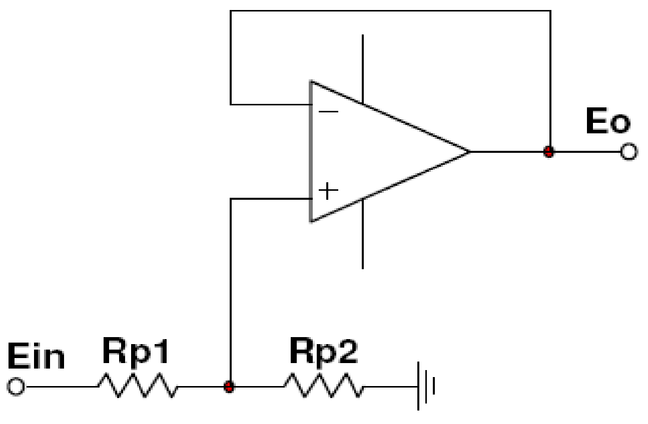



**Fig. 41 – Potenciômetro ativo com um operacional.**

Pelo que foi visto acredito que podemos afirmar que o circuito ativo analisado não possui vantagem significativa sobre o passivo, não se justificando seu uso.

Os circuitos passivos, vistos anteriormente, podem ser transformados em ativos utilizando-se um único amplificador operacional (Fig. 41), conseguindo-se com isso os benefícios de impedância de entrada muito elevada, impedância de saída baixa e até ganho maior que um, se for do interesse.

**Potenciômetro Log Invertido, aproximado**

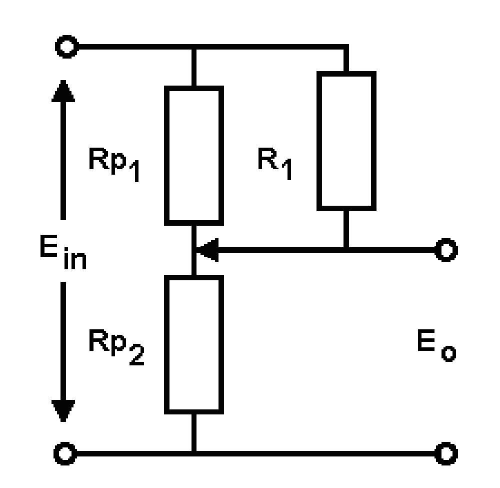


**Fig. 42 – Pot log invertido, aproximado.**

Um potenciômetro do tipo log invertido pode ser aproximado de modo muito semelhante ao usado para aproximar aquele com resposta logarítmica: basta associar o resistor $R_1$ entre o cursor e o terminal de entrada, conforme vemos na Fig. 42.

Definindo a relação entre o valor total do potenciômetro e o resistor adicionado como $\gamma = \frac{R_P}{R_1}$, vem:

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{R_{P2}}{\frac{R_{P1}\cdot R_1}{R_{P1} + R_1} + R_{P2}} = \frac{\alpha\cdot R_P}{\frac{R_P\cdot(1-\alpha)\cdot R_1}{R_P\cdot(1-\alpha) + R_1} + \alpha\cdot R_P}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{\alpha}{\frac{(1-\alpha)\cdot R_1}{R_P\cdot(1-\alpha) + R_1} + \alpha} = \frac{\alpha}{\frac{(1-\alpha)}{\frac{R_P}{R_1}\cdot(1-\alpha) + 1} + \alpha} = \frac{\alpha}{\frac{1}{\frac{R_P}{R_1} + \frac{1}{(1-\alpha)}} + \alpha}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{\alpha}{\frac{1}{\gamma + \frac{1}{1-\alpha}} + \alpha}$$

Para $\alpha = 0 \Rightarrow \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{0}{\frac{1}{\gamma + \frac{1}{1-0}} + 0} = 0$

Para $\alpha = 1 \Rightarrow \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1}{\frac{1}{\gamma + \frac{1}{1-1}} + 1} = \frac{1}{\frac{1}{\gamma + \frac{1}{0}} + 1} = \frac{1}{\frac{1}{\gamma + \infty} + 1} = \frac{1}{0 + 1} = 1$

Para $\gamma = 0 \Rightarrow \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{\alpha}{\frac{1}{0 + \frac{1}{1-\alpha}} + \alpha} = \frac{\alpha}{1 - \alpha + \alpha} = \alpha$ (Comportamento linear)

