Eletrônica Básica II

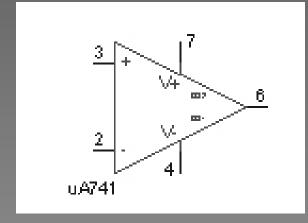
Amplificadores Operacionais



Introdução

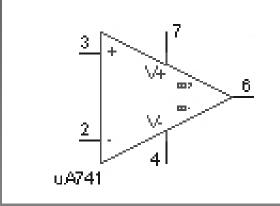
- O 1º circuito integrado (μΑ709) que implementou um amplificador operacional foi criado em 1960
- São versáteis: pode-se multiplicar, somar, subtrair, integrar e derivar sinais
- Suas características se aproximam bastante do modelo ideal

Os Terminais do Amp. Op.



- Os amp. op. necessitam ser alimentados em Corrente Contínua (CC ou, do inglês, DC – Direct Current)
- A maioria dos amp. op. requer duas alimentações DC para operar (forma bipolar)

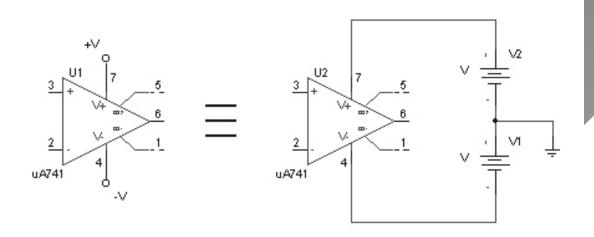
Os Terminais do Amp. Op.



- Terminais do amp. op. 741: entradas, saída, alimentações, além de compensação em freqüência e ajuste de offset
- Outros exemplos de chips que implementam amplificadores operacionais:
 - 1458 e TL072, que vêm com dois amp. op.
 - TL074, que vem com 4 amp. op.

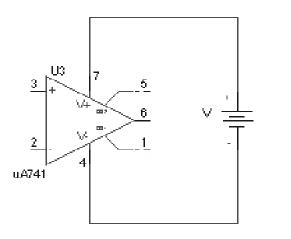
 Os amp. op. necessitam ser alimentados em Corrente Contínua (CC ou, do inglês, DC – Direct Current)

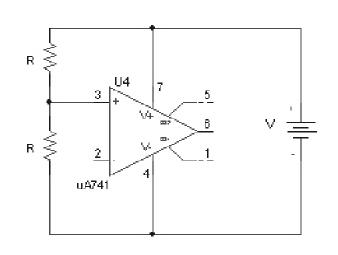
Forma de Alimentação Bipolar dos Amp. Op.



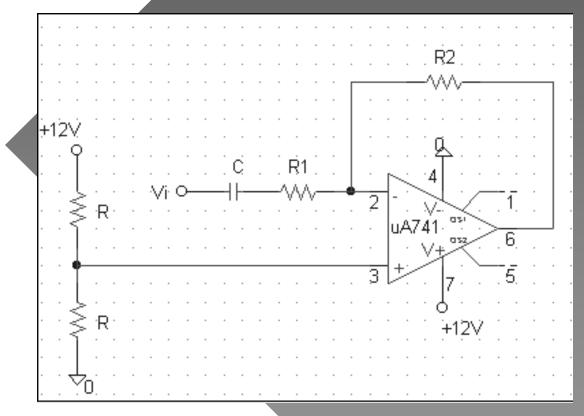
• Entretanto, os amp. op. também podem ser alimentados de forma unipolar

Forma de Alimentação Unipolar dos Amp. Op.

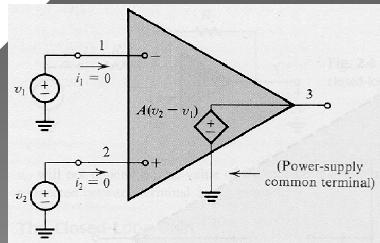




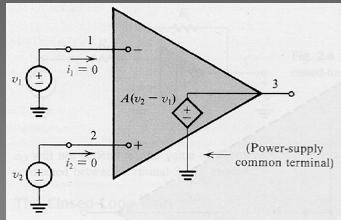
Exemplo com Alimentação Unipolar



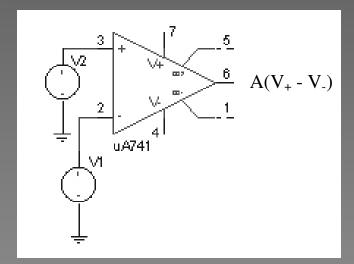
- Sinal de entrada é senoidal, de amplitude 100 mV e frequência 10 kHz
- Simulação de circuito usando o MicroSim



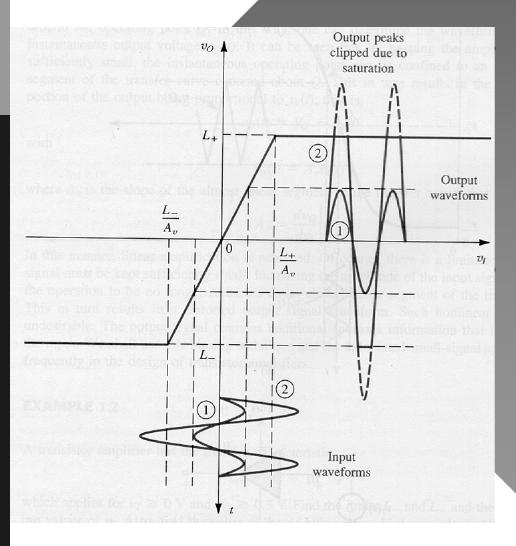
- Um amp. op. é sensível à diferença entre os sinais aplicados à sua entrada (V+ – V-)
- O circuito interno do amp. op. aplica um ganho A no sinal, proporcionando uma saída igual a A(V+ – V-)
- A é denominado "ganho em loop aberto" ou "ganho diferencial"



- O amp. op. ideal não drena corrente de entrada, ou seja, a impedância de entrada é idealmente infinita
- No terminal de saída de um amp. op. ideal, a tensão de saída será sempre igual a A(V+ − V-) independente da corrente que pode ser drenada pela carga ⇒ a impedância de saída de um amp. op. ideal é zero



- Note que a saída está em fase (tem o mesmo sinal) com V₊ e fora de fase (sinal oposto) com V₋
- Assim, o terminal "—" é chamado terminal de entrada inversor e o terminal "+" é chamado terminal de entrada não-inversor



Os amp. op. operam linearmente sobre uma faixa limitada de tensão de saída

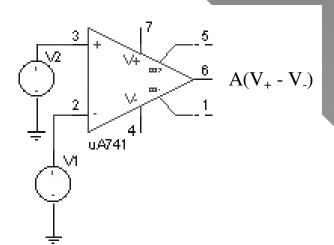
A saída do amp. op. satura em valores de L+ e L-, que estão entre 1 e 2 V abaixo da tensão de alimentação

- Para que não haja distorção: $\frac{L-}{G} \le Vi \le \frac{L+}{G}$
- Onde G é o ganho de tensão: $G = \frac{V_0}{V_i}$

 Exemplo: Se um amp. op. é alimentado em ±12V e tem ganho, em malha fechada (G), de 200, qual é a maior amplitude do sinal de entrada para que não haja distorção de sinal na saída?

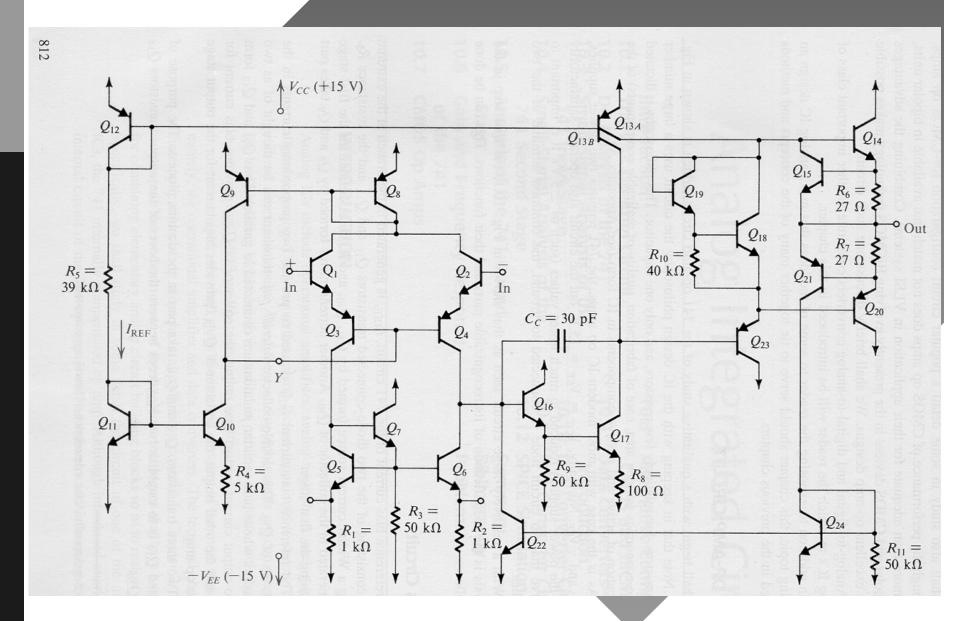
Aplicação do Amp. Op. em Loop Aberto

- Aplicação importante quando operam em loop aberto: comparador
- Note que o ganho em loop aberto A é idealmente infinito (na prática maior que 100000)



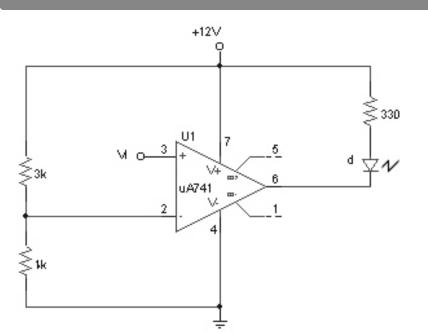
$$V_0 = A(V_+ - V_-)$$

O Amp. Op. 741 Internamente

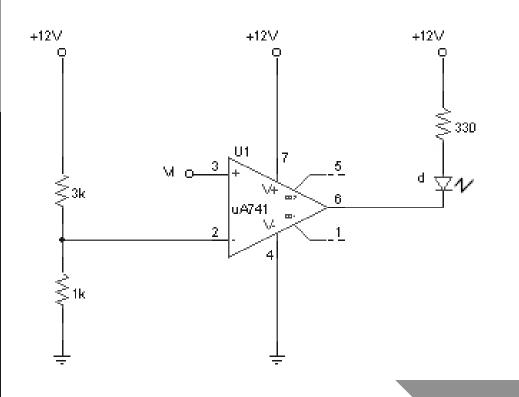


Exemplo de Amp. Op. em Loop Aberto

 Se um sinal de 4 kHz de freqüência e 5 V de amplitude é aplicado ao circuito abaixo (em Vi), desenhe a forma de onda de saída, comentando sobre o que acontece com o LED (necessita de uma corrente maior que 5 mA para emitir luz)



Exemplo de Amp. Op. em Loop Aberto



$$V_0 = A(Vi - 3)$$

$$Vi = 5Sen(2\pi 4000t) = x, -5 \le x \le +5$$

Se

$$x > 3 \Rightarrow$$

Saturação positiva

$$\Rightarrow L + \cong 10V$$

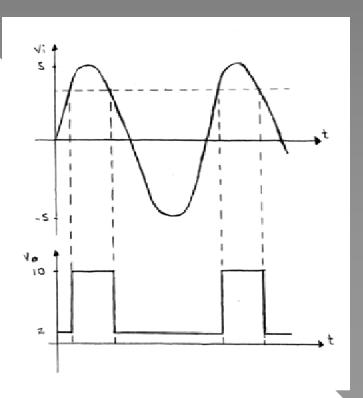
Se

$$|x < 3 \Rightarrow$$

Saturação negativa

$$\Rightarrow L - \cong 2V$$

 Note que, tal como mencionado anteriormente, o amp. saturará em cerca de 2 V abaixo da alimentação positiva (12 V) e acima da alimentação negativa (0 V)

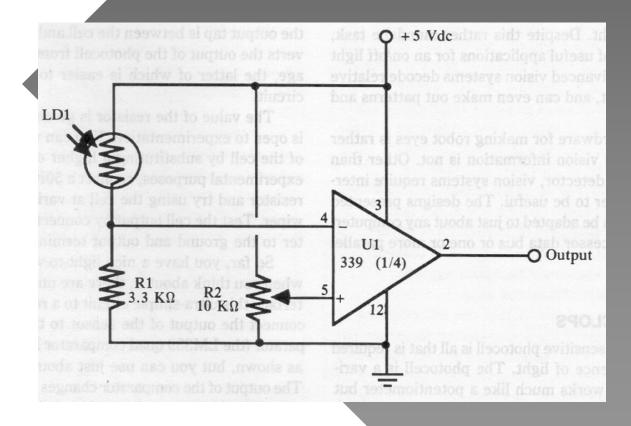


- O LED piscará a uma freqüência de 4 kHz, mas o veremos como se estivesse aceso, pois o olho humano não consegue detectar variações de luz com frequência superior a aproximadamente 10 Hz
- Apesar do 741 poder ser utilizado como comparador, existem outros chips específicos para tal fim, como o LM311, o LM393 ou ainda o LM339, que possui 4 comparadores no próprio chip

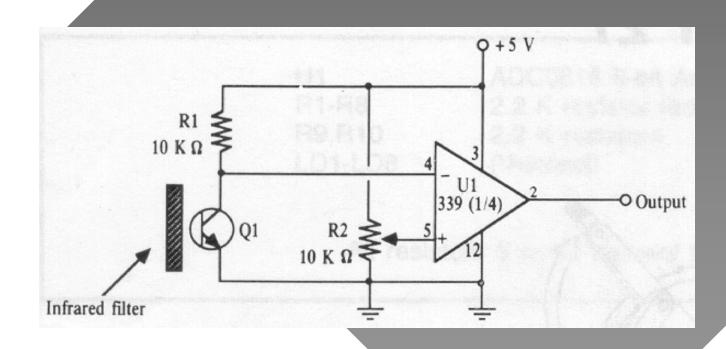
 \bullet Simulação do Exemplo Usando o Microsim, mas também acionando uma sirene de 8 Ω que drena 200 mA

