

1.7) Osciladores

Formas de ondas senoidais e triangulares são úteis em vários tipos de pedais de efeito analógicos, como Phaser, Chorus, Flanger, Vibrato, Tremolo, Wah-wah, etc. Para pedais de efeito em particular, interessam somente os osciladores cuja variação da frequência é obtida com a variação de um único resistor.

Existem diversas sugestões de osciladores em livros. Aqui é visto um tipo de oscilador não linear formado pelo laço de um integrador e um biestável. Neste caso, uma onda quadrada e uma onda triangular são geradas simultaneamente.

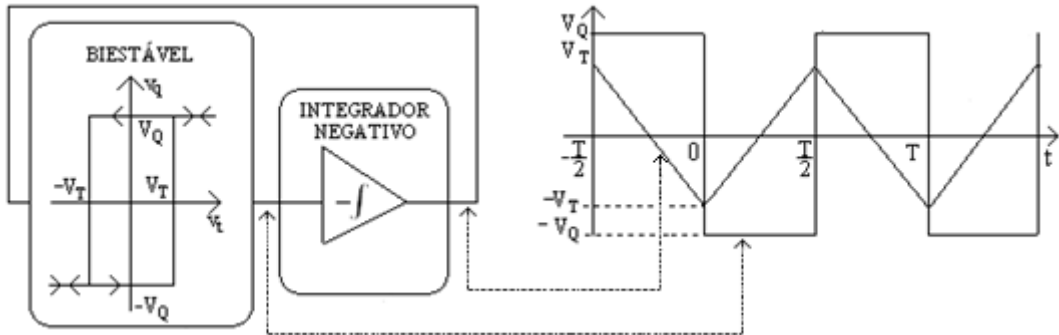


Fig. 74 - Oscilador de onda quadrada e triangular.

Um circuito simples que implementa o diagrama de blocos da Fig. 74 é apresentado na Fig. 75 (a).

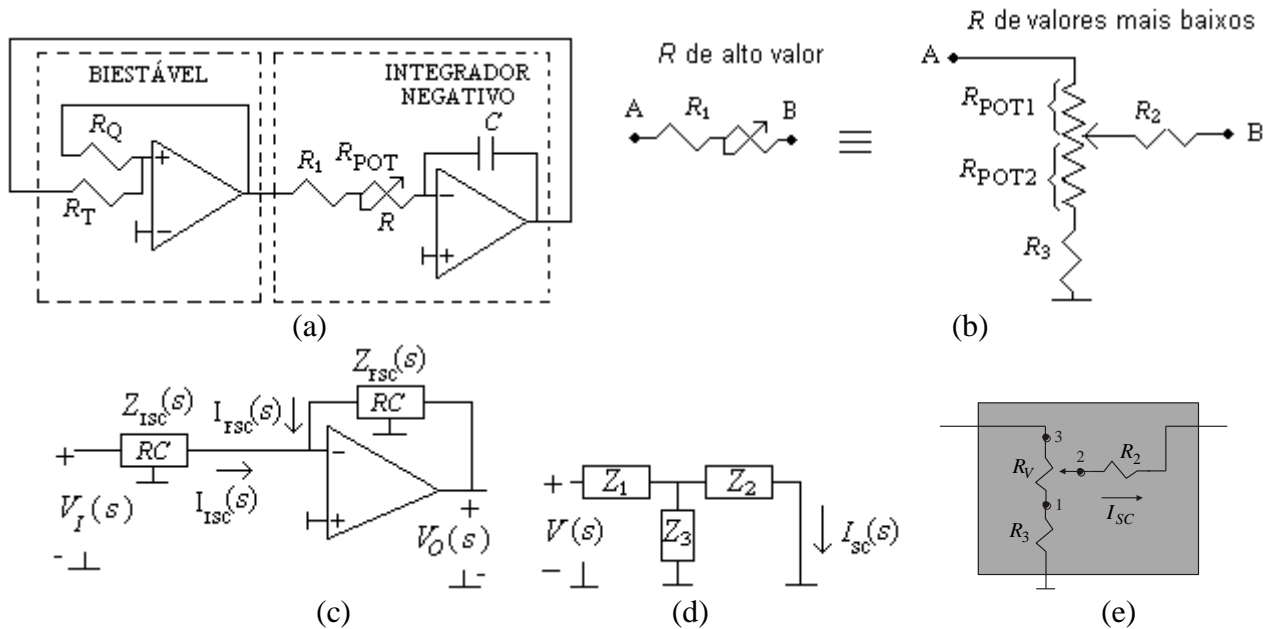


Fig. 75 – (a) Simples implementação do gerador de onda quadrada e triangular; (b) Recurso para trabalhar com menores valores de componentes em um LFO; (c) Rede Ativa-RC com impedâncias de três terminais; (d) Rede para cálculo de $Z_{sc}(s) = V(s) / I_{sc}(s)$ em função de Z_1 , Z_2 e Z_3 ; (e) Obtenção de $R_{sc_{max}}$ e $R_{sc_{min}}$.

Vamos supor que a tensão na saída do biestável seja $-V_Q$. Então na saída do integrador negativo a tensão é:

$$v_T(t) = -\sigma_0 \int -V_Q dt = \sigma_0 V_Q t - v_T(0) = \sigma_0 V_Q t - V_T \quad \text{onde } \sigma_0 = 1/RC.$$

Como $v_T(0) = -V_T$ e $v_T(T/2) = \sigma_0 V_Q (T/2) - V_T = V_T$ deduz-se que:

$$\sigma_0 V_Q (T/2) = 2V_T \therefore f_0 = \frac{1}{T} = \frac{V_Q \sigma_0}{4V_T} = \frac{V_Q}{V_T} \times \frac{1}{4RC}$$

Observa-se no circuito da Fig. 75 (a) que no momento da troca de estado do biestável tem-se:

$$\frac{V_Q}{R_Q} = -\frac{V_T}{R_T}. \text{ Então } \left| \frac{V_Q}{V_T} \right| = \frac{R_Q}{R_T} \text{ ou } |V_T| = |V_Q| \frac{R_T}{R_Q}$$

A tensão V_Q no circuito da Fig. 75 (a) é a tensão de saturação do amplificador, cerca de 1 V abaixo da tensão de alimentação. A tensão de pico da onda triangular é $|V_T| = |V_Q|(R_T / R_Q)$.

Um recurso para se trabalhar com valores relativamente menores de capacitores e resistores em LFO's é usar o resistor variável da Fig. 75 (b). No circuito da Fig. 75 (c) tem-se que $I_{ISC}(s) = -I_{FSC}(s)$.

Definindo as Impedâncias de curto-circuito $Z_{ISC}(s) = \frac{V_I(s)}{I_{ISC}(s)}$ e $Z_{FSC}(s) = \frac{V_O(s)}{I_{FSC}(s)}$, mostra-se que:

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{-Z_{FSC}(s)}{Z_{ISC}(s)}$$

No circuito da Fig. 75 (d) é possível mostrar que $\frac{V(s)}{I_{SC}(s)} = Z_{SC}(s) = \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_3}$.

Exemplo prático 24: Neste exemplo são mostrados cálculos em dois LFO

OSCILADOR PROJETADO COM R's E C ALTOS

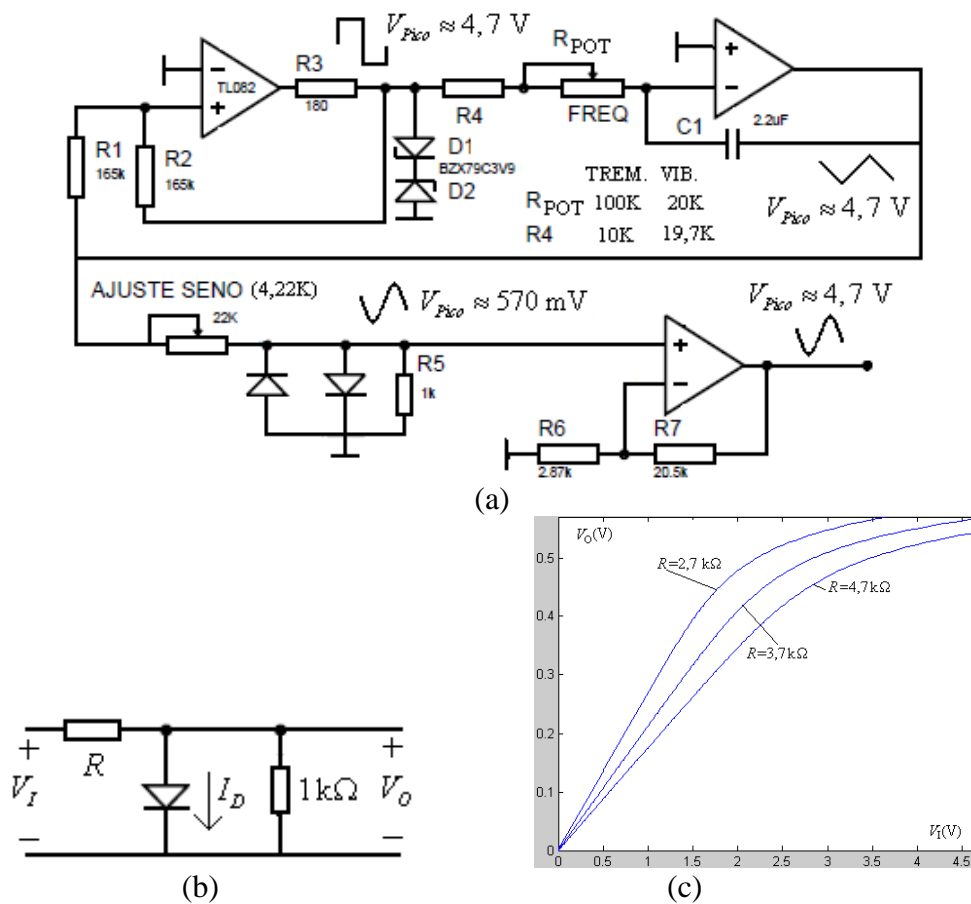


Fig. 76 (a) Oscilador projetado com R's e C altos; (b) Circuito para análise do conformador; (c) Curvas obtidas na saída do conformador em função de R.

Como $R_T = R_Q \therefore |V_T| = |V_Q| \therefore f_0 = \frac{1}{4RC}$. Então $R_{\min} = R_4 = 10k\Omega$ e $f_{0\max} = \frac{1}{4 \times 10^4 \times 2,2 \times 10^{-6}} = 11,36\text{Hz}$,

$R_{\max} = R_4 + R_{\text{POT}} = 110k\Omega$ e $f_{0\min} = \frac{1}{4 \times 110 \times 10^3 \times 2,2 \times 10^{-6}} = 1,033\text{Hz}$.

OSCILADOR PROJETADO COM R's E C BAIXOS, PARA $f_{\max} = 11\text{ Hz}$ e $f_{\min} = 1\text{ Hz}$.

Considerando que a impedância de curto desejada é uma resistência de curto-circuito, tem-se que

$$R_{SC} = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_3}$$

Para $R_Q = R_T = 90,9 \text{ k}\Omega$, a frequência de oscilação é $f_0 = \frac{1}{4R_{SC}C}$.

Como R_{SC} é proporcional à soma do produto de resistências, mesmo com valores relativamente baixos de capacitância e resistências, são obtidos valores baixos de frequência.

Do circuito da Fig. 75 (e), observa-se que os dois pontos extremos (1 e 3) de posicionamento do cursor do potenciômetro R_V definem os valores de R_{SC} mínimo ($R_{SC\min}$) e R_{SC} máximo ($R_{SC\max}$). Então

$$R_{SC\min} = R_2 \text{ e } R_{SC\max} = \frac{R_V R_2 + R_2 R_3 + R_V R_3}{R_3}.$$

Assim, as frequências máxima e mínima são dadas por $f_{0\max} = \frac{1}{4R_2C}$ e $f_{0\min} = \frac{1}{4R_{SC\max}C}$.