**Potenciômetro logarítmico inverso, aproximado com potenciômetro linear, para diversos valores de $\gamma$.**

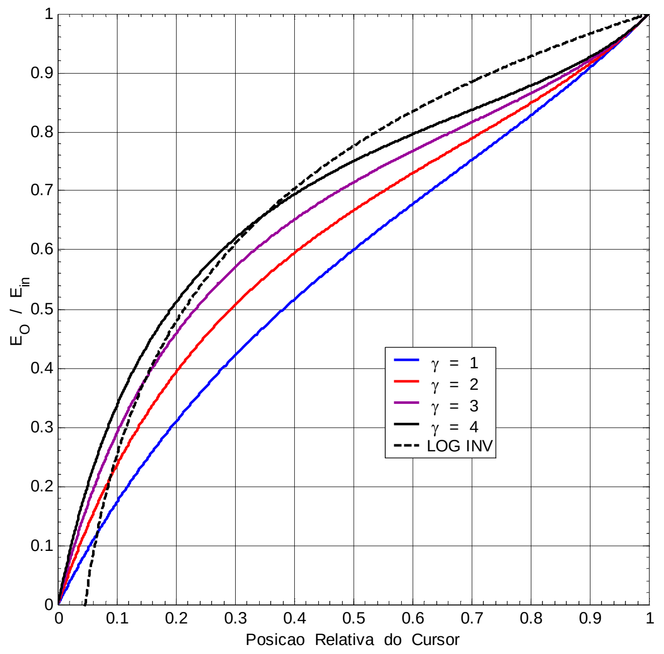



**Fig. 43 – Gráfico linear e f = 22.**

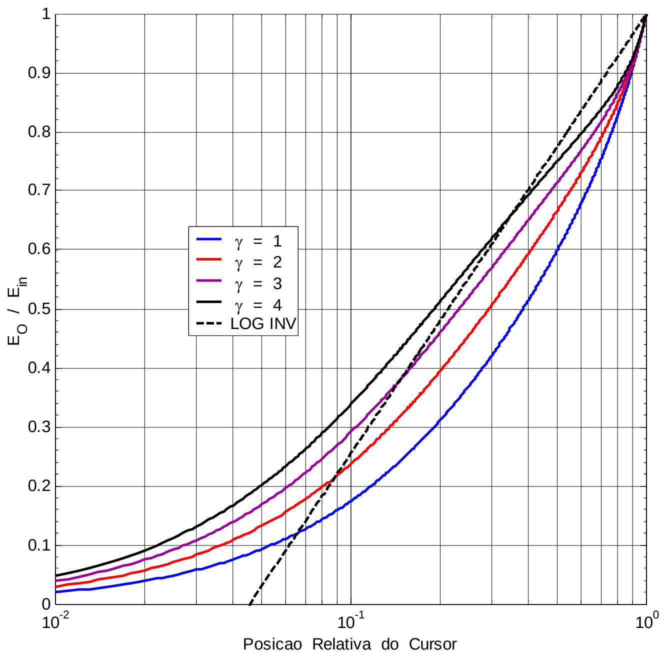



**Fig. 44 – Gráfico semilog e f = 22.**

**Potenciômetro logarítmico inverso, aproximado com potenciômetro linear e $\gamma = 3$.**

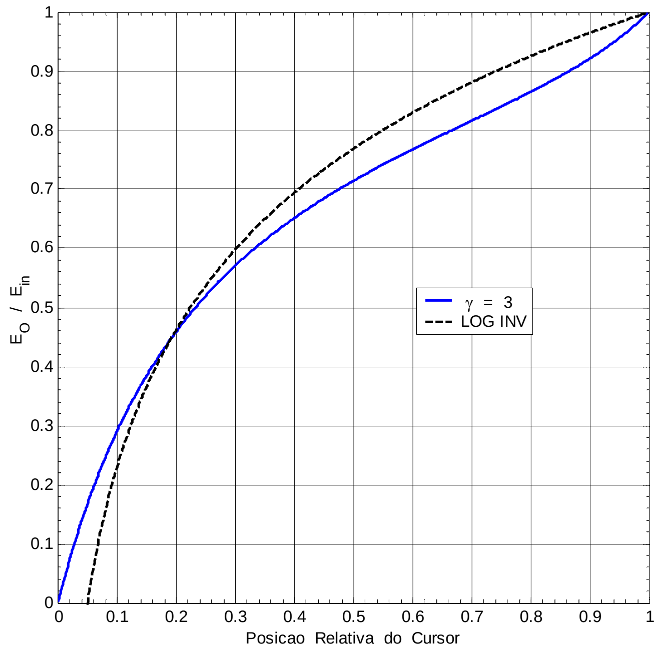



**Fig. 45 – Gráfico linear e f = 20.**

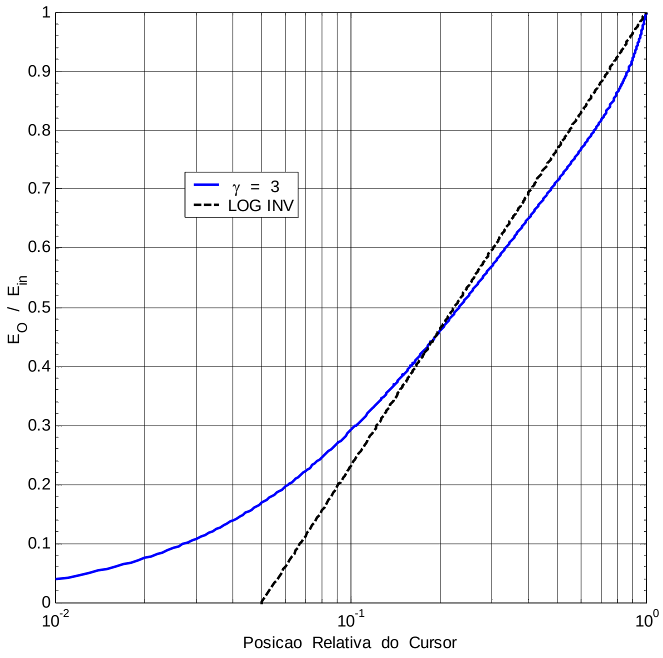



**Fig. 46 – Gráfico semilog e f = 20.**

**Potenciômetro logarítmico inverso, aproximado com potenciômetro linear e $\gamma = 4$.**

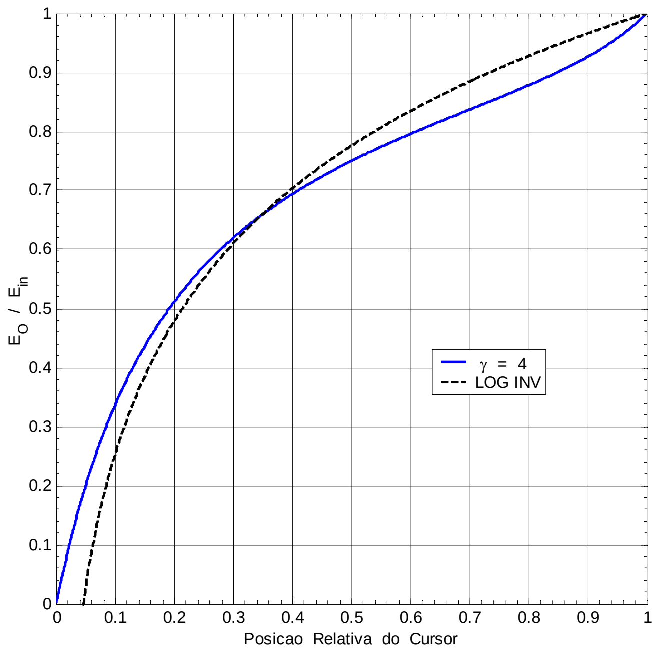



**Fig. 47 – Gráfico linear e f = 22.**

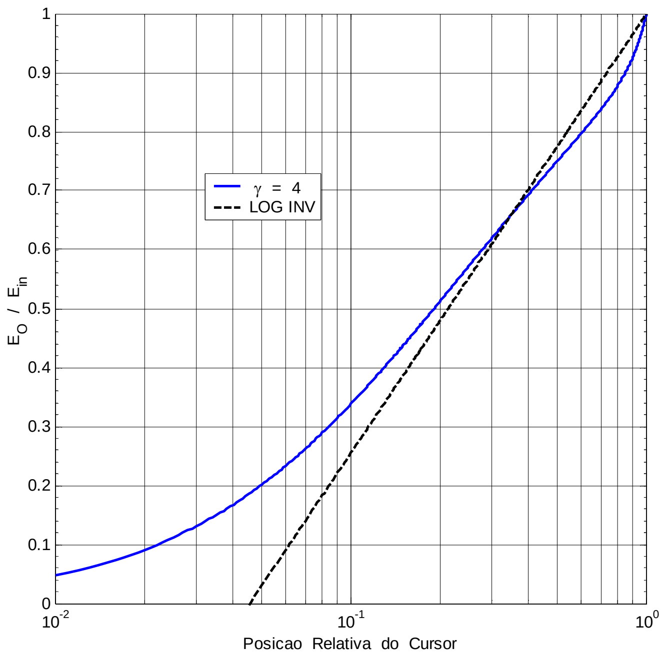



**Fig. 48 – Gráfico semilog e f = 22.**

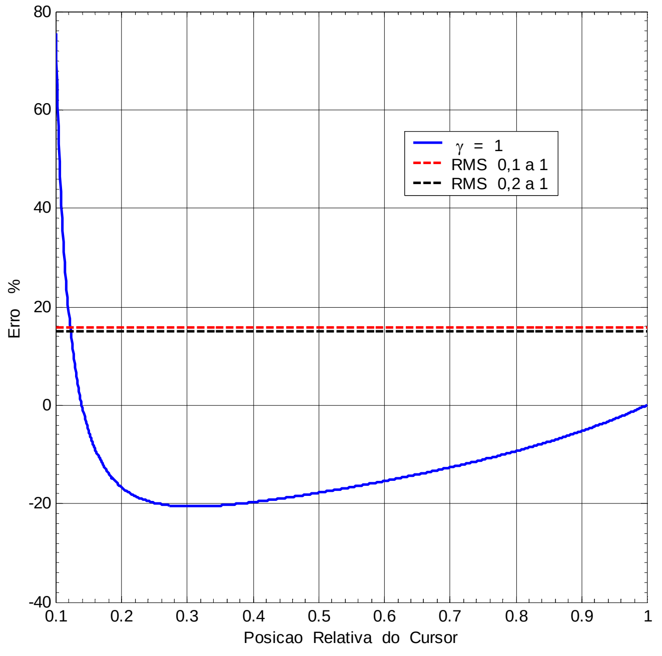



**Fig. 49 – Erro % relativo à curva log inv com f = 13.**

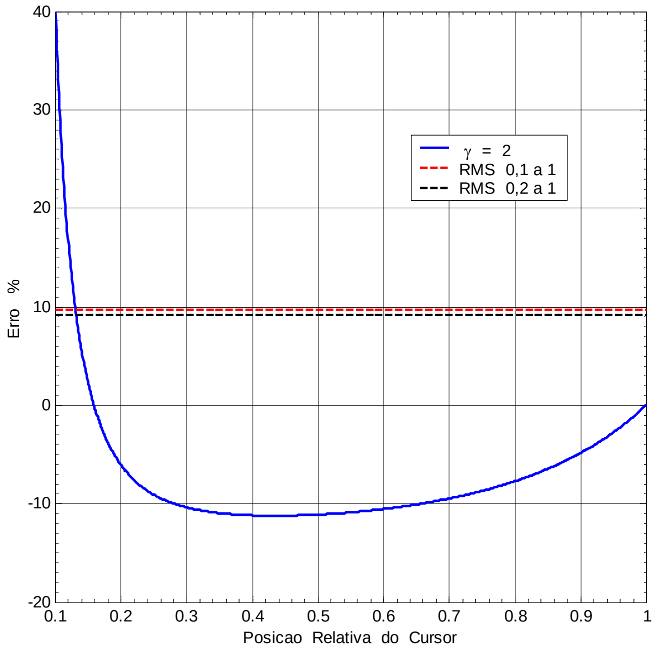



**Fig. 50 – Erro % relativo à curva log inv com f = 16.**

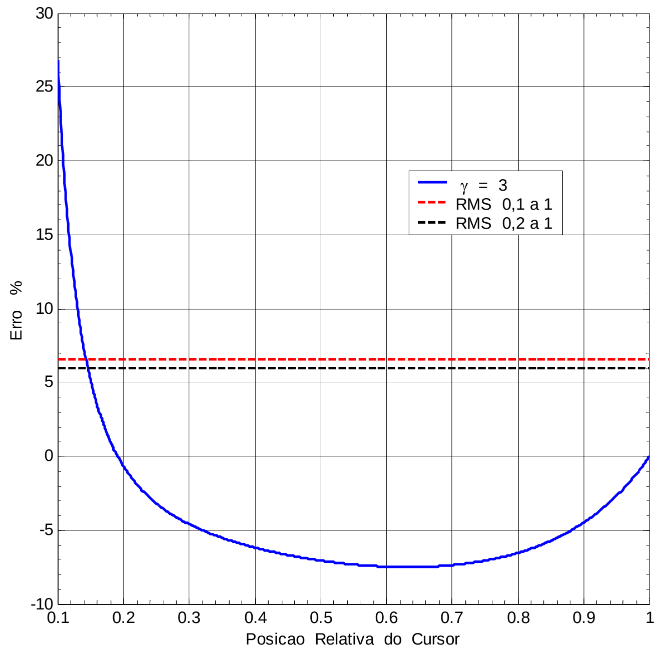



**Fig. 51 – Erro % relativo à curva log inv com f = 20.**

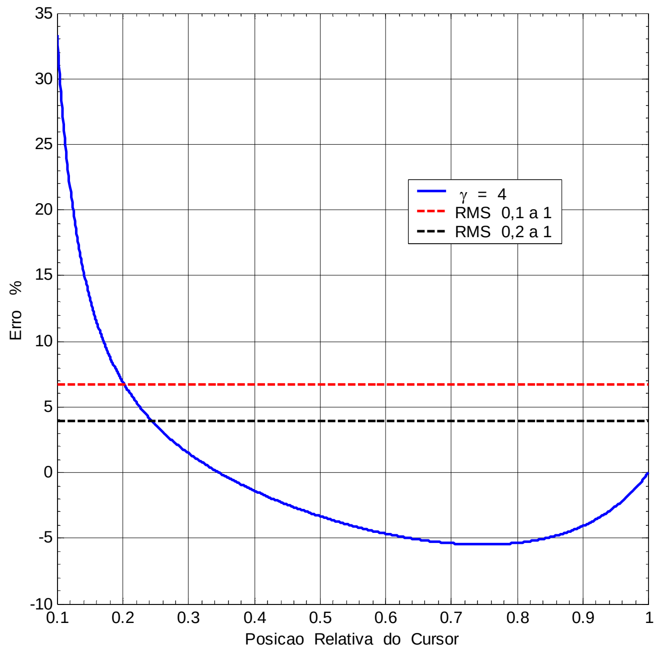



**Fig. 52 – Erro % relativo à curva log inv com f = 22.**

## Controle de Equilíbrio

Em amplificadores estereofônicos normalmente utiliza-se um circuito capaz de alterar a intensidade do sinal de um canal em relação ao outro.
Este circuito de equilíbrio entre os canais esquerdo e direito (Left, Right), também chamado de balance, constitui um bom exemplo para ilustrar o uso dos potenciômetros do tipo log invertido.
Na realidade ele utiliza um potenciômetro duplo, onde a seção superior tem curva log invertida e a inferior possui curva log complementar, conforme o circuito da Fig. 53, sugerido na bibliografia[2].

A dificuldade de encontrar-se no comércio potenciômetro do tipo log inverso já é grande, sendo quase impossível encontrar-se um potenciômetro duplo, com uma seção log e outra log invertido.
Por esse motivo o circuito sugerido utiliza as aproximações obtidas a partir de um potenciômetro duplo linear, de 100 $K\Omega$ (relativamente fácil de ser conseguido) e resistores de 33 $K\Omega$.
Desse modo, $\gamma = \beta = 100 \,/\, 33 \simeq 3$.

Alem da facilidade de obtenção o circuito sugerido possui muitas outras vantagens, conforme veremos a seguir.

Analisando o circuito da Fig. 54 vemos que a tensão na saída do canal esquerdo pode ser expressa diretamente através da função de transferência de um potenciômetro log invertido, aproximado. Fazendo $\gamma = \beta$, vem :

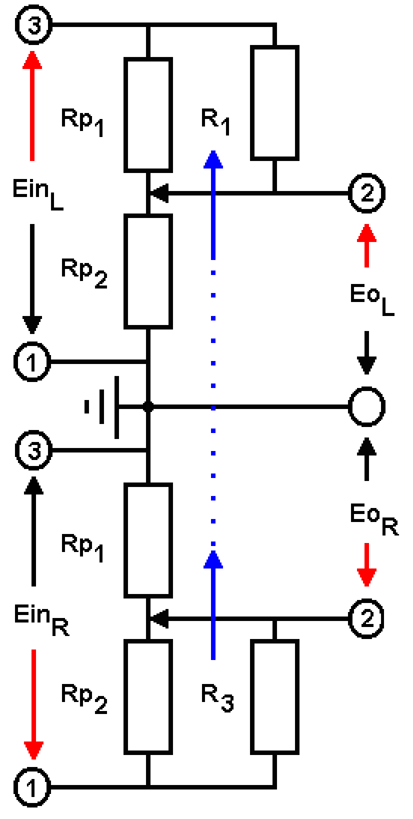
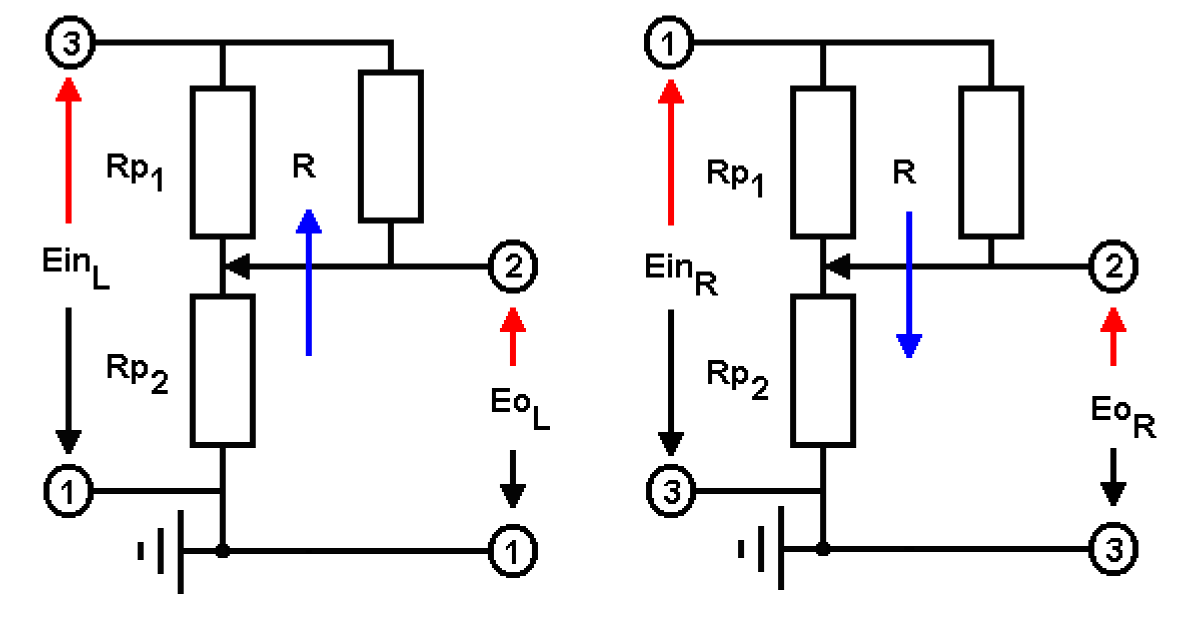



**Fig. 53 – Controle de equilíbrio.**

$$E_{O_L} = E_{IN_L} \cdot \frac{\alpha}{\dfrac{1}{\beta + \dfrac{1}{1-\alpha}} + \alpha}$$

**Fig. 54 – Curvas em cada seção: log invertido e log complementar. Seta azul: sentido horário.**




| Potenciômetro log invertido aproximado. | Potenciômetro log complementar aproximado. |
|---|---|

No caso da tensão na saída do canal direito o procedimento será o seguinte:

$$E_{O_R} = E_{23} \quad ; \quad E_{12} + E_{23} = E_{IN_R} \quad \therefore \quad E_{12} + E_{O_R} = E_{IN_R} \quad \therefore \quad E_{O_R} = E_{IN_R} - E_{12}$$

Como $E_{12}$ é a tensão na saída de um potenciômetro log, aproximado, temos o complemento da resposta log:

$$E_{O_R} = E_{IN_R} - E_{IN_R} \cdot \frac{1}{\beta \cdot (1 - \alpha) + \frac{1}{\alpha}} \quad \therefore \quad E_{O_R} = E_{IN_R} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{\beta \cdot (1 - \alpha) + \frac{1}{\alpha}} \right]$$

Na realidade, quando desenvolvemos a função de transferência do potenciômetro log aproximado, a tensão de saída foi calculada como sendo a diferença de potencial do terminal 2 para 1, e não do 1 para o 2, como agora. No entanto como a tensão de entrada, no presente caso foi tomada como sendo a tensão entre os terminais 1 e 3 (e não de 3 para 1, como no caso original), isso equivaleu a multiplicar a tensão de entrada e a de saída por – 1, o que não altera a função de transferência.

As Figs. 55 a 58 mostram as quatro possibilidades de ligação, cada uma delas fornecendo uma resposta diferente, cujas curvas podem ser vistas nas Figs. 59 e 60.

Um controle de equilíbrio ideal deveria permitir reduzir a amplitude do sinal em um dos canais, automaticamente aumentando o nível no outro de modo que o volume percebido pelo ouvinte não sofresse alteração perceptível.
Para investigar o comportamento do circuito proposto, a este respeito, vamos somar as saídas dos canais e admitir que os sinais de entrada em ambos sejam iguais:

$$E_O = E_{O_L} + E_{O_R} = E_{IN_L} \cdot \frac{\alpha}{\frac{1}{\beta + \frac{1}{1 - \alpha}} + \alpha} + E_{IN_R} \cdot \left[ 1 - \frac{1}{\beta \cdot (1 - \alpha) + \frac{1}{\alpha}} \right]$$

Fig. 55 – Respostas log inv complementar e log inv.

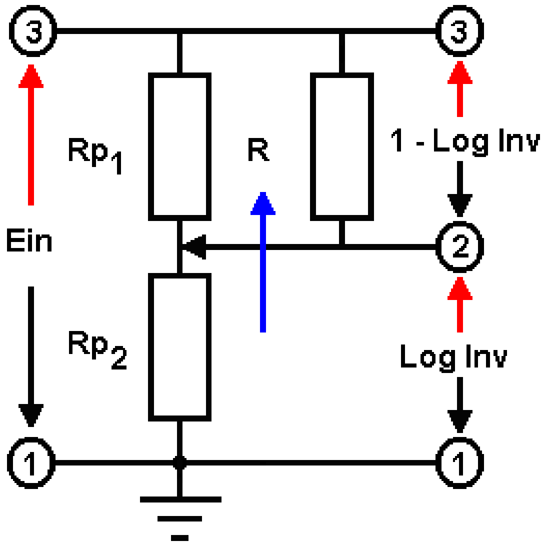
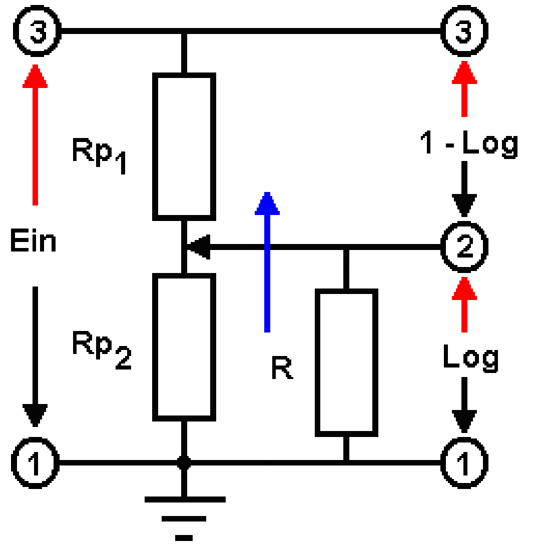



Fig. 56 – Respostas log complementar e log.




A seta azul indica o sentido horário do deslocamento do cursor.

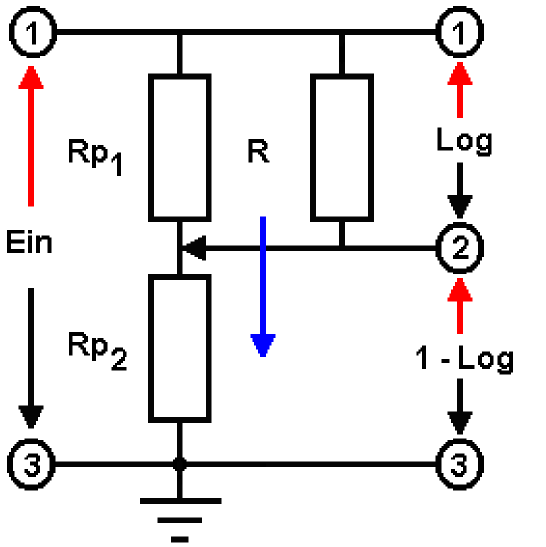



Fig. 57 – Respostas log e log complementar.

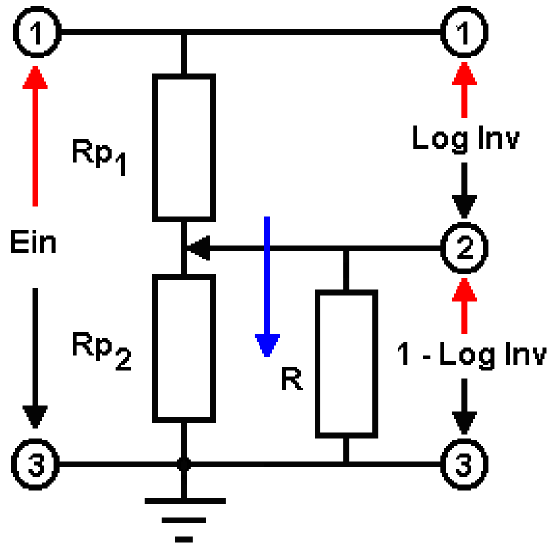



Fig. 58 – Respostas log inv e log inv complementar.

$\beta = \gamma = 3$

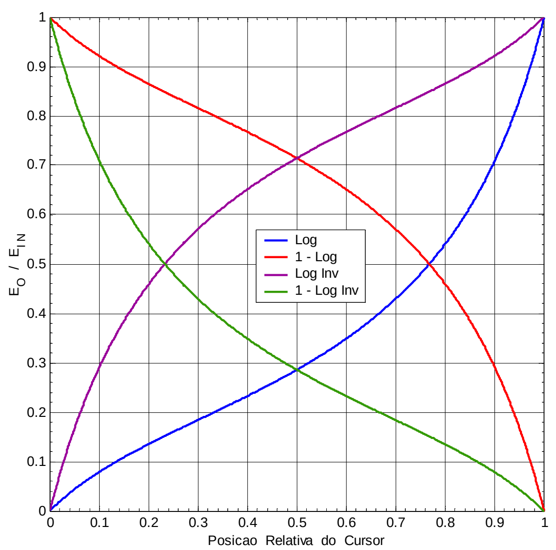



Fig. 59 – Respostas log e log invertido e seus complementos.

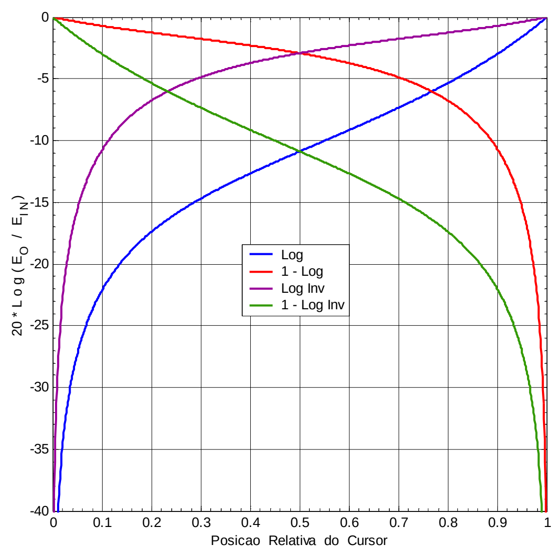



Fig. 60 – Respostas log e log invertido e seus complementos.