Exemplo de Uso de Fotoresistor (LDR)

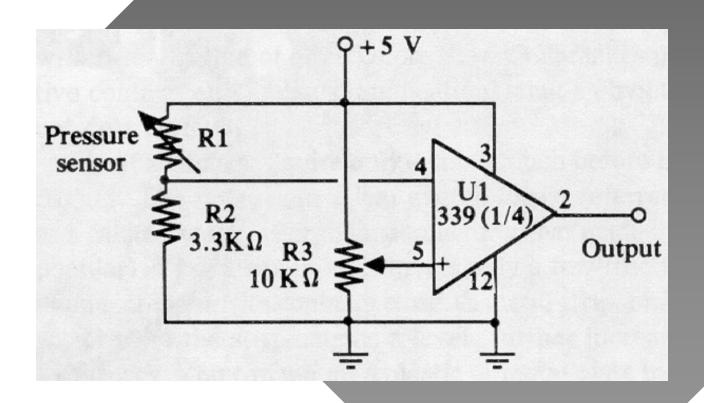
- Sensor de Luz -

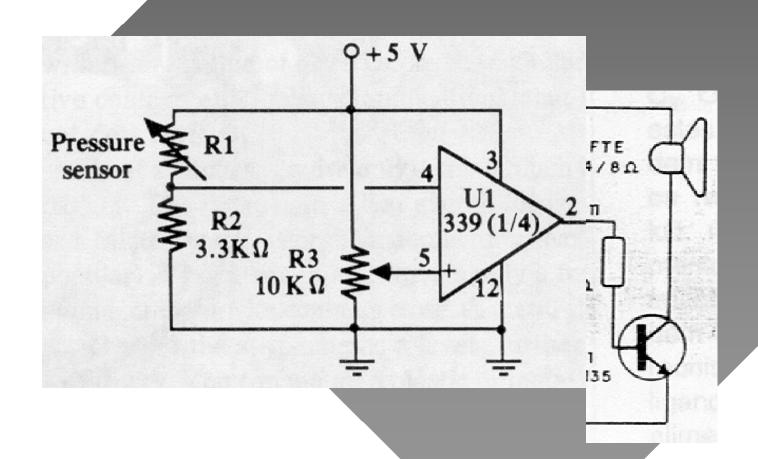


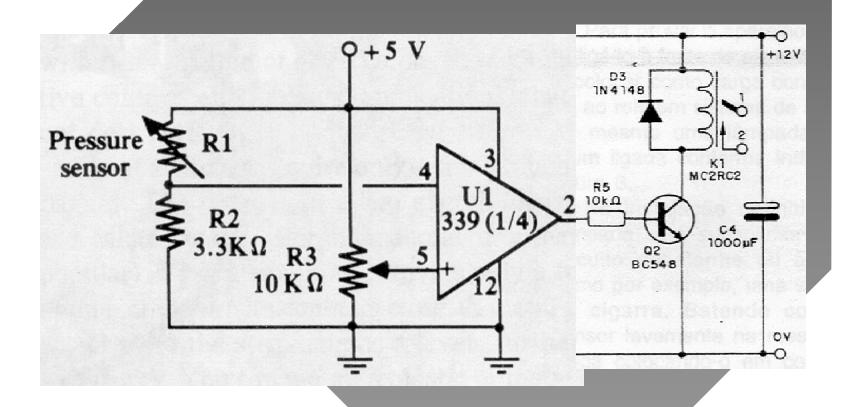
Exemplo de Uso de Fototransistor - Sensor de Fogo -

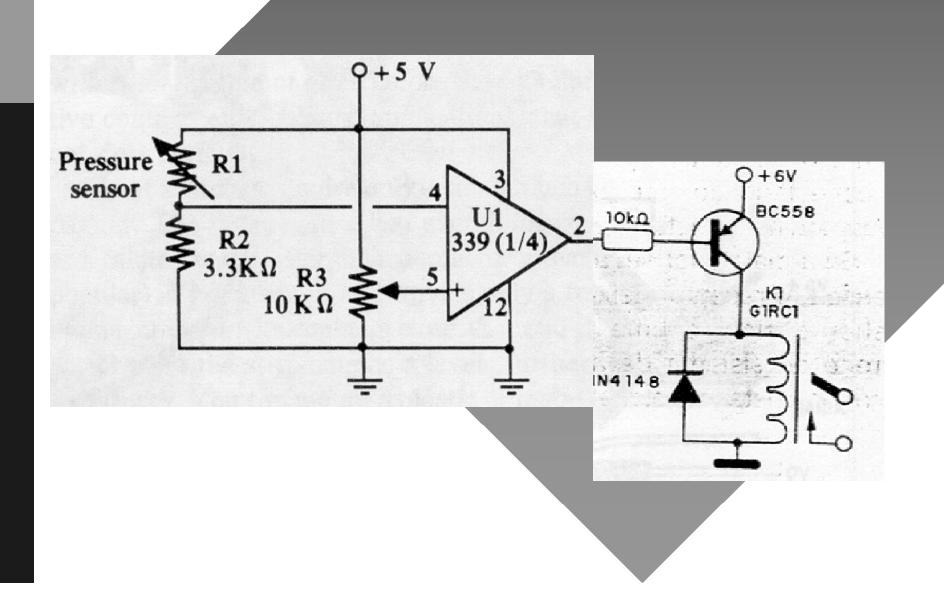


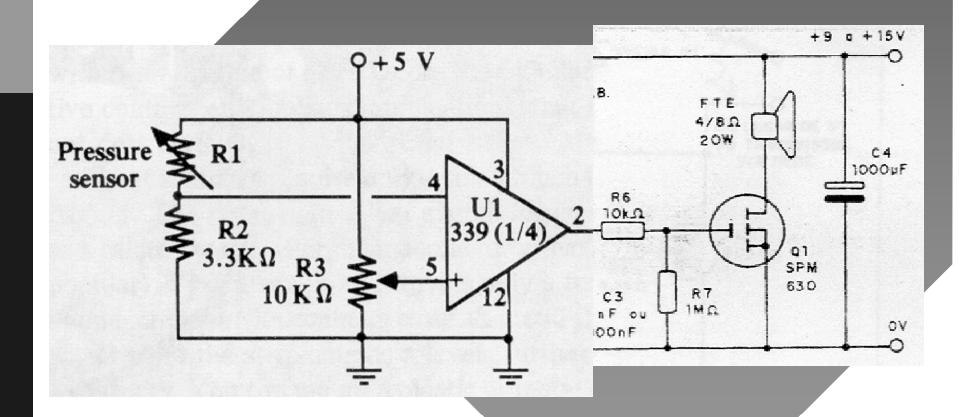
Exemplo de Uso de Sensor de Força



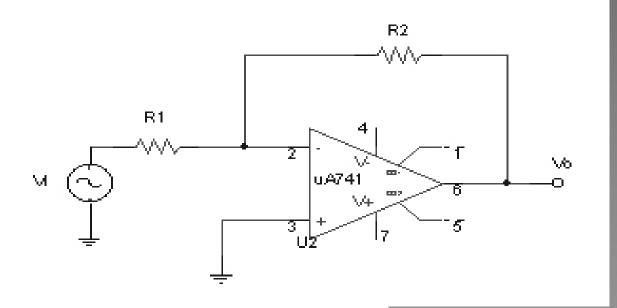








Aplicações de Amp. Op. em Loop Fechado - Multiplicador Inversor -



 Note que R₂ aplica realimentação negativa

$$\begin{vmatrix} V_{0} = A(V_{+} - V_{-}) \\ V_{+} - V_{-} = \frac{V_{0}}{A} \end{vmatrix}$$

Como $A \rightarrow \infty$

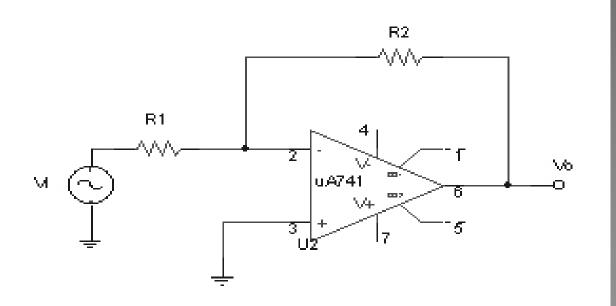
$$\Rightarrow V_{+} \cong V_{-}$$

Como

$$V_{+} = 0 \Longrightarrow V_{-} = 0$$

⇒Terra Virtual

Aplicações de Amp. Op. em Loop Fechado - Multiplicador Inversor -



$$0 - R_2 \frac{Vi}{R_1} = V_0$$

$$\frac{V_0}{V_i} = G = -\frac{R_2}{R_1}$$

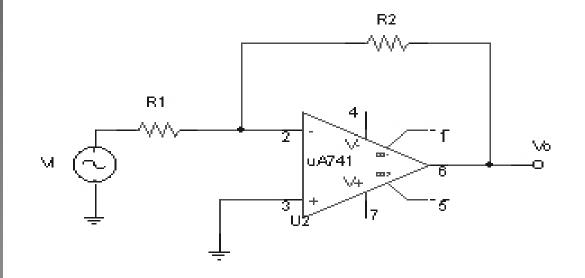
 Note que existe um deslocamento de fase de ±180° para esta configuração, ou seja, se:

$$Vi = \operatorname{sen} \omega t \Rightarrow V_0 = -\frac{R_2}{R_1} \operatorname{sen} \omega \Rightarrow V_0 = \frac{R_2}{R_1} \operatorname{sen}(\omega t \pm 180^\circ)$$

Efeito do Ganho A no Multiplicador Inversor

$$V_0 = A(V_+ - V_-)$$
, mas $V_+ = 0$

Logo,
$$V_0 = -AV_- \Rightarrow V_- = \frac{-V_0}{A}$$



Então,

$$Vi - \left(\frac{-V_0}{A}\right) = i \Rightarrow i = \frac{Vi + \frac{V_0}{A}}{R_1}$$

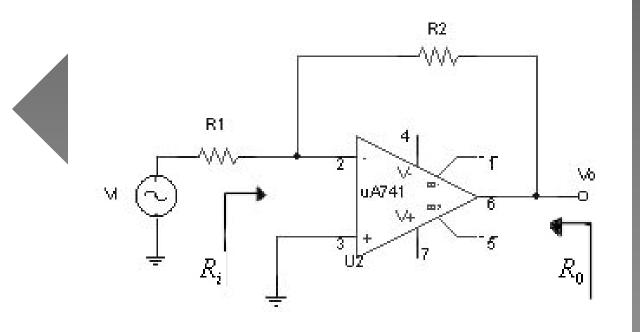
$$\frac{-V_0}{A} - R_2 \cdot i = V_0 \Rightarrow -\frac{V_0}{A} - R_2 \left(\frac{Vi + \frac{V_0}{A}}{R_1}\right) = V_0$$
Finalmente,
$$G = \frac{V_0}{Vi} = \frac{-R_2}{N_1}$$

$$1 + \frac{(1 + \frac{R_2}{A})}{A}$$

Finalmente,

$$G = \frac{V_0}{Vi} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{(1 + \frac{R_2}{R_1})}{A}}$$

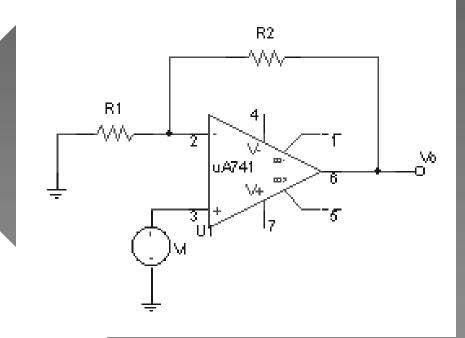
Resistência de Entrada e de Saída do Multiplicador Inversor



Do circuito,
$$Vi = R_1i$$
 Então, $R_i = \frac{Vi}{i} = R_1$ e $R_0 = \frac{V_0}{i_0} = 0$

• Note que se o valor de R_1 for alto, implica que o ganho $G = \left(\frac{R_2}{R_1}\right)$ não será muito grande

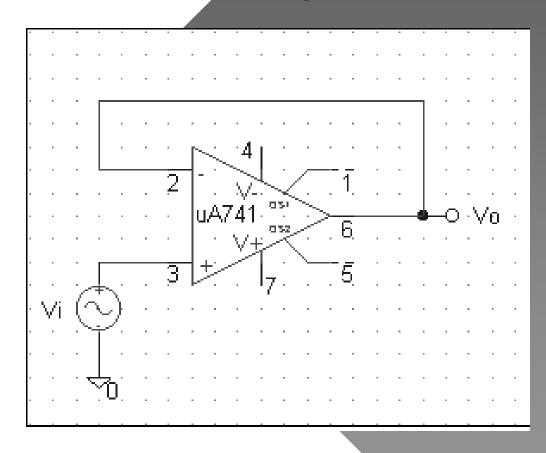
Multiplicador Não-Inversor



$$V_0 - V_i = R_2 \frac{V_i}{R_1} \Longrightarrow \frac{V_0}{V_i} = G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

 Note que como G é positivo, não existe diferença de fase entre a saída e a entrada

Buffer (Seguidor) de Tensão



$$V_o = V_i \Longrightarrow G = 1$$

$$R_i = \infty$$

$$R_0 = 0$$

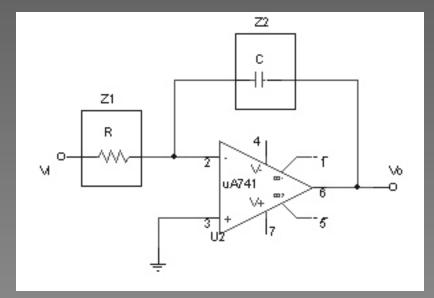
 Configuração de amp. op. adequada para interfacear fonte de alta impedância de saída com carga de baixa impedância

Eletrônica Básica II

Amplificadores Operacionais



Integrador Inversor



Note que $s=j\omega$. Esta expressão indica um filtro passa-baixas, pois:

Para:
$$\omega \to 0 \Rightarrow |V_0| \uparrow \omega \to \infty \Rightarrow |V_0| \downarrow$$

$$\omega \rightarrow \infty \Rightarrow |V_0| \downarrow$$

De (1)
$$\Rightarrow V_0 = -\frac{1}{RC} \left(\frac{1}{S} V_i \right)$$

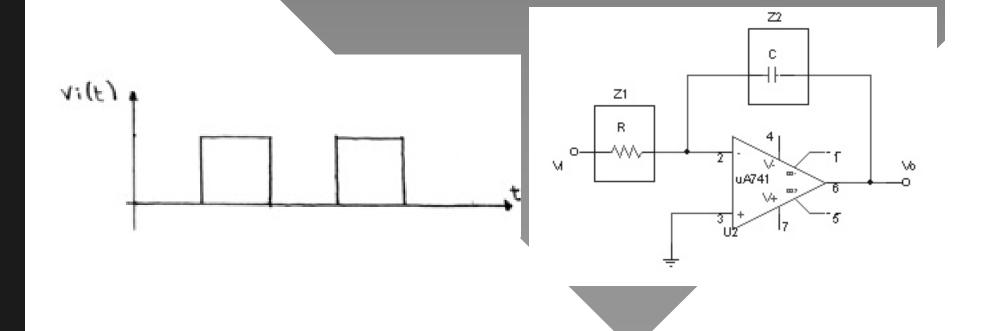
Para
$$v_0(0) = v_C(0) = 0 \Rightarrow v_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt$$

Já para $v_0(0) = V_C \Rightarrow v_0(t) = V_C - \frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt$

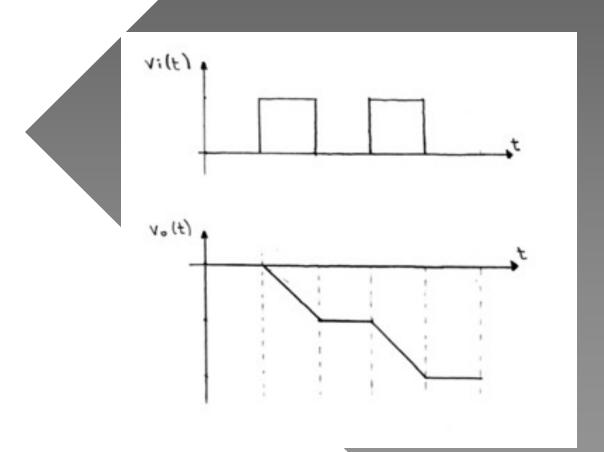
Já para
$$v_0(0) = V_C \Rightarrow \left| v_0(t) = V_C - \frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt \right|$$

Exemplo de Integrador Inversor

Se um trem de pulsos quadrados de 100 Hz e 1 V é aplicado à entrada de um integrador, com R=100 k Ω e C=0.1 μ F, qual será a forma de onda do sinal de saída?



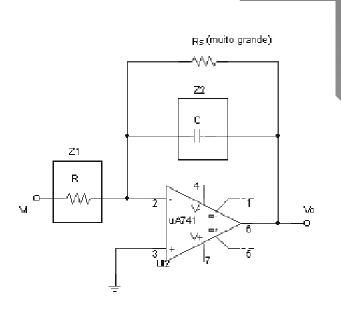
Exemplo de Integrador Inversor



• Simulação do circuito usando o MicroSim

Integrador Inversor Não-Ideal

• Como $\frac{V_0}{V_i} = -\frac{1}{SRC}$, em aplicações práticas normalmente se insere uma grande resistência R_S em paralelo com C para não saturar a saída se o sinal de entrada tem freqüência muito baixa ou zero (CC)



$$Z_{2} = R_{S} / \frac{1}{SC} \Rightarrow Z_{2} = \frac{\frac{1}{C}}{S + \frac{1}{R_{S}C}}$$

$$\frac{V_{0}}{V_{i}} = \frac{\frac{-1}{RC}}{S + \frac{1}{R_{S}C}}$$

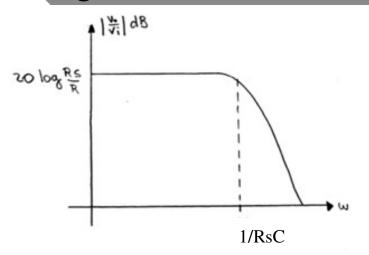
$$\frac{\left|\frac{V_{0}}{V_{i}}\right|}{\left|\frac{V_{0}}{V_{i}}\right|} = \frac{\frac{1}{RC}}{\sqrt{\omega^{2} + \left(\frac{1}{R_{S}C}\right)^{2}}}$$

$$f_S = \frac{1}{2\pi R_S C}$$

$$\phi(\omega) = 180^{\circ} - tg^{-1} \left(\frac{\omega}{\frac{1}{R_S C}} \right)$$

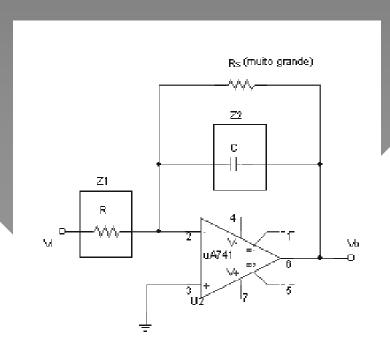
Integrador Inversor Não-Ideal

- Entretanto, o integrador será não ideal, pois somente integrará bem sinais com frequências maiores que $f_s = \frac{1}{2\pi R_s C}$
- Para freqüências menores, o circuito funcionará mais como Multiplicador do que como Integrador



Exemplo Integrador Inversor Não-Ideal

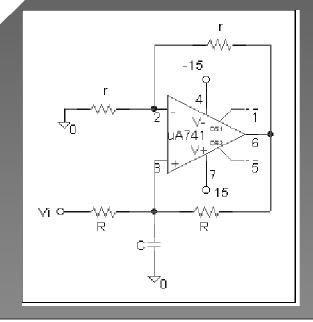
- Desenhe σ sinal de saída do integrador não-ideal se o sinal de entrada tem frequência de 5 Hz. Repita para sinal de 100 Hz. Valores utilizados: R=100 k Ω , C=0.1 μ F e Rs=100 k Ω
- Note que $f_s = 16Hz$



Exemplo Integrador Inversor Não-Ideal

• Simulação do circuito usando o MicroSim

Integrador Não-Inversor



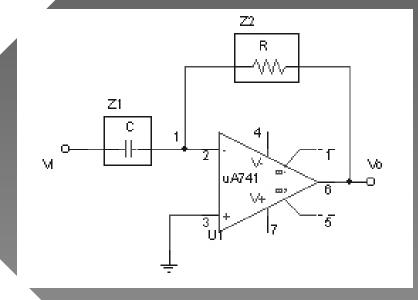
$$V_2 = \frac{r}{r+r}V_0 \Rightarrow V_2 = V_3 = \frac{V_0}{2}$$
 (1)

Aplicando o "método de tensão de nó" no nó 3: $\frac{V_3 - V_i}{R} + \frac{V_3}{1/SC} + \frac{V_3 - V_0}{R} = 0$ (2)

(1) em (2)
$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{2}{SRC}$$

$$v_0(t) = v_0(0) + \frac{2}{RC} \int_0^t v_i(t) dt$$

Diferenciador



$$\left| \frac{V_0}{V_i} = \frac{-Z_2}{Z_1} \right| = Z_2 = R = Z_1 = \frac{1}{SC}$$

$$\left| \frac{V_0}{V_i} = -SRC \Rightarrow \left| \frac{V_0}{V_i} \right| = \omega RC \Rightarrow \text{\'e um filtro passa-altas: - para } \omega \to 0 \Rightarrow \left| V_0 \right| \downarrow$$

- para
$$\omega o \infty \Longrightarrow \left|V_0\right| \uparrow$$

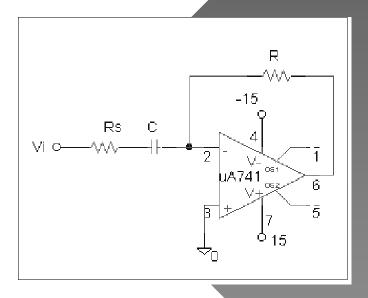
$$V_0 = -RC(SV_i) \Rightarrow v_0(t) = -RC\frac{dv_i(t)}{dt}$$

Diferenciador

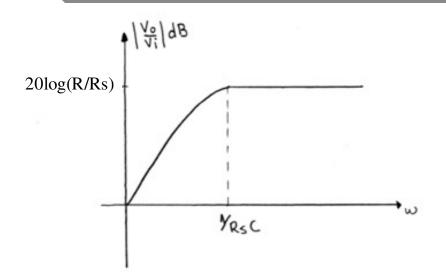
$$\left| \frac{V_0}{V_i} = -SRC \Rightarrow \left| \frac{V_0}{V_i} \right| = \omega RC$$

- Note que sinais de alta frequência farão com que sature a saída do amp. op.
- Por isto, normalmente se insere uma resistência
 R_S de pequeno valor em série com C
- Entretanto, isto torna o circuito um diferenciador não-ideal, diferenciando bem apenas sinais com freqüências menores que $f_s = \frac{1}{2\pi R_s C}$

Diferenciador

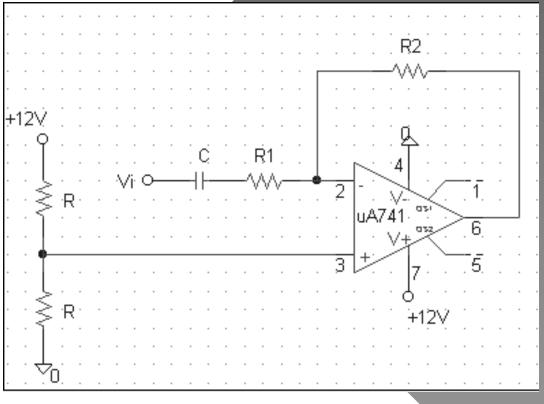


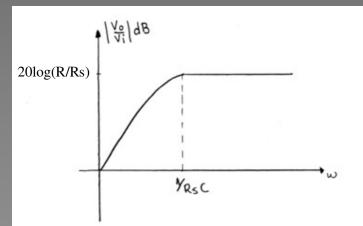
$$Z_1 = R_S + \frac{1}{SC} \quad \text{e} \quad Z_2 = R$$



$$f_S = \frac{1}{2\pi R_S C}$$

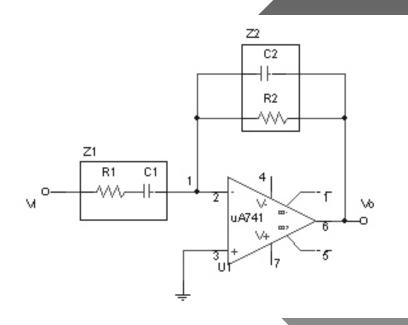
Estudo de Caso: Multiplicador Inversor com Alimentação Unipolar

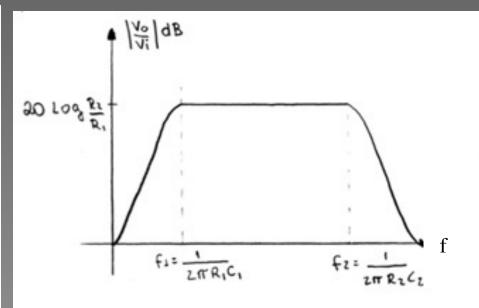




- Só "multiplica" sinais com
- Simulação de circuito, para sinal de entrada, de 100 mV / 10 kHz, usando o MicroSim

Filtro Passa-Banda





$$\left| \frac{V_0}{V_i} \right| = -\frac{Z_2}{Z_1}$$
, onde: $Z_2 = R_2 \, / / \, \frac{1}{SC_2}$ e $Z_1 = R_1 + \frac{1}{SC_1}$

Resposta Aproximada: Válida apenas para $\omega_2 >> \omega_1 \Rightarrow f_2 >> f_1$ e $f_2 < f_{\text{de corte do amp. op.}}$

Exemplo de Filtro Passa-Banda

 Projete um circuito que amplifique adequadamente, com ganho de 40 dB, sinais do espectro audível. Se o sinal de entrada é uma onda quadrada de 100 mV de amplitude e frequência de 10 Hz, 1 kHz e 40 kHz, desenhe a forma de onda do sinal de saída.

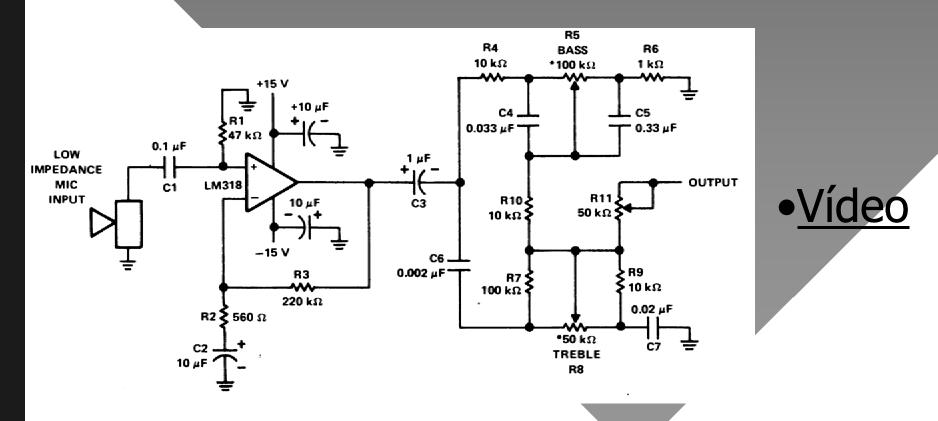
Como G=40 dB, então G=100 V/V na banda passante. Assim,
$$\frac{R_2}{R_1}$$
 =100. Podemos então selecionar, por exemplo, R₁= 5 k Ω e R₂= 500 k Ω . Por outro lado, f₁= 20 Hz e f₂=20 kHz. Assim, como $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$, então $C_1 = \frac{1}{2\pi .5000.20}$, ou seja, C₁=1.6 μ F. Por outro lado, $C_2 = \frac{1}{2\pi .500000.20000}$, ou seja, C₂=16 μ F.

