AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Introdução

O amplificador operacional (ampop) é um amplificador integrado construído para facilitar a análise e a utilização de amplificadores realimentados.

Análise baseada em conceitos de realimentação negativa

Amplificador não inversor

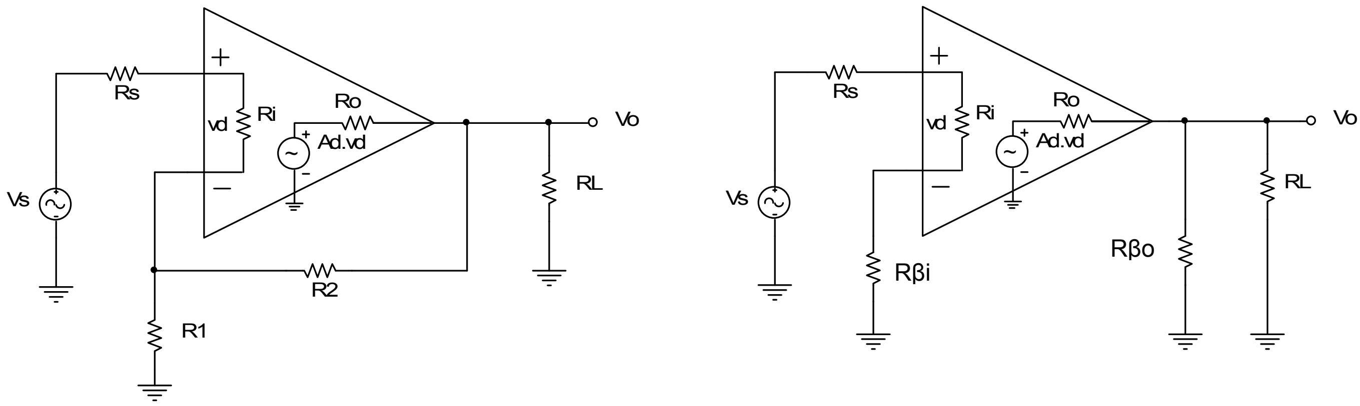


Fig 1: a) Amplificador realimentado b) Amplificador básico correspondente

Identificação do tipo de realimentação:

$$\left.\begin{array}{l}\text{Amostragem: V}\\ \text{Comparação: V}\end{array}\right\} \Rightarrow \quad A_V = \frac{R_i}{R_s + R_i + R_{\beta i}} \cdot A_d \cdot \frac{R_{\beta o} // R_L}{R_o + \left(R_{\beta o} // R_L\right)}$$

Observe que se $R_i \to \infty$ e $R_o \to 0$, o ganho de tensão fica $A_v = A_d$ e, se o ganho $A_d \to \infty$, o ganho do amplificador realimentado será $A_{Vf} \to 1/\beta$.

Desta forma, basta conhecer a rede β para se determinar o ganho do amplificador realimentado.

Neste caso, como $\beta = \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}$, o ganho do amplificador realimentado é $A_{Vf} = 1 + \dfrac{R_2}{R_1}$.

Amplificador inversor

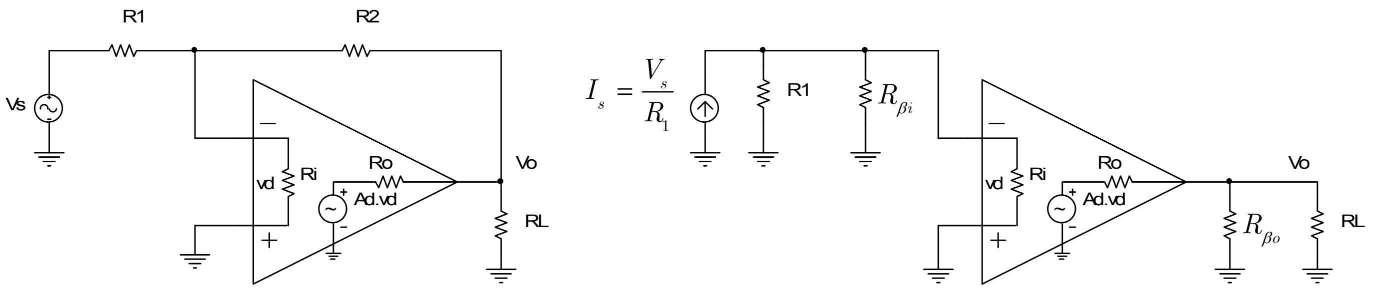


Fig 2: a) Amplificador realimentado b) Amplificador básico correspondente

Identificação do tipo de realimentação:

$$\left.\begin{array}{l}\text{Amostragem: V}\\ \text{Comparação: I}\end{array}\right\} \Rightarrow \quad A_R = \frac{V_o}{I_s} = -\left(R_1 // R_{\beta i} // R_i\right)\cdot A_d \cdot \frac{R_{\beta o} // R_L}{R_o + \left(R_{\beta o} // R_L\right)}$$

Observe que se $R_i \to \infty$ e $R_o \to 0$, o ganho de transimpedância fica $A_R = \left(R_1 // R_{\beta i}\right) A_d$ e, se o ganho $A_d \to \infty$ o ganho do amplificador realimentado será $A_{Rf} \to 1/\beta$.

Desta forma, basta conhecer a rede β para se determinar o ganho do amplificador realimentado.

Neste caso, como $\beta = -\frac{1}{R_2}$, o ganho do amplificador realimentado é $A_{Rf} = -R_2$.

Assim, o ganho de tensão com realimentação é $A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{I_s}\frac{I_s}{V_s} = A_{Rf}\frac{I_s}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}$

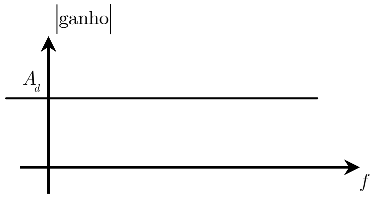
Deve-se observar que as características ideais do amplificador simplificam a análise do amplificador realimentado. O dispositivo projetado com esta finalidade é denominado de amplificador operacional ou, simplesmente, ampop.

Outra consequência do ganho $A_d \to \infty$ é $v_d \to 0$, pois $v_d = V_o / A_d$. Isto significa que os terminais de entrada $\ominus$ e $\oplus$ têm o mesmo potencial, ou seja, é como se existisse um curto-circuito entre eles, porém sem circulação de corrente uma vez que $R_i \to \infty$. Pode-se dizer que existe um **curto-circuito virtual** entre os terminais de entrada. Nesta estrutura como o terminal $\oplus$ está aterrado diz-se que o terminal $\ominus$ é um **terra virtual**. Veremos mais adiante que estes conceitos de “ curto-circuito e terra virtuais” são muito úteisl na análise de circuitos que empregam ampops.