Para $E_{IN_L} = E_{IN_R} = E_{IN}$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{\alpha}{\dfrac{1}{\beta + \dfrac{1}{1-\alpha}} + \alpha} + 1 - \frac{1}{\beta\cdot(1-\alpha) + \dfrac{1}{\alpha}}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{\alpha}{\dfrac{1}{\dfrac{\beta\cdot(1-\alpha)+1}{1-\alpha}} + \alpha} + \frac{\beta\cdot(1-\alpha) + \dfrac{1}{\alpha} - 1}{\beta\cdot(1-\alpha) + \dfrac{1}{\alpha}} = \frac{\alpha}{\dfrac{1-\alpha}{\beta\cdot(1-\alpha)+1} + \alpha} + \frac{\beta\cdot(1-\alpha) + \dfrac{1-\alpha}{\alpha}}{\beta\cdot(1-\alpha) + \dfrac{1}{\alpha}}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{\alpha}{\dfrac{1-\alpha+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+\alpha}{\beta\cdot(1-\alpha)+1}} + \frac{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1-\alpha}{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{\alpha}{\dfrac{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)}{\beta\cdot(1-\alpha)+1}} + \frac{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1-\alpha}{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1} = \frac{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+\alpha}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)} + \frac{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1-\alpha}{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+\alpha}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)} + \frac{(\alpha\cdot\beta+1)\cdot(1-\alpha)}{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1} = \frac{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+\alpha+(\alpha\cdot\beta+1)\cdot(1-\alpha)}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{(1-\alpha)\cdot\left[\alpha\cdot\beta+(\alpha\cdot\beta+1)\right]+\alpha}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)} = \frac{(1-\alpha)\cdot(2\cdot\alpha\cdot\beta+1)+\alpha}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{2\cdot\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+(1-\alpha)+\alpha}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)} = \frac{2\cdot\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)}$$

$$\frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1+2\cdot\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)}$$

$$\alpha = 0{,}5 \quad \Rightarrow \quad \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1+\dfrac{\beta}{2}}{1+\dfrac{\beta}{4}}$$

$$\alpha = 0{,}5 \ \text{ e } \ \beta = 3 \quad \Rightarrow \quad \frac{E_O}{E_{IN}} = \frac{1+\dfrac{3}{2}}{1+\dfrac{3}{4}} = \frac{2{,}5}{1{,}75} = 1{,}43 = 3{,}1\ \text{dB}$$

A condição para $E_{O_L} = E_{O_H}$, ou seja, o ponto de cruzamento entre as curvas, acontecerá em $\alpha = 0{,}5$, para qualquer valor de $\beta$, conforme abaixo, também mostrado na Fig. X.

$$\frac{E_{O_L}}{E_{IN_L}} = \frac{E_{O_R}}{E_{IN_R}} = \frac{\alpha}{\dfrac{1}{\beta + \dfrac{1}{1-\alpha}} + \alpha} = 1 - \frac{1}{\beta\cdot(1-\alpha) + \dfrac{1}{\alpha}} = \frac{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+\alpha}{1+\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)} = \frac{(\alpha\cdot\beta+1)\cdot(1-\alpha)}{\alpha\cdot\beta\cdot(1-\alpha)+1}$$

$$\alpha \cdot \beta \cdot (1 - \alpha) + \alpha = (\alpha \cdot \beta + 1) \cdot (1 - \alpha) = \alpha \cdot \beta - \alpha^2 \cdot \beta + \alpha = \alpha \cdot \beta + 1 - \alpha \cdot (\alpha \cdot \beta + 1)$$

$$\alpha \cdot \beta - \alpha^2 \cdot \beta + \alpha = \alpha \cdot \beta + 1 - \alpha^2 \cdot \beta - \alpha \quad \therefore \quad \alpha = 1 - \alpha \quad \therefore \quad 2 \cdot \alpha = 1$$

$$\alpha = 0,5$$

Na Fig. 61 vemos que as curvas dos canais esquerdo e direito, do controle de equilíbrio, para $\beta = 3$, que cortam-se em $\alpha = 0,5$, conforme predito.
Alem disso, a soma dos dois canais varia no máximo 3 dB, conforme a Fig. 62. Nesta figura podemos constatar que quanto menor o valor de $\beta$, mais constante será a amplitude do sinal. Infelizmente, valores de $\beta$ inferiores a 3 produzem erros crescentes na aproximação logarítmica inversa. No caso da resposta log aproximada $\beta = 3$ produziu o menor erro de ajuste.

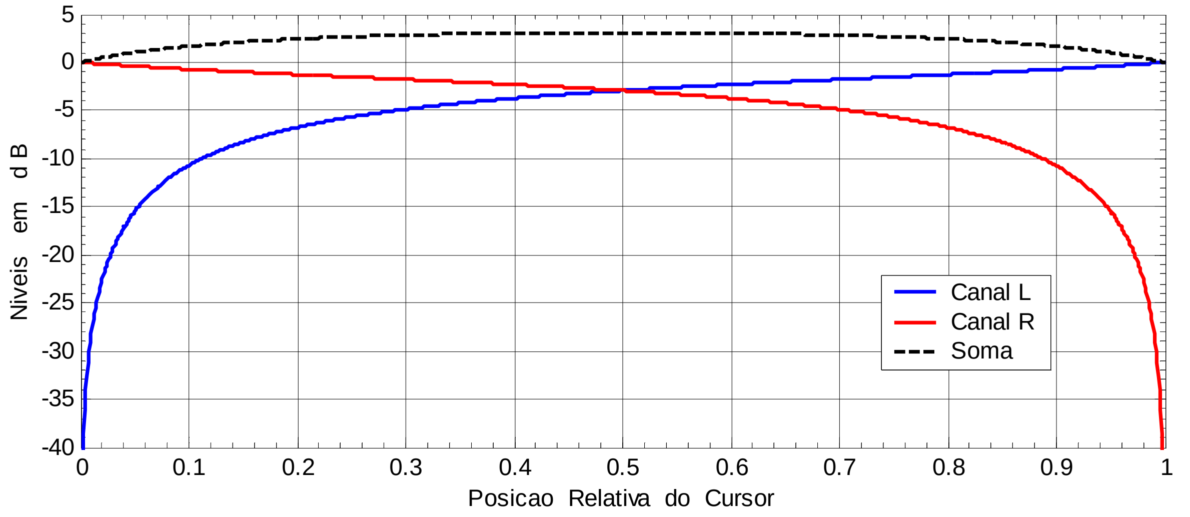



**Fig. 61 – Funções de transferência dos canais esquerdo e direito, para $\beta = 3$, bem como a soma de ambos.**

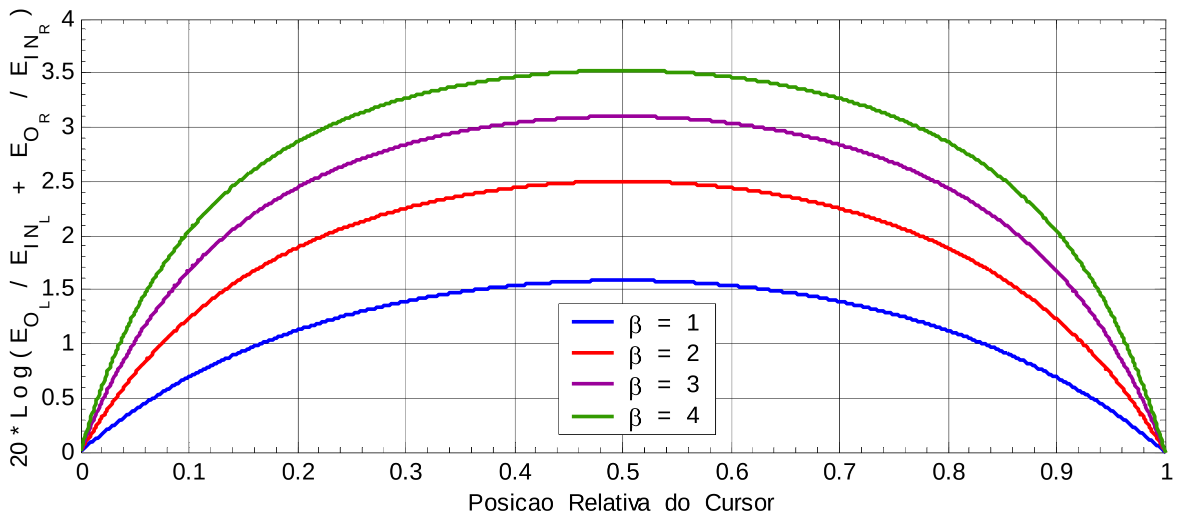



**Fig. 62 – Variação da amplitude do sinal na atuação do controle de equilíbrio, para diversos valores de $\beta$.**

**Potenciômetro onde** $Z_{IN} = \dfrac{g}{\alpha + h}$

Este tipo de potenciômetro, proposto em[14], com a denominação de hiperbólico (uma vez que a função $y = k/x$ é um caso particular desta curva[15]), representado na Fig. 63, tem por finalidade gerar uma impedância de entrada inversamente proporcional à posição relativa do cursor, $\alpha$, característica ausente em todos os casos analisados anteriormente.

Sua utilidade fica evidente na variação da freqüência em circuitos que obedecem à equação $\omega = 1 / Z_{IN} \cdot C$, onde $Z_{IN}$ está representando uma resistência R que precisa ser variada, sendo C a capacitância que determina a constante de tempo $Z_{IN} \cdot C$.

Inúmeros circuitos de filtros e osciladores podem beneficiar-se desta característica, que vai permitir uma variação linear em função de $\alpha$, conforme a Fig. 64, pois:

$$\omega = \frac{1}{Z_{IN} \cdot C} = \frac{1}{\dfrac{g}{\alpha + h} \cdot C} = \frac{\alpha + h}{g \cdot C} = 2 \cdot \pi \cdot f \;\therefore\; f = \frac{\alpha + h}{2 \cdot \pi \cdot g \cdot C} = \frac{\alpha}{2 \cdot \pi \cdot g \cdot C} + \frac{h}{2 \cdot \pi \cdot g \cdot C} = K_1 \cdot \alpha + K_2$$

O circuito equivalente da Fig. 65 mostra que o sinal de saída não é influenciado pela tensão na entrada inversora, comportando-se o amplificador como um seguidor de tensão (ganho unitário). Aplicando o método da superposição foi obtida a expressão do sinal de saída, utilizado no circuito equivalente da Fig. 66.

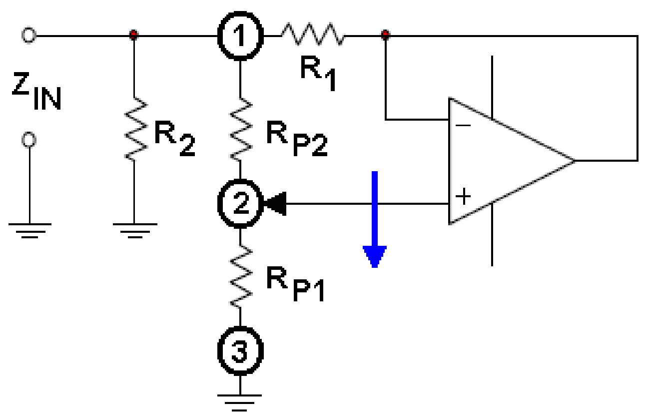



**Fig. 63 – Circuito com** $Z_{IN} = \dfrac{g}{\alpha + h}$**. Seta Azul, CW.**

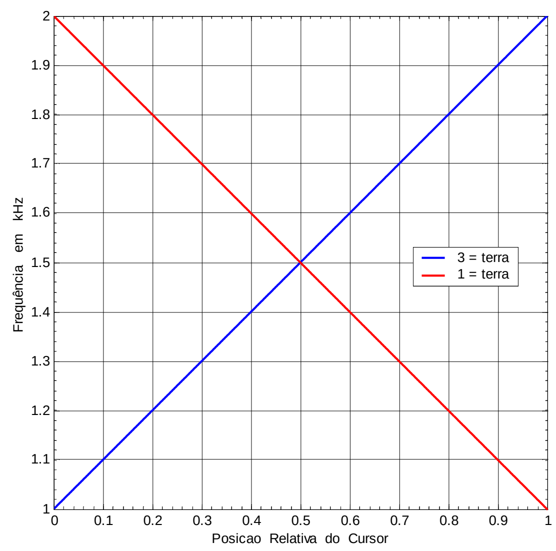



**Fig. 64 – Controle linear de freqüência.**

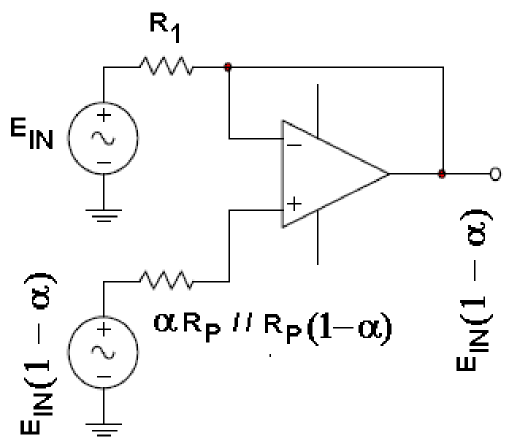



**Fig. 65 – Circuito equivalente 1.**

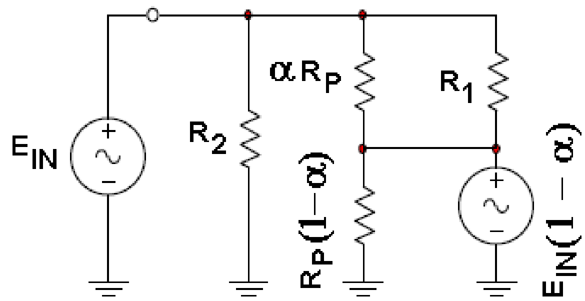



**Fig. 66 – Circuito equivalente 2.**

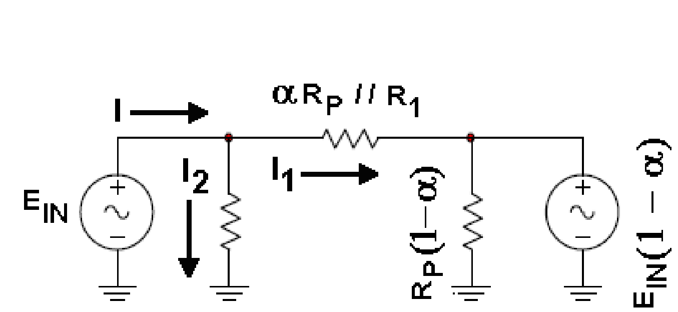



Fig. 67 – Circuito equivalente 3.

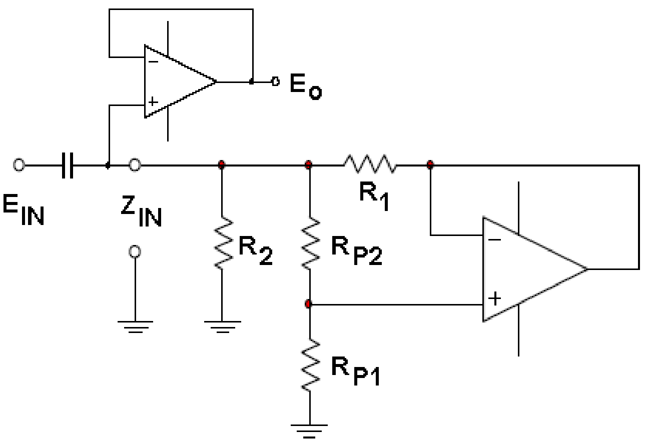



Fig. 68 – Filtro passa altas com ajuste linear do corte.