Exemplo de Filtro Passa-Banda

• Simulação do circuito usando o MicroSim

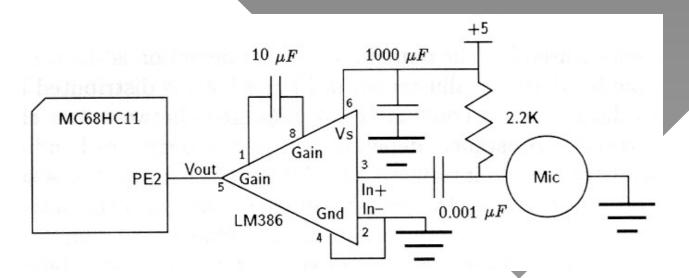
Exemplo de Filtro Passa-Banda: Áudio

- Pré-amplificador para microfone, com LM318, que tem frequência de corte inferior de 30 Hz e ganho em banda média de 50 dB
- Possui controle de grave e agudo



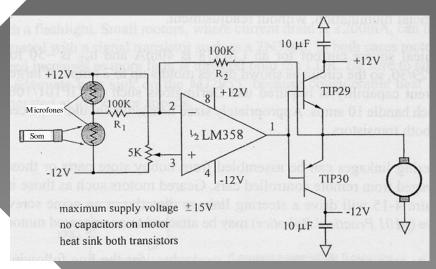
Amplificador de Áudio LM386

- O LM386 é muito utilizado para amplificar sinais de microfones
- Os microfones são dispositivos que transformam energia mecânica (som) em energia elétrica (tensão)
- O circuito abaixo permite que um sistema:
 - mova-se em direção a um ruído
 - atenda a um determinado som padrão
 - localize a posição de uma fonte sonora em um ambiente
 - seja utilizado em alarme sonoro



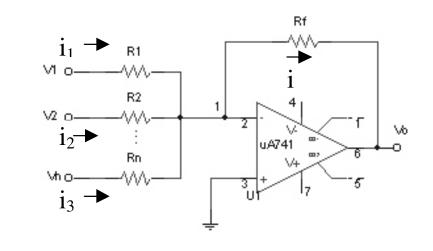
Amplificador de Áudio LM358

- Sensor de Som Diferencial





Somador

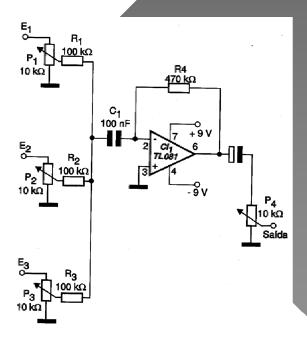


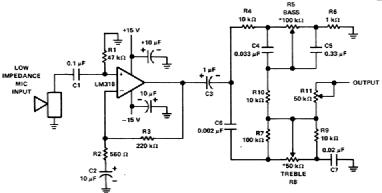
$$\begin{split} v_0 &= -R_f.i \\ i_1 &= \frac{v_1}{R_1}; \quad i_2 = \frac{v_2}{R_2}; \quad i_n = \frac{v_n}{R_n} \\ i &= i_1 + i_2 + ... + i_n \\ \hline v_0 &= -\left(\frac{R_f}{R_1}.v_1 + \frac{R_f}{R_2}.v_2 + ... + \frac{R_f}{R_n}.v_n\right) \end{split} \text{ Somador Ponderado}$$

Se
$$R_f = R_1 = R_2 = R_n$$

$$v_0 = -(v_1 + v_2 + \dots + v_n)$$
 Somador Simples

Exemplo de Somador: Misturador de Três Canais (Mixer) com Ajuste de Grave e Agudo





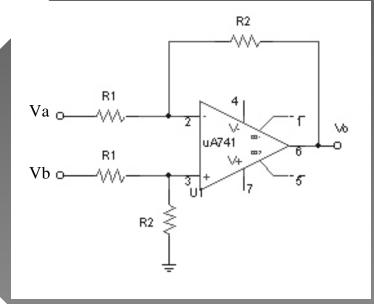


Exemplo de Aplicação: Oscilador + Somador (Misturador): Gerador de Tons Acústicos

Vídeo

Vídeo

Subtrator

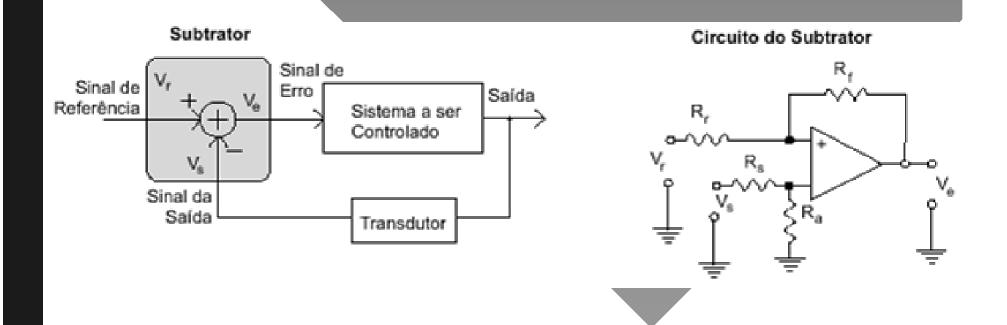


$$\begin{split} & \frac{V_a - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_b}{R_1} = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_b - V_0}{R_2} \\ & \frac{1}{R_1} \cdot V_a - V_b \left[\frac{R_2}{R_1 (R_1 + R_2)} + \frac{1}{R_1 + R_2} \right] = -\frac{V_0}{R_2} \\ & \frac{1}{R_1} \cdot V_a - V_b \left[\frac{R_2 + R_1}{R_1 (R_2 + R_1)} \right] = -\frac{V_0}{R_2} \Rightarrow \frac{1}{R_1} (V_a - V_b) = -\frac{V_0}{R_2} \end{split}$$

$$V_0 = \frac{R_2}{R_1}(V_b - V_a)$$
. Se $R_2 = R_1 \Rightarrow V_0 = V_b - V_a$

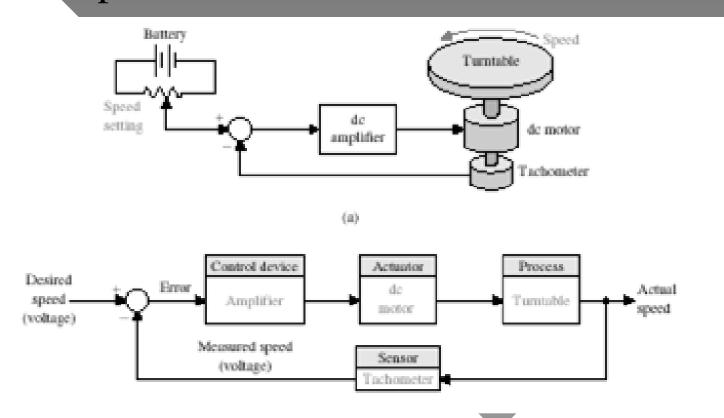
Subtrator

 Diversos ramos da Engenharia empregam técnicas de controle por realimentação negativa utilizando o circuito subtrator

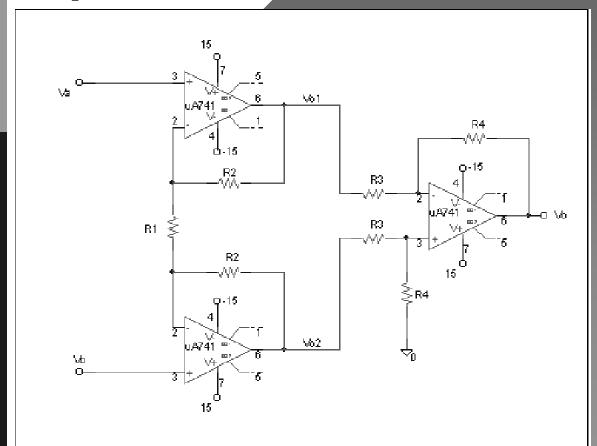


Subtrator (exemplo de aplicação

- Controle de velocidade de leitores de CD, DVD,
 HD, toca-fitas, etc., usando tacômetro
- Pode-se utilizar também encoder e conversor de frequência para tensão



Subtrator (de Alta Resistência de Entrada)

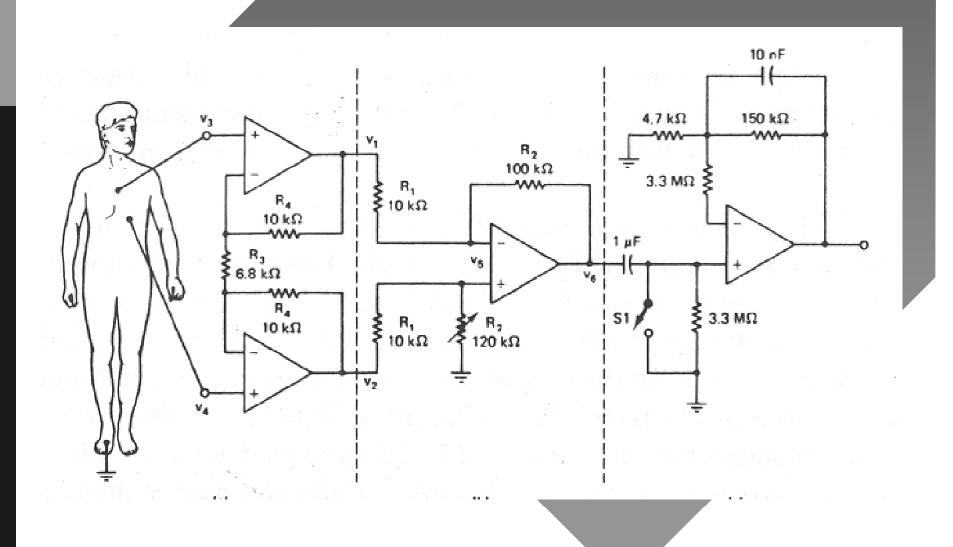


$$V_0 = \frac{R_4}{R_3} (V_{02} - V_{01})$$

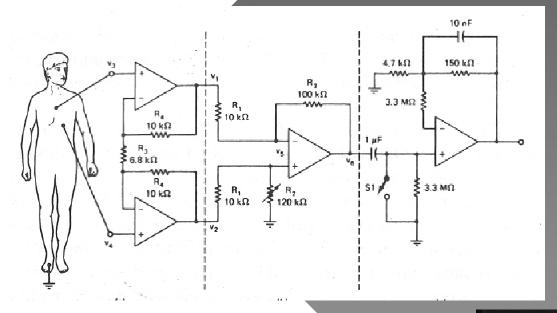
$$\begin{vmatrix} V_{01} - V_{02} = R_2 \frac{V_a - V_b}{R_1} + R_1 \frac{V_a - V_b}{R_1} + R_2 \frac{V_a - V_b}{R_1} \\ V_{01} - V_{02} = \left(2 \frac{R_2}{R_1} + 1\right) (V_a - V_b) \end{vmatrix}; \text{ com } \boxed{R_{in} = \infty}$$

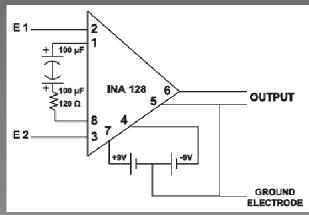
$$V_0 = -\frac{R_4}{R_3} \left(2\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) (V_a - V_b)$$
; com $R_{in} = \infty$

Exemplo de Subtrator: Amplificador de Eletrocardiograma



Exemplo de Subtrator: Amplificador de Eletrocardiograma





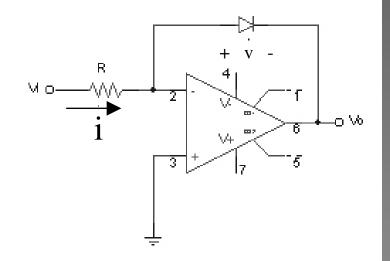


Amplificador Logarítmico (Extrator de Logaritmo)

Para um diodo,
$$i = I_S \left(e^{\frac{v}{nV_T}} - 1 \right)$$

onde:

- I_S é a corrente de saturação $(\approx 10^{-15} A)$, mas dobra a cada 5 °C
- V_T é a tensão térmica ($\approx 25mV$) à temperatura ambiente n=1 ou 2, dependendo do material e estrutura do diodo



Então,
$$i = I_S \left(e^{\frac{v}{nV_T}} - 1 \right) \approx I_S \cdot e^{\frac{v}{nV_T}}$$
, pois $v >> V_T \Rightarrow e^{\frac{v}{nV_T}} = \frac{i}{I_S}$

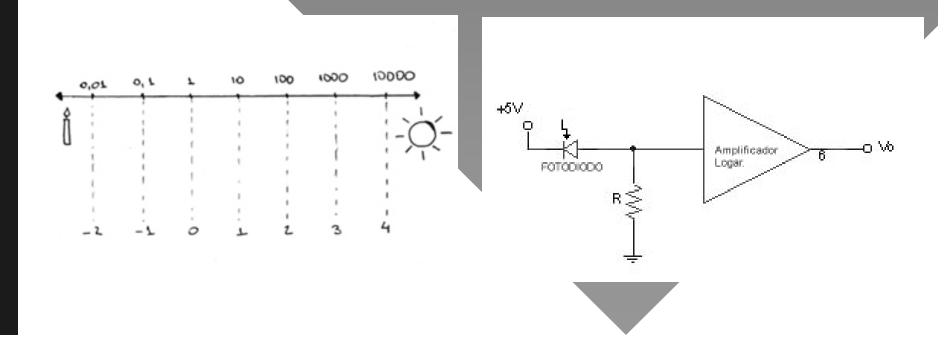
$$v = nV_T (\ln i - \ln I_S)$$

$$\operatorname{Mas}, \boxed{v_0 = -v} \operatorname{e} \boxed{i = \frac{v_i}{R}}. \operatorname{Assim}, \boxed{v_0 = -nV_T \bigg(\ln \frac{v_i}{R} - \ln I_S\bigg)}$$

Note que:
$$\log(X) = \frac{\ln(X)}{2,303}$$

Aplicação de Amplificador Logarítmico

Projete um circuito que proporcione uma tensão elétrica que varie linearmente em função do iluminamento do ambiente. Considere luz de vela 0,01 lux e luz do sol 10.000 lux



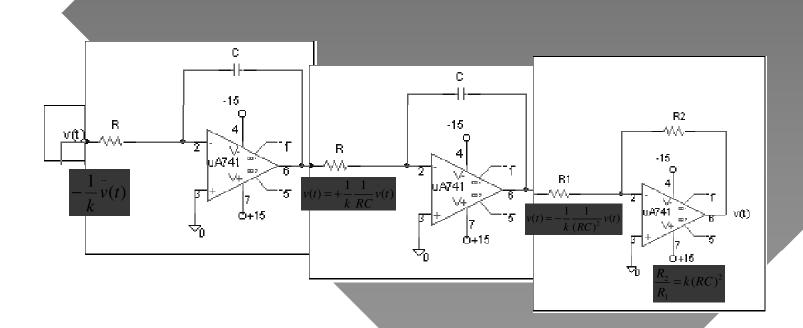
Eletrônica Básica II

Amplificadores Operacionais

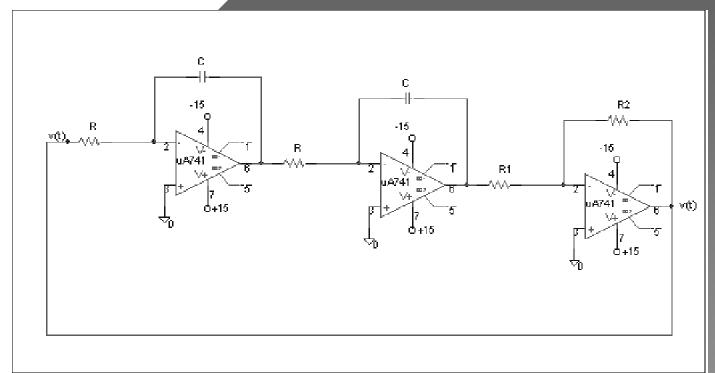


Computador Analógico

Exemplo: Resolva a equação v(t) + k.v(t) = 0 usando amp. op. Use integradores de Miller com constante de tempo de 1 ms.