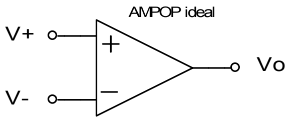
AMPOP IDEAL

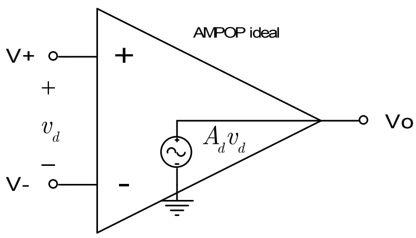
Idéia: Facilitar aplicações de realimentação

- Fonte de tensão controlada por tensão
- Entrada diferencial
- $R_i \rightarrow \infty$
- $R_o = 0$
- $A_d \rightarrow \infty$ (amplificador realimentado $\rightarrow \dfrac{1}{\beta}$)
- Resposta em frequência plana



- Símbolo e modelo





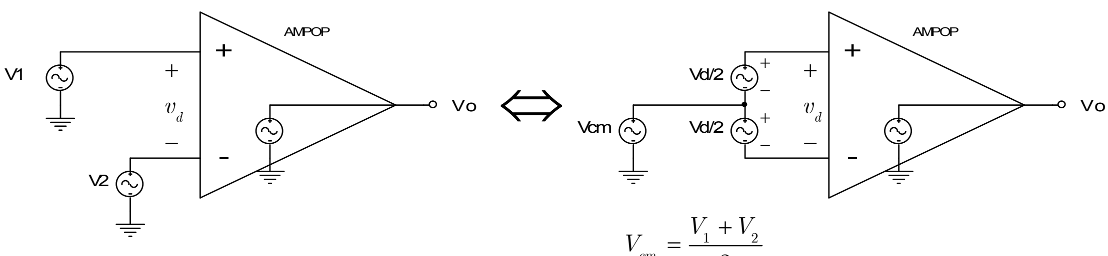
- Definições principais

  - Entrada não inversora ⊕ → saída em fase com o sinal de entrada.
  - Entrada inversora ⊖ → saída defasada de 180° em relação ao sinal de entrada.
  - Tensão Diferencial de Entrada (Differential Input Voltage – v_{ID}, v_d)

    Diferença de tensão entre os terminais de entrada $v_d = V_+ - V_-$
  - Ganho Diferencial ou Ganho em Malha-Aberta (Open-loop gain – A_d, A_{VD}, A)

    Relação entre a tensão de saída e a tensão diferencial de entrada.
  - Tensão de Modo Comum de Entrada (Common-mode Input Voltage – v_{CM}, v_{IC})

    Média entre as tensões dos dois terminais de entrada.



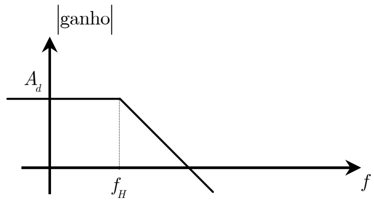
$$V_{cm} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

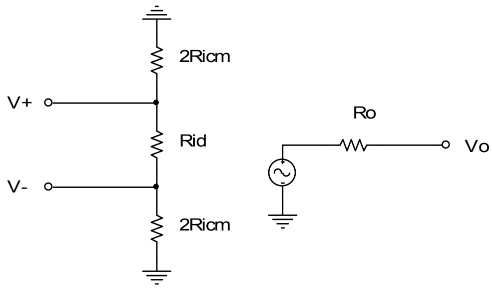
  - Ganho em Malha Fechada (Closed – loop Gain)

    Ganho do Amplificador Realimentado

AMPOP REAL

- $R_i < \infty$
- $R_o > 0$
- $A_d < \infty$
- Resposta em frequência
- Modelo





- Definições adicionais
  - Resistência diferencial de entrada (Differential Input Resistance – r_{id}, R_{id})

    Resistência entre os dois terminais de entrada não aterrados
  - Resistência de modo comum - R_{icm}

    Resistência entre os dois terminais de entrada em curto – circuito e a terra. $R_{icm} >> r_{id}$
  - Resistência de Saída (Output Resistence – r_o, R_o)

Aplicações

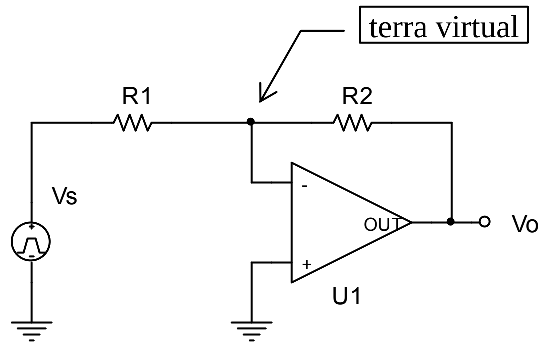
Amplificador inversor

ganho infinito $\Rightarrow \quad V^- = V^+$

$V^+ = 0 \quad \Rightarrow \quad V^- = 0 \quad (\text{terra virtual})$

nó V^- : $\quad \sum i = 0 \quad$ e considerando $R_{id} \to \infty$

$$\frac{V_s}{R_1} = -\frac{V_o}{R_2} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}}$$



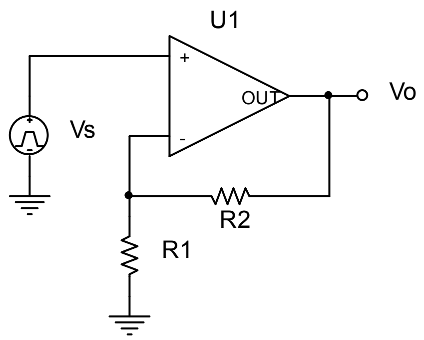
Amplificador não inversor

ganho infinito $\Rightarrow \quad V^- = V^+ = V_s$

considerando $R_{id} \to \infty$:

$$V^- = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_s$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{V_o}{V_s} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

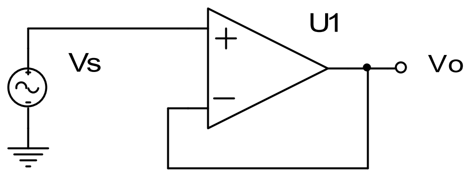


Seguidor de tensão

$V^+ = V_s \quad ; \quad V^- = V_o$

ganho infinito $\Rightarrow \quad V^- = V^+ \Rightarrow V_s = V_o$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_s} = 1}$$