Definindo $\alpha = 4f_{0\min}C$ e explicitando R_2 e R_3 , obtêm-se $R_2 = \frac{1}{4f_{0\max}C}$ e $R_3 = \frac{\alpha R_V R_2}{1 - \alpha(R_V + R_2)}$.

Para os valores de $f_{0\max}$ e $f_{0\min}$ desejados, podem ser fixados valores para C e R_V e após calcula-se R_2 e R_3 . Considerando $C = 100 \text{ nF}$ e $R_V = 100 \text{ k}\Omega$, os valores comerciais encontrados são $R_2 = 226 \text{ k}\Omega$ e $R_3 = 10,5 \text{ k}\Omega$.

PORQUE SE OBTEM UMA FORMA APROXIMADA DE UM SENO (PSEUDO-SENO)?

A Fig. 76 (b) mostra o circuito para análise do conformador considerando apenas tensões positivas. A corrente no diodo em função da tensão de saída é $I_D = I_S(e^{V_O/\eta\phi_T} - 1) \approx I_S(e^{V_O/\eta\phi_T})$.

Considerando o diodo 1N4148 tem-se que $\eta\phi_T \approx 48,5e-3 \text{ V}$ e $I_S \approx 0,0000045 \text{ mA}$. Para esse diodo:

$$V_O = V_I - R(I_D + V_O/1\text{k}\Omega) = V_I - R I_S e^{V_O/\eta\phi_T} - R V_O.$$

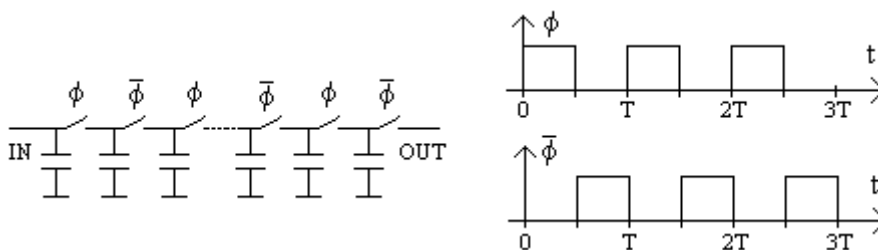
Assim, $V_I = V_O(1+R) + R I_S e^{V_O/\eta\phi_T}$. A Fig. 76 (c) mostra as curvas de V_O em função de V_I para vários valores de R .

1.8) O Dispositivo Bucket-Brigade (BBD)

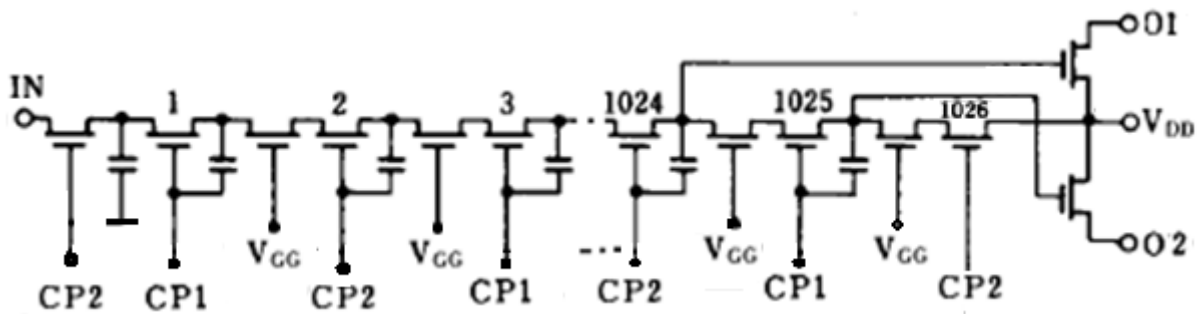
O BBD é um *shift-register* analógico que opera como uma linha de atraso. Tem aplicações em pedais de Delay (Eco), Chorus e Flanger. A razão do nome é uma analogia com o transporte de água por meio de uma brigada de pessoas transferindo água de um balde para outro subsequente. Analogamente, no caso do BBD as cargas dos capacitores vão sendo transferidas para os capacitores subsequentes. A Fig. 76 mostra de uma forma simplificada a operação de um BBD. O tempo de atraso do sinal de saída depende do número de estágios (que é igual ao número de capacitores) e do período de *clock* "T".

Vamos calcular o mínimo do atraso para um BBD com 1024 estágios e $T_{\text{CLOCK}} = 0,1\text{ms}$, correspondente a uma frequência de amostragem de 10 kHz. O tempo de atraso de uma amostra na saída é de $1024 \times (0,1\text{ms}/2) = 51,2\text{ms}$. Com essa frequência de *clock*, para este atraso, usando este BBD a máxima frequência do sinal de áudio é cerca de 4,5 kHz. A divisão por dois é sempre necessária porque cada amostra é processada na metade do período.

O limite inferior é dado pela máxima frequência de amostragem que o BBD pode responder. Para um BBD com $f_{s(\max)} = 200\text{kHz}$, correspondente a um $T_{\text{CLOCK}} = 0,005\text{ms}$, o tempo de atraso mínimo é $1024 \times (0,005\text{ms}/2) = 2,56\text{ms}$. Os sistemas com BBD por serem sistemas analógicos amostrados, necessitam de filtros anti-recobrimento e de reconstrução, na entrada e na saída, respectivamente.



(a)



(b)

Fig. 77 – (a) forma simplificada da operação de um BBD; (b) Estrutura interna de um BBD comercial (ver cuidados na hora de ligar um BBD no artigo “COMO MONTAR CHORUS E FLANGER”)

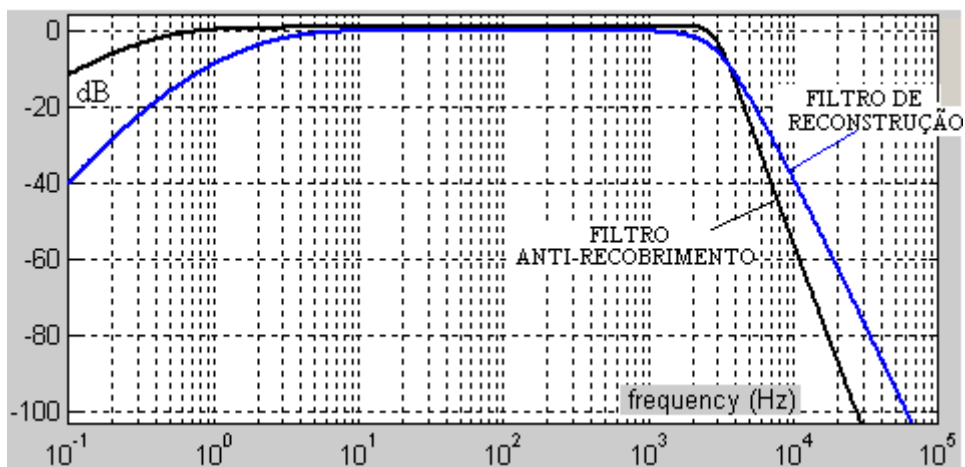
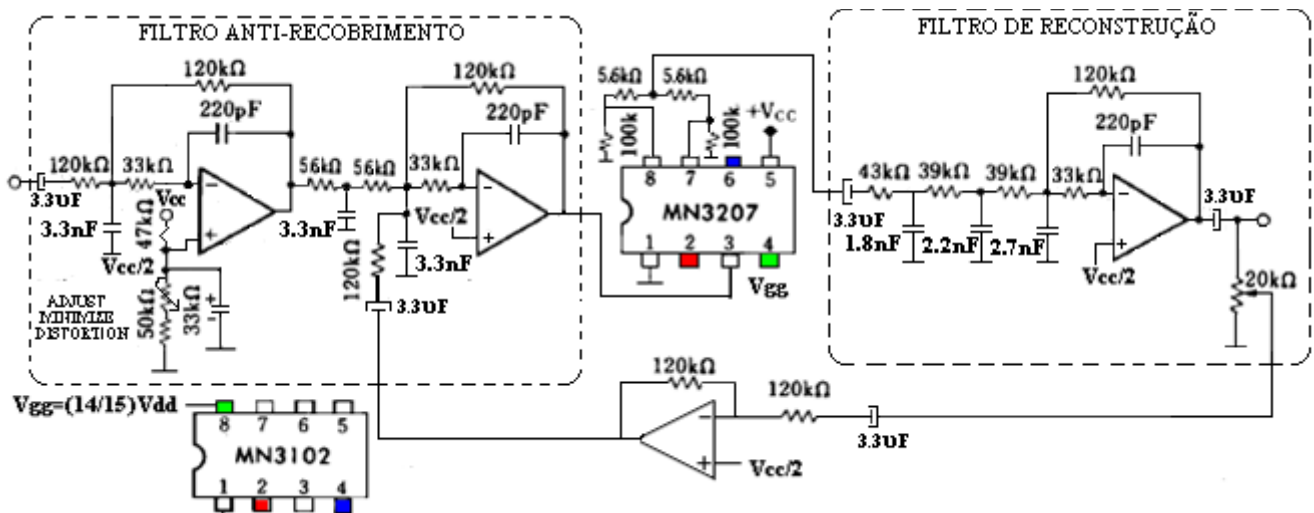
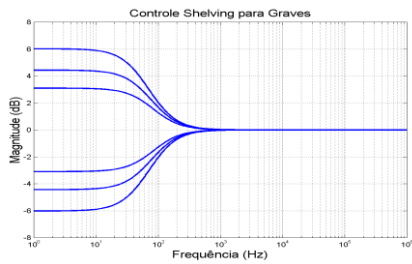


Fig. 78 – (a) Circuito proposto pelo fabricante do BBD MN3207 para obtenção do efeito de ECO. (b) Magnitude dos filtros de entrada (ordem cinco) e de saída (ordem quatro).

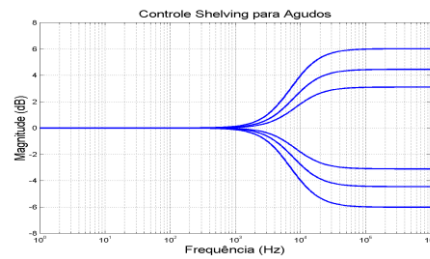
1.9) Equalizadores de Áudio

a) Equalizadores de Controle de Tonalidade (*Shelving*).

Este equalizador de áudio é usado para se obter um reforço de graves ou de agudos. Ele está presente em uma grande parte de amplificadores de potência no estágio de pré-amplificação, ou como um ajuste da primeira banda de frequência (graves) e da última banda de frequência (agudos) de equalizadores gráficos ou paramétricos. Este equalizador é conhecido como *shelving* (prateleira) devido ao formato da magnitude da sua curva de resposta (ver Figura 79) que é plana nas altas e baixas frequências, ao contrário das respostas dos outros equalizadores que apresentam picos ou vales em frequências de interesse.