Computador Analógico



A solução terá forma de onda senoidal

$$v(t) = A.Sen(wt) \Rightarrow v(t) = A.w.Cos(wt) \Rightarrow v(t) = -A.w^2.Sen(wt)$$

$$\begin{vmatrix} v(t) + k \cdot v(t) = 0 \Rightarrow -A \cdot w^2 Sen(wt) + k \cdot A \cdot Sen(wt) = 0 \Rightarrow k = w^2$$

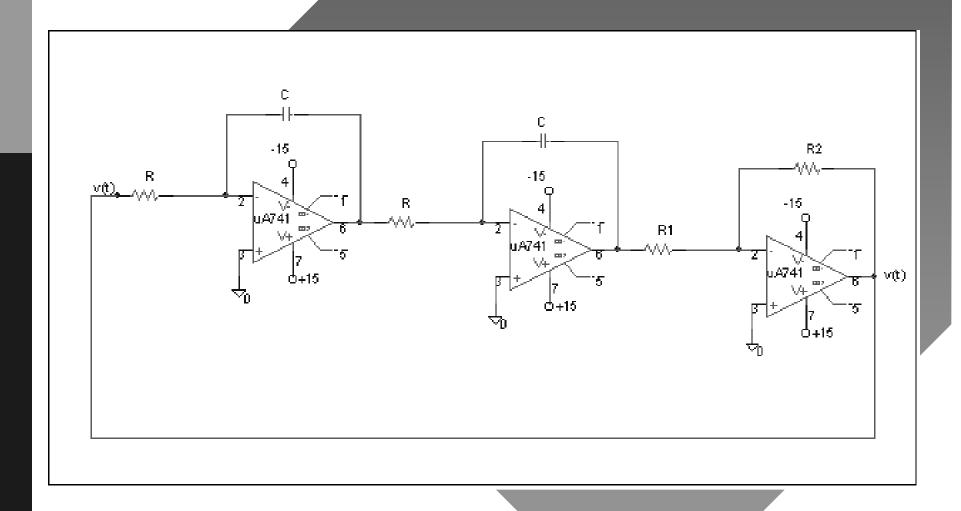
Assim, se fizermos
$$R_2=R_1\Rightarrow k=\frac{1}{(RC)^2}$$
. Para RC=0,001 s \Rightarrow k= 1.000.000. Como $k=w^2\Rightarrow w=\sqrt{k} \Rightarrow w=1000$ rad/s \Rightarrow f= 159,15 Hz.

Amplitude A

$$A = \sqrt{V_1^2 + V_2^2}$$

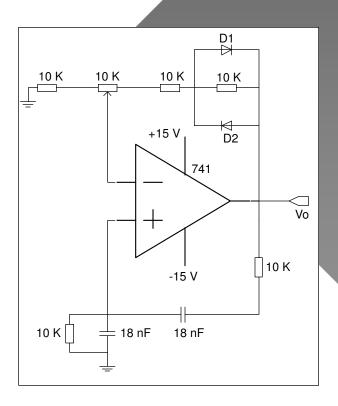
Na prática, utiliza-se uma rede de elementos não lineares para impor uma amplitude desejada

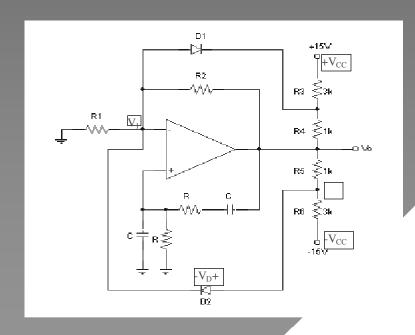
Computador Analógico



• Simulação do circuito usando o MicroSim

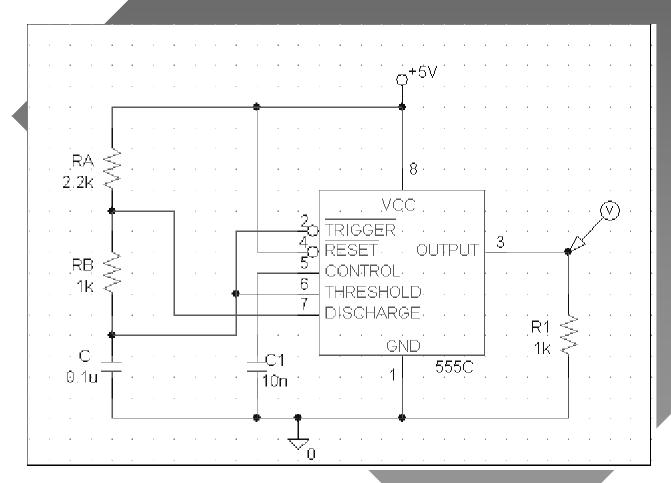
Oscilador Senoidal





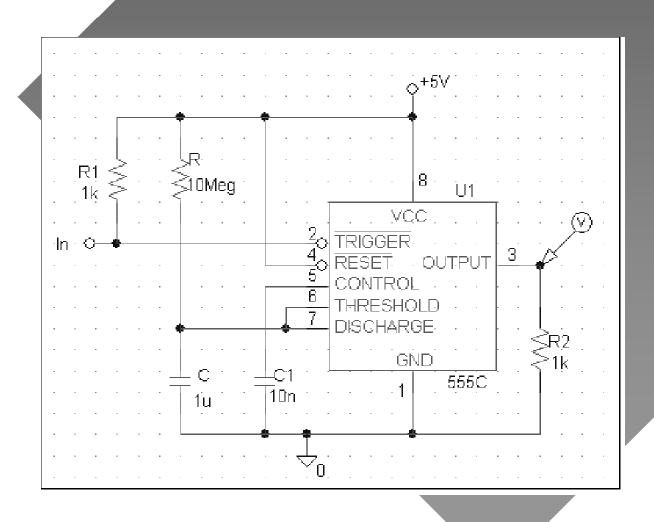
• Simulação dos circuitos usando o MicroSim

Gerador de Onda Quadrada Baseado no CI 555



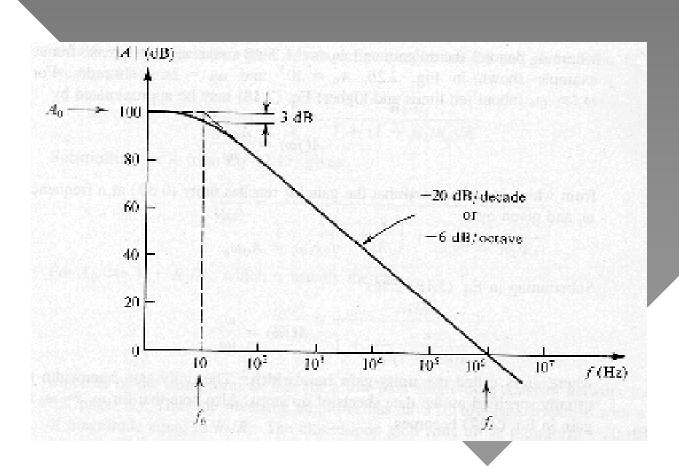
Simulação do circuito usando o MicroSim

Temporizador Baseado no CI 555



Resposta em Frequência de Amplificadores Operacionais

O ganho em loop aberto A de um amp. op. não é infinito, mas sim finito e cai abruptamente com a frequência. A figura abaixo mostra uma curva típica da maioria dos amp. op. (como, por exemplo, a do amp. op. 741).



Resposta em Frequência de Amplificadores Operacionais

Como a resposta do ganho A é típica de circuitos passa-baixas de constante simples, então, por analogia, temos que

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s / w_b} \tag{1}$$

que, para frequências físicas, s=jw, fica:

$$A(jw) = \frac{A_0}{1 + jw / w_b}$$
 (2)

onde A₀ é o ganho em CC e w_b é a frequência em -3 dB abaixo do ganho em CC.

Resposta em Frequência de Amplificadores Operacionais

Da equação (2), temos que $A(jw) = \frac{A_0 w_b}{w_b + jw}$. Assim, para frequências w>>w_b

(cerca de 4 vezes ou mais), obtemos:

$$A(jw) \approx \frac{A_0 w_b}{jw} \tag{3}$$

Vemos então que o módulo do ganho |A| alcança a unidade (0 dB) em:

$$\left| A \right| = \left| \frac{A_0 w_b}{j w} \right| \Rightarrow \frac{A_0 w_b}{w_t} = 1 \Rightarrow w_t = A_0 w_b \tag{4}$$

Daí, obtemos que $f_t = A_0 f_b \Rightarrow f_t = 10^5 . 10 = 10^6 Hz$ para o amp. op. 741, tal como pode-se observar na figura anterior.

Substituindo (4) em (3), temos que

$$A(jw) \approx \frac{w_t}{jw} \tag{5}$$

onde w_t é chamado "largura de banda para ganho unitário" ou "produto largura de banda-ganho (GB: Gain-Bandwidth)".

Resposta em Frequência de Amplificadores Operacionais

Da equação (5), vemos que $A(s) \approx \frac{w_t}{s}$, ou seja, o amp. op. se comporta como um integrador com constante de tempo $1/w_t$. Note também que em altas frequências $(w>>w_b)$ a diferença de fase entre a saída e a entrada será de 90° .

Vemos também da equação (5) que $|A| \approx \frac{w_t}{w} \Rightarrow |A| \approx \frac{f_t}{f}$.

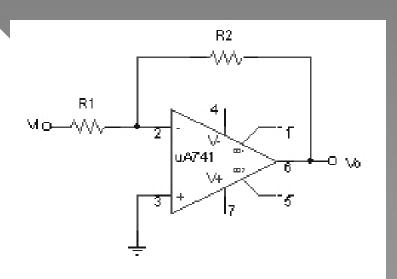
Assim, se f_t é conhecido (10^6 Hz no caso do 741), podemos facilmente estimar o ganho A em qualquer frequência f.

Note que essa expressão só vale para w>>w_b, ou seja, para pelo menos w>4w_b.

Resposta em Frequência de Amplificadores Operacionais

Exemplo: Qual a amplitude do sinal de saída se o sinal de entrada possui amplitude de 0,1V e freqüência de 40 KHz, sabendo que é utilizado um

multiplicador inversor com $\frac{R_2}{R_1} = 100$?



Resposta em Frequência de Amplificadores Operacionais

Calculando inicialmente o valor do ganho de loop aberto A e logo substituindo esse valor na expressão do ganho em loop fechado G, obtido na pg. 96, temos:

$$A \approx \frac{f_t}{f} \text{ (Só para } f >> f_b \text{ e } f_t \text{ do } 741 = 10^6)$$

$$A = \frac{10^6}{40 \times 10^3} = 25$$

$$G = -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{A}} = \frac{-100}{1 + \frac{101}{25}} = -20$$

$$Com y = Gy = -20 \times 0.1 \Rightarrow |y| = 2V \text{ (Amplitude)}$$

Com $v_0 = Gv_i = -20 \times 0.1 \Rightarrow |v_0| = 2V$ (Amplitude)

Simulação do circuito usando o MicroSim

Efeito de A(s) Sobre o Multiplicador Inversor

Uma expressão mais completa para o ganho em malha fechada G pode ser obtida substituindo a equação (5) na equação (6). Teremos:

$$G = \frac{V_0(S)}{V_i(S)} \approx -\frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{s}{\omega_t}}$$

$$\frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \frac{s}{\omega_t}}$$

Da expressão, temos que
$$\omega_{3dB} = \frac{\omega_t}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$
. Como $\omega_t = A_0 \omega_b \Rightarrow \omega_{3dB} = \frac{A_0 \omega_b}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$

Assim, se
$$\frac{R_2}{R_1} = 100 \Rightarrow \omega_{3dB} = \frac{10^5.2\pi.10}{1+100} = 62 \text{ Krad/s} \Rightarrow \boxed{f_{3dB} = 10kHz}$$

Refazendo o Exemplo Anterior

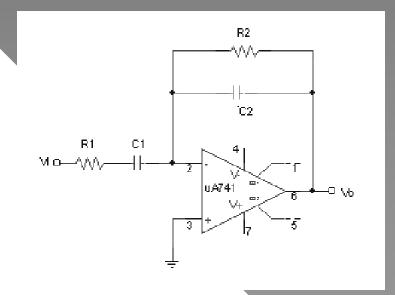
Refazendo agora o exemplo anterior, utilizando a expressão mais completa para o ganho em loop fechado, temos:

$$G = \frac{\frac{-R_2}{R_1}}{1 + \frac{j\omega}{\frac{\omega_t}{1 + \frac{R_2}{R_1}}}} = \frac{-100}{1 + \frac{j2\pi.40 \times 10^3}{2\pi.10^6/1 + 100}} = -\frac{100}{1 + j4} \Rightarrow G = \left| \frac{V_0}{V_i} \right| \approx 24 \quad e \quad \angle \frac{V_0}{V_i} = 180^\circ - tg^{-1} \left(\frac{4}{1} \right) \approx 104^\circ$$

Então, como $v_0 = G.v_i \Rightarrow |v_0| = 2.4V$ para sinais de entrada de 0,1 V de amplitude.