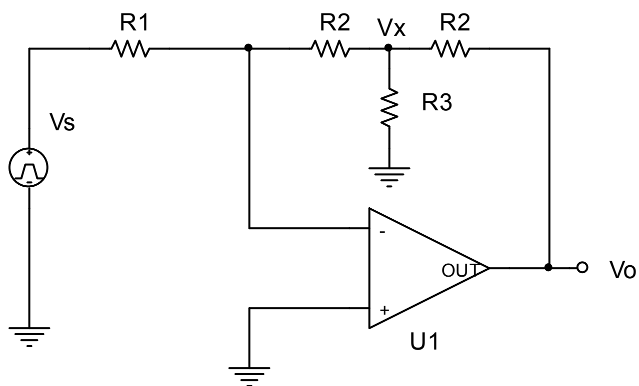
Amplificador inversor simulando resistor de realimentação (R_F) de valor elevado

ganho infinito $\Rightarrow \quad V^- = V^+$

$V^+ = 0 \quad \Rightarrow \quad V^- = 0 \quad (\text{terra virtual})$

nó V_x : $\quad \sum i = 0$

$$\frac{V_o - V_x}{R_2} = \frac{V_x}{R_2} + \frac{V_x}{R_3} \quad \Rightarrow \quad \frac{V_o}{R_2} = V_x\left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{R_3}\right)$$



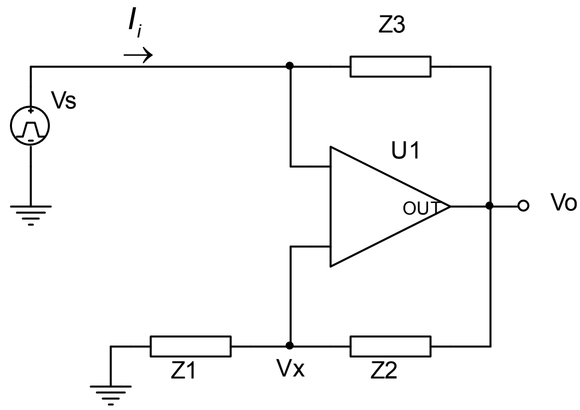
$$V_x = \frac{V_o}{\left(2 + \frac{R_2}{R_3}\right)}$$

nó V^-: $\sum i = 0$ e considerando $R_{id} \to \infty$

$$\frac{V_s}{R_1} = -\frac{V_o}{R_2\left(2 + \frac{R_2}{R_3}\right)} \Rightarrow \boxed{\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}\left(2 + \frac{R_2}{R_3}\right)} \equiv \frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_F}{R_1}, \text{ onde } R_F = R_2\left(2 + \frac{R_2}{R_3}\right)$$

Neste caso, é possível fazer o amplificador de ganho alto e com alta impedância de entrada, sem usar o resistor de realimentação muito alto.

Conversor de impedância negativa (NIC)



ganho infinito $\Rightarrow$ $V_x = V_s$

considerando $R_{id} \to \infty$:

$$V_x = V_o \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = V_s$$

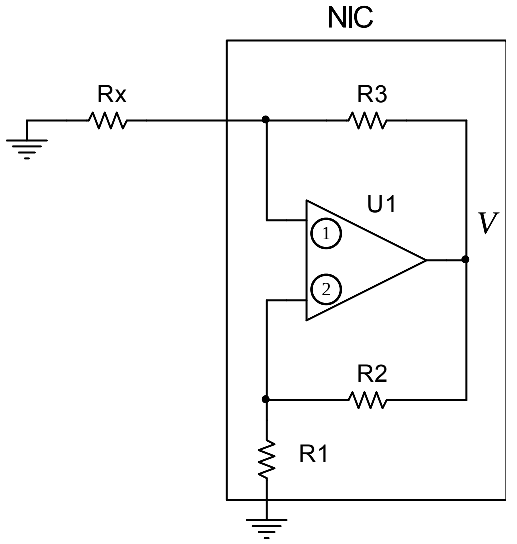
$$V_o = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} V_s \Rightarrow V_o = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) V_s$$

$$I_i = \frac{V_s - V_o}{Z_3} = \frac{V_s - \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) V_s}{Z_3} = -\frac{Z_2}{Z_1 Z_3} V_s \Rightarrow \boxed{Z_{in} = \frac{V_s}{I_i} = -\frac{Z_1 Z_3}{Z_2}}$$

- Estabilidade em corrente contínua (DC)

Pela análise AC, pode-se observar que a expressão da impedância de entrada do NIC independe da posição das entradas ⊕ e ⊖ do amplificador operacional. Entretanto, esta posição afetará a estabilidade do circuito em DC. Se a polarização das entradas for tal que $(V^+ - V^-) < 0$, a realimentação negativa em DC será predominante e o terminal de saída do ampop ficará polarizado na região ativa, permitindo o funcionamento normal do circuito. Caso contrário, $(V^+ - V^-) > 0$, prevalecerá a realimentação positiva e o terminal de saída do ampop ficará polarizado na saturação, impossibilitando a sua utilização.

Genericamente, o circuito equivalente para a análise DC é constituído do NIC associado a um resistor R_x, que representa a resistência equivalente por ele vista, conforme mostrado na figura a seguir:



$$V_{①} = V\frac{R_x}{R_x + R_3}$$

$$V_{②} = V\frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

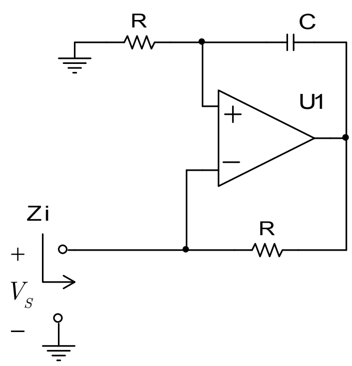
Deve-se observar que para uma determinada resistência negativa implementada, o valor de Rx associado pode tornar a tensão $V_{①}$ maior ou menor do que $V_{②}$. Existe, portanto, um valor crítico de Rx que pode ser calculado fazendo $V_{①} = V_{②}$, ou seja $R_x = R_1 R_3 / R_5$, que é igual ao módulo da resistência negativa implementada. Como, para estabilizar o circuito em DC, a maior tensão, em módulo, deve estar obrigatoriamente ligada à entrada ⊝, concluímos que será necessário inverter as entradas do ampop quando o valor de Rx inverter esta condição.

Há, portanto, dois tipos de circuito de NIC. Um, que permite a utilização com R_x variando de $R_{xcrítico}$ até zero, é denominado **estável em curto-circuito** e outro, para R_x variando de $R_{xcrítico}$ até infinito, denominado **estável em circuito aberto**.

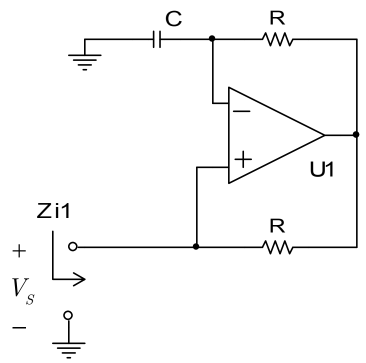
Com esta estrutura é possível implementar indutor negativo fazendo, p. ex., $Z_1 = Z_3 = R$ e $Z_2 = 1/sC$

$$Z_{in} = -sR^2C \equiv sL_{eq} \Rightarrow \boxed{L_{eq} = -R^2C}$$

A estabilidade em DC é obtida, somente, com o capacitor C ligado ao terminal de entrada ⊕. Desta forma, a realimentação negativa em DC não é interrompida.