Com base no circuito equivalente da Fig. 67 desenvolvemos as equações abaixo:

$$R_{P1} + R_{P2} = R_P \quad ; \quad R_{P1} = R_P \cdot (1-\alpha) \quad ; \quad R_{P2} = \alpha \cdot R_P \quad ; \quad 0 \le \alpha \le 1$$

$$\alpha \cdot R_P \; // \; R_1 = \frac{\alpha \cdot R_P \cdot R_1}{\alpha \cdot R_P + R_1} \quad ; \quad I = I_1 + I_2 \quad ; \quad I_2 = \frac{E_{IN}}{R_2}$$

$$I_1 = \frac{E_{IN} - E_{IN} \cdot (1-\alpha)}{\dfrac{\alpha \cdot R_P \cdot R_1}{\alpha \cdot R_P + R_1}} = E_{IN} \cdot \alpha \cdot \frac{\alpha \cdot R_P + R_1}{\alpha \cdot R_P \cdot R_1} = E_{IN} \cdot \frac{\alpha \cdot R_P + R_1}{R_P \cdot R_1}$$

$$\frac{I_1}{E_{IN}} = \frac{\alpha \cdot R_P + R_1}{R_P \cdot R_1} = \frac{1}{Z_{IN}} \quad \therefore \quad Z_{IN} = \frac{R_P \cdot R_1}{\alpha \cdot R_P + R_1}$$

$$I = I_1 + I_2 = E_{IN} \cdot \frac{\alpha \cdot R_P + R_1}{R_P \cdot R_1} + \frac{1}{R_2} \quad \therefore \quad \frac{I}{E_{IN}} = \frac{\alpha \cdot R_P + R_1}{R_P \cdot R_1} + \frac{1}{R_2}$$

$$\frac{E_{IN}}{I} = Z_{IN} = \frac{1}{\dfrac{\alpha \cdot R_P + R_1}{R_P \cdot R_1} + \dfrac{1}{R_2}} = \frac{1}{\dfrac{\alpha}{R_1} + \dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{R_2}} = \frac{R_1}{\alpha + \dfrac{R_1}{R_P} + \dfrac{R_1}{R_2}} = \frac{g}{\alpha + h}$$

$$Z_{IN} = \frac{R_1}{\alpha + \dfrac{R_1}{R_P} + \dfrac{R_1}{R_2}} \quad \therefore \quad \frac{Z_{IN}}{R_1} = \frac{1}{\alpha + \dfrac{R_1}{R_P} + \dfrac{R_1}{R_2}}$$

$$\alpha = 0 \;\Rightarrow\; Z_{IN} = Z_{IN_{max}} = \frac{R_1}{0 + \dfrac{R_1}{R_P} + \dfrac{R_1}{R_2}} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{R_2}} = R_P \; // \; R_2$$

$$\alpha = 1 \;\Rightarrow\; Z_{IN} = Z_{IN_{min}} = \frac{R_1}{1 + \dfrac{R_1}{R_P} + \dfrac{R_1}{R_2}} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{R_2}} = R_1 // R_2 // R_P = R_1 // Z_{IN_{max}}$$

$$\frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}} = \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_2}} = 1 + \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_2}} = 1 + \frac{R_P // R_2}{R_1}$$

$$\omega = \frac{1}{Z_{IN} \cdot C} = \frac{\alpha + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2}}{R_1 \cdot C} \quad \therefore \quad f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Z_{IN} \cdot C} = \frac{\alpha + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2}}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C} = F_O \cdot \left( \alpha + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

pois $F_O = \dfrac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C}$

$$\alpha = 1 \Rightarrow f = F_{max} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2}}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C} = F_O \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2} \right) = F_O \cdot \left( \frac{R_1}{R_1} + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2} \right) = F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{min}}}$$

ou :

$$\alpha = 1 \Rightarrow f = F_{max} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2}}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C} = \frac{\frac{R_1}{R_1} + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2}}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C} = \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_2}}{2 \cdot \pi \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot Z_{IN_{min}}}$$

$$\alpha = 0 \Rightarrow f = F_{min} = \frac{0 + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2}}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C} = F_O \cdot \left( \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2} \right) = F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{max}}} \quad \text{ou :}$$

$$\alpha = 0 \Rightarrow f = F_{min} = \frac{0 + \frac{R_1}{R_P} + \frac{R_1}{R_2}}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C} = \frac{\frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_2}}{2 \cdot \pi \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Z_{IN_{max}} \cdot C}$$

$$\frac{F_{max}}{F_{min}} = \frac{F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{min}}}}{F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{max}}}} = \frac{R_1}{Z_{IN_{min}}} \cdot \frac{Z_{IN_{max}}}{R_1} = \frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}}$$

Como exemplo, vamos calcular os valores para variar a freqüência de corte de um filtro passa altas entre 1 e 2 kHz, conforme a (Fig. 64) .

$$F_{min} = 1 \text{ kHz} \quad ; \quad F_{max} = 2 \text{ kHz} \quad ; \quad R_P = 100 \text{ K}\Omega$$

$$Z_{IN_{max}} = R_P // R_2 \quad ; \quad Z_{IN_{min}} = R_1 // Z_{IN_{max}} \quad ; \quad \frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}} = 1 + \frac{R_P // R_2}{R_1} \quad ; \quad F_O = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C}$$

$$F_{max} = F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{min}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot Z_{IN_{min}}} \quad ; \quad F_{min} = F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{max}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Z_{IN_{max}} \cdot C} \quad ; \quad \frac{F_{max}}{F_{min}} = \frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}}$$

$$\frac{F_{max}}{F_{min}} = \frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}} \quad \therefore \quad \frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}} = \frac{2}{1} = 2$$

$$\frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}} = 1 + \frac{R_P // R_2}{R_1} \quad \therefore \quad \frac{R_P // R_2}{R_1} = \frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}} - 1 = 2 - 1 = 1 \quad \therefore \quad R_P // R_2 = R_1$$

$$Z_{IN_{max}} = R_P // R_2 = R_1 \quad ; \quad Z_{IN_{min}} = R_1 // Z_{IN_{max}} = R_1 // R_1 = \frac{R_1}{2}$$

$$F_{max} = F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{min}}} = F_O \cdot \frac{R_1}{R_1 / 2} = 2 \cdot F_O \quad \therefore \quad F_O = \frac{F_{max}}{2} = \frac{2}{2} = 1 \text{ kHz}$$

$$F_{max} = F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{min}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot Z_{IN_{min}}} \quad ; \quad F_{min} = F_O \cdot \frac{R_1}{Z_{IN_{max}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Z_{IN_{max}} \cdot C} \quad ; \quad \frac{F_{max}}{F_{min}} = \frac{Z_{IN_{max}}}{Z_{IN_{min}}}$$

$$F_{max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot Z_{IN_{min}}} \quad \therefore \quad C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F_{max} \cdot Z_{IN_{min}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2000 \cdot R_1 / 2} = \frac{1}{\pi \cdot 2000 \cdot R_1}$$

$$C = \frac{1}{\pi \cdot 2000 \cdot R_1} \quad \therefore \quad R_1 = \frac{1}{\pi \cdot 2000 \cdot C} = R_P // R_2$$

Fazendo $R_P = R_2 = 100\ \text{K}\Omega \quad \Rightarrow \quad R_1 = R_P // R_2 = 100 // 100 = 50\ \text{K}\Omega$

$$C_{\mu F} = \frac{1000000}{\pi \cdot 2000 \cdot R_1} = \frac{1000000}{\pi \cdot 2000 \cdot 50000} = \frac{1}{\pi \cdot 2 \cdot 50} = 0,00318\ \mu\text{F}$$

Na Fig. 69 vamos a impedância de entrada gerada pelo circuito que está sendo analisado, tanto com o pino 3 do potenciômetro à terra quanto o pino 1 aterrado. No primeiro caso, a freqüência aumenta quando a impedância diminui, o que ocorre quando o cursor é deslocado no sentido horário (clock wise).

A referência [14] apresenta também um circuito capaz de simular a impedância $Z_{IN}$ com seus dois terminais suspensos em relação ao terminal de terra, o que é importante para algumas aplicações e que vamos analisar.

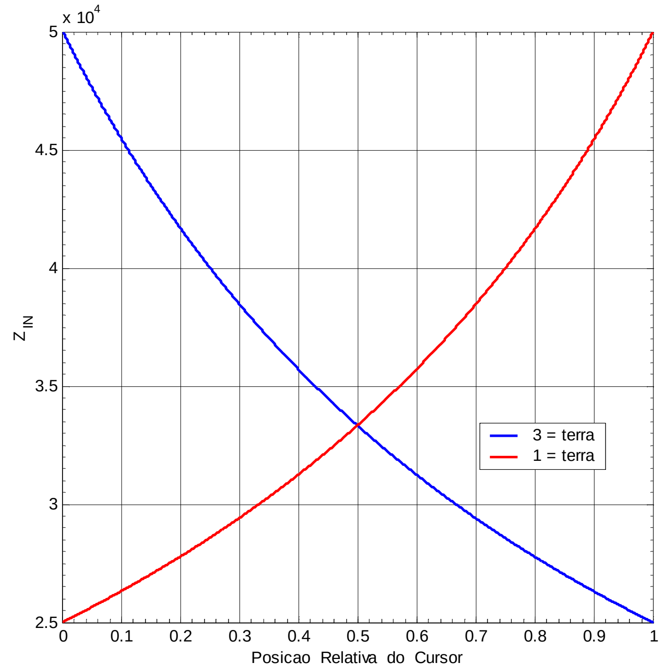



**Fig. 69 -** $Z_{IN}$ **para** $R_P = R_2 = 100\ \text{K}\Omega$ **e** $R_1 = 50\ \text{K}\Omega$.

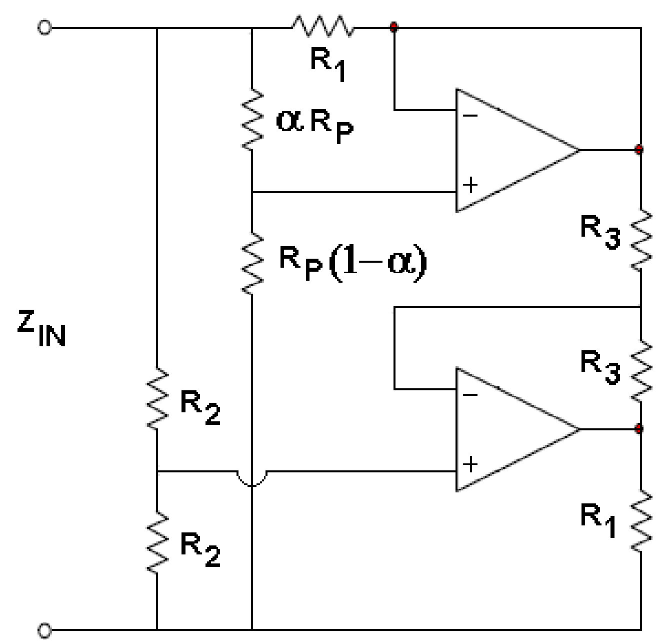



**Fig. 70 – Circuito com** $Z_{IN}$ **flutuando em relação ao terra.**

Para analisar o circuito da Fig. 70 vamos imaginar as entradas excitadas conforme a Fig. 71.

Devido ao fato do sinal de entrada ter sido dividido em duas metades, cada uma referida ao terminal de terra, aplicaremos a seguir o método da superposição, conforme as Figs. 72 e 73 .

Considerando apenas a primeira fonte de sinal excitando o circuito (tendo a segunda sido substituída por um curto circuito, ou seja, tensão nula) podemos calcular as tensões nas saídas de cada amplificador, nesta condição:

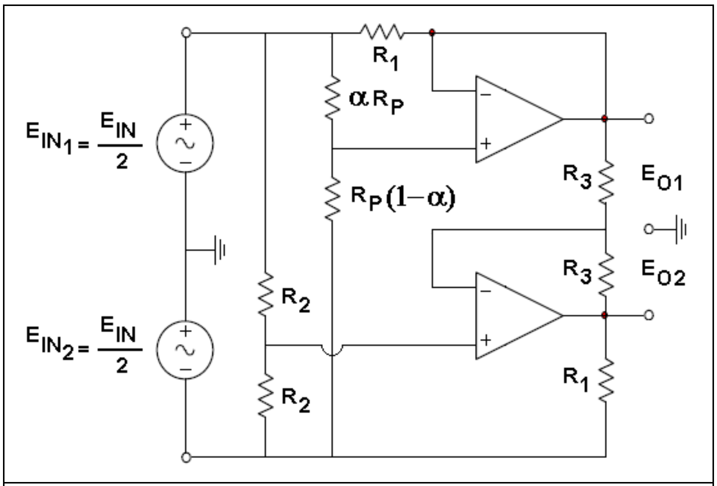



**Fig. 71 – Excitando o circuito da Fig. 70, para análise.**

Aplicando o método da superposição para calcular os sinais de saída.

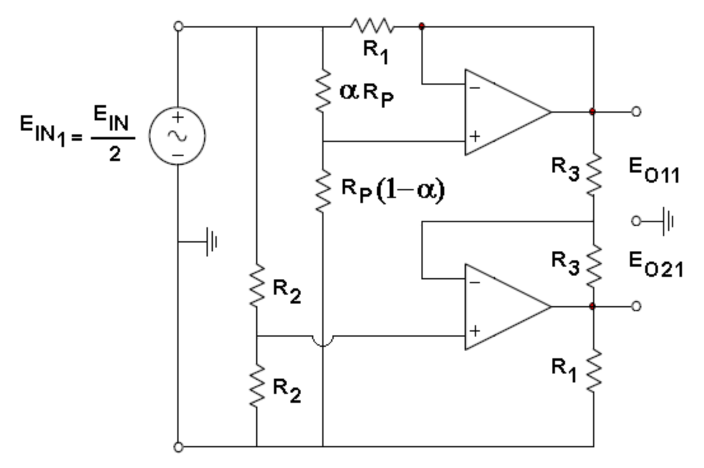



**Fig. 72 – Apenas a fonte 1.**

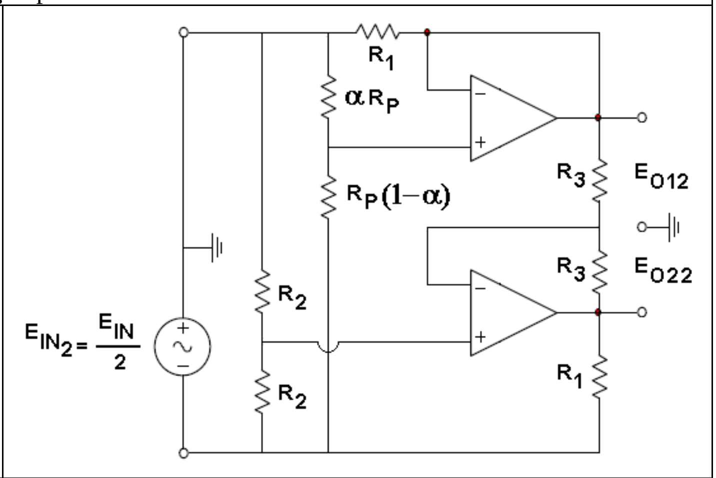



**Fig. 73 – Apenas a fonte 2.**

$$E_{O11} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot\frac{(1-\alpha)\cdot R_P}{\alpha\cdot R_P + (1-\alpha)\cdot R_P} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot\frac{(1-\alpha)\cdot R_P}{R_P} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(1-\alpha)$$

$$E_{O21} = -E_{O11} + 2\cdot\frac{E_{IN}/2}{2} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(\alpha-1) + \frac{E_{IN}}{2} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot\alpha$$

Agora, o circuito será excitado apenas pela segunda fonte e notando que a mesma tem a fase invertida em relação ao terminal de terra, vem:

$$E_{O12} = -\frac{E_{IN}}{2}\cdot\frac{\alpha\cdot R_P}{\alpha\cdot R_P + (1-\alpha)\cdot R_P} = -\frac{E_{IN}}{2}\cdot\alpha$$

$$E_{O22} = -E_{O12} + \left(-\frac{E_{IN}}{2}\right) = \frac{E_{IN}}{2}\cdot\alpha - \frac{E_{IN}}{2} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(\alpha-1)$$

Superpondo os resultados, temos:

$$E_{O11} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(1-\alpha) \quad ; \quad E_{O21} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot\alpha \quad ; \quad E_{O12} = -\frac{E_{IN}}{2}\cdot\alpha \quad ; \quad E_{O22} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(\alpha-1)$$

$$E_{O1} = E_{O11} + E_{O12} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(1-\alpha) - \frac{E_{IN}}{2}\cdot\alpha = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(1-\alpha-\alpha) = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(1-2\cdot\alpha)$$

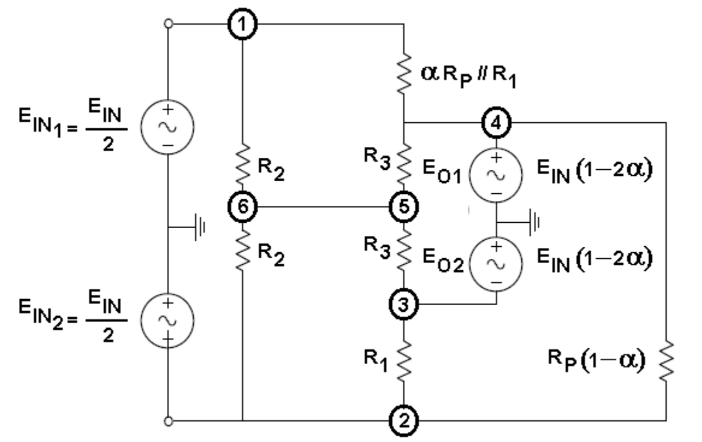



Fig. 74 – Circuito equivalente com os nós identificados.