Outro Exemplo

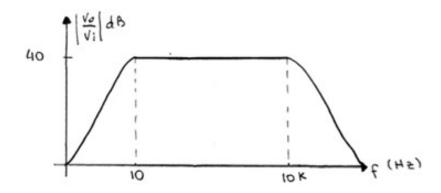
Exemplo: Projete um filtro passa-banda com ganho na banda passante de 40 dB para sinais entre 10 Hz e 10 kHz. Re-projete o circuito, otimizando-o.



Na banda passante:
$$\frac{R_2}{R_1} = 100$$
; $R_1 = 5K$ e $R_2 = 500K$

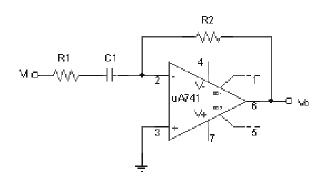
$$f_{1} = \frac{1}{2\pi R_{1}C_{1}} = 10Hz \Rightarrow C_{1} = \frac{1}{2\pi.10.5 \times 10^{3}} \Rightarrow C_{1} = 3.2\mu F$$

$$f_{2} = \frac{1}{2\pi R_{2}C_{2}} = 10kHz \Rightarrow C_{2} = \frac{1}{2\pi.10 \times 10^{3}.500 \times 10^{3}} \Rightarrow C_{2} = 32.2pF$$



Note que para esta configuração e para $\frac{R_2}{R_1} = 100 \Rightarrow \boxed{f_{3dB} = 10kHz}$, logo o capacitor

C₂ pode ser retirado do circuito, re-projetando:



 Simulação do circuito usando o MicroSim

Efeito de A(s) Sobre o Multiplicador Não-Inversor

De uma forma similar, o ganho em loop fechado também pode ser obtido em função do ganho em loop aberto A(s). A expressão resultante é:

$$G = \frac{V_0(S)}{V_i(S)} \approx \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{S}{\omega_t}}$$

$$\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

Eletrônica Básica II

Amplificadores Operacionais

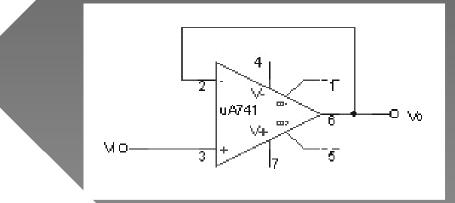


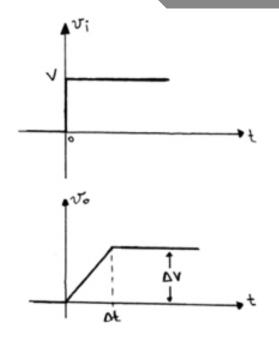
Operação de Amp. Op. Para Grandes Sinais

- Saturação do Sinal de Saída
- Limitação Por "Slew-Rate" (SR)
 - Distorção não-linear produzida no sinal de saída quando grandes sinais estão presentes
 - Ocorre porque existe uma taxa máxima de mudança possível que pode haver na saída de um amp. op. real (em V/μs):

$$SR = \frac{dv_0}{dt} \left|_{\text{max}}\right|$$

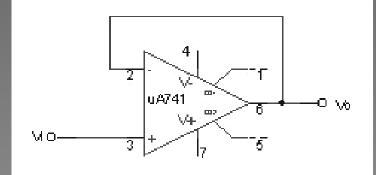
Efeito do Slew-Rate Sobre o Seguidor de Tensão - Degrau Grande -





$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

Efeito do Slew-Rate Sobre o Seguidor de Tensão - Degrau Pequeno V volts -



$$R_1 = \infty e R_2 = 0$$

$$G = \frac{V_0(S)}{V_i(S)} \approx \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{S}{\omega_t}}$$

$$\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$$G = \frac{V_0(S)}{V_i(S)} \approx \frac{1}{1 + \frac{S}{w_t}}$$

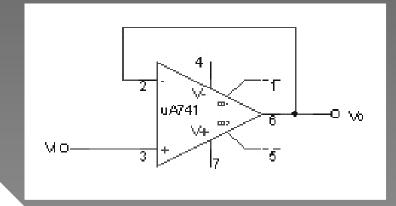
$$v_0(t) = V(1 - e^{-w_t t})$$

$$v_0(t) = V(1 - e^{-w_t t})$$

$$\dot{v_0}(t) = V \left[0 - (-w_t) e^{-w_t t} \right] = w_t V e^{-w_t t} \left[\frac{dv_0}{dt} |_{\max} = w_t V \Rightarrow SR = w_t V \right]$$

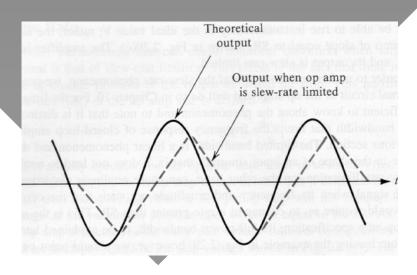
$$\left| \frac{dv_0}{dt} \right|_{\text{max}} = w_t V \Longrightarrow SR = w_t V$$

Efeito do Slew-Rate Sobre o Seguidor de Tensão - Ondas Senoidais -

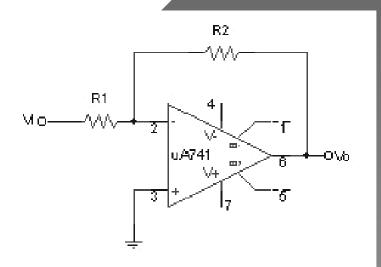


$$v_i = \hat{V}_i \operatorname{sen} \omega t \Rightarrow v_0 = \hat{V}_i \operatorname{sen} \omega t \Rightarrow SR = w\hat{V}_i \cos \omega t \mid_{\max}$$

$$\Rightarrow SR = \omega V_i = w V_0$$



Efeito do Slew-Rate Sobre o Multiplicador Inversor



$$G = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$V_0 = GV_i$$

$$Para \quad V_i = A \operatorname{sen} \omega t$$

$$V_0 = GA \operatorname{sen} \omega t$$

$$SR = GA \alpha$$

Para o amp. op. 741, $SR = 0.5 \ V/\mu s$. Assim, $f = \frac{0.5 \times 10^6}{GA2\pi}$ Exemplo: Se $G = 10 \ V/V$ e $A = 1 \ V$ $f = 8 \ kHz$

Simulação do circuito usando o MicroSim

Exemplo

Um amp. op. alimentado em V possui um SR de 0.5 $V/\mu s$.

- a) Se um sinal senoidal é aplicado à entrada de um buffer de tensão construído com este amp. op., qual a máxima freqüência do sinal de entrada para que não haja distorção de qualquer tipo no sinal de saída?
- b) Se um sinal com freqüência 5 vezes superior à encontrada em a) for aplicado ao amp. op., qual a máxima amplitude do sinal de entrada para que não haja distorção na saída?
 - a) Supondo que o amp. op. está alimentado com $\pm 12~{
 m V} \Rightarrow L_{\scriptscriptstyle +} = 10~V$

$$SR = \omega A \to 0.5V \cdot 10^{6} \, s = 2\pi f_{M} A$$

$$f_{M} = \frac{0.5 \times 10^{6}}{2\pi \times 10} \to f = 8 \quad kHz$$

$$f_{3dB} = \frac{f_{t}}{1 + \frac{R_{2}}{R_{1}}} = \frac{10^{6}}{1 + \frac{0}{\infty}} = 1 \quad MHz$$

Ocorrerá distorção por slew rate a partir de 8 kHz e distorção por integração do sinal, a partir de 1 MHz.

$$\Rightarrow f_{\text{max}} = 8kHz$$

Exemplo

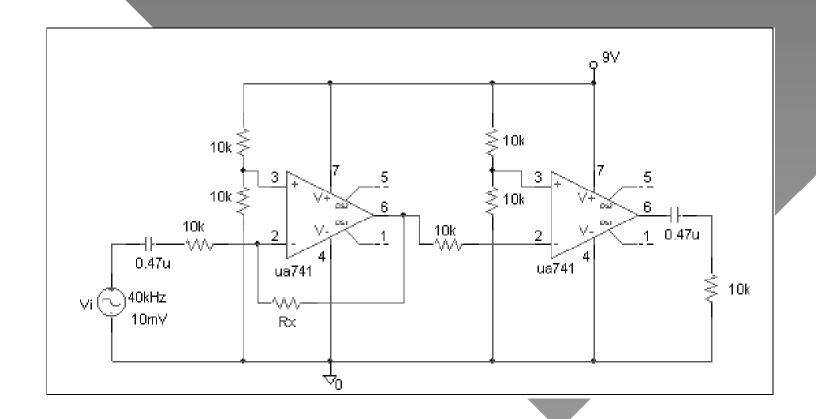
b) Note que, de acordo com a expressão $f_{M}=\frac{SR}{2\pi\!A}$, se amplitude do sinal de entrada for baixa, a distorção por SR ocorrerá em uma freqüência alta.

Ou seja, como
$$SR = \omega V_0 = \omega_M A \Rightarrow V_0 = \left(\frac{\omega_M}{\omega}\right) A$$

Então,
$$V_0 = \frac{2\pi 8kHz}{2\pi 40kHz} \times 10 \Rightarrow \boxed{V_0 = 2 \ V}$$

• Simulação do circuito usando o MicroSim

A figura abaixo mostra um circuito utilizado em alarmes ultrasônicos, o qual realiza a detecção de sinais procedentes de um transdutor ultra-sônico de 40 kHz. Desenhe as formas de onda nos nós indicados. Qual o valor de Rx para se ter máximo ganho? Hayerá distorção por Slew-Rate na saída do circuito?



$$G = \frac{-R_{x}/R_{1}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{t}}} = \frac{-R_{x}/R_{1}}{1 + \frac{j2\pi 40 \times 10^{-3}}{2\pi 10^{-6}}} = \frac{-R_{x}/R_{1}}{1 + \frac{j2\pi 40 \times 10^{-3}}{2\pi 10^{-6}}}$$

Fazendo $\frac{R_X}{R_1} = X$ e como $\frac{R_X}{R_1} >> 1 \Rightarrow X >> 1$

$$G = \frac{-X}{1+j0.04 \ X} \Rightarrow |G| = \frac{X}{\sqrt{1+(0.04 \ X)^2}} \Rightarrow G^2 = \frac{X^2}{1+(0.04 \ X)^2}$$

$$G^{2} + 0.0016 \quad G^{2} X^{2} = X^{2} \Rightarrow G^{2} = (1 - 0.0016 \quad G^{2}) X^{2}$$

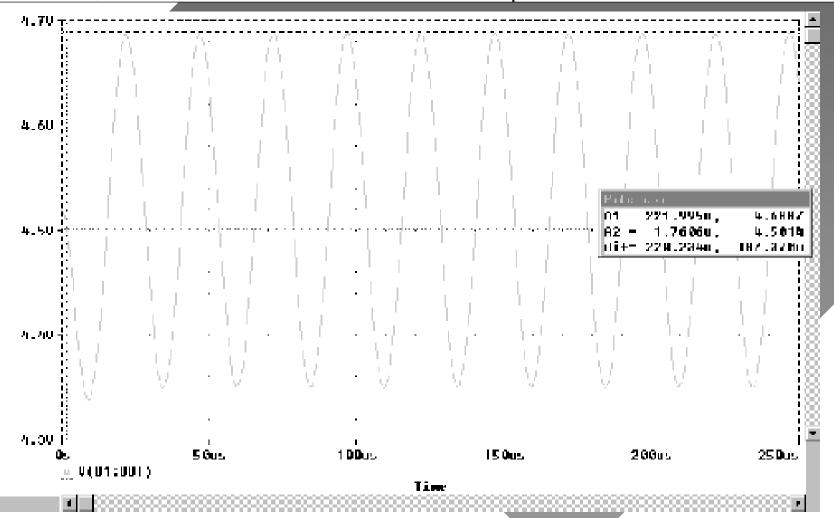
Note que para existir G real \Rightarrow $(1 - 0.0016 G^2) > 0$

$$G^2 < \frac{1}{0.0016} \Rightarrow G < 25$$

$$|G| = \frac{R_X}{10K} \Rightarrow R_X \mid_{\text{max}} = 250K\Omega$$

$$f_{3dB} = \frac{f_t}{1 + \frac{R_X}{R_1}}$$
 e $f_{3dB} > 40 \times 10^3$, temos $\frac{10^6}{1 + \frac{R_X}{10K}} > 40 \times 10^3 \Rightarrow \boxed{R_X = 240K}$ e $G = 24$.

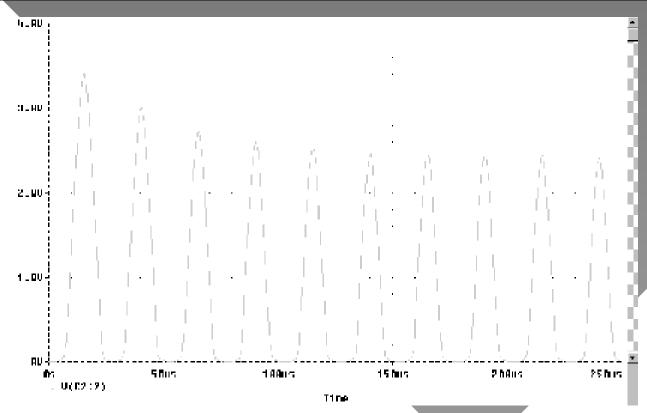
Como o sinal de entrada possui 10 mV de amplitude, o sinal de saída será cossenoidal, com 4,5 V de offset e 240 mV de amplitude



Simulação do circuito usando o MicroSim

Por outro lado, a saída do segundo amp. op. possuirá um sinal $v_0=A(v_+-v_-)$, onde $v_+=4.5$ e $v_-=4.5+0.24\cos wt$. Como A=25, analiticamente o sinal de saída será $v_0=-6\cos wt$.