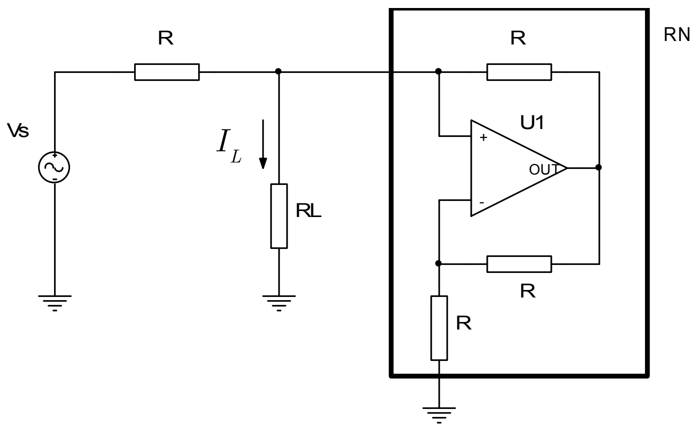
Se, p. ex., $Z_2 = Z_3 = R$ e $Z_1 = 1/sC$ ou $Z_2 = Z_1 = R$ e $Z_3 = 1/sC$

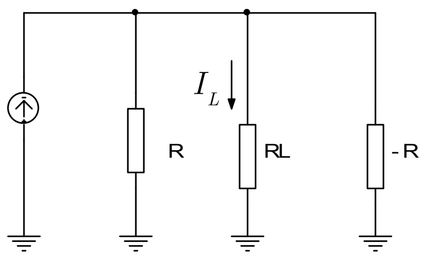


a estrutura funcionará como um capacitor negativo.

$$Z_{in} = -\frac{1}{sC} \equiv \frac{1}{sC_{eq}} \Rightarrow \boxed{C_{eq} = -C}$$

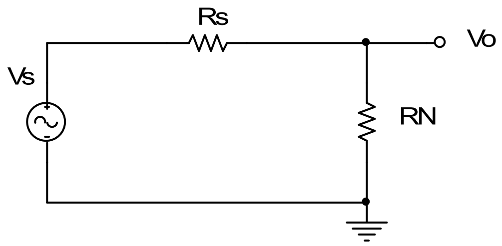
- NIC como fonte de corrente controlada por tensão

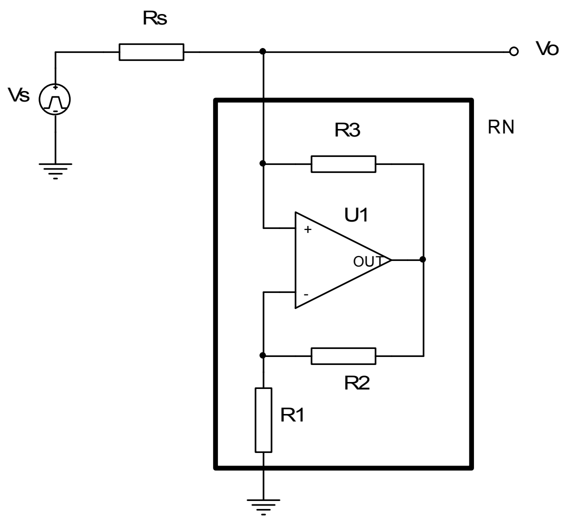




Como a associação em paralelo de R com (-R) equivale a circuito aberto, vem que $I_L = I_S = \dfrac{V_S}{\mathrm{R}}$

- O NIC pode ser usado como amplificador:



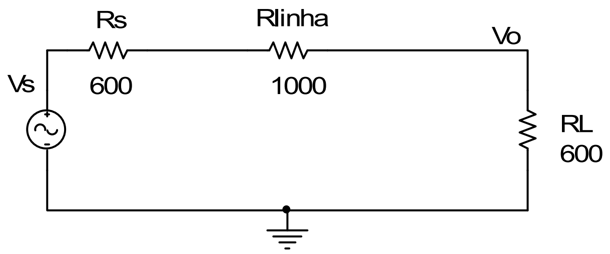


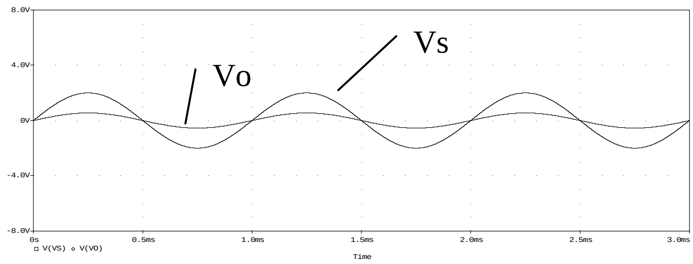
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{\mathrm{RN}}{\mathrm{R+RN}}$$

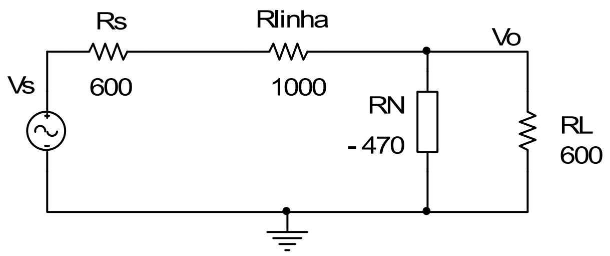
Como RN é negativo, vem:

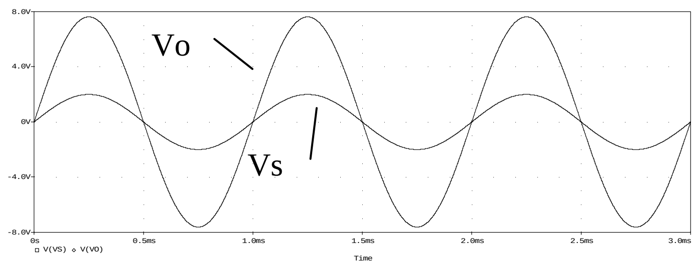
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{|\mathrm{RN}|}{|\mathrm{RN}|\text{-R}}$$

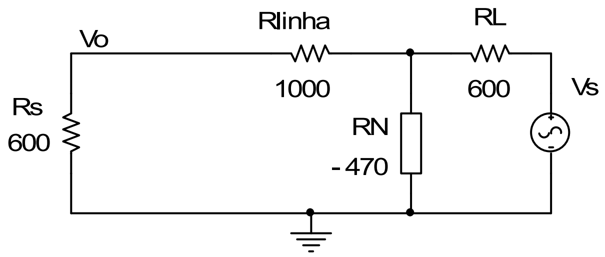
Uma característica interessante deste tipo de amplificador é a bidirecionalidade. Esta característica é muito útil quando se deseja transmitir um sinal, nos dois sentidos, pelo mesmo meio de transmissão, como por exemplo, numa linha telefônica. Pode-se observar no exemplo abaixo que a introdução da resistência negativa provoca o mesmo ganho nos dois sentidos.

