

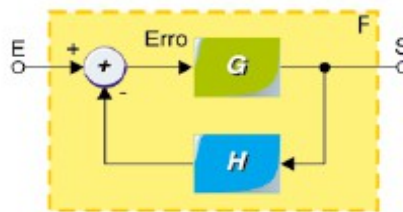
SISTEMAS REALIMENTADOS

$$\text{Erro} = E - H \cdot S$$

$$S = \text{Erro} \cdot G \rightarrow \text{Erro} = \frac{S}{G}$$

Substituindo erro na primeira equação, temos:

$$F = \frac{S}{E} = \frac{G}{1 + GH}$$



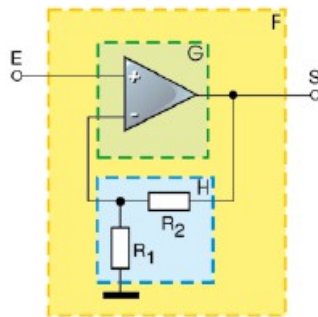
E = entrada
S = saída
F = função de transferência total
G = função de transferência da malha direta
H = função de transferência de malha de realimentação

Esta é a equação que exprime a função de transferência de um sistema realimentado. Os subsistemas G e H podem ser circuitos eletrônicos, componentes mecânicos, hidráulicos, pneumáticos ou transdutores. A única exigência é que E e a saída de H tenham a mesma grandeza e possam ser comparadas.

Em geral, $GH \gg 1$, então:

$$F = \frac{G}{1 + GH} \approx \frac{G}{GH} = \frac{1}{H}$$

Realimentação em amplificadores operacionais:



Também temos:

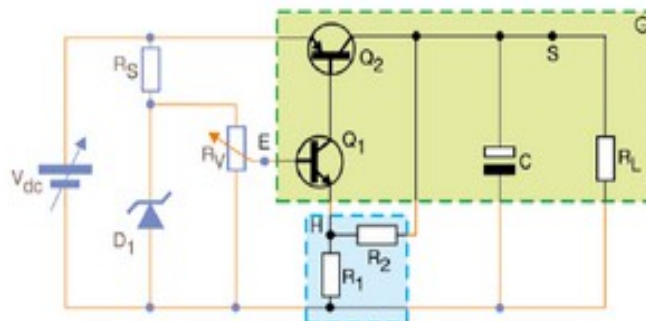
$$G = A_v \text{ (ganho de A. O.)}$$

$$H = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Considerando $GH \gg 1$

$$F = \frac{1}{H} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

No caso das fontes lineares temos:



$$G = g_m \cdot \beta_{Q2} \cdot R_1$$

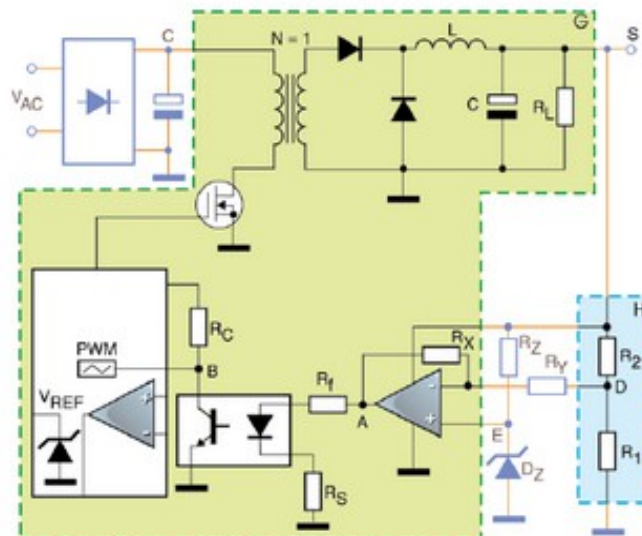
$$H = \frac{R_p}{R_p + R_2}$$

Onde:

$$R_p = \frac{R_1}{g_{mQ1}} = \frac{R_1}{1 + g_{mQ1} \cdot R_1}$$

Para $E = \text{constante}$, a tensão de saída S será constante, independentemente de V_{DC} , pois H não depende de V_{DC} .

Para fontes chaveadas temos:



$$V_{AC} = V_{AC\text{máx}}$$

$$G = A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot K_{PWM} \cdot \frac{1}{N} \cdot F(s)$$

$$H = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Onde:

$A_{V1} = 1 + R_x/R_y$ (ganho A.O.)