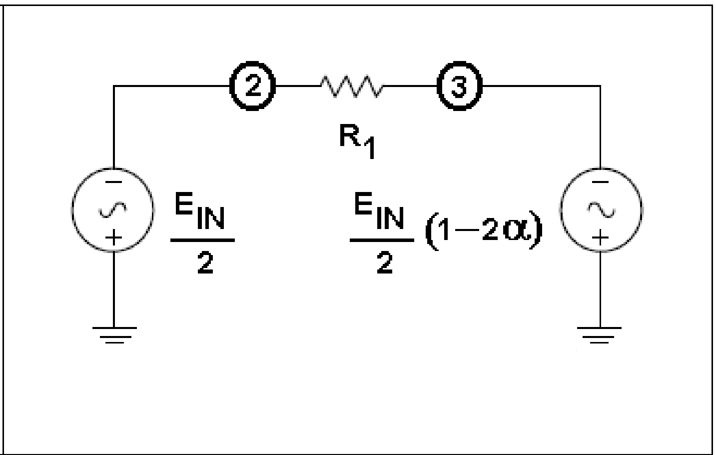



Fig. 75 – Calculando a tensão entre os nós 3 e 2.

$$E_{O2} = E_{O21} + E_{O22} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot\alpha + \frac{E_{IN}}{2}\cdot(\alpha - 1) = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(\alpha - 1 + \alpha) = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(2\cdot\alpha - 1) = -E_{O1}$$

Devemos notar que $E_{O1} = -E_{O2}$, quando as tensões forem medidas da respectiva saída em relação ao terminal de terra. No entanto, essas duas tensões são iguais e somam-se quando medidas do terminal 4 para o terminal 3, conforme a Fig. 74, que mostra o circuito equivalente, com os nós devidamente identificados.

Utilizando o circuito equivalente da Fig. 75 podemos calcular a tensão entre os nós 3 e 2, ou seja, $E_{32}$:

$$E_{32} = -\frac{E_{IN}}{2}\cdot(1 - 2\cdot\alpha) + \frac{E_{IN}}{2} = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(-1 + 2\cdot\alpha + 1) = \frac{E_{IN}}{2}\cdot(2\cdot\alpha) = E_{IN}\cdot\alpha$$

Através do circuito da Fig. 76 podemos calcular $E_{14}$, ou seja a tensão entre os terminais de $\alpha \cdot R_P$ em paralelo com $R_1$:

$$E_{14} = E_{IN} - \left[E_{IN}\cdot(1 - 2\cdot\alpha) - E_{IN}\cdot\alpha\right] = E_{IN} - \left[E_{IN}\cdot(1 - 2\cdot\alpha + \alpha)\right] = E_{IN} - \left[E_{IN}\cdot(1 - \alpha)\right]$$

$$E_{14} = E_{IN}\cdot(1 - 1 + \alpha) = E_{IN}\cdot\alpha$$

No entanto, será necessário equacionar o circuito aplicando o método das malhas para a determinação de $I_1$.

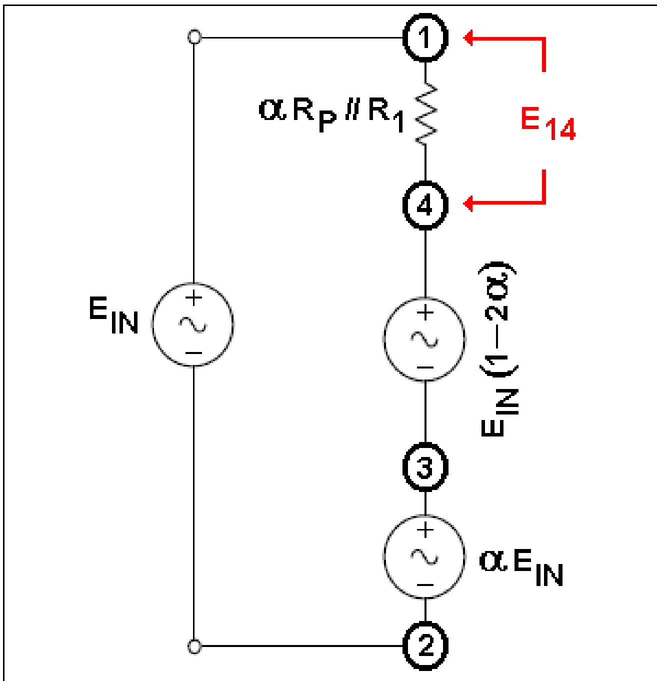



Fig. 76 – Calculando a tensão entre os nós 1 e 4.

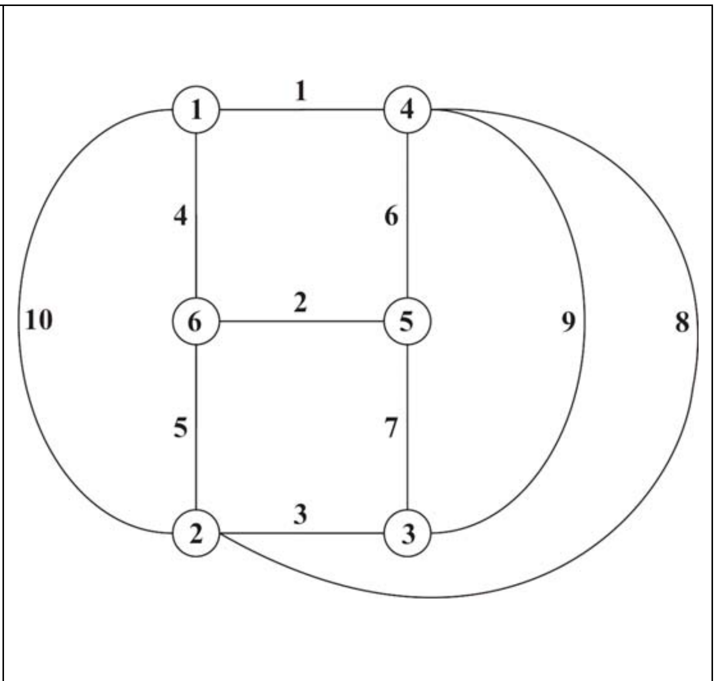



Fig. 77 – Identificação das malhas, ramos e nós.

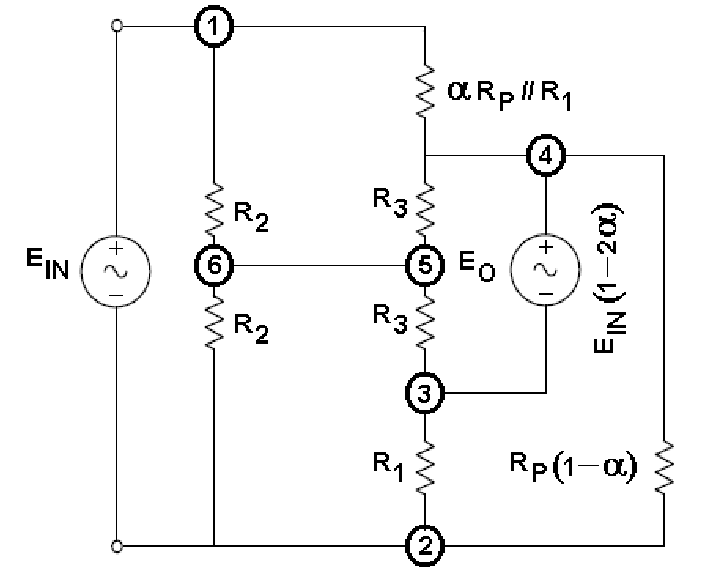



**Fig. 78 – Circuito equivalente para cálculo das correntes.**

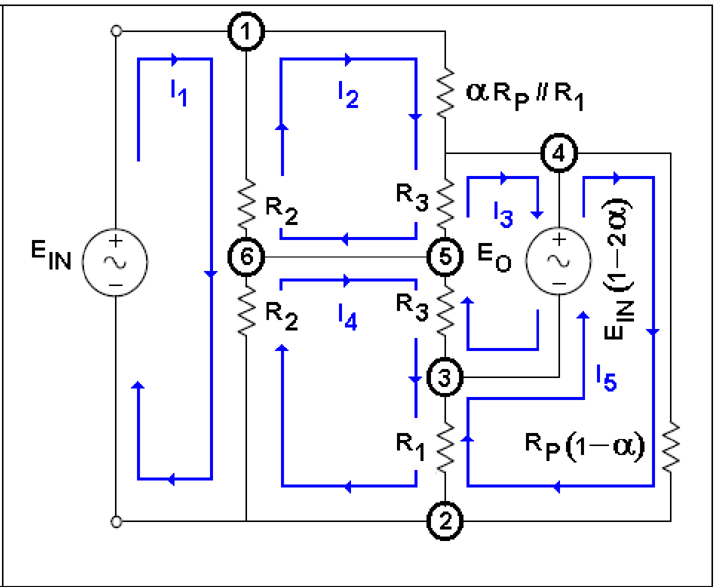



**Fig. 79 – Circuito equivalente com as correntes de malha.**

A Fig. 77 mostra que o circuito possui 10 ramos e 6 nós de modo que precisaremos de 5 equações linearmente independentes para resolve-lo, pois:

$$N_{EQ} = N_{RAMOS} - \left(N_{NÓS} - 1\right) = 10 - (6 - 1) = 5$$

Na Fig. 78 temos um novo circuito equivalente, agora sem referência, ao terminal de terra.
As correntes de malha, arbitradas no sentido convencional, podem ser vistas na Fig. 79 que nos permite obter as equações seguintes:

$$E_{IN} - 2\cdot R_2\cdot I_1 + R_2\cdot I_2 + R_2\cdot I_4 = 0$$

$$R_2\cdot I_1 - \left(R_2 + R_3 + \alpha\cdot R_P // R_1\right)\cdot I_2 + R_3\cdot I_3 = 0$$

$$R_2\cdot I_1 + R_3\cdot I_3 - \left(R_1 + R_2 + R_3\right)\cdot I_4 + R_1\cdot I_5 = 0$$

$$-E_{IN}\cdot(1 - 2\alpha) + R_3\cdot I_2 - 2\cdot R_3\cdot I_3 + R_3\cdot I_4 = 0$$

$$E_{IN}\cdot(1 - 2\alpha) + R_1\cdot I_4 - \left[(1 - \alpha)\cdot R_P + R_1\right]\cdot I_5 = 0$$

Como nosso interesse reside na determinação da impedância de entrada $Z_{IN} = E_{IN} / I_1$, para isso basta conhecer a expressão de $I_1$, de modo que vamos evitar a solução completa do sistema de equações.

A corrente $I_2$ pode ser obtida em função da tensão $E_{14}$, já conhecida:

$$I_2 = \frac{E_{14}}{\alpha\cdot R_P // R_1} = \frac{E_{IN}\cdot\alpha}{\alpha\cdot R_P // R_1}$$

Analisando a malha 5 vemos que a corrente ali circulando pode ser determinada com facilidade:

$$I_5 = \frac{E_{IN}\alpha + E_{IN}\cdot(1 - 2\cdot\alpha)}{R_P\cdot(1 - \alpha)} = \frac{E_{IN}\left(\alpha + 1 - 2\cdot\alpha\right)}{R_P\cdot(1 - \alpha)} = \frac{E_{IN}(1 - \alpha)}{R_P\cdot(1 - \alpha)} = \frac{E_{IN}}{R_P}$$

Uma vez conhecida a corrente $I_5$, podemos obter a expressão de $I_4$, conforme segue:

$$I_4 = \frac{-E_{IN}\cdot(1-2\alpha)}{R_1} + \frac{\left[(1-\alpha)\cdot R_P + R_1\right]}{R_1}\cdot I_5$$

$$I_4 = \frac{-E_{IN}\cdot(1-2\cdot\alpha)}{R_1} + \frac{(1-\alpha)\cdot R_P + R_1}{R_1}\cdot\frac{E_{IN}}{R_P} = E_{IN}\cdot\left[\frac{-1+2\cdot\alpha}{R_1} + \frac{(1-\alpha)\cdot R_P + R_1}{R_1\cdot R_P}\right]$$

$$I_4 = E_{IN}\cdot\left(\frac{-1+2\cdot\alpha}{R_1} + \frac{1-\alpha}{R_1} + \frac{1}{R_P}\right) = E_{IN}\cdot\left(\frac{-1+2\cdot\alpha+1-\alpha}{R_1} + \frac{1}{R_P}\right) = E_{IN}\cdot\left(\frac{\alpha}{R_1} + \frac{1}{R_P}\right)$$

$$2\cdot R_2\cdot I_1 = R_2\cdot I_2 + R_2\cdot I_4 + E_{IN} \quad \therefore \quad I_1 = \frac{R_2\cdot I_2 + R_2\cdot I_4 + E_{IN}}{2\cdot R_2} = \frac{I_2+I_4}{2} + \frac{E_{IN}}{2\cdot R_2}$$

$$\frac{I_1}{E_{IN}} = \frac{I_2+I_4}{2\cdot E_{IN}} + \frac{1}{2\cdot R_2} \quad \therefore \quad Z_{IN} = \frac{E_{IN}}{I_1} = \frac{1}{\dfrac{I_2+I_4}{2\cdot E_{IN}} + \dfrac{1}{2\cdot R_2}}$$

$$Z_{IN} = \frac{1}{\dfrac{I_2+I_4}{2\cdot E_{IN}} + \dfrac{1}{2\cdot R_2}} = \frac{1}{\dfrac{\dfrac{E_{IN}\cdot\alpha}{\alpha\cdot R_P // R_1} + E_{IN}\cdot\left(\dfrac{\alpha}{R_1} + \dfrac{1}{R_P}\right)}{2\cdot E_{IN}} + \dfrac{1}{2\cdot R_2}}$$

$$Z_{IN} = \frac{2}{\dfrac{\alpha}{\alpha\cdot R_P // R_1} + \dfrac{\alpha}{R_1} + \dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{R_2}} = \frac{2}{\dfrac{\alpha\cdot(\alpha\cdot R_P + R_1)}{\alpha\cdot R_P\cdot R_1} + \dfrac{\alpha}{R_1} + \dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{R_2}}$$

$$Z_{IN} = \frac{2}{\dfrac{\alpha\cdot R_P + R_1}{R_P\cdot R_1} + \dfrac{\alpha}{R_1} + \dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{R_2}} = \frac{2}{\dfrac{\alpha}{R_1} + \dfrac{1}{R_P} + \dfrac{\alpha}{R_1} + \dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{R_2}} = \frac{2}{\dfrac{2\cdot\alpha}{R_1} + \dfrac{2}{R_P} + \dfrac{1}{R_2}}$$

$$Z_{IN} = \frac{R_1}{\alpha + \dfrac{R_1}{R_P} + \dfrac{R_1}{2\cdot R_2}}$$

Conforme podemos observar acima, a impedância de entrada do circuito não depende de $R_3$, que deve ser especificado, preferivelmente, na faixa de 10 a 100 $K\Omega$ (bem como, aliás, todos os outros).
Devemos notar que os dois pares de resistores $R_2$ e $R_3$ devem ser, respectivamente, casados entre si.
Uma análise da tolerância entre os pares deveria ser feita para um perfeito conhecimento do assunto, evitando assim problemas de funcionamento incorreto do circuito.

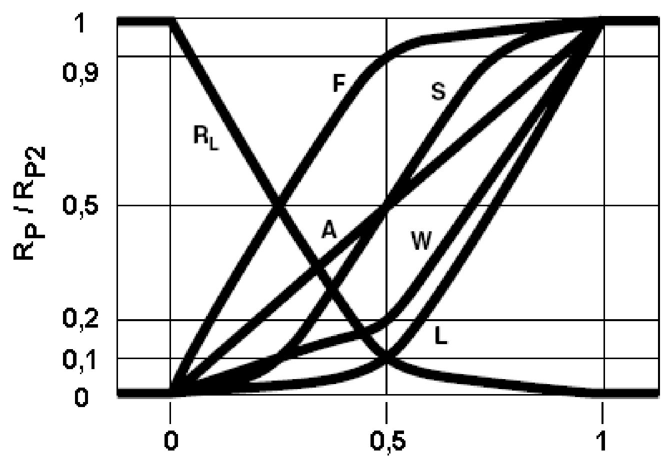
Os valores máximos e mínimos de $Z_{IN}$ estão determinados abaixo:

$$\alpha = 0 \;\Rightarrow\; Z_{IN} = Z_{IN\,max} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{2\cdot R_2}} = \frac{1}{R_P} + \frac{1}{2\cdot R_2}$$

$$\alpha = 0 \;\Rightarrow\; Z_{IN} = Z_{IN\,min} = \frac{R_1}{1 + \dfrac{R_1}{R_P} + \dfrac{R_1}{2\cdot R_2}} = \frac{1}{\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_P} + \dfrac{1}{2\cdot R_2}}$$

## Comentários

Fig. 80 – Exemplos de curvas oferecidas por fabricante.