(a)

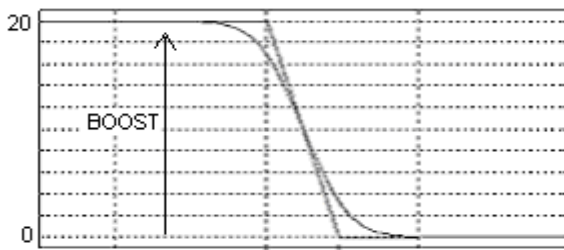


(b)

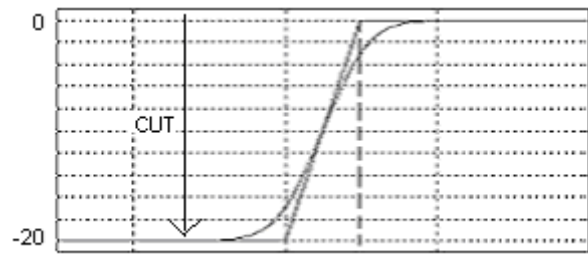
Fig. 79 - Magnitude da resposta em frequência de um equalizador shelving para: (a) BF; (b) AF

No caso de controle de graves a FT é do tipo $T(s) = \frac{s+a}{s+b}$

O ganho em altas frequências ($s \rightarrow \infty$) é unitário, mas em baixas frequências, ou seja, para $s \approx 0$, depende da relação entre a e b . Se $a > b$, em baixas frequências tem-se uma amplificação (*boost*). Se $a < b$ em baixas frequências tem-se uma atenuação (*cut*). A Fig. 80 ilustra estas duas situações, para exemplos particulares de $a=10$ e $b=1$, e $a=1$ e $b=10$



(a)

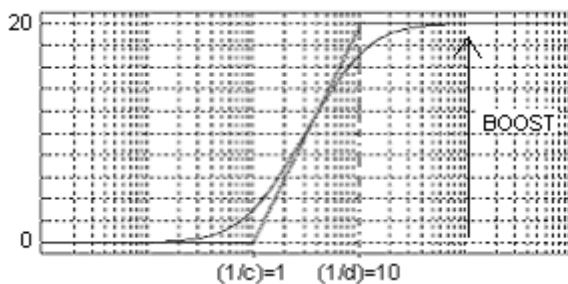


(b)

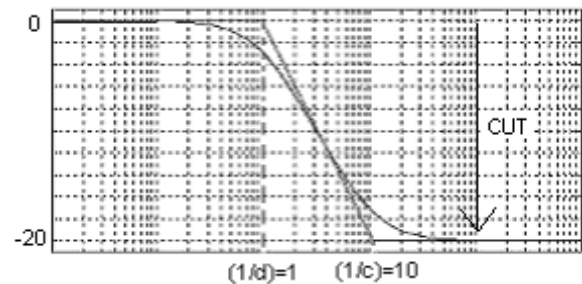
Fig. 80 - Magnitude da resposta em frequência para os casos particulares de (a) $a=10$ e $b=1$ (*boost* em baixas frequências), e (b) $a=1$ e $b=10$ (*cut* em baixas frequências).

No caso de controle de agudos a FT é do tipo $T(s) = \frac{cs+1}{ds+1} = \frac{c}{d} \times \frac{s+(1/c)}{s+(1/d)}$

O ganho em baixas frequências ($s \approx 0$) é unitário, mas em altas frequências ($s \rightarrow \infty$), depende da relação entre c e d . Se $c > d$, em altas frequências tem-se uma amplificação (*boost*). Se $c < d$ em altas frequências tem-se uma atenuação (*cut*). A Fig. 81 ilustra estas duas situações, para exemplos particulares de $c=10$ e $d=1$, e $c=1$ e $d=10$.



(a)



(b)

Fig. 81 - Magnitude da resposta em frequência para os casos particulares de (a) $c=10$ (*boost* em altas frequências e $d=1$), e (b) $c=1$ e $d=10$ (*cut* em altas frequências).

b) Equalizadores *Bump* (Gráficos, Paramétricos e Paragráficos) – Aspectos Práticos

Um equalizador *Bump* (também chamado *peaking filter*) de segunda ordem tem sua FT dada por:

$$T(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{s^2 + (\omega_0 / Q_z)s + \omega_0^2}{s^2 + (\omega_0 / Q_p)s + \omega_0^2}$$

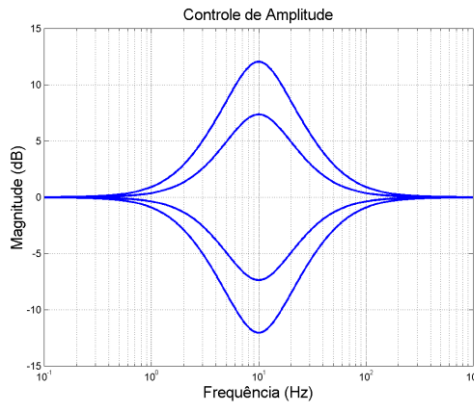


Fig. 82 - Magnitude da resposta em frequência de um equalizador *Bump* (*boost e cut*).

Com esta FT é possível obter as curvas mostradas na Fig. 82. Pode ser observado que nesta função em altas frequências ($s \rightarrow \infty$), e também em baixas frequências ($s \approx 0$), o ganho é unitário. Mas para facilitar o entendimento do que ocorre em frequências próximas de ω_0 , é conveniente analisar separadamente o numerador e o denominador desta função.

Por simplicidade e sem perda de generalidade consideremos primeiramente um exemplo no qual $\omega_0 = 1$, $Q_z = 0,707$ e $Q_p = 10$.

$$T(s) = T_n(s) \times \frac{1}{T_d(s)} = (s^2 + 1,414s + 1) \times \frac{1}{s^2 + 0,1s + 1}$$

A magnitude da resposta em frequência do numerador, denominador e total é mostrada na Fig. 83. Neste caso tem-se um reforço (*boost*) na frequência $\omega_0 = 1$ porque $Q_p > Q_z$. Quando $Q_z > Q_p$ é produzida uma atenuação (*cut*) em ω_0 .

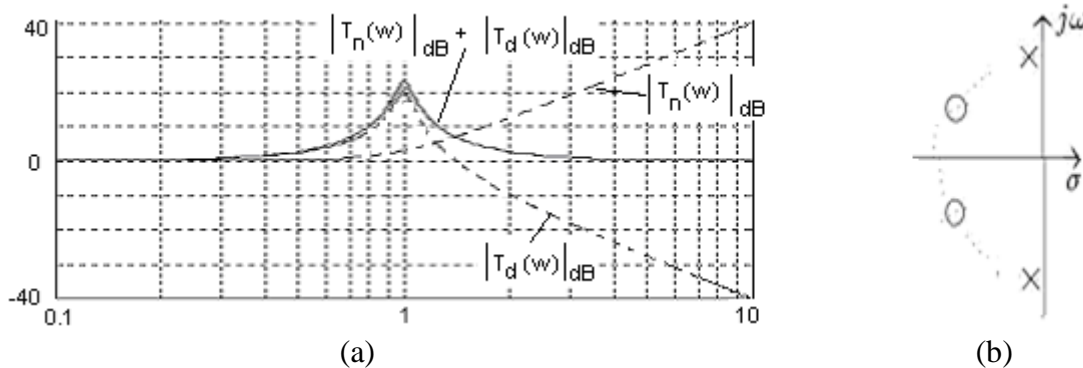


Fig. 83 - (a) Magnitudes da resposta em frequência e (b) polos e zeros quando $Q_z = 0,707$ e $Q_p = 10$.

c) Obtenção da FT dos Equalizadores *Bump* e *Shelving*

Um esquema usado por fabricantes para a obtenção de equalizadores de amplitude é mostrado na Fig. 84. Dependendo do tipo do bloco do filtro seletor utilizado, os diversos tipos de equalizadores podem ser obtidos. Equalizadores de várias bandas podem ser obtidos com este esquema, bastando para isso colocar quantos blocos internos de filtros seletores quanto forem o número de bandas desejadas.

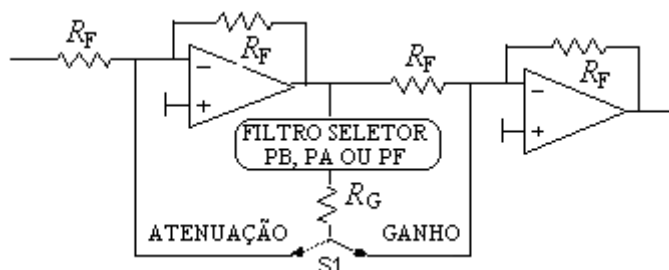


Fig. 84 - Esquema geral válido para equalizadores *shelving* e *bump*.

Com S1 na posição “ganho” tem-se $V_o(s) = V_i(s) + kT(s)V_i$. Assim: $\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = 1 + kT(s) \quad k = \frac{R_F}{R_G} > 0$

Com S1 na posição “atenuação” tem-se $V_o = V_i - kT(s)V_o$. Assim: $\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + kT(s)}$

Consideremos 3 casos de funções $T(s)$:

Caso 1) Quando $T(s)$ é uma função passa-faixa do tipo $T(s) = Bs/(s^2 + Bs + \omega_0^2)$ obtém-se um equalizador *bump*.

Com S1 na posição “ganho” obtém-se as condições para que $Q_p > Q_z$ e, conseqüentemente, para um *boost*.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = 1 + kT(s) = \frac{s^2 + (1+k)Bs + \omega_0^2}{s^2 + Bs + \omega_0^2}$$

Com S1 na posição “atenuação” obtém-se as condições para que $Q_z > Q_p$ e, conseqüentemente, para um *cut*.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + kT(s)} = \frac{s^2 + Bs + \omega_0^2}{s^2 + (1+k)Bs + \omega_0^2}$$

Caso 2) Quando $T(s)$ é uma função passa-baixa do tipo $T(s) = \sigma_0/(s + \sigma_0)$ obtém-se um equalizador *shelving* para reforço ou atenuação de graves.

Com S1 na posição “ganho” obtém-se condições para que $a > b$ e, conseqüentemente, para reforço de graves.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = 1 + kT(s) = \frac{s + (1+k)\sigma_0}{s + \sigma_0}$$

Com S1 na posição “atenuação” obtém-se condições para que $b > a$ e, conseqüentemente, p/ atenuação de graves.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + kT(s)} = \frac{s + \sigma_0}{s + (1+k)\sigma_0}$$

Caso 3) Quando $T(s)$ é uma função passa-alta do tipo $T(s) = s/(s + \sigma_0)$ obtém-se um equalizador *Shelving* para reforço ou atenuação de agudos.

Com S1 na posição “ganho” obtém-se condições para que $c > d$ e, conseqüentemente, para reforço de agudos

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = 1 + kT(s) = \frac{(1+k)s + \sigma_0}{s + \sigma_0}$$

Com S1 na posição “atenuação” obtém-se condições para que $d > c$ e, conseqüentemente, p/ atenuação de agudos

$$T(s) = \frac{1}{1 + kT(s)} = \frac{s + \sigma_0}{(1+k)s + \sigma_0}$$

Para se obter um equalizador de várias bandas pode ser utilizado o esquema da Fig. 85 (a). Os potenciômetros devem ter o ponto central aterrado (*grounded center-tapped slider*) (Fig. 85 (b)) ou pode ser usado um potenciômetro do tipo stereo (Fig. 85 (c))

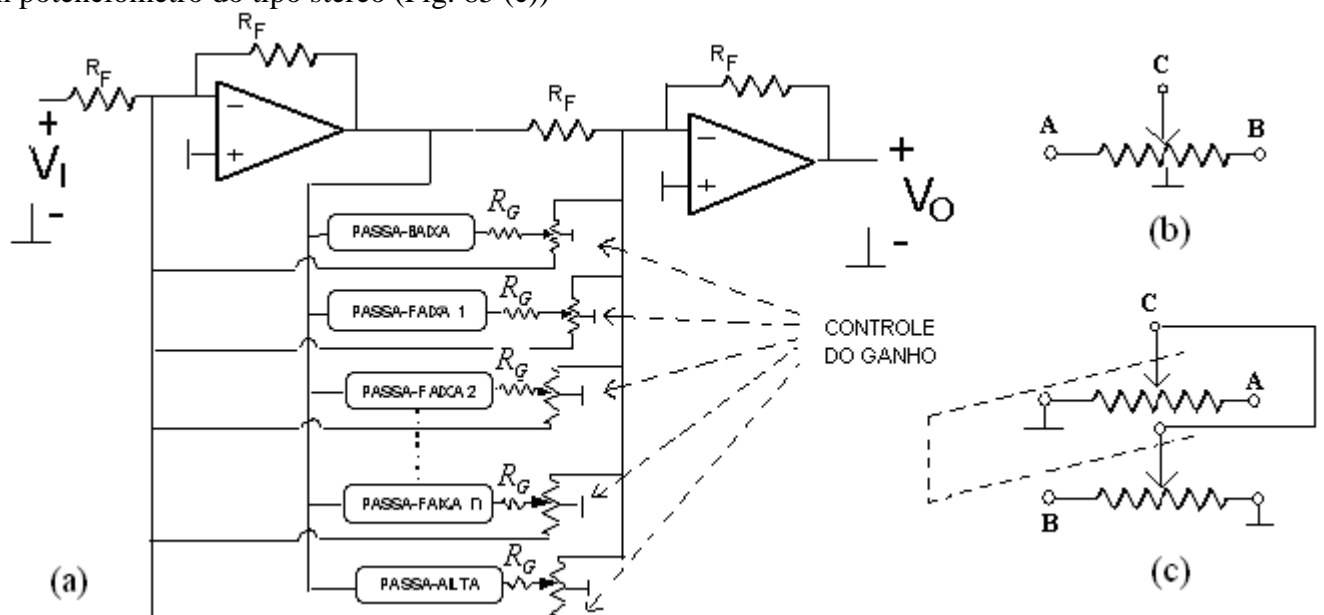


Fig. 85 - (a) Esquema geral de um equalizador de várias bandas (b) *Grounded center-tapped slider* (c) Potenciômetro stereo.