 $SR=w\hat{V_0}$. Como $\hat{V_0}=6V$ e para o amp. op. 741 SR =0,5 V/ μ s, temos que a máxima frequência que o amp. op. não causa distorção na sua saída é aproximadamente 13 kHz



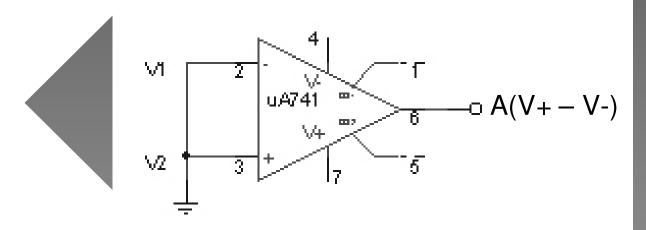
Simulação do circuito usando o <u>MicroSim</u>

Eletrônica Básica II

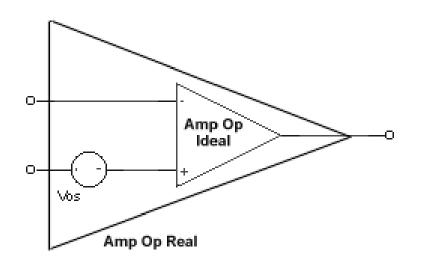
Amplificadores Operacionais



Problemas em CC com Amp. Op. - Tensão de Offset -



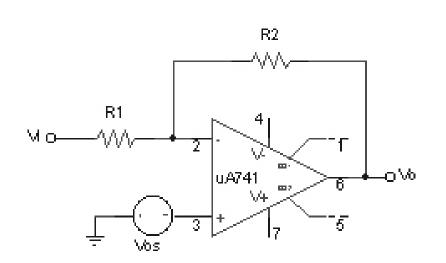
Saída não será zero, mas sim L+ ou L-

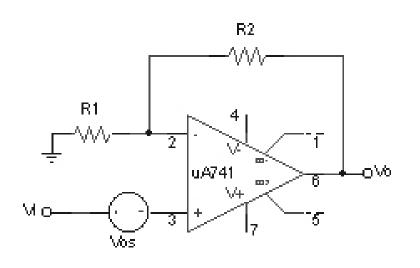


Problemas em CC com Amp. Op. - Tensão de Offset -

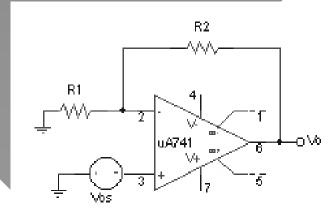
- Existe na entrada do amp. op. uma tensão CC (chamada V_{OS}, tensão de offset)
 - varia de 1 a 5 mV
 - aparece devido ao mau casamento do estágio de entrada do amp. op.
 - não se sabe a priori a sua polaridade
 - varia com a temperatura

Efeito de Vos Sobre Multiplicador Inversor e Não-Inversor





Para ambos os casos, usando o princípio de superposição para analisar apenas o funcionamento em CC, temos:



Efeito de Vos Sobre Multiplicador Inversor e Não-Inversor

Assim, a contribuição na saída devido apenas a V_{OS} é dado por:

$$\boxed{v_0' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{0S}} \Rightarrow \boxed{v_0' = G.V_{0S}}$$

Já a contribuição AC (desativando V_{os}, ou seja, curto-circuitando-o) é dada por:

$$v_0'' = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)v_i$$
, para o multiplicador inversor.

$$v_0'' = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_i$$
, para o multiplicador não-inversor.

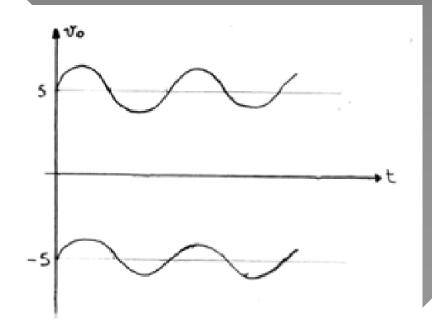
Onde os sinais de saída para cada um dos circuitos é dado por: $v_0 = v_0' + v_0''$.

Ou seja, o sinal de saída estará acoplado a uma tensão CC, o que não é desejável.

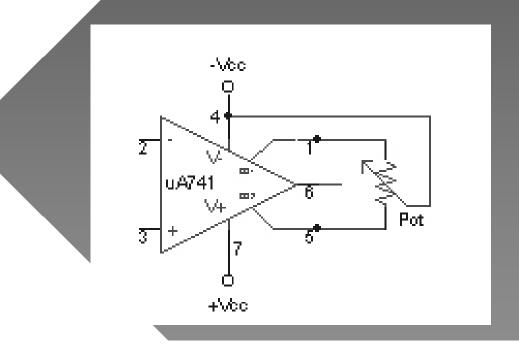
Efeito de Vos Sobre Multiplicador Inversor e Não-Inversor

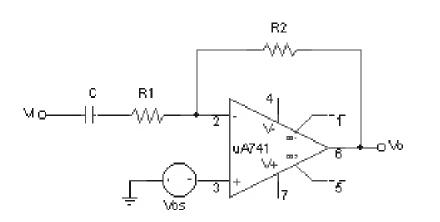
Exemplo: Uma configuração de amp.op. multiplicador possui G = 1000 e $|V_{0S}| = 5mV$. Desenhe o sinal de saída se o sinal de entrada é senoidal.

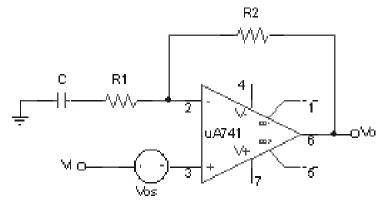
$$v_0' = G \times V_{0S} \implies v_0' = 5V$$
 ou $v_0' = -5V$



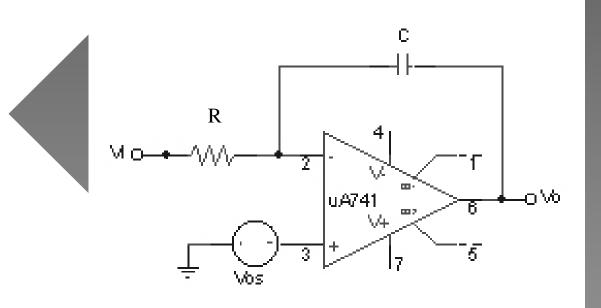
Soluções para Atenuar Efeito de Vos





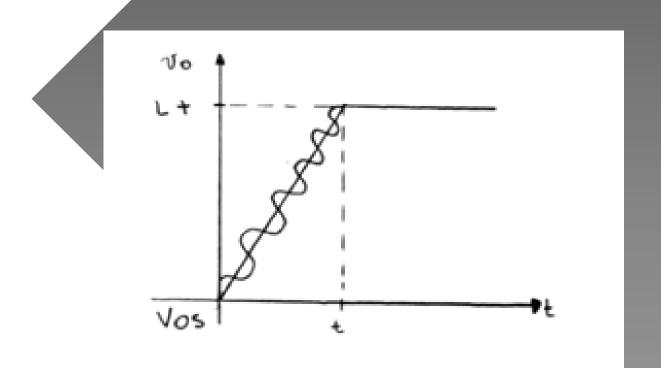


Efeito de Vos sobre Integrador de Miller



$$\begin{vmatrix} v_0' - V_{0S} = \frac{1}{sC} \times \frac{V_{0S}}{R} \Rightarrow v_0' = V_{0S} + \int_0^t \frac{V_{0S}}{RC} dt \\ v_0' = V_{0S} + \frac{V_{0S}}{RC} t \end{vmatrix}$$

Efeito de Vos sobre Integrador de Miller

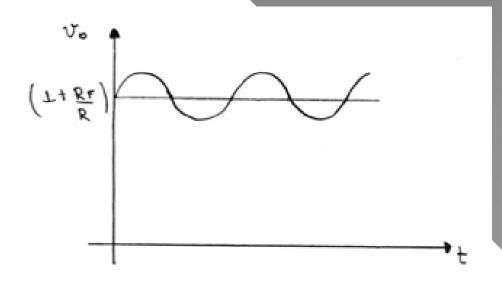


Solução para Atenuar Efeito de Vos sobre Integrador de Miller

Uma solução para este problema é colocar um resistor (R_F) em paralelo com o capacitor, pois em CC o capacitor se comportará como um circuito aberto, sendo que a contribuição CC para o sinal de saída será:

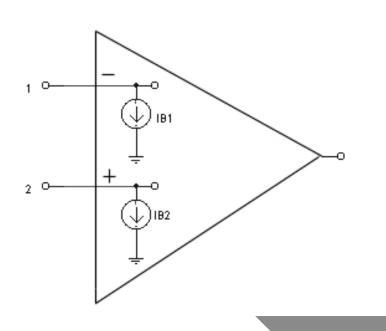
$$v_0' = \left(1 + \frac{R_F}{R}\right) V_{0S}$$

Assim, o sinal de saída pelo menos não terá um aumento do nível de tensão com o tempo. Ademais, se R_F for escolhido pequeno, v_0 ' (nível CC na saída) será pequeno



Note que ao incluir R_F, o circuito somente integrará bem sinais com freqüências maiores que 1

Correntes de Polarização de Entrada

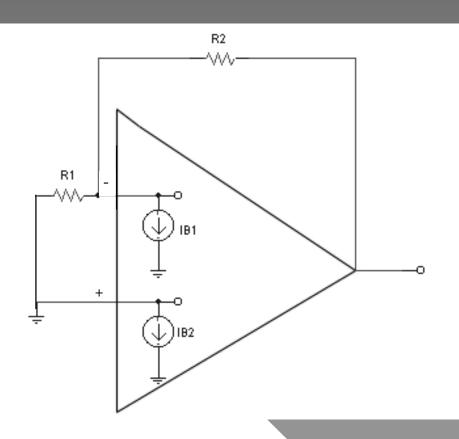


$$I_B \equiv \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

$$I_{0S} \equiv \left| I_{B1} - I_{B2} \right|$$

- Para amp.op. baseado em transistores bipolares:
 - Corrente de polarização de entrada: 100 nA
 - Corrente de offset de entrada: 10 nA
 - Normalmente,los=I_B/10
- Para amp.op. baseado em FETs:
 - Correntes da ordem de pico amperes

Tensão de Offset Devido a I_B Multiplicador Inversor e Não-Inversor



$$v_0' = R_2 I_{B1} \cong R_2 I_B$$

Solução para Eliminar Tensão de Offset Devido a I_B

Solução: introduzir uma resistência R₃ em série com a entrada não-inversora.

$$\begin{vmatrix} v_{0}' - V_{2} = R_{2} \left(I_{B1} - \frac{R_{3}I_{B2}}{R_{1}} \right) \\ \Rightarrow v_{0}' - \left(-R_{3}I_{B2} \right) = R_{2} \left(I_{B1} - R_{3}\frac{I_{B2}}{R_{1}} \right) \end{vmatrix} I_{B1} = I_{B2} = I_{B} \Rightarrow v_{0}' = I_{B} \left[R_{2} - R_{3} \left(1 + \frac{R_{2}}{R_{1}} \right) \right]$$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B \Rightarrow v_0' = I_B \left[R_2 - R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]$$

Deseja-se que $v_0'=0$, ou seja, que não exista offset no sinal de saída. Então,

$$R_2 - R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 0 \Rightarrow R_3 = \frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$\Rightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_3 + R_2},$$

Tensão de Offset Devido a I_{os}

$$I_{0S} = I_{B1} - I_{B2}$$

$$I_{B} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

$$\begin{vmatrix} I_{0S} = I_{B1} - I_{B2} \\ I_{B} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \end{vmatrix} \Rightarrow I_{B1} = I_{B} + \frac{I_{0S}}{2} \Rightarrow I_{B2} = I_{B} - \frac{I_{0S}}{2}$$

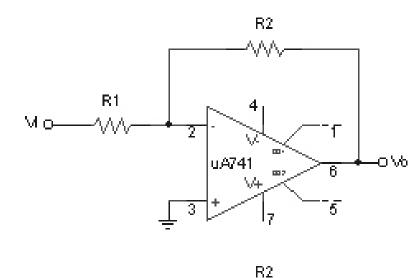
$$\Rightarrow I_{B2} = I_B - \frac{I_{0S}}{2}$$

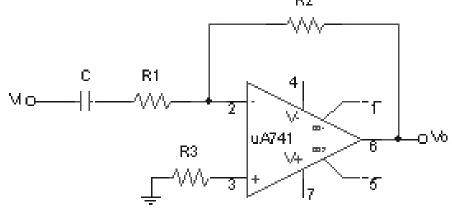
$$|v_0' = -\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \left(I_B - \frac{I_{0S}}{2} \right) + R_2 \left[I_{B1} + \frac{I_{0S}}{2} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \frac{\left(I_B - \frac{I_{0S}}{2} \right)}{R_1} \right] \quad v_0' = R_2 I_{0S}$$

$$v_0' = R_2 I_{0S}$$

Note que se não usamos R₃, o offset devido a I_B será $|v_0| = R_2 I_B$. Como $I_B = 10 I_{0S} \Rightarrow v_0| = 10 R_2 I_{0S}$, o que implica que, ao usarmos R₃, conseguimos eliminar o offset devido a I_B e diminuir em 10 vezes o offset devido a I_{0S} .