A – Linear ; L – Log CW 10 % ; F - Log Inv CW
RL – Log CCW ; W – Log CW 20 %
CW = Clock wise = sentido horário
CCW = Counter Clock Wise = sentido anti-horário

Conforme vimos, as curvas ideais que definem as funções de transferência dos potenciômetros logarítmicos e logarítmicos inversos são de difícil realização prática.

Atualmente a maioria dos fabricantes faz uma aproximação das curvas desejadas por segmentos de reta, uma vez que a resposta linear é a mais facilmente implementada, conforme vemos na Fig. 80.

A curva **S** tem o aspecto de uma curva indicada para potenciômetros utilizados em controle de iluminação, de modo a se conseguir uma variação luminosa mais adequada ao olho humano [1] .

Na Fig. 81 representamos as funções de transferência de um potenciômetro linear (centro), de um potenciômetro logarítmico invertido ideal e sua aproximação por 3 segmentos de reta (esquerda) e o correspondente para o potenciômetro logarítmico (direita). Ressaltamos que não foi empregado o método de ajuste de curvas para a determinação das retas o que, muito provavelmente, reduziria os erros de ajuste.
Os parâmetros das curvas exatas, mostradas nas Figs. 81, 83 e 84 estão na Tabela 4.

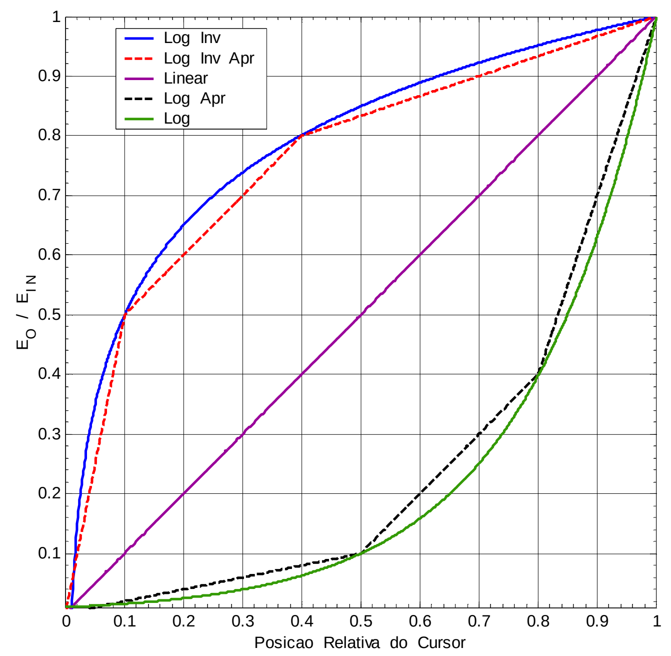



Fig. 81 – Aproximações por segmentos de reta.

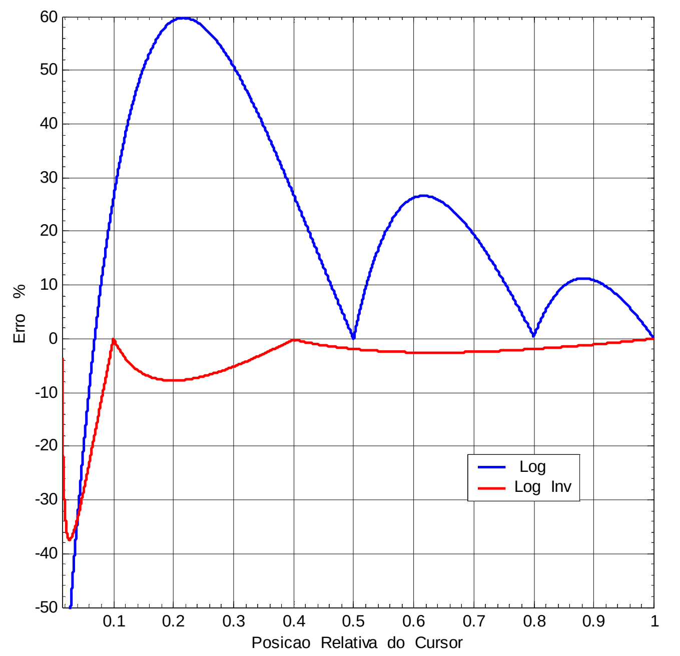



Fig. 82 – Erros obtidos nas aproximações

Na Fig. 82 vemos os erros encontradas entre as curvas exatas e aproximadas (que poderiam ser menores caso tivesse sido usado ajuste de curvas) onde surpreende os baixos erros da aproximação log invertida, para valores de $\alpha$ superiores a 0,1 .

Tab. 5 – Curvas exatas representadas na Fig. 67 .

| Anti Log Exato | Log Exato |
|---|---|
| $R_{P2} = R_P \cdot \dfrac{Log(f \cdot \alpha)}{Log(f)}$ | $R_{P2} = R_P \cdot b^{(\alpha - 1)}$ |
| f = 100 | b = 100 |

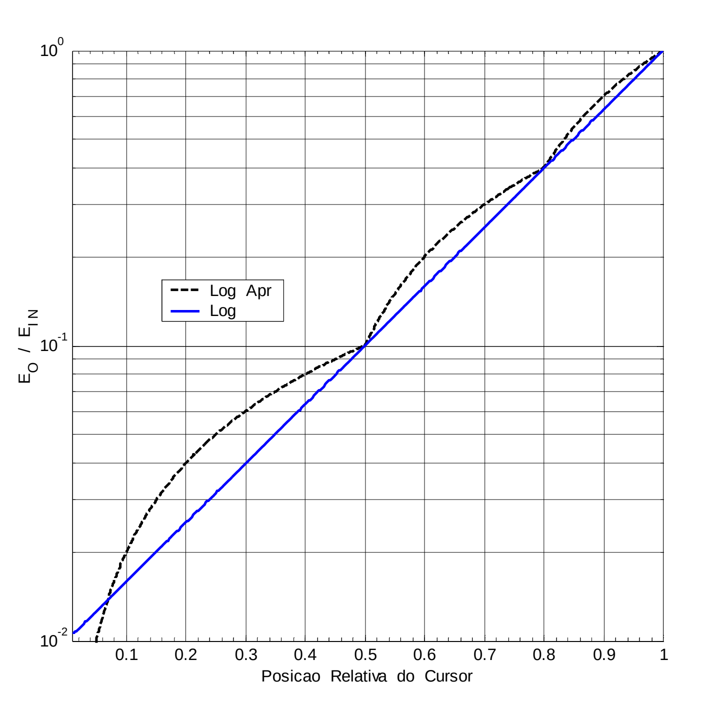



**Fig. 83 – Curva log, aproximada por segmentos de reta.**

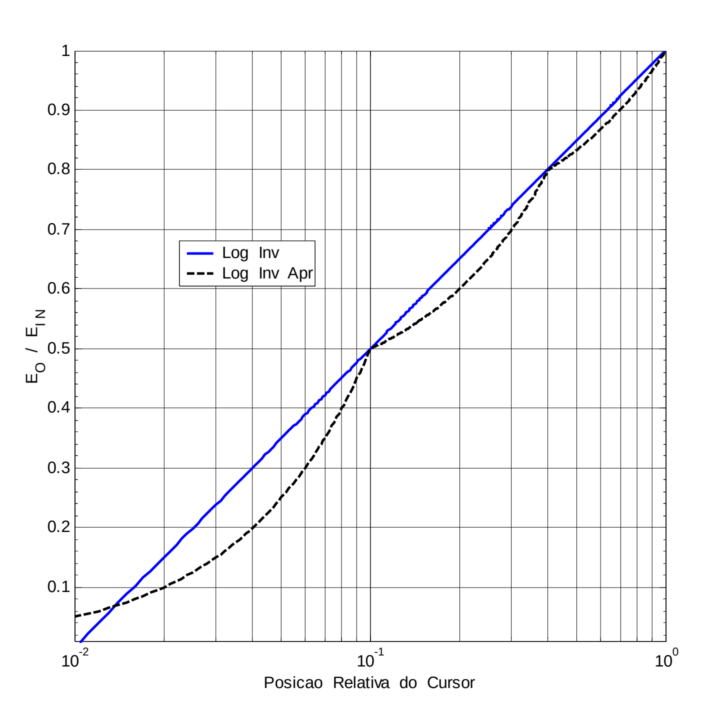



**Fig. 84 – Curva log inv, aproximada por segmentos de reta.**

Nas Figs. 83 e 84 vemos, respectivamente, as curvas log e log invertido, exatas e suas aproximações.

Na Tabela 6 temos as equações dos segmentos de reta que geraram as curvas aproximadas.

| Log Aproximado | | Anti Log Aproximado | |
|---|---|---|---|
| $R_{P2}/R_P = 0,2\cdot\alpha$ | $0 \le \alpha \le 0,5$ | $R_{P2}/R_P = 5\cdot\alpha$ | $0 \le \alpha \le 0,1$ |
| $R_{P2}/R_P = \alpha - 0,4$ | $0,5 \le \alpha \le 0,8$ | $R_{P2}/R_P = \alpha + 0,4$ | $0,1 \le \alpha \le 0,4$ |
| $R_{P2}/R_P = 3\cdot\alpha - 2$ | $0,8 \le \alpha \le 1$ | $R_{P2}/R_P = \alpha/3 - 2/3$ | $0,4 \le \alpha \le 1$ |

**Tab. 6 – Curvas aproximadas na Fig. 70 .**

Como a aproximação de curvas log e log invertido, por segmentos de reta, só pode ser usado pelos fabricantes de potenciômetros, foi muito conveniente a aproximação dessas curvas a partir de potenciômetros lineares e um resistor adequado colocado do cursor para um dos extremos.
Convém alertar que este método é aplicável aos potenciômetros digitais, uma vez que estes são normalmente oferecidos apenas com resposta linear. No caso de potenciômetros digitais deve-se levar em conta os valores geralmente altos da resistência mínima, uma vez que depende da condução de um transistor CMOS. Este fato pode impor limitações à atenuação máxima a ser conseguida.

Os potenciômetros em circuitos de áudio não devem ser percorridos por corrente continua, pois isso pode gerar ruído, principalmente em potenciômetros de carbono.
Para evitar esse inconveniente deve-se associar um capacitor em série com a entrada do potenciômetro.
Devem-se evitar eletrolíticos sempre que possível, substituídos por capacitores de película plástica, como poliéster ou polipropileno. Se isso for impossível por razões como custo ou capacitâncias elevadas, os eletrolíticos bipolares são a ultima opção.
Eletrolíticos convencionais não devem ser usados em circuitos de áudio !

Para reduzir o valor do capacitor devemos calcular a maior freqüência de corte admitida pelo circuito.
Essa freqüência é dada pelas equações na Tabela 7.

| $\frac{1}{2\cdot\pi\cdot F_C\cdot Z_{IN}}$ | $\frac{1000000}{2\cdot\pi\cdot F_C\cdot Z_{IN}}$ | $\frac{1000}{2\cdot\pi\cdot F_C\cdot Z_{IN}}$ | $\frac{1}{2\cdot\pi\cdot F_C\cdot Z_{IN}}$ |
|---|---|---|---|
| F ; Ω ; Hz | µF ; Ω ; Hz | µF ; KΩ ; Hz | µF ; KΩ ; kHz |

**Tab. 7 – Cálculo de C, em função da freqüência de corte e da impedância $Z_{IN}$ .**

Para o circuito da Fig. 41, a impedância de entrada é o próprio valor do potenciômetro, uma vez que a impedância para dentro da entrada não inversora do amplificador operacional pode ser considerada infinita, na prática.

No caso das respostas log e log invertida, obtidas a partir de potenciômetros lineares deve-se utilizar o menor valor de $Z_{IN}$ provocado pela posição do cursor (valor de $\alpha$), para o cálculo do capacitor no sentido de evitar freqüências de corte muito elevadas.

## Medidas

Para avaliar as características apresentadas por alguns potenciômetros disponíveis no mercado, fizemos medições em dois grupos de amostras: os potenciômetros P1, P2 e P3 (Fig. 85), da afamada marca ALPS (estavam no estoque da STUDIO R há mais de 15 anos) e os comprados recentemente no comércio (Fig. 86): modelo P4, da tradicional marca brasileira CONSTANTA e os demais, de procedência ignorada, com custo muito inferior ao nacional.

| Marca | | **ALPS** | | **Constanta** | **?** | **?** | **?** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Modelo | P1<br>10 KC | P2<br>10 KA | P3<br>100 KC X2 | P4<br>10 KA | P5<br>10 KB | P6<br>100 KA | P7<br>100 KB |
| Curva | Log | Anti Log | Log | Lin | Lin | Anti Log | Lin |
| θ° | Rp Ω | Rp Ω | Rp Ω | Rp Ω | Rp Ω | Rp Ω | Rp Ω |
| 0 | 0.4 | 0.4 | 0.4 | 0.1 | 2.3 | 1.5 | 2.2 |
| 10 | 0.5 | 0.5 | 3 | 15 | 2.8 | 1.7 | 16 |
| 20 | 9 | 146 | 92 | 31 | 107 | 28 | 2600 |
| 30 | 20.2 | 700 | 328 | 413 | 430 | 7800 | 6800 |
| 40 | 35.8 | 1667 | 607 | 790 | 748 | 14200 | 11300 |
| 50 | 76 | 2720 | 941 | 1180 | 1090 | 20800 | 15700 |
| 60 | 155 | 3742 | 1300 | 1550 | 1390 | 26500 | 20000 |
| 70 | 220 | 4686 | 1830 | 1960 | 1730 | 32700 | 24000 |
| 80 | 299 | 5662 | 2800 | 2350 | 2070 | 38300 | 28200 |
| 90 | 363 | 6620 | 4660 | 2670 | 2420 | 44600 | 32400 |
| 100 | 463 | 7230 | 6680 | 3010 | 2790 | 50600 | 36300 |
| 110 | 570 | 7650 | 8310 | 3400 | 3180 | 57500 | 39900 |
| 120 | 750 | 7920 | 10130 | 3850 | 3590 | 64300 | 43700 |
| 130 | 1020 | 8170 | 12350 | 4150 | 3980 | 71400 | 47400 |
| 140 | 1280 | 8380 | 14350 | 4520 | 4340 | 77000 | 51300 |
| 150 | 1560 | 8590 | 16480 | 4930 | 4760 | 78300 | 55100 |
| 160 | 1840 | 8790 | 18740 | 5300 | 5120 | 79600 | 59100 |
| 170 | 2110 | 8990 | 20870 | 5660 | 5490 | 80900 | 63200 |
| 180 | 2420 | 9210 | 23970 | 6010 | 5830 | 82100 | 67400 |
| 190 | 2810 | 9390 | 27590 | 6380 | 6190 | 83300 | 71100 |
| 200 | 3300 | 9520 | 32440 | 6780 | 6510 | 84500 | 74700 |
| 210 | 3890 | 9620 | 39340 | 7150 | 6830 | 85700 | 78400 |
| 220 | 4890 | 9700 | 48850 | 7550 | 7170 | 86900 | 82100 |
| 230 | 5840 | 9760 | 57580 | 7950 | 7460 | 88100 | 85700 |
| 240 | 6830 | 9840 | 66500 | 8300 | 7780 | 89400 | 89600 |
| 250 | 7780 | 9890 | 75300 | 8720 | 8110 | 90700 | 93900 |
| 260 | 8690 | 9890 | 84100 | 9160 | 8440 | 91900 | 98400 |
| 270 | 9650 | 9900 | 91900 | 9580 | 8780 | 93100 | 102900 |
| 280 | 10120 | 9910 | 94900 | 9980 | 8910 | 93700 | 107500 |
| 290 | 10180 | 9920 | 95000 | 10040 | 8900 | 93700 | 108300 |
| 300 | 10180 | 9920 | 95000 | 10040 | 8900 | 93700 | 108300 |