Este equalizador de $(n+2)$ bandas será gráfico ou paramétrico, dependendo dos controles admissíveis nas estruturas internas dos filtros passa-faixa.

Um dos mais populares equalizadores gráficos são os chamados equalizadores de $(1/3)$ de oitava. Com esta divisão, teremos 31 faixas no espectro de áudio.

Considere que a frequência inferior de uma oitava é f_x . Assim, a frequência superior desta oitava é $2f_x$. Dividindo uma oitava em três faixas têm-se as faixas mostradas na Fig. 86, que são:

$$B_1 = k f_x - f_x, \quad B_2 = k^2 f_x - k f_x \quad \text{e} \quad B_3 = k^3 f_x - k^2 f_x$$

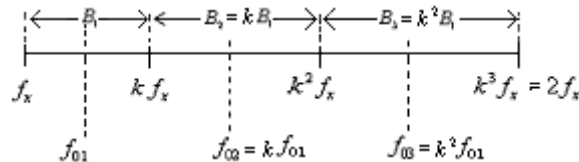


Fig. 86 - Divisão de uma oitava nas três faixas B_1 , B_2 e B_3 .

Como $k^3 f_x = 2f_x$, então $k^3 = 2$, ou seja, $k = 2^{1/3} \cong 1,26$.

Consideremos agora que f_0 é a frequência central de uma destas faixas e é desejado que a frequência de -3dB de cada filtro PF coincida com as frequências que dividem as faixas. Tomando, arbitrariamente, a primeira faixa mostrada na figura, como a frequência central é sempre a média geométrica das duas frequências limites, tem-se:

$$f_{01} = \sqrt{f_x \times k f_x} = \sqrt{k} \times f_x$$

Para uma seção passa-faixa de segunda ordem a relação entre uma frequência central f_0 e a banda B em Hz, é o fator de qualidade Q . Assim o fator de qualidade de cada seção passa-faixa de um equalizador gráfico de $(1/3)$ de oitava é:

$$Q = \frac{f_{01}}{B_1} = \frac{f_{01}}{k f_x - f_x} = \frac{\sqrt{k} \times f_x}{k f_x - f_x} = \frac{\sqrt{k}}{k - 1} \cong 4,3185$$

Curiosamente, quando se divide uma década em décimos de década, os resultados são praticamente os mesmos quando se divide uma oitava em terços de oitava por que:

$$10^{0,1} = 1,258925 \cong 2^{(1/3)} = 1,259921$$

Cada filtro passa-faixa de um equalizador paramétrico possui além do controle de amplitude mostrado na Fig. 84, um controle da frequência f_0 e outro do fator de qualidade Q . Às vezes o controle do fator de qualidade é qualibrado com número de oitavas que corresponde a cada banda obtida da relação $B[\text{Hz}] = f_0 / Q$.

Considere a banda genérica mostrada na Fig. 87 onde n é o número de oitavas. Por exemplo, se $n = 1$ tem-se uma oitava, pois a banda é de f_x até $2f_x$. Se $n = 2$, tem-se duas oitavas, pois a banda é de f_x até $4f_x$. Se $n = 1/3$, tem-se uma banda de $1/3$ de oitava, pois a banda é de f_x até $2^{1/3} f_x \cong 1,26f_x$. Genericamente falando a banda correspondente é $B[\text{Hz}] = 2^n f_x - f_x$.

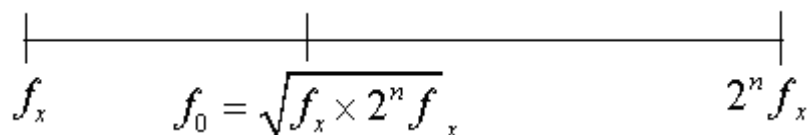


Fig 87 - Banda genérica onde n representa o número de oitavas

$$\text{Assim, o fator de qualidade } Q \text{ é dado por } Q = \frac{f_0}{B[\text{Hz}]} = \frac{\sqrt{2^n f_x^2}}{2^n f_x - f_x} = \frac{2^{n/2}}{2^n - 1}$$

Nota: Nos equalizadores gráficos comerciais tem-se $n=1/3$. Então $Q = 4,3185$. Concluindo, num equalizador paramétrico o controle do Q pode ser calibrado pelo número de oitavas correspondente a cada Q .

d) Obtenção dos ganhos máximos e mínimos dos Equalizadores

Na Fig. 84 com S1 na posição ganho para o equalizador *shelving* para graves têm-se:

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = 1 + kT(s) = \frac{s + (1+k)\sigma_0}{s + \sigma_0}$$

O ganho na origem é $V_O(s)/V_I(s)_{s=0} = 1 + kT(0) = (1+k)$

Na Fig. 84 com S1 na posição ganho para o equalizador *shelving* para agudos têm-se:

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = 1 + kT(s) = \frac{(1+k)s + \sigma_0}{s + \sigma_0}$$

O ganho no infinito é $\frac{V_O(s)}{V_I(s)} \Big|_{s \rightarrow \infty} = (1+k)$

Na Fig. 84 com S1 na posição ganho para o equalizador *bump* têm-se:

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = 1 + kT(s) = \frac{s^2 + (1+k)Bs + \omega_0^2}{s^2 + Bs + \omega_0^2}$$

O ganho na frequência $\omega_0 = 2\pi f_0$ é:

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} \Big|_{s=j\omega_0} = \frac{s^2 + (1+k)Bs + \omega_0^2}{s^2 + Bs + \omega_0^2} \Big|_{s=j\omega_0} = \frac{-\omega_0^2 + (1+k)Bj\omega_0 + \omega_0^2}{-\omega_0^2 + Bj\omega_0 + \omega_0^2} = (1+k)$$

Como $k = R_F / R_G$, em todos os três casos acima, admitindo um ganho máximo de x dB tem-se que:

$$20\log(1 + R_F / R_G) = x \text{ dB} \quad (1 + R_F / R_G) = 10^{x/20} \quad R_F / R_G = 10^{x/20} - 1.$$

Por exemplo, se $x = 12$ dB, valor normalmente adotado no projeto de equalizadores,

$$R_F / R_G = 10^{12/20} - 1 \cong 2,98.$$

Na Fig. 84 com S1 na posição atenuação para o equalizador *shelving* para graves têm-se:

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{1}{1 + kT(s)} = \frac{s + \sigma_0}{s + (1+k)\sigma_0}$$

O ganho na origem é $\frac{V_O(0)}{V_I(0)} = \frac{1}{1 + kT(0)} = \frac{1}{(1+k)}$. Admitindo um ganho mínimo de $-x$ dB tem-se que:

$$20\log \frac{1}{(1 + R_F / R_G)} = -x \text{ dB} \quad -20\log(1 + R_F / R_G) = -x \text{ dB} \quad R_F / R_G = 10^{-x/20} - 1$$

Por exemplo, se $x = -12$ dB, valor normalmente adotado no projeto de equalizadores, $R_F / R_G = 10^{12/20} - 1 \cong 2,98$. A mesma relação entre R_F e R_G é obtida se este procedimento de cálculo é aplicado no equalizador *shelving* para agudos.

Na Fig. 88 é mostrado o que acontece com a magnitude da resposta em frequência de um equalizador *bump* quando este é usado para reforços de graves e agudos. Na mesma figura é mostrada a resposta em frequência de um equalizador *shelving*. Pode-se ser concluído que a melhor forma de se obter reforço de graves e agudos não é com um equalizador gráfico.

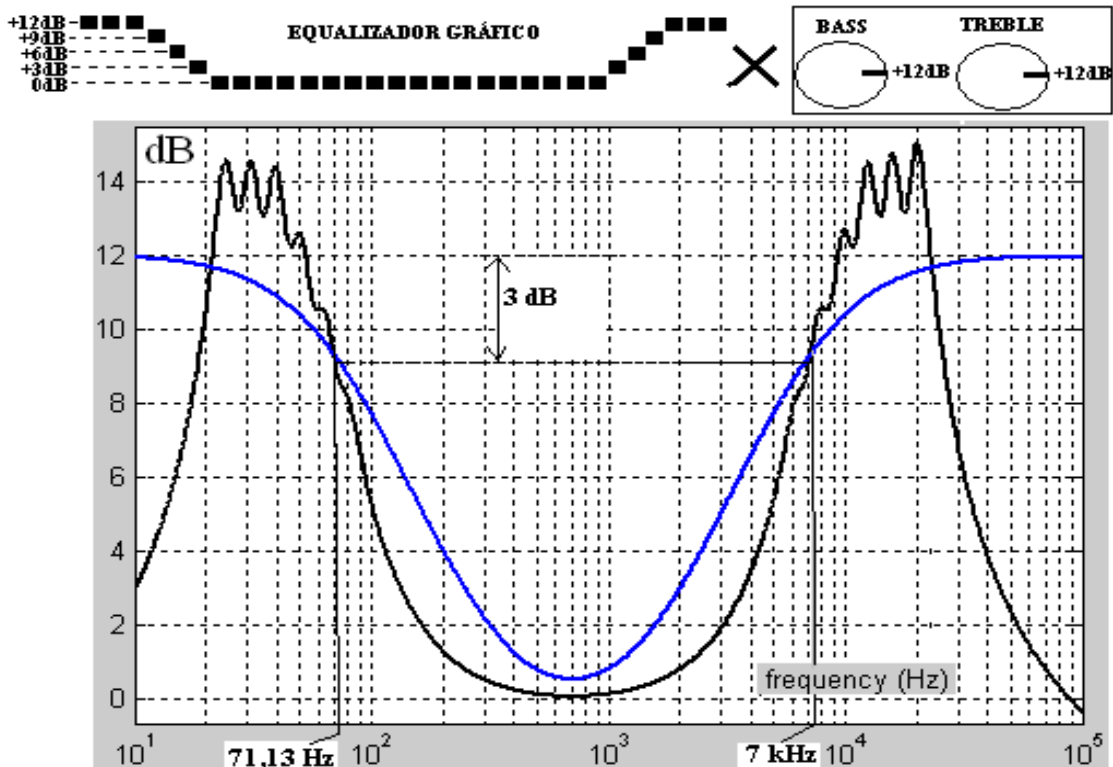


Fig. 88 – Magnitude da resposta em frequência de um equalizador *Bump* de um Shelving.