$A_{V2} \cong bRC / (R_f + R_s)$

$b = I_C / I_{\text{diodo}}$

$K_{PWM} = V_{AC\text{máx}} / V_{\text{triângulo}}$

$V_{\text{triângulo}}$ = amplitude da onda triangular dentro do controlador PWM

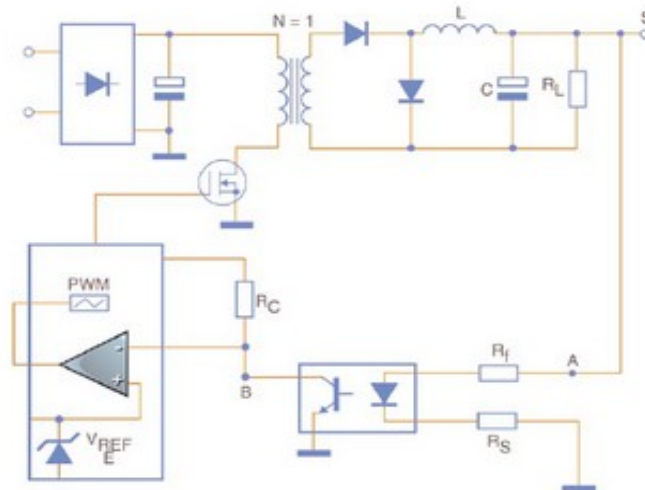
N = é a relação de espiras do transformador N_1/N_2 .

$F(s)$ = função de transferência do filtro LC. Para $A_{V1} \cdot A_{V2} \cdot K_{pwm} / N \gg 1$ vale:

$$\frac{S}{E} \approx \frac{1}{11} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

A tensão de saída da fonte é dependente da relação R1 e R2 e tensão do diodo zener DZ.

Para



temos:

$$G = A_{v1} K_{pwm} \cdot F(s) \cdot N$$

$$H = A_{v2} = \beta \frac{R_c}{(R_f + R_s)}$$

logo

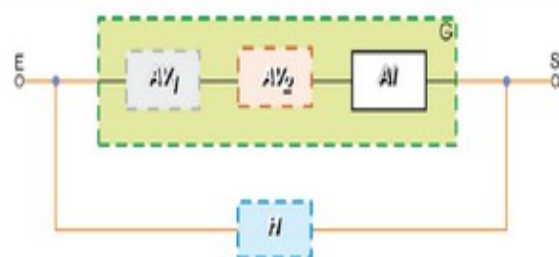
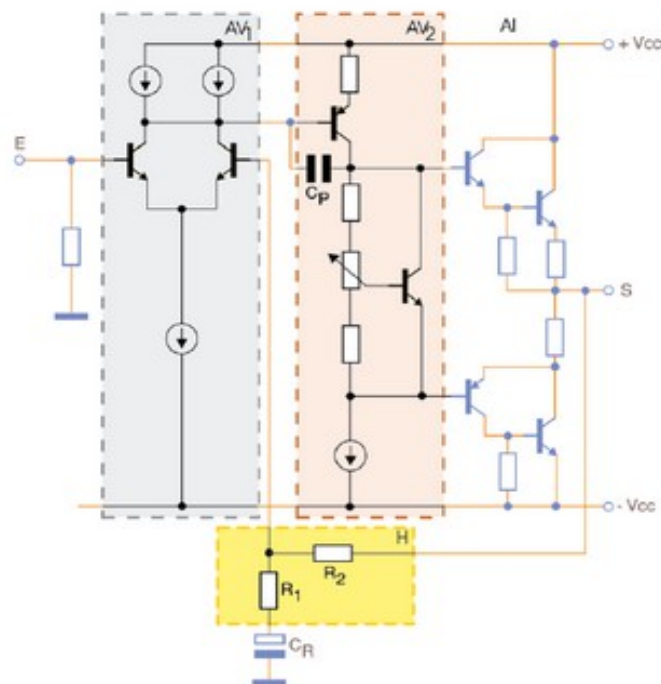
$$\frac{S}{E} = \frac{1}{H} = 1 + \frac{R_f + R_s}{\beta \cdot R_c}$$

O problema é que β varia com a temperatura, e conseqüentemente a tensão de saída também. Não é isso o que desejamos de uma fonte de alimentação. Logo, é o esquema da figura 4 que é normalmente empregado. A referência de tensão interna do CI controlador de PWM é geralmente usada em fontes cujo estágio de saída não é isolado do de entrada.

Voltando ao circuito da figura 4, a relação de tensão é:

$$\frac{\Delta V_{ac}}{\Delta V_b} = \frac{F(s) / N}{1 + A_{V1} A_{V2} K_{pwm} \cdot F(s) / N \cdot H} \cong \frac{|R_1 + R_2|}{A_{V1} A_{V2} K_{pwm} \cdot R_1}$$