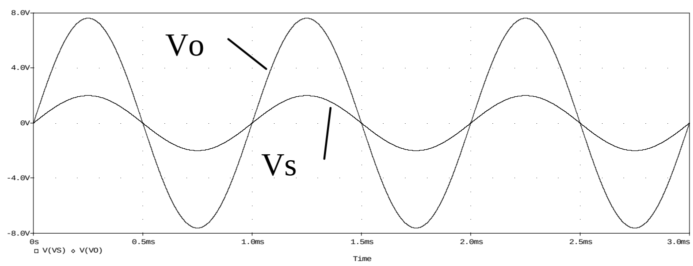




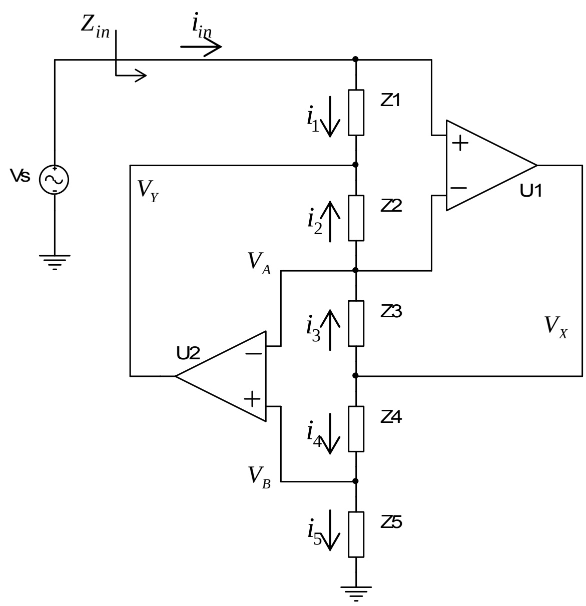








Conversor de impedância generalizado (GIC)



$$V_A = V_B = V_S$$

$$I_5 = \frac{V_S}{Z_5} = I_4$$

$$I_4 Z_4 = I_3 Z_3 \Rightarrow I_4 = \frac{Z_3}{Z_4} I_3 = \frac{V_S}{Z_5} \Rightarrow I_3 = \frac{Z_4}{Z_3 Z_5} V_S = I_2$$

$$I_2 Z_2 = I_1 Z_1 \Rightarrow I_1 = \frac{Z_2}{Z_1} I_2 = \frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_3 Z_5} V_S = I_{in}$$

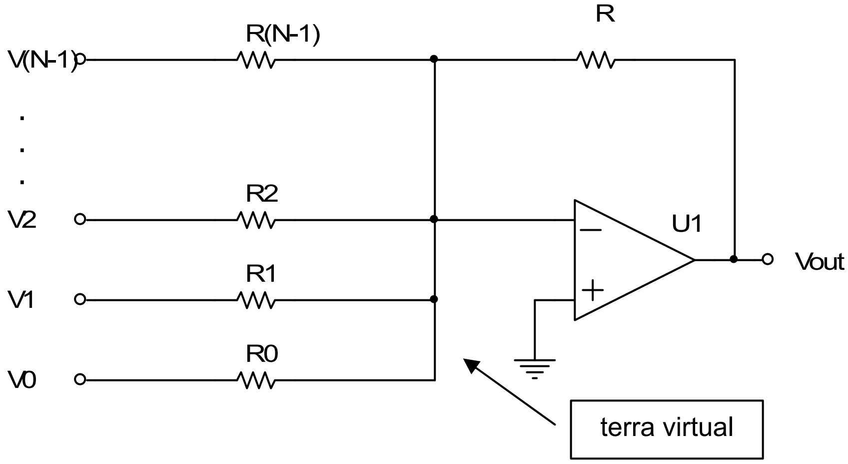
$$\boxed{\frac{V_S}{I_{in}} = Z_{in} = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}}$$

Simulador de Indutância (circuito de Antoniou)

Fazendo $Z_1 = Z_3 = Z_4 = Z_5 = R$ e $Z_2 = \dfrac{1}{sC}$ vem:

$$Z_{in} = sR^2C \equiv sL_{eq} \Rightarrow \boxed{L_{eq} = R^2C}$$

Somador inversor



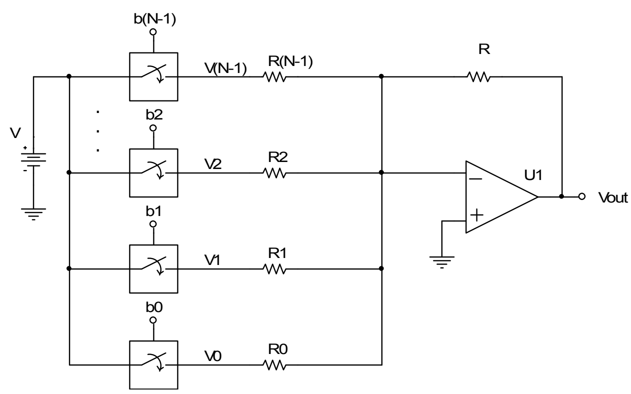
$$V_{out} = -\left(\frac{R}{R_0}V_0 + \frac{R}{R_1}V_1 + \frac{R}{R_2}V_2 + \ldots + \frac{R}{R_{(N-1)}}V_{(N-1)}\right)$$

Conversor Digital/Analógico (DAC)

Fazendo:

$$V_i = b_iV,\ \text{onde}\ b_i \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases},\ \text{para}\ i = 0,1,2,\ldots,(N-1)$$

$$R_i = 2^{(N-i)}R$$



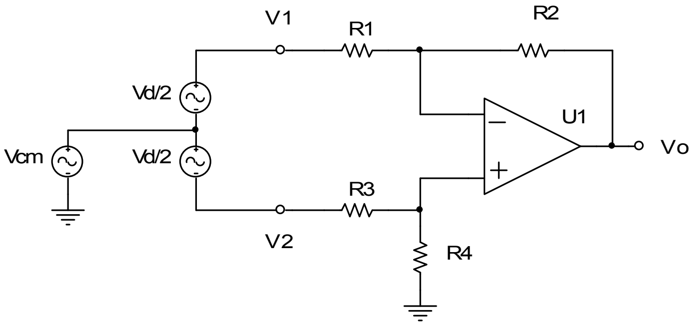
Vem:

$$V_{out} = -\left(\frac{R}{2^N R}b_0 + \frac{R}{2^{(N-1)}R}b_1 + \frac{R}{2^{(N-2)}R}b_2 + \ldots + \frac{R}{2^1 R}b_{(N-1)}\right)V$$

$$V_{out} = -\frac{V}{2^N}\left(2^0b_0 + 2^1b_1 + 2^2b_2 + \ldots + 2^{(N-1)}b_{(N-1)}\right) \quad \Rightarrow \quad \boxed{V_{out} = -\frac{\sum_{i=0}^{(N-1)} 2^i b_i}{2^N}V}$$