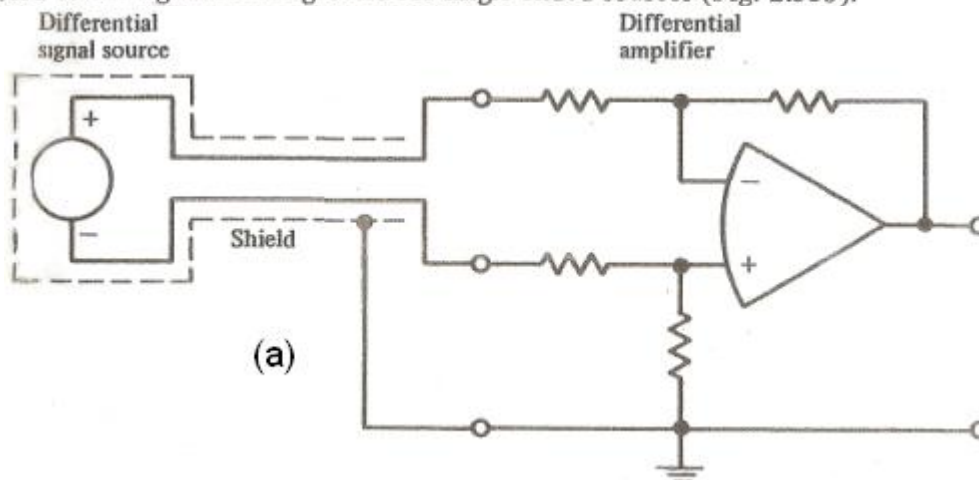
1.10) Noções sobre Blindagem e Aterramento

Ref.: Introduction To Operational Amplifier Theory and Applications – J. V. Wait, L. P. Huelsman and G. A. Korn

Shielding

The subject of shielding for long low-level signal lines is a complex one. If possible, it is best to use a differential system with both signal lines floating symmetrically with respect to signal ground, e.g., as in Fig. 2.33a. Twisted pairs make fairly noise-immune signal paths. Better yet, it is helpful to enclose the signal lines in a coaxial shield, which is then grounded *only at one point*, to avoid ground loops. It is better if the shield itself carries no signal current. Thus, even though we are transmitting single-ended signals, as in Fig. 2.33b, it is still better to use a separate signal ground return inside of the shield.

It is important to ground the shield properly. Often the best ground point must be determined experimentally, since the point of grounding can strongly influence the common-mode voltage induced from external fields. Normally the shield should be connected to the signal source ground for single-ended sources (Fig. 2.33b).



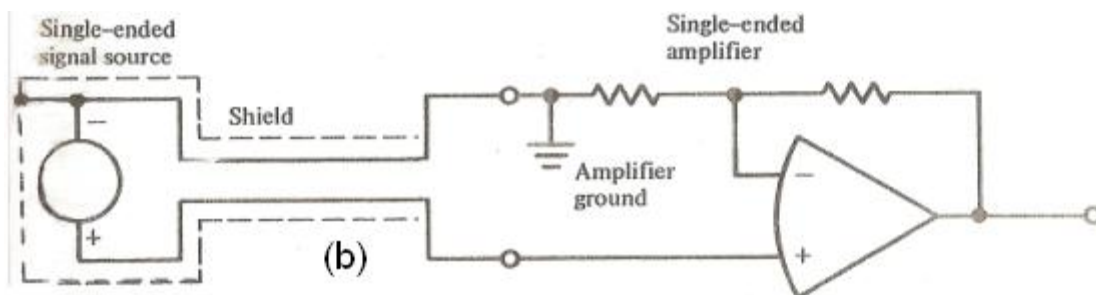


Fig. 2.33 – Shielding against externally induced noise. (a) Differential amplifier and floating signal source; note shield is grounded at only one point; (b) single-ended signal source; note use of separate ground return for signal.

Ground Systems

Figure 2.34 shows a typical plan for an effective grounding system which has many desirable features. It contains an *earth ground* (use the power-line ground, if nothing else is available), preferably shielded until it enters the earth to keep it from being an antenna! A *common tie point* is used where all ground lines are brought together in a fanlike array, to avoid ground loops. Note that the chassis ground is separate from all other grounds except at this point. Shield grounds are brought in individually, as are signal grounds and power bus grounds. Figure 2.34 represents perhaps an extreme case, but the general technique is useful in avoiding crosstalk problems in complex signal-processing systems. Much misery may be avoided if an adequate grounding system is planned as part of the initial design effort.

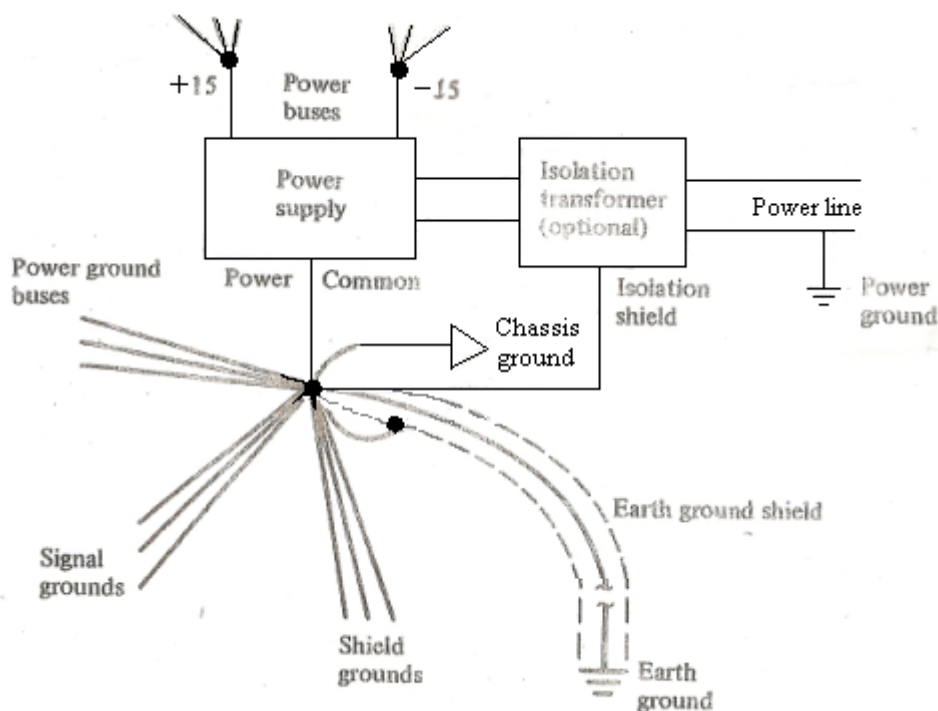


Fig. 2.34 - General layout of a grounding system to eliminate ground loops.

2 DIAGRAMAS DE BLOCOS DOS EFEITOS

2.1 - VIBRATO

O efeito de Vibrato soa aos ouvidos como uma modulação nas frequências do sinal. A variação das frequências é naturalmente obtida quando um guitarrista, acionando uma alavanca, altera a tensão nas cordas da guitarra. Nos teclados o efeito é obtido com a variação da frequência de oscilação dos geradores de sinais responsáveis pela geração das formas onda. Mas como os pedais são excitados com frequências fixas, usa-se o artifício de obter um efeito semelhante a uma modulação em frequência, com a modulação da fase de um circuito AP de primeira ordem ou com a cascata de dois deles. A modulação é obtida com um oscilador de baixa frequência (LFO). O sinal do LFO altera o valor da resistência responsável pela característica de fase do circuito AP. A Fig. 89 (a) mostra o diagrama de blocos. A Fig. 89 (b) mostra a variação da fase do bloco AP.

Um dos controles principais do Vibrato é o *Rate*, que altera a frequência de oscilação do LFO e, conseqüentemente, a velocidade com que as semitonações ocorrem. O outro é o controle *Depth* que altera a amplitude na saída do LFO e, conseqüentemente, o quanto varia o atraso proporcionado pelo AP., ocasionando variações na semitonação. Efeitos interessantes de Vibrato são obtidos com frequências do LFO de 4 Hz a 8 Hz e dois estágios AP.

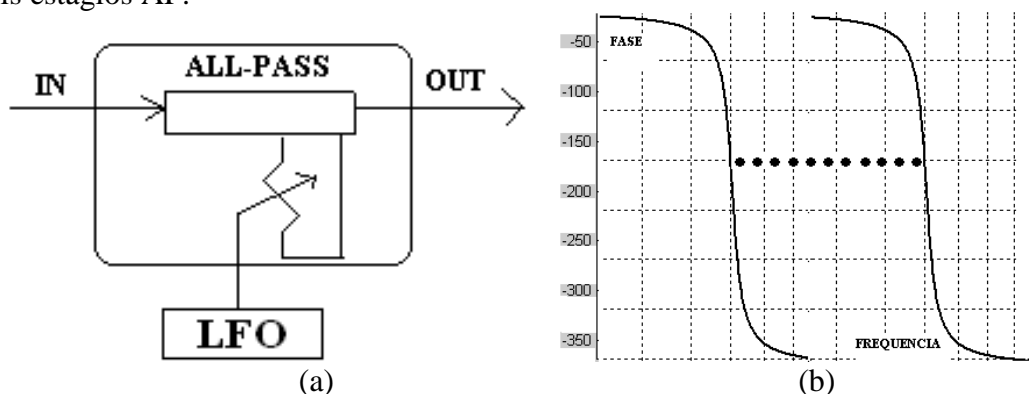


Fig. 89 - (a) Diagrama de blocos do Vibrato (b) Fase quando são usados dois estágios AP.

2.2 - TREMOLO

O efeito de Tremolo corresponde a uma modulação da amplitude de um sinal. As variações são obtidas com o auxílio de um oscilador de baixa frequência (LFO). As Fig. 90 (a), (b) e (c) mostram três diagramas de blocos possíveis para este obtenção deste efeito. No primeiro e segundo casos podem ser usados circuitos com amplificadores Operacionais de Transcondutância (OTA) ou amplificador implementado um amp. op. e fotocoplador (LDR+LED), ou ainda FET's. No terceiro, usa-se um VCA (amplificador controlado por tensão) disponível na forma integrada. A Fig. 90 (d) mostra a variação do ganho que ocorre em quaisquer dos circuitos.

Um dos controles principais é o *Rate*, que comanda da frequência de oscilação do LFO e conseqüentemente, a velocidade com que o volume varia. O outro é o *Depth* que comanda o quanto varia o ganho de qualquer um dos tipos de estágios mostrados. Efeitos interessantes de Tremolo são obtidos com frequências do LFO de 1 a 10 Hz.