Diminuição de Offset, Devido a V_{0S} , I_{B} e I_{0S} , Para Multiplicador Inversor

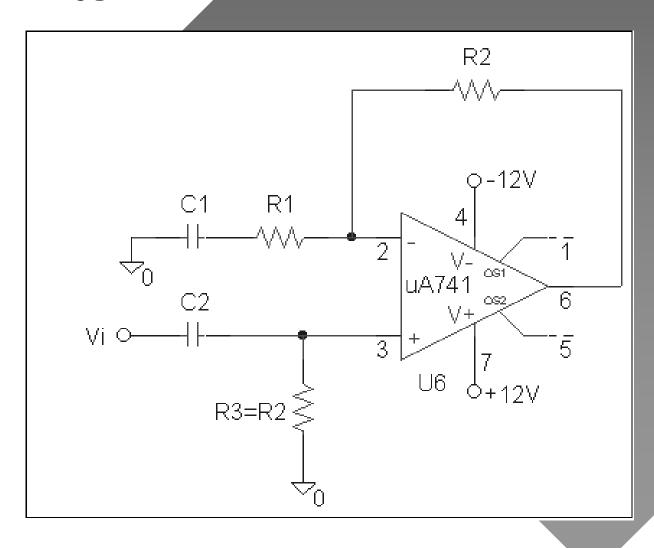




$$C >> \frac{1}{2\pi R_1 f}$$

$$R_3 = R_2$$

Diminuição de Offset, Devido a V_{0S}, I_B e I_{0S}, Para Multiplicador Não-Inversor



$$C_1 >> \frac{1}{2\pi R_1 f}$$

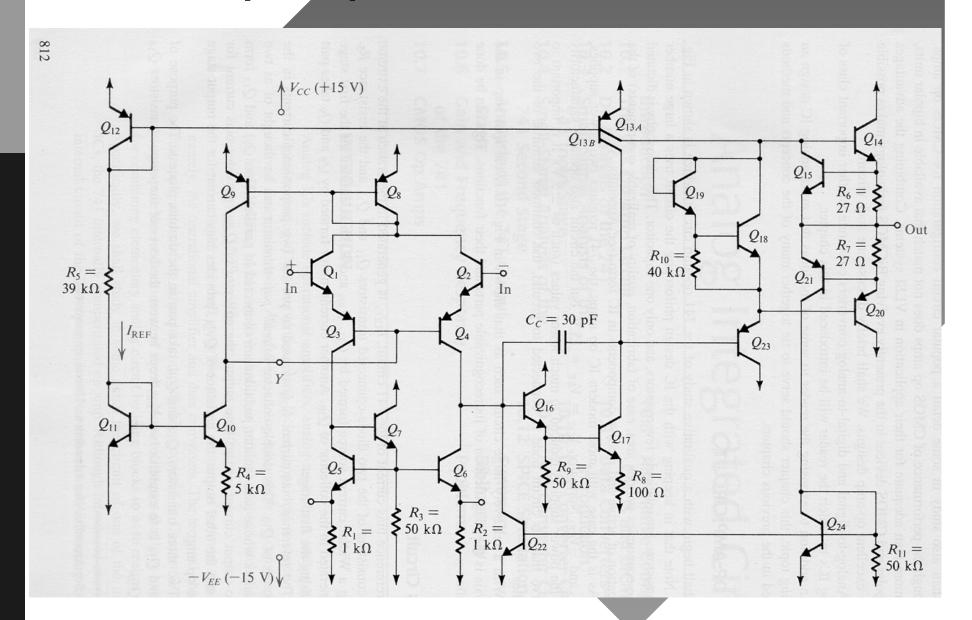
$$C_2 >> \frac{1}{2\pi R_3 f}$$

Eletrônica Básica II

Amplificadores Operacionais



O Amp. Op. 741 Internamente



O Amp. Op. 741 Internamente

O amp. op. 741 contém:

- grande número de transistores
- alguns resistores
- um único capacitor
- Isto se deve a uma questão de economia (menor área de silício, facilidade de fabricação e qualidade dos componentes realizáveis)

O Amp. Op. 741 Internamente

No ÇI, existem três estágios:

- um estágio de entrada diferencial (de alta impedância)
- um estágio intermediário (de alto ganho)
- um estágio de saída bufferizado (baixa impedância)

O Amp. Op. 741 Internamente - Estágio de Entrada -

- Os transistores Q₁ e Q₂ são, respectivamente, a entrada não-inversora e inversora do amp. op. 741.
 Esses transistores agem como seguidor-emissor, fazendo com que a resistência de entrada seja alta.
- Os transistores pnp Q_3 e Q_4 protegem os transistores de entrada, Q_1 e Q_2 , contra sobretensão (50 V)

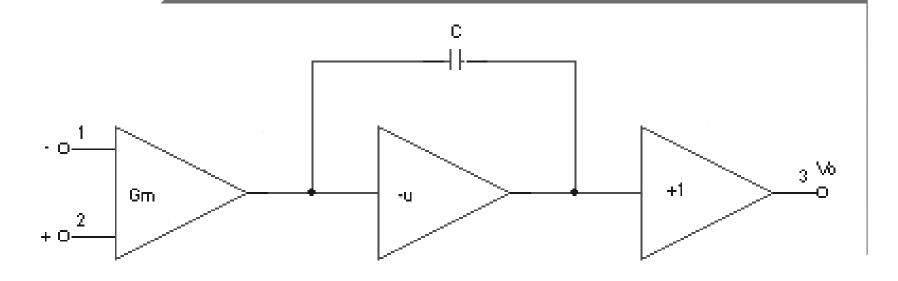
O Amp. Op. 741 Internamente - Estágio Intermediário -

- Existe um capacitor C_c conectado na realimentação deste estágio intermediário para executar a compensação em frequência, resultando em:
 - um pólo dominante em aproximadamente 4 Hz
 - queda uniforme de –20 dB/decada
 - largura de banda de 1 MHz
- Embora de pequeno valor (30 pF), ocupa uma área no chip 13 vezes maior que a de um transistor

O Amp. Op. 741 Internamente - Estágio de Saída -

- É utilizado um estágio de saída classe AB, o qual permite o fornecimento da corrente requerida pela carga sem dissipar grande quantidade de energia no chip.
- Existe um circuito de proteção por sobrecorrente na saída do amp. op., o qual limita a corrente de saída em 20 mA.

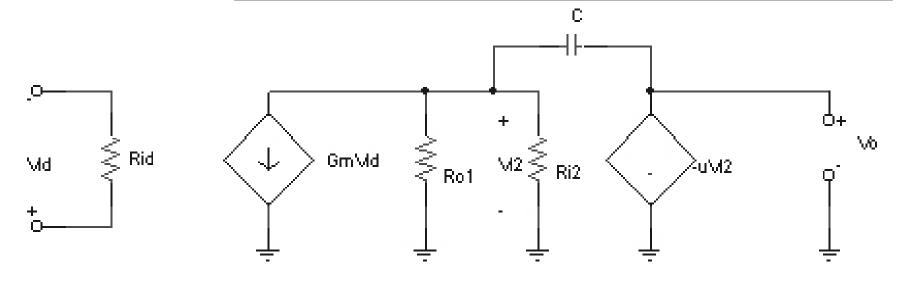
Estrutura Interna na Forma de Diagrama de Blocos



Amplificador de Transcondutância (Altas impedâncias de entrada e saída) Amplificador de Tensão

Buffer de Tensão

Modelo de Pequenos Sinais

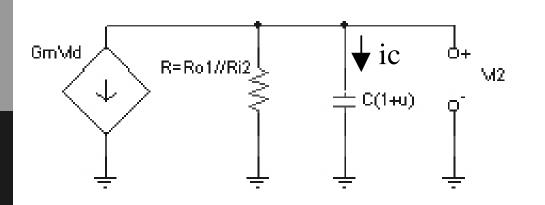


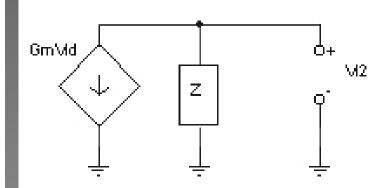
Queremos determinar o ganho em loop aberto, $A = \frac{V_0(s)}{V_{id}(s)}$. Para isso, note que

$$i_C = \frac{V_{i2} - (-\mu V_{i2})}{\frac{1}{sC}} \Rightarrow i_C = sC(1+\mu)V_{i2}$$
, ou seja, $i_C = \frac{V_{i2}}{\frac{1}{sC(1+\mu)}}$.

Esta é a mesma corrente que circula sobre um capacitor de valor $C(1+\mu)$, tendo uma tensão V_{i2} sobre ele.

Modelo de Pequenos Sinais





Note que o capacitor resultante, $Ceq = C(1 + \mu)$, em conjunto com a resistência R,

produzirá um filtro passa-baixas cuja freqüência de corte é dada por: $f_{
m C}$ = $f_{
m C}$

$$f_C = \frac{1}{2\pi RC_{eq}}$$

Para o amp. op. 741 temos os seguintes valores:

$$|-|\mu| = 515$$

$$- C = 30 pF$$

$$R_{01} = 6.7M\Omega$$

$$R_{i2} = 4M\Omega$$

Então,
$$R = R_{01} // R_{i2} = 2.5 M\Omega \Rightarrow |f_C| = 4.1 Hz$$

Modelo de Pequenos Sinais

Por outro lado, do circuito temos que:

$$Z=R//rac{1}{sC(1+\mu)}$$
 e $V_{i2}=-Z.Gm.V_{id}$. Então,
$$Z=rac{R}{1+sRC(1+\mu)} \Rightarrow V_{i2}=-rac{R.Gm.V_{id}}{1+sRC(1+\mu)} \, .$$

Assim, como
$$V_0 = -\mu V_{i2} \Rightarrow V_0 = \frac{\mu.R.G_m.V_{id}}{1 + sRC(1 + \mu)}$$
.

Finalmente, podemos obter $A = \frac{V_0}{V_{id}}$, que é dado por:

$$A = \frac{\mu.R.G_m}{1 + sRC(1 + \mu)} \Rightarrow A = \frac{\mu.R.G_m}{1 + \frac{s}{RC(1 + \mu)}}$$

Obtenção de fb e ft

Note que, comparando com a expressão típica de um filtro passa-baixas de pólo simples, temos que para $f=0 \Rightarrow A_0=\mu.R.G_m$ e $\omega_b=\frac{1}{RC(1+\mu)}$ o que implica que

$$f_b = \frac{1}{2\pi RC(1+\mu)}.$$

Para o amp. op. 741, temos os seguintes valores: $G_m = 190 \mu A/V$, C = 30 pF, $|\mu| = 515$ e $R = 2.5 M\Omega$. Assim, podemos obter:

$$\begin{vmatrix} A_0 = 244625 \Rightarrow A_0 = 107,7dB \\ f_b = 4,1Hz \end{vmatrix}$$

Também, note que $\omega_t = A_0 \omega_b \Rightarrow \omega_t = \frac{\mu.R.G_m}{RC(1+\mu)}$, o que implica que

$$f_t = \frac{\mu . R.G_m}{2\pi RC(1+\mu)}$$
, ou seja, $f_t = 1MHz$

Resposta em Frequência

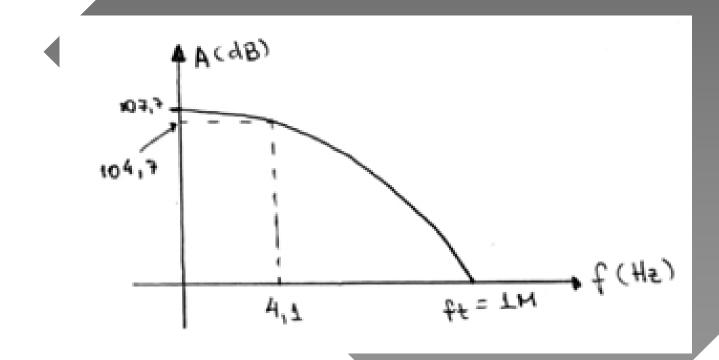
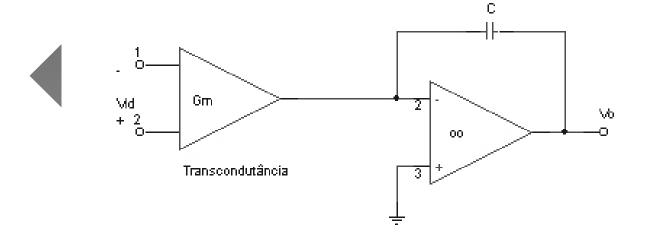
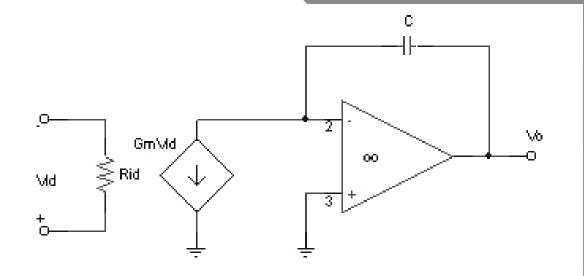


Diagrama de Blocos para $\mu >> 1$ $\omega >> \omega_b$







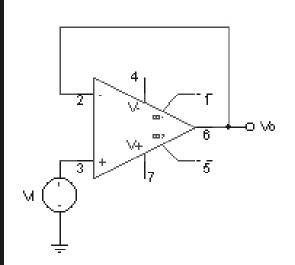
$$V_{0} = \frac{1}{s \cdot C} G_{m} \cdot V_{id}$$

$$A = \frac{V_{0}}{V_{id}} \Rightarrow$$

$$A = \frac{G_{m}}{s \cdot C}$$

Exemplo

Se for aplicado um degrau de tensão de 10 V na entrada de um buffer de tensão construído com um amp. op. 741, qual será o sinal de saída?



$$\begin{split} i_C &= C \frac{dv}{dt} = C \frac{dv_0}{dt} \\ \Rightarrow v_0(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \Rightarrow v_0(t) = \frac{1}{C} \int_0^t 2I dt \Rightarrow v_0(t) = \frac{2I}{C} t \\ \text{Agora, como} \ v_0(t) = \frac{2I}{C} t \ \Rightarrow \frac{dv_0(t)}{dt} = \frac{2I}{C} \Rightarrow SR = \frac{dv_0}{dt} \big|_{\max} = \frac{2I}{C} \\ \text{Usando os valores típicos para o amp. op. 741: } I = 9,5\,\mu A \ , \\ C &= 30 \ pF \ , \text{ temos que} \\ SR &= 0,63V \ / \ \mu s \end{split}$$