Amplificador diferencial

$$V_o = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{R_4}{R_3+R_4}\right)V_2 - \frac{R_2}{R_1}V_1$$



$$\left.\begin{aligned} V_1 &= V_{cm} - \frac{V_d}{2} \\ V_2 &= V_{cm} + \frac{V_d}{2} \end{aligned}\right\} \Rightarrow V_d = \left(V_2 - V_1\right)$$

Substituindo V_1 e V_2

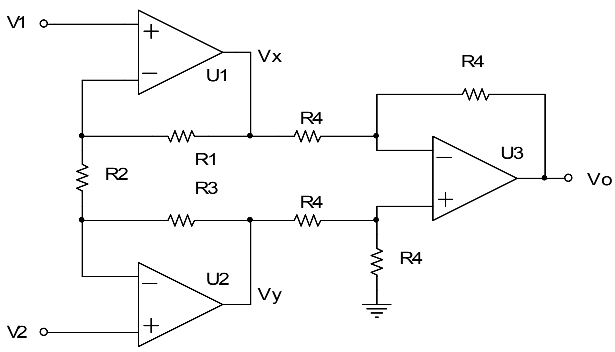
$$V_o = \frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)}\left(V_{cm}+\frac{V_d}{2}\right) - \frac{R_2}{R_1}\left(V_{cm}-\frac{V_d}{2}\right) \quad \Rightarrow \quad V_o = \left(\frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)} - \frac{R_2}{R_1}\right)V_{cm} + \left(\frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)} + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{V_d}{2}$$

Forçando a condição de cancelamento do sinal de modo comum:

$$\frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)} - \frac{R_2}{R_1} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad \Rightarrow \quad \boxed{V_o = \frac{R_2}{R_1}V_d}$$

Amplificador de instrumentação

$$\begin{cases} V_y = -\dfrac{R_3}{R_2} V_1 + \left(1+\dfrac{R_3}{R_2}\right)V_2 \\ V_x = \left(1+\dfrac{R_1}{R_2}\right)V_1 - \dfrac{R_1}{R_2} V_2 \end{cases}$$



Como o ganho do amplificador diferencial formado por U_3 e R_4 é unitário,

$$V_o = \left(V_y - V_x\right) = -\left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right)V_1 + \left(1+\frac{2R_3}{R_2}\right)V_2$$

Para, $R_3 = R_1$, vem:

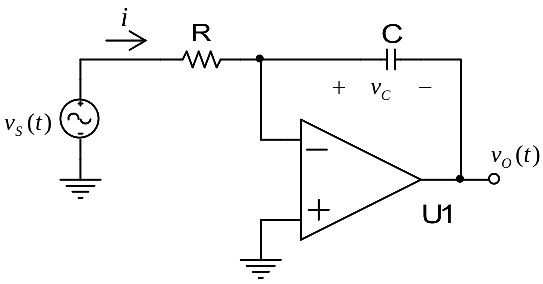
$V_o = \left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right)\left(V_2 - V_1\right)$, como $\left(V_2 - V_1\right) = V_d$, então: $\boxed{V_o = \left(1+\frac{2R_1}{R_2}\right)V_d}$

Características do amplificador de instrumentação

- Ganho continuamente ajustável pela variação de R_1.
- Alta impedância de entrada: aproximadamente $2R_{id}$ em modo diferencial e R_{icm} em modo comum.
- Ganho de modo comum unitário no estágio de entrada.
- CMRR depende do casamento dos resistores R_4.
- A impedância de entrada não é afetada pelo valor de R_4 que pode ter valor baixo para reduzir efeito de *offset*.

Integrador

$$v_O(t) = -\,v_C(t) = -\frac{1}{C}\int_0^t i(t)dt - V_C$$



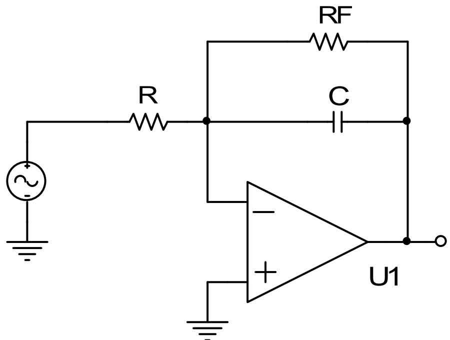
onde V_C é a carga inicial do capacitor C.

Como as correntes no capacitor e no resistor são iguais, pode-se escrever:

$$v_O(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_S(t)dt - V_C$$

A tensão de saída é, portanto, proporcional à integral da tensão de entrada. Este circuito é conhecido, também, como **integrador Miller**.

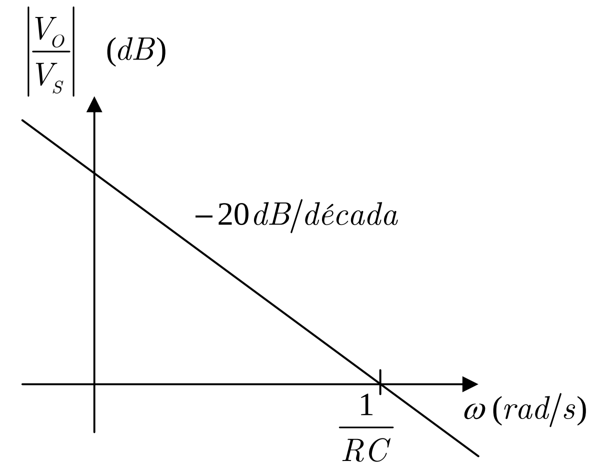
Deve-se observar que em DC o capacitor se comporta como um circuito aberto e, portanto, o ganho é muito alto (ganho em malha aberta), levando a saída à saturação mesmo para tensões DC muito pequenas de entrada. Como todo ampop real apresenta uma tensão de *offset*, a saída sempre ficará saturada devido ao elevado ganho.



Este problema pode ser resolvido, ou minimizado, se for feita uma limitação do ganho em DC colocando um resistor de realimentação (R_F) em paralelo com o capacitor C. Este procedimento, embora evite a saturação pela redução do ganho em DC, faz com que o circuito deixe de ser um integrador ideal.