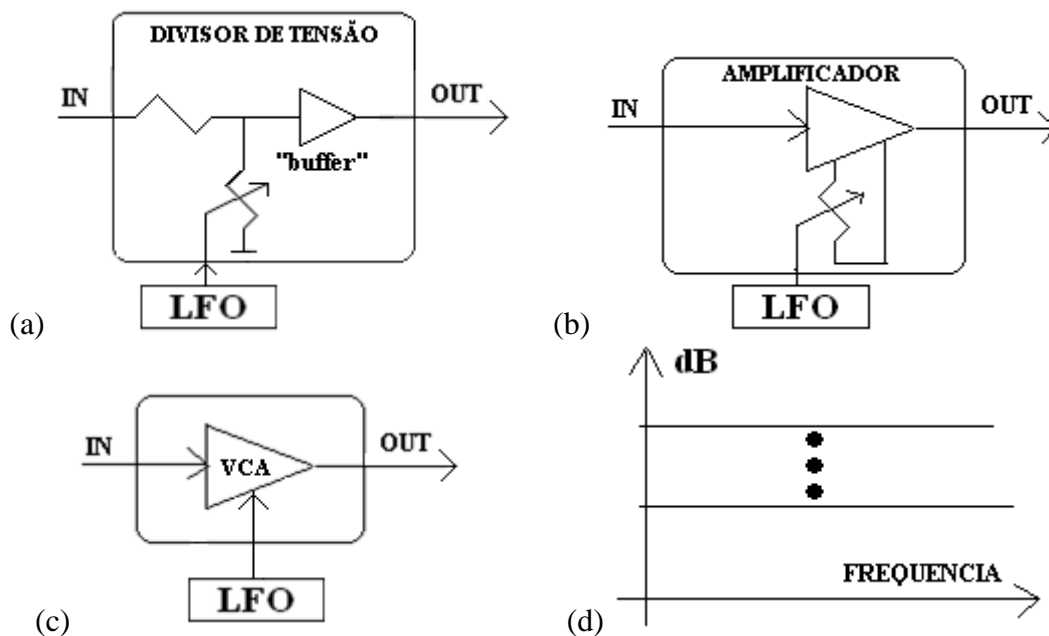


Fig. 90 (a) (b) e (c) Diagramas de blocos possíveis do Tremolo (d) Ganho das etapas

2.3 - PHASER

O diagrama de blocos do Phaser da Fig. 91 (a) é semelhante ao diagrama de blocos do Vibrato. Usa filtros AP controlados por um LFO. O diagrama de blocos do Phaser da Fig. 91 (a) também é semelhante ao diagrama do Chorus da Fig. 92 (b). O diagrama de blocos do Phaser da Fig. 91 (b) é semelhante ao diagrama do Flanger da Fig. 96.

Como já dito, no efeito Vibrato, um ou dois filtros AP são suficientes para a obtenção do efeito. No caso do Phaser, efeitos significativos são obtidos com quatro a doze estágios. Outra diferença em relação ao efeito Vibrato é a que aqui são obtidos efeitos mais significativos quando se soma o sinal atrasado com o sinal puro.

Uma terceira diferença consiste em usar alguma realimentação da saída para a entrada ou para o ponto de conexão entre um estágio e o seu subsequente (ver na Fig. 91 (b)).

Na saída do circuito do Phaser ocorrem interferências construtivas e destrutivas. Estas interferências, ao contrário do que acontece no efeito Flanger, ocorrem em frequências que não apresentam uma relação de números inteiros umas com as outras.

A diferença fundamental que faz com o efeito Phaser soe diferente dos efeitos Chorus e do Flanger é porque o filtro AP é um circuito analógico contínuo que apresenta uma fase não linear (a fase é uma função arco-tangente). Consequentemente, os atrasos variam com a frequência do sinal. Nos efeitos Chorus e Flanger o circuito atrasador é um circuito analógico amostrado que proporciona atrasos independentes da frequência (fase linear) para uma frequência de *clock* constante. No entanto, nos circuitos Chorus e Flanger, a frequência do *clock* é feita variável. Mas devido às estas diferentes características de fase, os efeitos obtidos soam diferentes. Por operar com sinais analógicos contínuos, os circuitos do Phaser dispensam filtros anti-recobrimento e de reconstrução.

Um dos controles principais do Phaser é o *Rate* que altera a frequência do LFO e, consequentemente, a velocidade com que ocorrem as variações de fase. O outro é o *Depth*, que altera a amplitude na saída do LFO e, consequentemente, o quanto varia o atraso proporcionado pelos filtros AP. Efeitos interessantes do Phaser são obtidos com frequências do LFO de 3 Hz a 8 Hz.

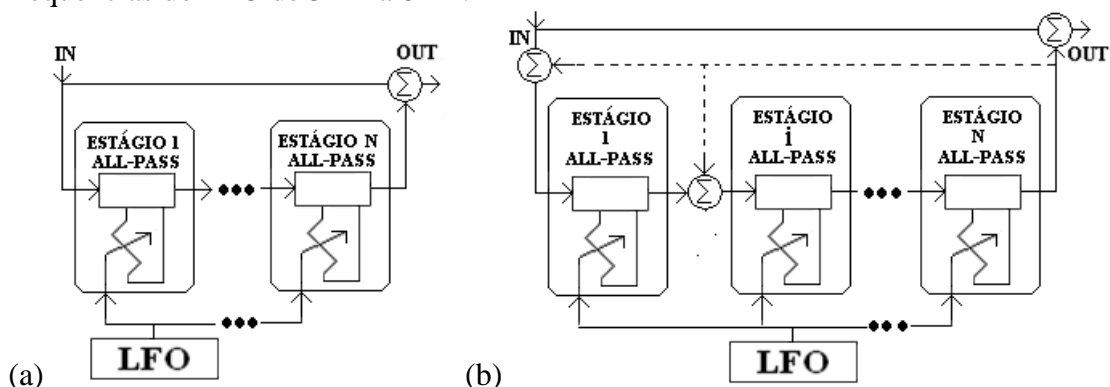


Fig. 91 - Diagramas de blocos possíveis do Phaser (a) sem realimentação (b) com realimentação

2.4 - CHORUS

O efeito Chorus é obtido com a soma de um sinal que foi semitonado com o sinal puro, conforme mostra a Fig. 92. O sinal semitonado pode ser obtido com um circuito analógico amostrado (um BBD, por exemplo) cujo tempo de atraso entre a entrada e a saída (ex. 3ms a 10ms, mas depende do fabricante), depende da frequência de amostragem, que não é constante. A frequência do *clock* é alterada com o auxílio de um LFO. Os filtros de Pré-ênfase e De-ênfase são opcionais. Pode ser colocado para equalizar o som semitonado ao gosto do músico.

No circuito da Fig. 92 os blocos “COMP.” e “EXP.” são opcionais. São blocos que realizam uma compressão e expansão do sinal, respectivamente, para aumentar a faixa dinâmica do sistema. O *Rate* comanda a frequência do LFO, responsável pela velocidade das variações. O *Depth* comanda de quanto varia o atraso do *shif-register*, proporcionando diferentes efeitos. Pode ser colocado também um controle no somador de saída, controlando o quanto de sinal puro é misturado com o sinal atrasado.

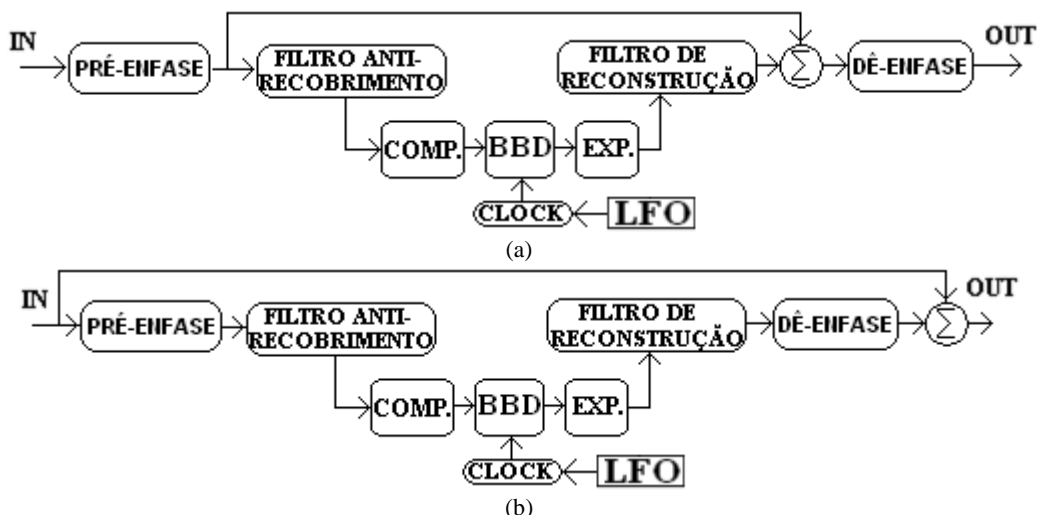


Fig. 92 – (a) Diagrama de Blocos de um Chorus. (b) Diagrama de Blocos alternativo de um Chorus

Exemplo prático 25: Neste exemplo é visto o projeto dos filtros de pré-ênfase e dê-ênfase, cujos circuitos são mostrados nas Fig. 93(a) e (b), respectivamente.

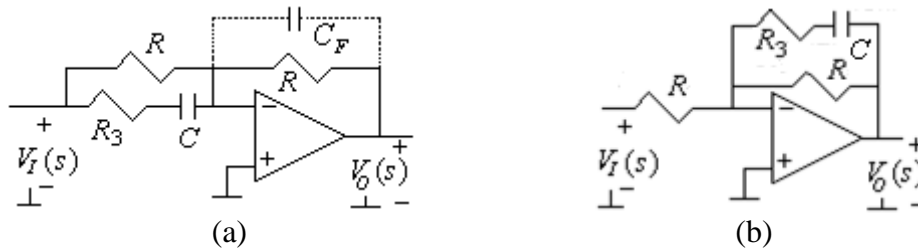


Fig. 93 – (a) Filtro de pré-ênfase; (b) Filtro de dê-ênfase.

A FT do Filtro de pré-ênfase sem o capacitor C_F é dada por
$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{-(R_3 + R)}{R_3} \left[s + \frac{1}{C(R_3 + R)} \right] \left(s + \frac{1}{CR_3} \right)$$

que apresenta, em módulo, ganho unitário na origem e $(R_3 + R)/R_3$ no infinito. O diagrama assintótico da magnitude é mostrado na Fig. 94 (a).

A FT do Filtro de pré-ênfase sem o capacitor C_F é dada por
$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{-1}{C_F(R_3 \parallel R)} \left[s + \frac{1}{C(R_3 + R)} \right] \left(s + \frac{1}{CR_3} \right) \left(s + \frac{1}{C_F R} \right)$$

que apresenta, em módulo, ganho unitário na origem e um zero no infinito. O diagrama assintótico da magnitude é mostrado na Fig. 94 (b). A função de criar um zero no infinito é para a para eliminação de eventuais ruídos e/ou interferência eletromagnéticas de altas frequências e para proteção dos *drivers* de alta frequência (atuando como filtro ultrassônico).

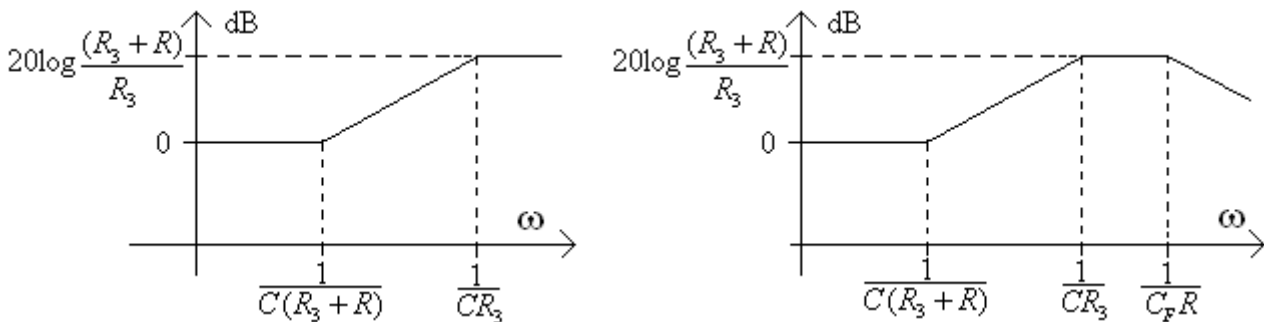


Fig. 94 - Diagrama assintótico da magnitude do filtro de pré-ênfase (a) sem C_F e (b) com C_F .