**Tabela 8 – Valores das resistências medidas em intervalos de 10 graus, utilizando o dispositivo da Fig. 87.**

**Fig. 85 – Potenciômetros P1, P2 e P3 (da esquerda para a direita), da marca ALPS,fornecidos pela STUDIO R.**

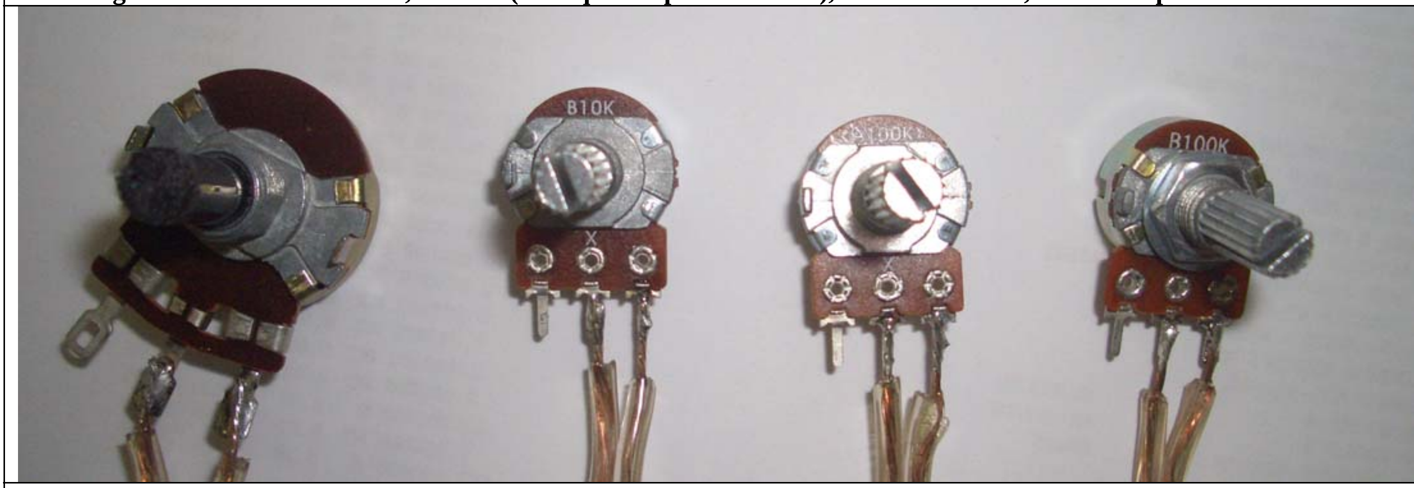



**Fig. 86 – Modelos adquiridos no comércio: P4, da CONSTANTA e P5, P6 e P7 de procedência ignorada.**

**Fig. 87 - Dispositivo de medição da resistência do potenciômetro, em função do ângulo do cursor, construído a partir de tampa de tubo de CD e transferidor. Notar o ponto de referência, na borda externa (aos 30 graus).**

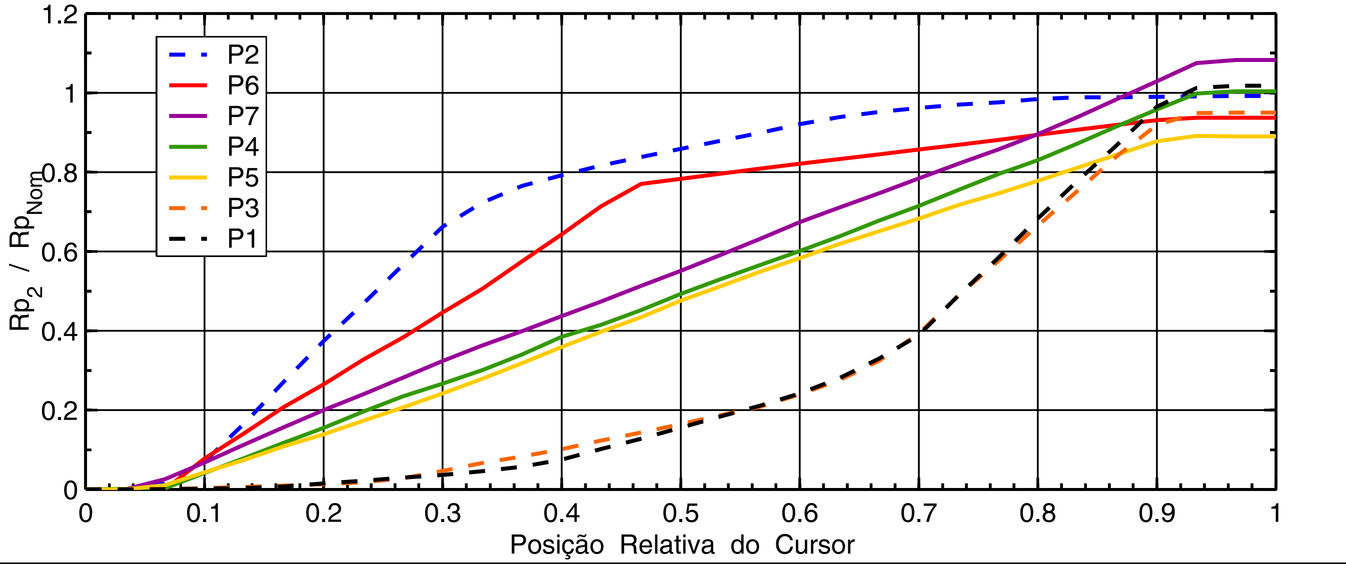


**Fig. 88 – Curvas normalizadas das resistências dos potenciômetros em função da posição relativa do cursor.**

O dispositivo improvisado para a medição do valor da resistência de cada potenciômetro, feita de 10 em 10 graus pode ser visto na Fig. 88 (curvas ALPS em tracejado) e os resultados estão disponíveis na Tabela 8 e nos gráficos da Fig. 88, onde os valores angulares foram normalizados em relação a 300 graus e as resistências em função da resistência nominal de cada modelo.

Observamos que:

1 – Não por acaso os modelos de maior precisão foram os ALPS P1 e P2 e o CONSTANTA P4, uma vez que seus valores de fim de curso estão muito próximos dos valores nominais.

2 – Os modelos P2 (ALPS antigo) e P6 (importado recente), marcados como A apresentaram curva anti log.

3 – O modelo P4, da CONSTANTA, marcado como A apresentou curva linear.

4 – Os modelos P5 e P7, importados recentes, marcados como B apresentaram curva linear.

5 – Os modelos P1 e P3 (ALPS antigos), marcados como C apresentaram curvas logarítmicas.

6 – Na Tabela 9, reproduzida da referencia [1] , vemos a existência de uma nomenclatura "Antiga" e outra "Nova". Assim, os modelos importados que medimos, e apresentaram curva anti log, e foram classificados como A pelos fabricantes estão de acordo com o padrão "Antigo", bem como o modelo linear da Constanta.

| **Curva** | **Antiga** | **Nova** |
|---|---|---|
| Linear | A | B |
| Log | C | A |
| Anti log | F | - |

**Tabela 9 – Nomenclatura.**

7 – Na Fig. 80 vemos que o fabricante VISHAY, em um documento "antigo", mas revisado em 17-09-2008 (ver apêndice) usou a seguinte classificação: A – Lin ; L – Log ; F – Anti log, que excetuando o caso log, coincidiu com a nomenclatura "Antiga" da Tabela 9.

8 – Assim concluímos que essa nomenclatura pode levar a resultados errôneos.

9 – O modelo P6 apresentou curva log invertida do tipo **aproximada por segmentos de reta**, enquanto que o modelo P2 (ALPS) apresentou uma curva de contorno muito mais suave, sugerindo uma construção superior.

**Agradecimentos:**

O Autor agradece à:

**Kras Audio Solutions, Ltda**. pelos recursos colocados à sua disposição, eximindo-a de quaisquer responsabilidades quanto às informações aqui veiculadas, da inteira responsabilidade do Autor.

**Ruy L. B. Monteiro**, da Studio R, dileto amigo, por suas inúmeras criticas e sugestões ao manuscrito alem de amáveis palavras de incentivo e fornecimento de amostras de potenciômetros ALPS, para teste.

**Renan Arthur de Carvalho Lopes**, Projetista da Bomber Speakers, aluno do 7° semestre do curso Engenharia de Produção da UNISINOS – RS, pelos desenhos das figuras 3, 4 e 6.

**Guilherme Campos Neukamp,** Eng**,** Coordenador de Projetos da Kras Audio, que simulou os circuitos analisados, elaborou os desenhos das figuras 27, 28, 41, 65, 67, 68 e 70 a 79, tendo efetuado as medições dos potenciômetros, construído o dispositivo de teste para esse fim e feito detalhada revisão final *.
*Diante do imediatamente acima declarado e no sentido de evitar conclusões apressadas e possivelmente aleivosas, por parte de algum leitor desavisado, o Autor apressa-se a declarar que também trabalhou na elaboração do presente artigo !

## Bibliografia

1 - Beginners' Guide To Potentiometers
Rod Elliot, Jan 2002
Disponível em http://sound.westhost.com/pots.htm

2 - Better Volume (and Balance) Controls
Rod Elliott - and / Bernd Ludwig
Disponível em http://sound.westhost.com/project01.htm

3 - Notes on Audio Attenuators
Warren Young, 2004, 2009
Disponível em http://tangentsoft.net/audio/atten.htm

4 - Balance Controls
Max Robeinson
Disponível em http://www.angelfire.com/electronic/funwithtubes/Amp-Bal.html

5 - Tone Controls.
Max Robeinson
Disponível em http://www.angelfire.com/electronic/funwithtubes/Amp-Tone.html

6 - Potentiometers – Technical definitions
Disponível em http://www.novotechnik.de/index.php?id=69&L=1#

7 - The Secret Life of Pots
R.G. Keen, 1999
Disponível em http://www.geofex.com/article_folders/potsecrets/potscret.htm

8 - Active Cancellation of a Pot's Wiper Resistance
W. Stephen Woodward , June 14, 1999
Disponível em http://electronicdesign.com/content.aspx?topic=active-cancellation-of-a-pot-s-wiper-resistance620&catpath=components

9 - Measurement and Test Methods
Disponível em http://www.alps.com/

10 - Balance Controls
Dr. Lloyd Peppard
Disponível em www.mapletreeaudio.com

11 - Trimming Potentiometer Application Note
Anna Melissa Tiangco
Disponível em www.bourns.com

12 - Potentiometer Knobs
Disponível em http://www.vishay.com/

13 - Potentiometers and Trimmers
Disponível em http://www.vishay.com/ e reproduzido a seguir.

14 - Synthesize variable resistors with hyperbolic taper
Edited byMartin Rowe and Fran Granville
Disponível em http://www.edn.com/article/CA6625457.html?spacedesc=designideas&industryid=44217

15 – Hiperbola
Disponível em http://en.wikipedia.org/wiki/Hyperbola

# Potentiometers and Trimmers

These application notes are valid unless otherwise specified in the datasheets.

## 1. GENERAL DEFINITIONS

**1.1 - Potentiometer**
A potentiometer is a mechanically actuated variable resistor with three terminals. Two of the terminals are linked to the ends of the resistive element and the third is connected to a mobile contact moving over the resistive track. The output voltage becomes a function of the position of this contact. Potentiometer is advised to be used as a voltage divider.

**1.2 - Trimming potentiometer (trimmer)**
A potentiometer designed for relatively infrequent adjustments

**1.3 - Multi-ganged potentiometer**
A potentiometer with two or more sections, each electrically independent, operated by a common spindle.

**1.4 - Multi-turn potentiometer**
A potentiometer with a shaft rotation of more than 360° from one end of the resistive element to the other. Multi-turn types are usually trimming or precision potentiometers.

**1.5 - Sealed potentiometers**
Two levels of sealing are usually recognized. The less severe one provides protection only against dust and cleaning processes (solvent splashes and vapors). For definition of sealing, see table "Protection Levels" at the end of these Application Notes. Hermetic sealing is more rigorous and protects the product against environmental pressure. (Not applicable for trimmers and potentiometers)

**1.6 - Panel seal**
This is used to seal the cut-out hole through which the potentiometer is mounted.

**1.7 - Spindle seal**
One or more O-rings are used to seal the spindle/case joint.

## 2. MECHANICAL DEFINITIONS

**2.1 - Mechanical travel**
The full extent of travel between the end stops of the spindle (Fig. 1). In potentiometers fitted with a slipping clutch, the position of the end stops is defined as those points where the clutch starts to slip at each end of the travel of the moving contact.

**2.2 - Actual electrical travel**
The angle of rotation of the spindle throughout which the resistance changes in the manner prescribed by the specified resistance law. (Fig. 1)

**2.3 - End stop torque**
The maximum torque that may be applied to the spindle when set against either end stop without causing any damage.

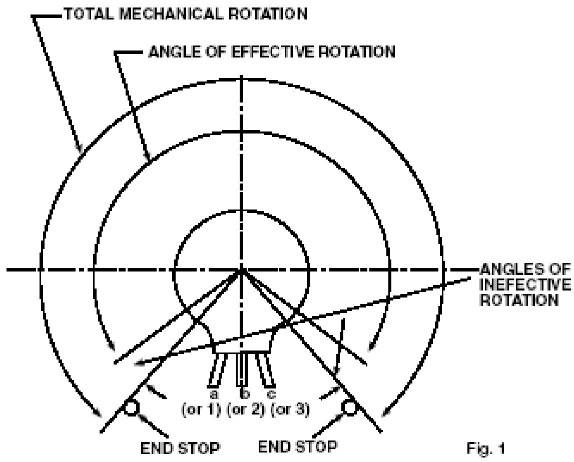


Fig. 1

**2.4 - Operating torque**
The necessary torque to move the contact in either direction from a random position away from end stops.

**2.5 - Locking torque**
The torque that may be applied to the shaft of a potentiometer fitted with a locking device without causing shaft rotation.

**2.6 - Rotational life**
The minimum number of cycles of operations obtainable under specified operating conditions while performance parameters (e.g., resistance rotational noise, torque, etc.) remain within specifications. A cycle is defined as the travel of the moving contact from end to end of the resistance element, and back.

**2.7 - Direction of rotation**
Rotation is defined as clockwise or counter-clockwise when viewing the surface of the potentiometer which includes the means of actuation.

**2.8 - Adjustment shaft**
The mechanical input member of a potentiometer which, when rotated, causes the wiper to travel the resistance element resulting in a change in output voltage or resistance.

2.8.2 - Single-turn Adjustment
Requires 360° or less mechanical input to cause the wiper to travel the total resistance element.

2.8.2 - Multi-turn Adjustment
Requires more than 360° mechanical input to cause the wiper to travel the total resistance element.

**2.9 - Terminal**

An external contact that provides electrical connection to the resistance element and wiper.

2.9.1 - Printed Circuit Terminal
Rigid non-insulated electrical conductor suitable for printed circuit board

2.9.2 - Solder Lug Terminal
Rigid non-insulated electrical conductor suitable for external lead attachment

2.9.3 - Leadwire Type
Flexible insulated conductor

**2.10 - Stop clutch**

A device that allows the wiper to idle at the ends of the resistance element while the adjustment shaft continues to be actuated in the same direction. We recommend to not exceed 10 screw turns at clutch position to not damage internal mechanism.

**2.11 - Stop**

A positive limit to mechanical and electrical adjustment.

## 3. INPUT AND OUTPUT TERMS

**3.1 Input terms**

3.1.1 - Total Applied Voltage
(E) The total voltage applied between the designated input terminals.

**Note:** When plus (+) and minus (-) voltages are applied to the potentiometer, the total applied voltage (commonly called peak-to-peak applied voltage) is equal to the sum of the two voltages. Each individual voltage is referred to as zero-to-peak applied voltage.

**3.2 - Output terms**

3.2.1 - Output Voltage
(e) The voltage between the wiper terminal and the designated reference points. Unless otherwise specified, the designated reference point is the counter-clockwise (CCW) terminal.

3.2.2 - Output Voltage Adjustment Ratio
(e/E) The ratio of the output voltage to the designated input reference voltage. Unless otherwise specified the reference voltage is the total applied voltage.

3.2.3 - Output Resistance
The resistance measured between the wiper terminal and the designated reference point. Unless otherwise specified, the designated reference point is the CCW terminal.

**3.3 - Load terms**

3.3.1 - Load Resistance
(RL) The external resistance as seen by the output voltage (connected between the wiper terminal and the designated reference point).

**Notes:** No load means an infinite load resistance.
In case of unspecified conditions of use or test, this load resistance shall be at least 100 times higher than the total potentiometer nominal resistance value.