No caso de Amplificadores de Potência:



$$Q = A_{V1} \cdot A_{V2}$$

$$H = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

A realimentação ajuda a reduzir o efeito da distorção de “crossover” do estágio de saída. Calculando a função de transferência da entrada de AI para a saída, teríamos:

$$F_M \rightarrow S = \frac{1}{A_{V1} A_{V2} \cdot H}$$

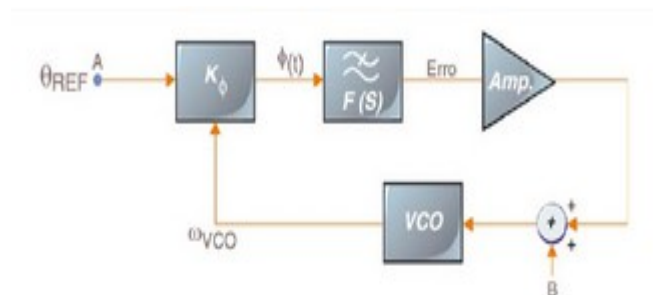
Adotando alguns valores típicos como exemplo:

$$A_{V1} = 100 \quad A_{V2} = 50 \quad R_1 = 1 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 18 \text{ k}\Omega$$

$$F_M \rightarrow S = \frac{1}{1 + \frac{(100 \cdot 50)}{19}} = \frac{1}{26}$$

Logo, a amplitude da distorção do crossover na saída será reduzida de 48 dB devido à realimentação. O capacitor CR faz com que $H = 1$ para DC, mantendo a tensão DC de saída bem próxima de 0 V. Para as frequências de áudio $H = R_1 / (R_1 + R_2)$, o ganho total do amplificador será $1 + R_2/R_1$.

Usando oscilador controlado por PLL:



K_D é o ganho de conversão (V/rad) do comparador de fase. K_{VCO} é o ganho de conversão (rad/V.S) do VCO,

$$\frac{d\theta_{VCO}(t)}{dt} = \omega_0 + K_{VCO}$$

Onde ω_0 é a frequência de oscilação “livre” do VCO.

$$\frac{\theta_{VCO}}{\theta_{REF}} = \frac{A_V \cdot F(s) \cdot K_{VCO} \cdot K_D}{s + A_V \cdot F(s) \cdot K_{VCO} \cdot K_D}$$

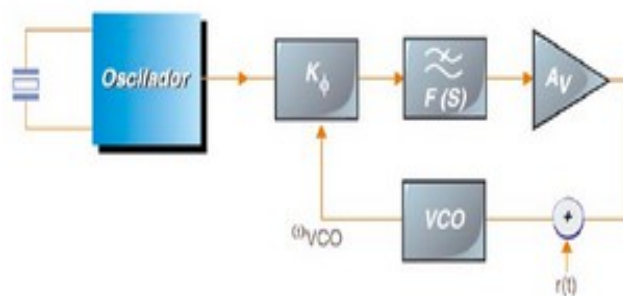
Da malha do PLL podemos obter várias funções, dependendo do que consideramos entrada ou saída. Temos: moduladores de frequência (FM), moduladores de fase PM, demoduladores, demoduladores de fase, sintetizadores de frequência. Como a utilização mais comum dos PLL é como sintetizador de frequência, esta será a aplicação que analisaremos com detalhe. Um oscilador LC possui um ruído de fase muito maior que um oscilador a cristal, para uma mesma distância relativa da portadora. Para análise do nosso módulo vamos considerar todo ruído do VCO representado por $r(t)$ e o VCO como sendo um oscilador ideal. A função de transferência da entrada para saída do VCO (com a malha fechada) fica:

$$G = kVCO$$

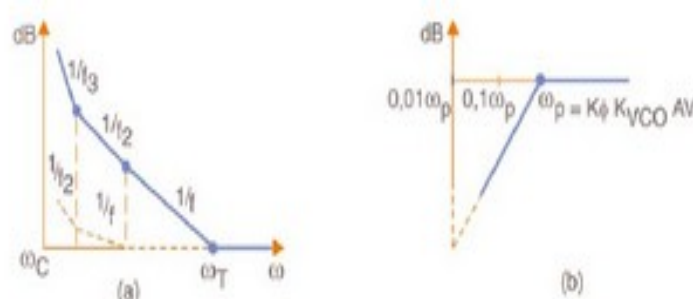
$$H = \frac{K_o}{S} \cdot F(s)$$

Assendo $F(s) = 1$.

$$\frac{\omega_{VCO}}{R(s)} = \frac{G}{1 + GH} = \frac{K_{VCO}}{1 + K_o K_{VCO} \cdot Av/s} = \frac{S \cdot K_{VCO}}{S + K_o K_{VCO} \cdot Av}$$



Na figura embaixo se observa a função de transferência da equação anterior. A densidade espectral de potência de ruído de fase de um oscilador LC genérico que será o VCO do sistema.



Escolhendo o ganho da malha adequadamente, teremos $\omega_P \cong \omega_T$ e a curva de ruído de fase resultante do oscilador com a malha fechada em vermelho (tracejado), resultando em um oscilador com ruído de fase bem menor.