A FT do Filtro de dê-ênfase é o inverso da FT do Filtro de pré-ênfase sem o capacitor C_F e é dada por:

$$\frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{-R_3}{(R_3 + R)} \left(s + \frac{1}{CR_3} \right) \left[s + \frac{1}{C(R_3 + R)} \right]$$

que apresenta, em módulo, ganho unitário na origem e $R_3/(R_3 + R)$ no infinito. Assim, mesmo considerando o capacitor C_F na faixa de áudio, a soma das magnitudes dos filtros de pré-ênfase e dê-ênfase resultam na unidade. O diagrama assintótico da magnitude deste último é mostrado na Fig. 95 (a). A Fig. 95 (b) mostra as magnitudes de todos os filtros para $R_3 = 10\text{k}\Omega$, $R = 47\text{k}\Omega$, $C = 6,8\text{nF}$ e $C_F = 100\text{pF}$.

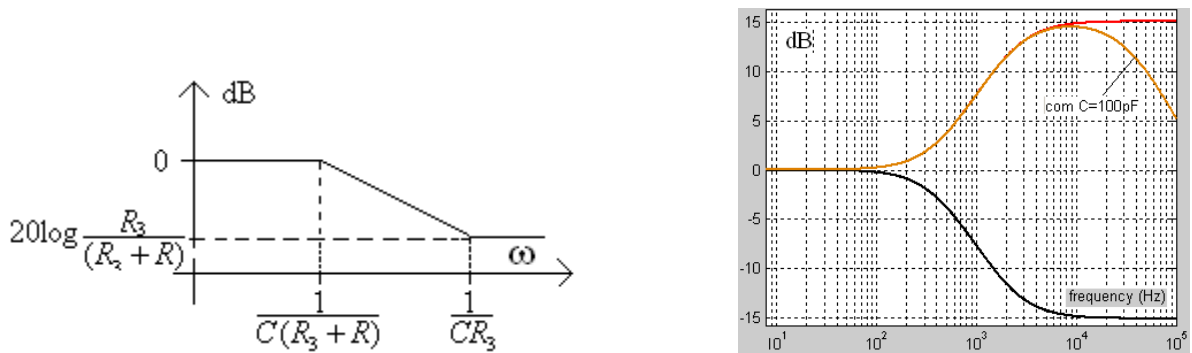


Fig. 95 - (a) Diagrama assintótico da magnitude do filtro de dê-ênfase; (b) Magnitudes de todos os filtros.

2.5 - FLANGER

O efeito Flanger também é obtido com a soma de um sinal que foi semitonado com o sinal puro usando um BBD, conforme mostra a Fig. 96. As diferenças em relação ao efeito Chorus são:

- O sinal semitonado é realimentado ao *shift-register* analógico
- Os tempos de atraso entre a entrada e a saída do *shif-register* são menores do que aqueles usados no efeito Chorus (de $100\mu s$ a 10 ms).

No Flanger um dos controles principais também é o “Rate” (controle da frequência do LFO). Também, como nos casos anteriores, outro controle importante é o “Depth” que comanda o quanto varia o atraso do *shif-register*.

Como no Phaser, Na saída do circuito do Flanger ocorrem interferências construtivas e destrutivas, em frequências que apresentam uma relação de números inteiros umas com as outras. Então, numa escala logarítmica as frequências ficam igualmente espaçadas.

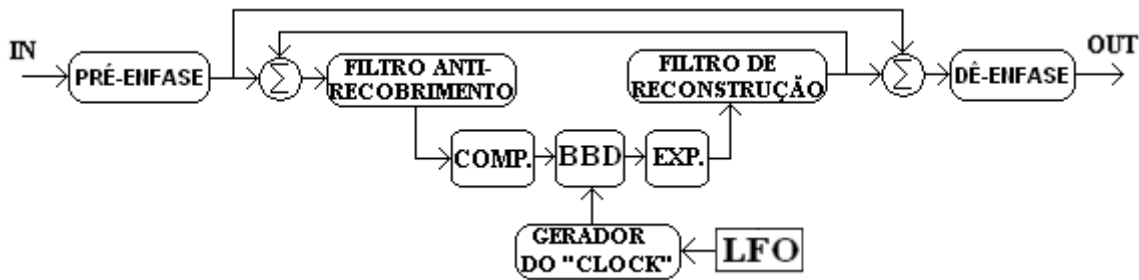


Fig. 96 – Diagrama de Blocos de um Flanger

2.6 – ECO

O efeito Eco é usado tanto para sinais de guitarra como para sinais de voz. Consiste em simular as repetições do som que ocorrem quando existe um refletor a uma distância de pelo menos 8,5m, o que corresponde a um atraso de cerca de 50ms entre o som original e o som refletido. Mas este é aproximadamente o tempo mínimo para que o som original e o refletido soem distintamente. Efeitos mais significativos e interessantes são obtidos para tempos de atraso maiores que este.

O diagrama de blocos de um efeito de Eco (ver Fig. 97) é semelhante aquele do Flanger. Mas, além da diferença significativa entre os tempos de atraso envolvidos, aqui a frequência do *clock* é constante.

Outro efeito interessante semelhante ao Eco é o Reverber. Neste caso não uma, mas inúmeras reflexões ocorrem em tempos menores de tal forma que não é percebido um tempo de atraso entre som original e as várias reflexões. O Som persiste, diminuindo de amplitude até se extinguir. Mas devido a este grande número de reflexões e inúmeros tempos de atraso que precisam ser simulados, não é prático obter este efeito com circuitos eletrônicos analógicos. Efeitos de Reverber são obtidos com processadores digitais ou com transdutores eletromecânicos (usando molas, por exemplo).

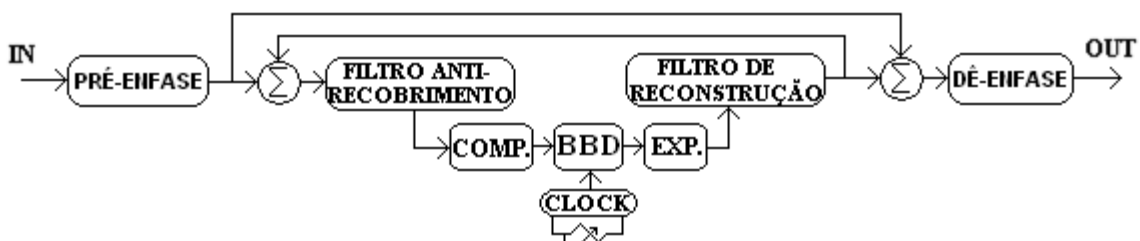


Fig. 97 – Diagrama de blocos para obtenção do efeito de ECO.

2.7 - WAH-WAH

O efeito Wah-wah tenta imitar o som feito pela boca quando seu nome é pronunciado. Ele é obtido quando o conteúdo espectral de um filtro PF ou similar tem sua frequência central variada continuamente (ou discretamente no caso digital) para cima e para baixo. A frequência é modificada com a variação da resistência de um potenciômetro acoplado mecanicamente a um pedal ou um resistor dependente da tensão é variado automaticamente com o sinal de saída de um detector de envelope ou pelo sinal de um LFO (ver Fig. 98). No caso do detector de envelope, naturalmente que a quantidade de efeito vai depender da performance (dinâmica) do músico.

Os seguintes tipos de filtros podem ser usados:

- i) Filtro seletor PF (com um zero na origem e um zero no infinito)
- ii) Equalizador *Bump*.
- iii) Filtro passa-baixa com fator de qualidade $Q \gg 0,707$ para apresentar sobrepassamento em frequência e consequentemente, um efeito tipo passa-faixa.

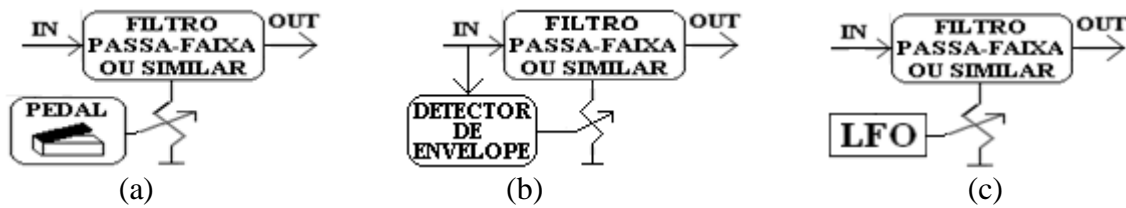


Fig. 98 – (a) Wah-wah acionado por pedal; (b) Wah-wah controlado por um detector de envelope; (c) Wah-wah controlado por um LFO.

Os três tipos de curvas são mostradas na Fig. 99. Naturalmente que os efeitos soam diferentes quando os diferentes tipos de filtros são usados. Efeitos significativos são obtidos com frequência de pico variando entre 300 Hz e 2500 Hz.

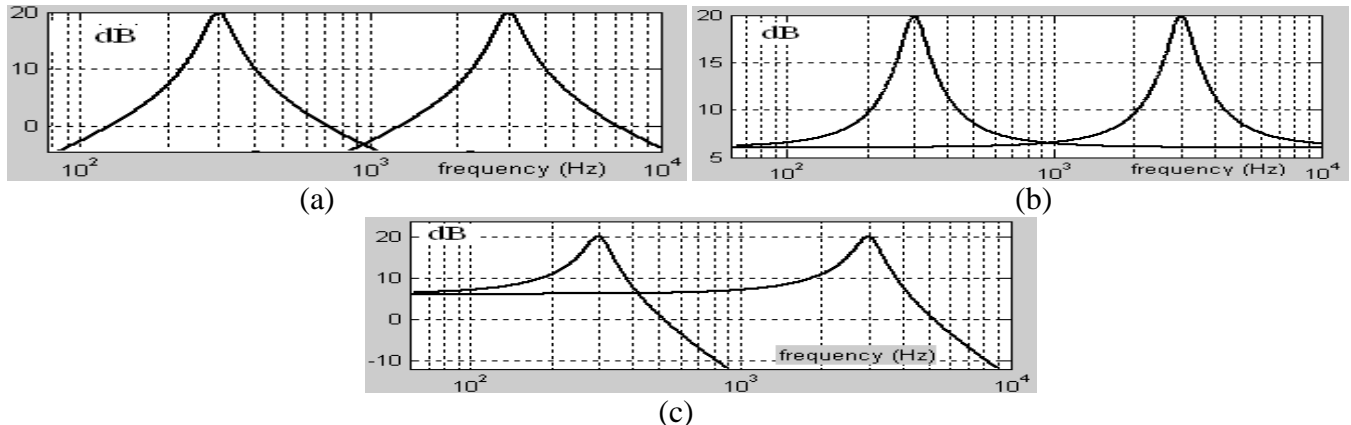


Fig. 99 – Três tipos de filtros usados nos efeitos Wah-wah: (a) PF (b) *Bump* e (c) PB com alto “ Q ”.

No Wah-wah efeitos diferentes se o valor do Q é constante ou variável, se a banda B é constante ou variável, e se são variadas as frequências mínimas e máximas onde ocorrem os picos de amplitude.

Efeitos diferentes também são obtidos quando se usa dois ou mais filtros em paralelo operando com frequências centrais diferentes; com todas as frequências de pico crescendo ao mesmo tempo, ou uma ou mais crescendo e uma ou mais decrescendo. Também é possível criar um controle de quanto de sinal puro é misturado com o sinal que passa pelo filtro.

Um exemplo de cada tipo de filtro é mostrado na Fig. 100. Nos circuitos (a) e (b) quando R_2 é variado, variam a frequência central e o fator de qualidade. Porém o ganho na frequência central e a Banda B são constantes (não dependem de R_2).