## 4. ELECTRICAL DEFINITIONS

**4.1 - Power rating**

The maximum power that can be dissipated across the total resistance element, i.e., between terminals a (or 1) and c (or 3), at the specified ambient temperature. In practice this dissipation is modified by the following conditions:

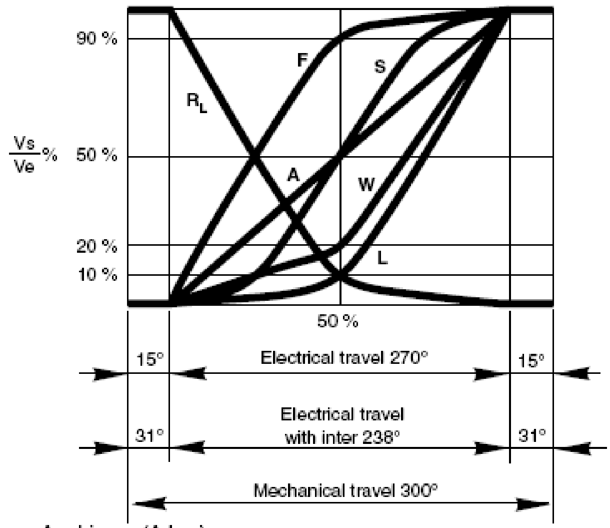
4.1.1 - For ambient temperatures higher than that specified, reference should be made to the derating curve.

4.1.2 - For high values of resistance, the limiting element voltage may prevent the maximum power rating from being obtained.

4.1.3 - For situations when the power is dissipated in only part of the resistance element, the maximum current capacity of the element will prohibit maximum total power dissipation.

**4.2 - Resistance law**

The relationship between the mechanical position of the moving contact and the resistance value across terminals a and b. (This may also be expressed as the relationship between the position of the moving contact and the ratio Vab/Vac). Typical available laws are indicated in Figure 2.




A Linear (A law)
L Clockwise logarithmic 10 % (L law) (audio taper)
F Inverse, clockwise, logarithmic (F law)
$R_L$ Counter-clockwise, logarithmic (RL law)
W Clockwise logarithmic 20 % (W law)

**4.3 - Conformity**

This is a measure of the maximum deviation of the actual to the correspondant theoretical voltage expressed as percent of the total applied voltage.

**4.4 - Independent linearity (best straight line)**

Specific type of conformity when the maximum vertical deviation, expressed as a percentage of the total applied voltage, of the actual law from a straight reference line with its slope and position is chosen to minimize deviations over the effective electrical travel or any specified portion thereof.

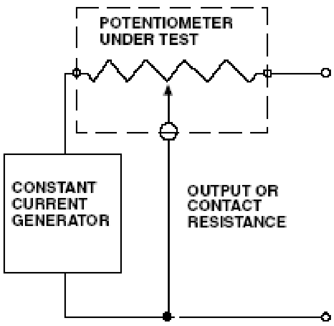
**4.5 - Total resistance**
The resistance value of the resistive element measured between connections a and c or 1 and 3 in conditions defined by CECC 41000:
Temperature: + 20 °C ± 1 °C
Relative humidity: 65 % ± 2 %

This value has to be included between limits of resistance nominal value according to tolerance.
4.5.1 - Minimum Effective Resistance
The resistance value at each end of the effective rotation between termination b (or 2) and the nearest end termination, a or c (1 or 3).

**4.6 - Effective resistance**
The portion of the total resistance over which the resistance changes in accordance with the declared resistance law. It is the total resistance minus the sum of the two minimum effective resistance values.

**4.7 - End resistance**
The resistance measured between termination a or c and termination b when the moving contact is positioned at the corresponding end of mechanical travel.

**4.8 - Contact resistance**
The resistance appearing between the contact and the resistive element when the shaft is rotated or translated. The wiper of the potentiometer is excited by a specific current and moved at a specified speed over a specified portion of the actual electrical travel.




**4.9 - Continuity**
Continuity is the maintenance of continuous electrical contact between the wiper and the resistive element over the total mechanical travel in both directions.

**4.10 - Setting stability**
For a fixed setting of the adjustment shaft, the amount of change in the output voltage due to the effects of an environmental condition, (expressed as a percentage of the total applied voltage).

**4.11 - Setting ability**
A measure of the ability for the user to adjust the wiper to any particular voltage ratio or resistance output.

**4.12 - Resolution**
This term is used in the description of wirewound potentiometers and is a measure of the sensitivity to which the output ratio of the potentiometer may be set. The theoretical resolution is the reciprocal of the number of turns of the resistance winding in the actual electrical travel multiplied by 100 i.e., (expressed as a percentage).

**4.13 - Limiting element voltage**
The maximum voltage that may be applied across the element of a potentiometer, provided that the power rating is not exceeded.

**4.14 - Insulation voltage**
The maximum voltage which may be applied under continuous operating conditions between any potentiometer termination and other external conductive parts connected together. The insulation voltage is not less than 1.4 times the limiting element voltage.

**4.15 - Dielectric strength (voltage proof)**
The maximum voltage which may be applied under 1 ATM pressure for 60 s between any potentiometer termination and any external conductive part without breakdown occuring. Dielectric strength is not less than 1.4 times the insulation voltage.

**4.16 - Insulation resistance**
The resistance measured between the terminals and other external conductive parts (e.g., shaft, housing, or mounting), when a specified D.C. voltage is applied.

**4.17 - Temperature coefficient of resistance (TCR)**
The unit change in resistance per °C change from a reference temperature, expressed in parts per million per °C as follows:

$$TC = \frac{R_2 - R_1}{(T_2 - T_1)R_1} \times 10^6$$

Where :
$R_1$ = Resistance in ohms, at reference temperature
$R_2$ = Resistance in ohms, at test temperature
$T_1$ = Reference temperature in °C
$T_2$ = Test temperature in °C

**4.18 - Hysteresis**
Average of the voltage deviation between clockwise and counter clockwise for specified travel increments over the theoretical electrical travel, expressed as a percentage of the total applied voltage.

## 5. ENVIRONMENTAL DEFINITIONS

**5.1 - Climatic category**
The climatic category is defined in terms of the temperature extremes (hot and cold) and number of days exposure to dampness, heat, and steady-state conditions that the component is designed to withstand.
The category is indicated by a series of three sets of digits, separated by oblique strokes, as follows:

- First set: Two digits denoting the minimum ambient temperature of operation (cold test).
- Second set: Three digits denoting the upper category temperature (at that temperature the allowed dissipation is at least 25 %).
  The maximum allowable temperature with zero dissipation is higher than the upper category temperature.
- Third set: Two digits denoting the number of days used for the “dampness, heat, and steady-state” test.
  Example: P13: 55/100/56
  Cold: - 55 °C
  Upper category temperature: + 100 °C
  (maximum allowable temperature: + 125 °C)
  Damp heat: 56 days.

**5.2 - Classify materials**

Plastic materials used are UL94 class VO and/or our products are compliant with the flammability test of STD UL746C § 17 and 52.

## 6. STORAGE RECOMMENDATIONS

Careful attention must be paid when the components are stored. Because high and very low environmental temperature, high humidity, corrosive gases, etc. might affect the solderability of the terminals and the function of the package. Listed below are notes to be observed:

- The recommended storage conditions are in between + 10 °C and 25 °C (room temperature) at a relative humidity in between 35 % and 75 %.
- Do not store them within the vicinity of any corrosive gases such as hydrogen sulphide, sulphurous acid, chlorine or ammonium. The oxidation of the metals caused by such toxic gases may affect solderability as well as the electrical and mechanical performance of these products.
- Exposure to the direct sunlight and dust must be avoided
- Handle carefully to avoid deformation of terminals
- Keep parts in the original packages until just before use, and unpack only the quantity needed. Always seal any opened packages to protet them from oxidation and contaminants.
- Moisture Sensitive Level (MSL) for applicable SMD components, following storage conditions should be applied.

| MSL LEVEL | FLOOR LIFE | |
|---|---|---|
| | TIME | CONDITIONS |
| 1 | Unlimited | ≤ 30 °C/85 % RH |
| 2 | 1 year | ≤ 30 °C/60 % RH |
| 2A | 4 weeks | ≤ 30 °C/60 % RH |
| 3 | 168 hours | ≤ 30 °C/60 % RH |
| 4 | 72 hours | ≤ 30 °C/60 % RH |
| 5 | 48 hours | ≤ 30 °C/60 % RH |
| 5A | 24 hours | ≤ 30 °C/60 % RH |
| 6 | Time on label (TOL) | ≤ 30 °C/60 % RH |

If any special storage conditions are applied (outside those recommendations), it is the user's responsibility.

## 7. SMD AND THROUGH HOLE COMPONENTS, SOLDER AND CLEANING RECOMMENDATIONS

VISHAY Trimmers sealed surface mount components are designed to withstand the processes related to Infrared, Hot Air, Vapour Phase Reflow and Dual Wave soldering. They are sealed against flux by means of an O-ring seal or press fit and can withstand exposure to all commonly used defluxing solvents. It is important to note before pre-heating and soldering trimmers, make sure the position of the wiper is not in contact with the end terminals (beginning or end of the wiper mechanical travel) to avoid malfunction of trimmers.

**7.1 - Adhesive application (for SMD only)**

When an assembly has to be wave soldered, an adhesive is essential to bond the SMDs to the substrate. Under normal conditions reflow, soldered substrates do not need adhesive to maintain trimmer orientation, since the solder paste does it. The amount of adhesive, the curing time and temperature to use should be in accordance with adhesive manufacturer's recommendations. Otherwise, the adhesive polymerization time & temperature have to also respect trimmers soldering recommendations. (§3)

Caution: The height and the volume of adhesive dots applied are critical for two reasons: the dot must be high enough to reach the SMD, and there must not be any excess adhesive, since this can pollute the solder land and prevent the formation of a good soldered joint.

**7.2 - Flux and solder recommendations**

SMD & Through hole components can be used with R & RA (Rosin & Rosin Activated) type flux to OA (Organic Acid). It is always advisable not to use a flux of an activity level greater than that necessary to achieve optimum yields for solder wetting. Fluxes of RA and OA activity levels are corrosive and therefore must be removed. It is advisable that all types of fluxes be removed by cleaning due to the possibility of corrosion.

Caution: Avoid highly activated fluxes. Consult factory before using OA.

Suggested Solder composition is:

- Tin Lead solder: Sn63/Pb37
- Lead (Pb)-free solder: Sn96.5/Ag3/Cu0.5

Typical solder paste print thickness would be 0.8 to 1 mm thick

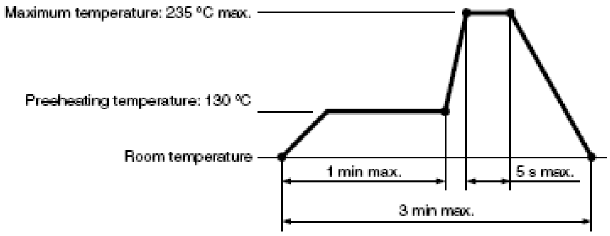
**7.3 - Soldering recommendations**

Normal preheating is required to activate flux and minimize thermal shock to components. The maximum recommended temperature for flow and reflow soldering profiles are specified below. It is important to note temperature of those profiles corresponds to parts temperature (and not PCB temperature). The use of leaded solder process or lead (Pb)-free solder process is specified under each series of SMD or through hole products.

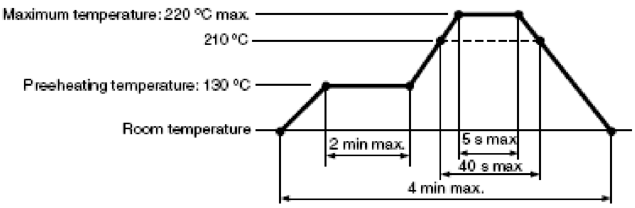
General Caution: User must always test and verify pre-heating and soldering processes as well as other production line assembly before final production.

**Leaded solder process**

Wave soldering (1 time max.)

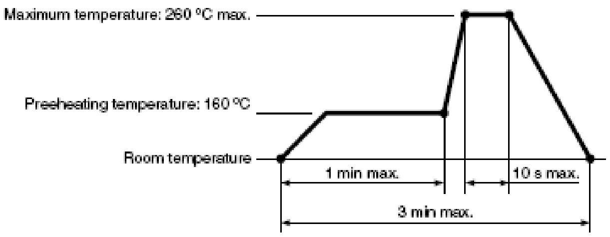



Infrared or Hot Air reflow soldering (2 times max.) (for SMD only)

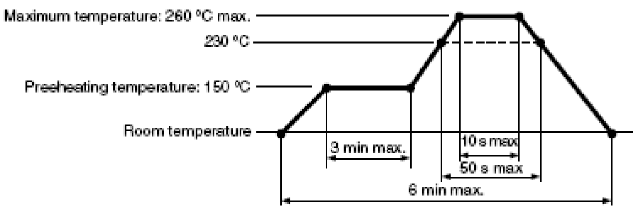



**Lead (Pb)-free solder process**

Wave soldering (1 time max.)




Infrared or Hot Air reflow soldering (2 times max.) (for SMD only)




**Vapor phase reflow:** Vapour with 215 °C condensation temperature for a period not more than 2 minutes

**Soldering iron caution:** Use the appropriate soldering iron size, shape and heat capacity for soldering SMD trimmers. Do not exceed the maximum time and temperature parameters specified: 3 s at 350 °C. Never touch the body of the trimmer or potentiometer with the soldering iron.

**Infrared soldering caution:** If the infrared radiation is the heat source, the temperature increase of the SMD trimmers should be carefully checked because the radiation absorption rate depends on the color and the structure of the material of trimmers.

**7.4 - Washing recommendations (refer to protection level of the component)**

Cooling down time after soldering and before exposure to defluxing solvents is required. The component body temperature when exposed to cleaning should not exceed 60 °C. Cleaning spray rinse is recommended with pressures of not greater than 60 psi (5.5 kg-cm$^2$) for a period not to exceed 15 - 20 seconds.

Appropriate defluxing solvent/Aqueous:

- Aqueous detergent solutions
- Terpene based semiaqueous
- Ester/Ether based solvents
- Methanol
- HAS - HCFC

Caution:
- Avoid using cleaning solvents such as Trichloroethane or Freon which endanger the environment
- Ultrasonic may cause component damage or failure

**7.5 - Reworking recommendations**

- General: Excessive and/or repeated high temperature heat exposure may affect component performance and reliability
- Recommended: Hot air reflow technique is the safest method for SMD component
- Caution: Avoid use of a soldering iron or wave soldering as a rework technique

**7.6 - Adjustment recommendations**

Adjustment of components should be done only after part has reached ambient temperature and cleaning solvent has evaporated (10 minutes).

| DEGREES OF PROTECTION PROVIDED BY ENCLOSURES - IP CODES DEFINITIONS | | |
|---|---|---|
| FIRST CHARACTERISTIC NUMERAL | DEGREE OF PROTECTION | |
| | BRIEF DESCRIPTION | DEFINITION |
| 0 | Non-protected | - |
| 1 | Protected against solid foreign object of 50 mm diameter and greater | The object probe, sphere 50 mm diameter shall not fully penetrate [(1)] |
| 2 | Protected against solid foreign object of 12.5 mm diameter and greater | The object probe, sphere 12.5 mm diameter shall not fully penetrate [(1)] |
| 3 | Protected against solid foreign object of 2.5 mm diameter and greater | The object probe, sphere 2.5 mm diameter shall not fully penetrate [(1)] |
| 4 | Protected against solid foreign object of 1 mm diameter and greater | The object probe, sphere 1 mm diameter shall not fully penetrate [(1)] |
| 5 | Dust-protected | Ingress of dust is totally prevented but dust shall not penetrate in a quantity to interfere with satisfactiory operation of the apparatus or to impair safety |
| 6 | Dust-tight | No ingress of dust |
| SECOND CHARACTERISTIC NUMERAL | DEGREE OF PROTECTION | |
| | BRIEF DESCRIPTION | DEFINITION |
| 0 | Non-protected | - |
| 1 | Protected against vertically falling water drops | Vertically falling water drops shall have no harmful effect |
| 2 | Protected against vertically falling water drops when enclosure tilted up to 15° | Vertically falling water drops shall have no harmful effect drops when the enclosure is tilted at any angle up to 15° on either of the vertical |
| 3 | Protected against spraying water | Water sprayed at an angle up to 60° on either side of the vertical shall have no harmful effect |
| 4 | Protected against splashing water | Water splashed against the enclosure from any direction shall have no harmful effect |
| 5 | Protected against water jets | Water projected in jets against the enclosure from any direction shall have no harmful effect |
| 6 | Protected against powerful water jets | Water projected in powerful jets against the enclosure from any direction shall have no harmful effect |
| 7 | Protected against the effects of temporary immersion in water | Ingress of water in quantities causing harmful effects shall not be possible when the enclosure is temporarily immersed in water under stabilized conditions of pressure and time |
| 8 | Protected against the effects of continuous immersion in water | Ingress of water in quantities causing harmful effects shall not be possible when the enclosure is continuously immersed in water under conditions which shall be agreed between manufacturer and user but which are more severe than for numeral 7 |

**Note:**

[(1)] The full diameter of the object probe shall not pass through an opening enclosure.