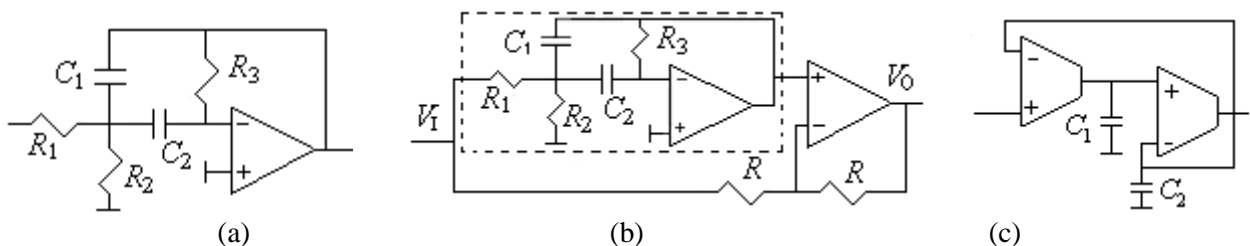


Fig. 100 – (a) Filtro seletor PF; (b) Equalizador *Bump*; (c) Filtro passa-baixa.

A equação geral filtro PF da Fig. 100 (a) é:

$$T_{PF}(s) = \frac{-K(\omega_0/Q)s}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} = \frac{-KBs}{s^2 + Bs + \omega_0^2}$$

Onde $\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}$ $Q = \frac{1}{(C_1 + C_2)} \sqrt{\frac{R_3 C_1 C_2 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2}}$ $-K = -\frac{R_3}{R_1} \frac{C_2}{(C_1 + C_2)}$ e $\frac{\omega_0}{Q} = B = \frac{(C_1 + C_2)}{R_3 C_1 C_2}$.

Obs: O ganho K e a Banda B não dependem de R_2 .

O Filtro *Bump* da Fig. 100 (b) é obtido a partir do filtro PF da Fig. 100 (a) onde foi feito um *feed-forward* para a saída, para garantir que na origem e no infinito o ganho seja constante.

No filtro da Fig. 100 (b) tem-se que $V_o(s) = 2T_{PF}(s)V_i(s) - V_i$. Então é possível mostrar que:

$$-T_{PF}(s) = \frac{-V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{s^2 + (2K + 1)Bs + \omega_0^2}{s^2 + Bs + \omega_0^2}$$

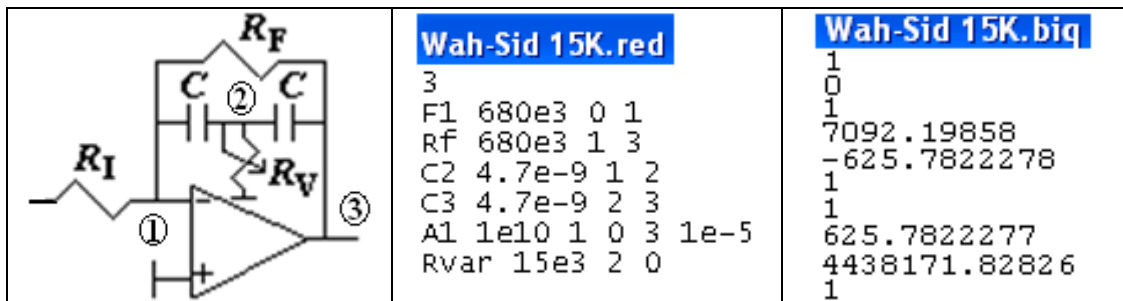
que é constante na origem e no infinito e na frequência ω_0^2 apresenta um ganho (*boost*) igual a $(2K + 1)$.

As equações para projeto do filtro da Fig. 100 (c) para $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ são:

$$T(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + (\omega_0/Q)s + \omega_0^2} = \frac{g_m^2 / C_1 C_2}{s^2 + (g_m / C_2)s + g_m^2 / C_1 C_2}$$

Para esta rede $K = 1$ e $Q = \sqrt{C_2/C_1}$ são constantes fixo, e $\omega_0 = g_m / \sqrt{C_1 C_2}$ pode ser ajustável.

A rede abaixo também permite obter efeitos Wah-wah com PB com alto “ Q ”, agora usando circuito com ampop. Com este circuito, no entanto o valor do ganho no pico é variável (ver fig. Abaixo).



$$Z_{SC}(s) = \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_3} = \frac{1 + 2R_V s C}{s^2 C^2 R_V} \quad \therefore \quad Y_{SC} = \frac{s^2 C^2 R_V}{1 + 2R_V s C} \quad T(s) = \frac{-Y_I}{Y_{SC} + Y_F} = \frac{-\frac{2}{R_I C} \left(s + \frac{1}{2R_V C} \right)}{s^2 + \frac{2}{R_F C} s + \frac{1}{R_F R_V C^2}}$$

Para $R_V = 15K$ $T(s) = \frac{-625.7822278 s + 7092.19858}{s^2 + 625.7822278s + 4438171.8282605}$

Colocando um PB de ordem 1 em cascata (sem R_P) diminui o valor de pico em frequências altas, quando $R_V = 0,5K$. O capacitor é $C_{pb} = 1nF$ e R_{pb} pode ser $R_{pb} = 300K$ ou $50K$.

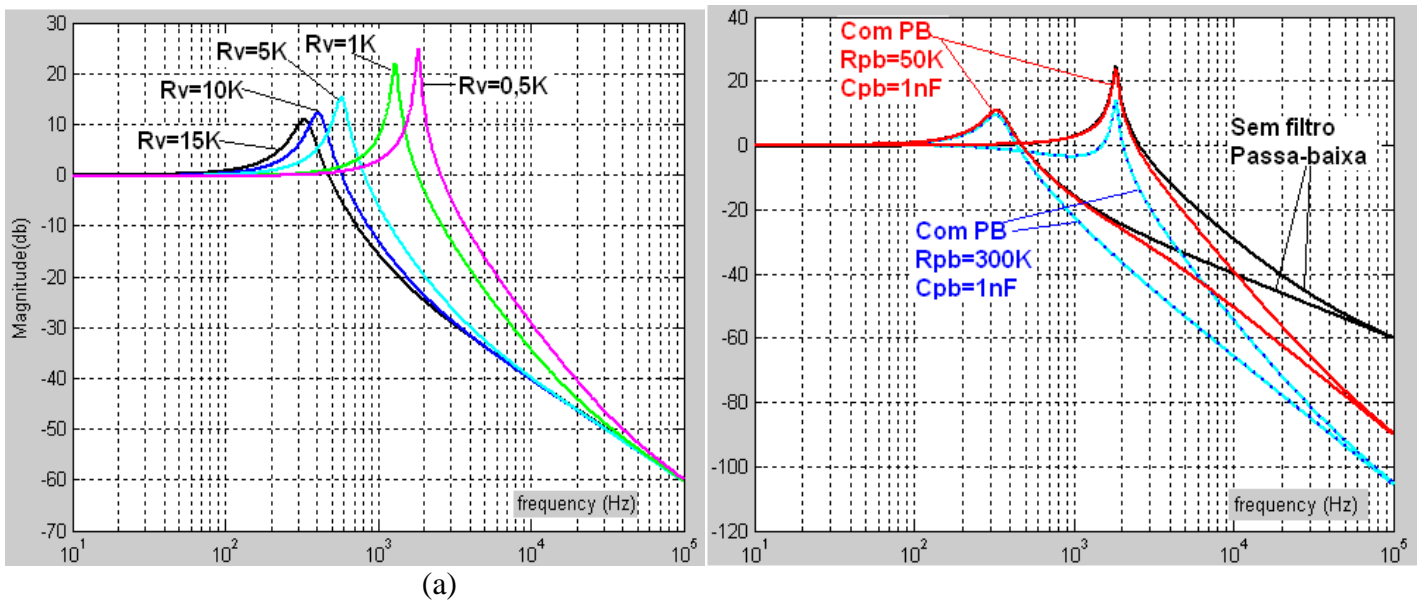
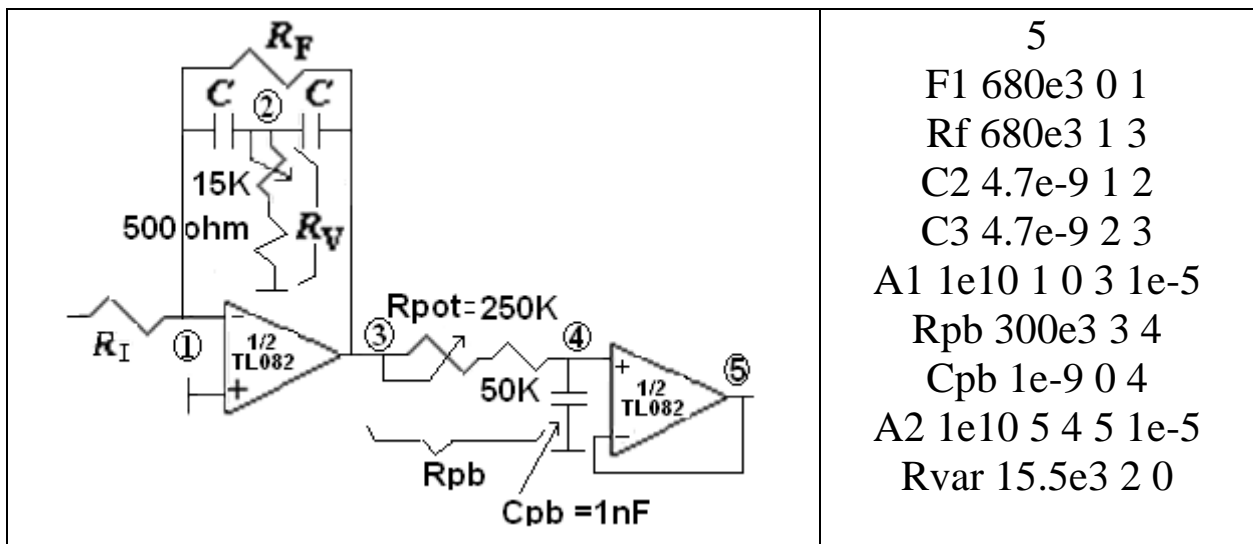


Fig. 101 - Resposta em frequência do Wah-wah SID (a) sem PB na saída (b) com PB na saída.

2.8 DISTORÇÃO

Os efeitos de distorção são obtidos quando se obtém uma saturação forçada de um ou mais estágios do circuito que processa o sinal, objetivando a criação de harmônicos. Enquanto em todos os outros tipos de efeitos as saturações não são desejadas, aqui elas são propositadamente produzidas.

Na literatura este é provavelmente o efeito que apresenta o maior número de variações em termos de circuitos. A quantidade e a proporção de harmônicos pares e ímpares dependem da topologia e principalmente se as saturações são obtidas com amp. op., TJT, JFET, MOSFET e Válvulas. Diodos também são usados em conjunto com todos estes dispositivos.

Três dos mais conhecidos tipos de pedais que proporcionam este efeito são o Overdrive, o Distortion e Fuzz. No efeito Overdrive tenta-se simular as distorções que ocorrem em amplificadores valvulados saturados. Uma forte componente desses sinais são harmônicos de ordem par que soam mais suaves aos nossos ouvidos. No efeito Distortion são obtidas harmônicas pares e ímpares. Logo, em relação ao Overdrive, ele soa menos suave aos nossos ouvidos. No efeito Fuzz procura-se realçar os harmônicos ímpares, que aparecem naturalmente quando os sinais são aproximados a ondas quadradas. Por isso, dentre os três efeitos de distorção, este soa o menos suave.

Nos três tipos de pedais pode-se controlar a quantidade de distorção (nível de saturação) e o nível do sinal na saída. Alguns pedais possibilitam alguma forma de equalização, para ressaltar e/ou atenuar certas faixas de frequência.