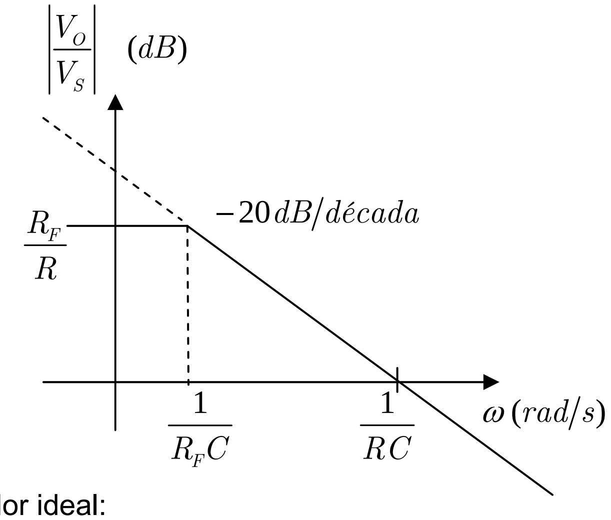
A influência desta modificação pode ser melhor compreendida pela análise AC dos dois circuitos (ideal e modificado).

A função de transferência do integrador ideal é:



$$\frac{V_O}{V_S} = -\frac{1}{sRC} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} \left|\frac{V_O}{V_S}\right| = \frac{1}{\omega RC} \\ \sphericalangle \frac{V_O}{V_S} = 180^\circ - 90^\circ = 90^\circ \end{cases}$$

e para o integrador não ideal:



$$\frac{V_O}{V_S} = -\frac{\frac{1}{sC} \mathbin{//} R_F}{R} = \frac{-\frac{R_F}{R}}{sR_F C + 1}$$

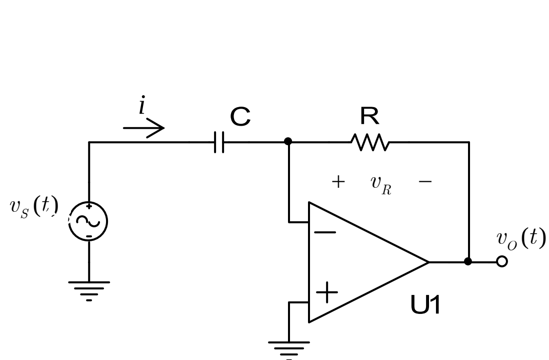
$$\begin{cases} \left|\frac{V_O}{V_S}\right| = \frac{\frac{R_F}{R}}{\sqrt{(\omega R_F C)^2 + 1}} \\ \sphericalangle \frac{V_O}{V_S} = 180^\circ - \tan^{-1}(\omega R_F C) \end{cases}$$

para $\omega \gg 1/R_F C$, o circuito se comporta como integrador ideal:

$$\begin{cases} \left|\frac{V_O}{V_S}\right| \approx \frac{1}{\omega RC} \\ \sphericalangle \frac{V_O}{V_S} \approx 180^\circ - 90^\circ = 90^\circ \end{cases}$$

Diferenciador

Como a entrada inversora do ampop está no potencial de terra (terra virtual), a tensão no capacitor é igual à tensão de entrada. Assim, a corrente no capacitor será dada pela expressão:

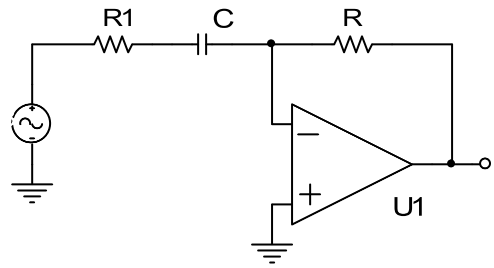


$$i(t) = C\,\frac{dv_S(t)}{dt}$$

Como a corrente no resistor e no capacitor é a mesma, então

$$v_O(t) = -v_R(t) = -Ri(t) = -RC\ \frac{dv_S(t)}{dt}$$

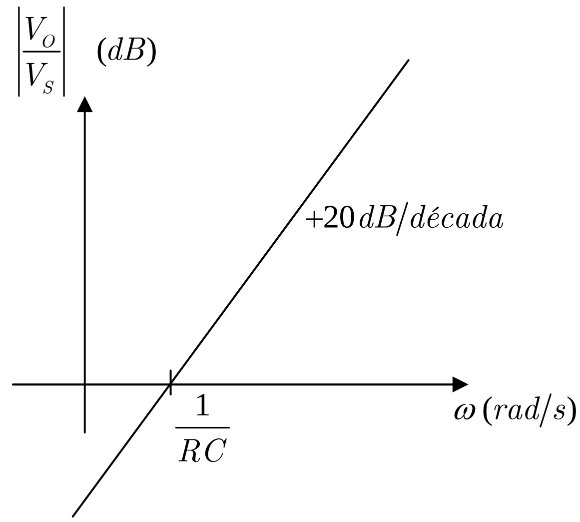
Portanto, a tensão de saída é proporcional à derivada da tensão de entrada em relação ao tempo.
Este circuito, entretanto, costuma apresentar problema de instabilidade em alta frequência que, normalmente, é solucionado com a colocação de um resistor de pequeno valor em série com o capacitor.



Este procedimento, embora evite a instabilidade, faz com que o circuito deixe de ser um diferenciador ideal. A influência desta modificação pode ser melhor compreendida pela análise AC dos dois circuitos (ideal e modificado).

A função de transferência do diferenciador ideal é:

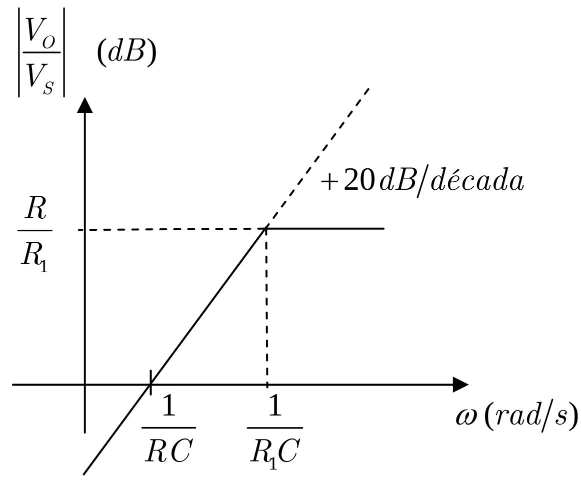
$$\frac{V_O}{V_S} = -sRC \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} \left|\dfrac{V_O}{V_S}\right| = \omega RC \\ \\ \measuredangle \dfrac{V_O}{V_S} = 180^\circ + 90^\circ = 270^\circ = -90^\circ \end{cases}$$



e para o diferenciador não ideal:

$$\frac{V_O}{V_S} = -\frac{R}{R_1 + \dfrac{1}{sC}} = \frac{-sRC}{sR_1C + 1}$$

$$\begin{cases} \left|\dfrac{V_O}{V_S}\right| = \dfrac{\omega RC}{\sqrt{(\omega R_1 C)^2 + 1}} \\ \\ \measuredangle \dfrac{V_O}{V_S} = 180^\circ + 90^\circ - \tan^{-1}(\omega R_1 C) \end{cases}$$



para $\omega \ll 1/R_1C$, o circuito se comporta como diferenciador ideal:

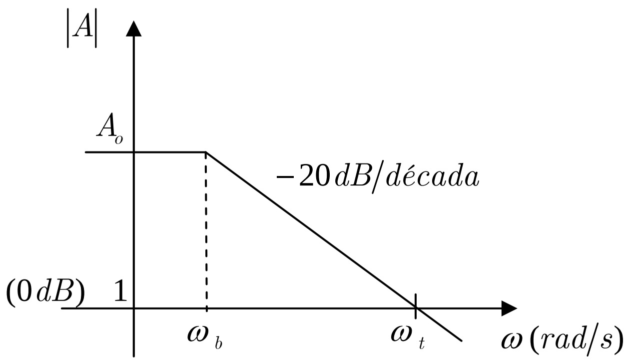
$$\begin{cases} \left|\dfrac{V_O}{V_S}\right| \approx \omega RC \\ \\ \measuredangle \dfrac{V_O}{V_S} \approx 180^\circ + 90^\circ = -90^\circ \end{cases}$$

Banda de ganho unitário (Unit-Gain Bandwidth, Gain-Bandwidth Product - GB)

Faixa de frequência onde o ganho em malha aberta é maior ou igual à unidade (0 dB)

$A(s) = \dfrac{A_o}{1+\dfrac{s}{\omega_b}}$, para $s = j\omega \;\Rightarrow\; A(j\omega) = \dfrac{A_o}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_b}}$

$$\left|A(j\omega)\right| = \frac{A_o}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_b}\right)^2}}$$



Para $\omega \gg \omega_b$, e considerando que $\omega = 2\pi f$, $\Rightarrow \left|A(j\omega)\right| \approx \dfrac{A_o\omega_b}{\omega} = \dfrac{A_o f_b}{f}$

Como na frequência $\omega = \omega_t \gg \omega_b \;\Rightarrow\; \left|A(j\omega)\right| = 1$, vem

$\left|A(j\omega)\right|_{\omega=\omega_t} \approx \dfrac{A_o f_b}{f_t} = 1 \;\Rightarrow\; A_o f_b = f_t =$ GB

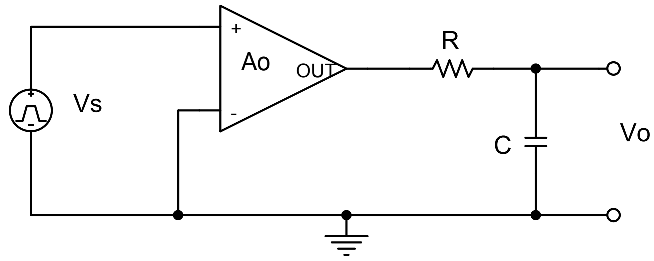
É importante observar que é possível estimar o ganho do amplificador numa dada frequência ou a frequência de corte para um dado ganho, utilizando a especificação de GB na expressão :

$$\left|A(j\omega)\right| \approx \frac{\text{GB}}{f}$$

Slew rate (SR)

Taxa de variação da tensão de saída por unidade de tempo, medida com ganho unitário $(V/\mu s)$.

Um amp op na configuração não inversora, excitado por um sinal do tipo degrau, apresenta uma exponencial como resposta linear, devido à limitação da banda passante. Este amplificador pode ser modelado por um amplificador ideal com banda ilimitada, associado em cascata com um filtro passa baixas, conforme mostrado na figura.



A resposta em frequência é dada por:

$$\frac{V_o}{V_s} = A_o \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{A_o}{sRC + 1} = \frac{A_o}{\frac{s}{\omega_o} + 1} \quad \text{onde} \quad \omega_o = \frac{1}{RC}$$

A resposta transiente é obtida pela expressão:

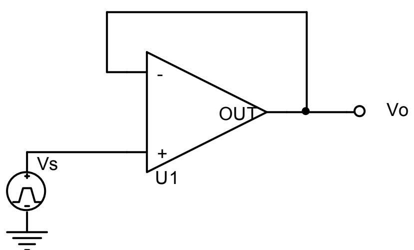
$$V_o = A_o V_s \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) = A_o V_s \left(1 - e^{-\omega_o t}\right) \quad \text{onde} \quad \omega_o = \frac{1}{RC}$$

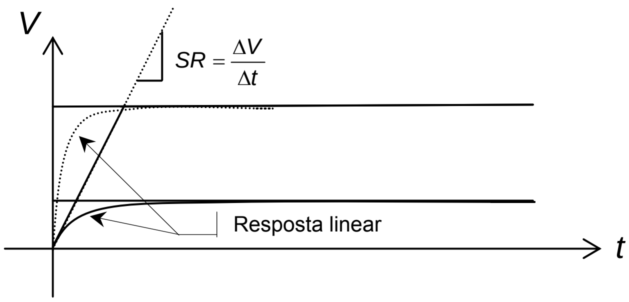
Para que a resposta linear seja preservada, a derivada da exponencial de saída, avaliada em $t = 0$, deve ser menor do que o *slew rate* (taxa máxima de variação do sinal de saída). Assim podemos escrever:

$$SR = \left.\frac{dV_o}{dt}\right|_{t=0} \geq A_o \omega_o V_s = 2\pi A_o f_o V_s$$

Considerando que o produto ganho banda $GB = A_o f_o$, temos:

$$\boxed{SR \geq 2\pi GB V_s}$$





Exercício

Um ampop com $SR = 1V/\mu s$ e $GB = 1MHz$ é utilizado na configuração seguidor de tensão.
1) Determine a maior amplitude possível para uma entrada degrau de modo que ainda se obtenha uma subida exponencial do sinal de saída.
2) Para esta tensão de entrada, qual o tempo de subida (tr) do sinal de saída?
3) Se uma entrada 10 vezes maior for aplicada, qual o tempo de subida da tensão de saída?

Resp.: 0,16 V; 0,35 μs; 1,28 μs

Solução:

1)

$$SR \geq \omega_t V_i$$
$$SR \geq 2\pi GBV_i$$
$$V_i \leq \frac{SR}{2\pi GB}$$
$$V_i \leq \frac{1 V/\mu s}{2\pi \times 1MHz}$$
$$\boxed{V_i \leq 0{,}159\,V}$$

2) Para subida exponencial:

$$t_r \cong \frac{0{,}35}{f_o}, \quad \text{onde} \quad f_o = f_t = 1MHz$$
$$t_r \cong \frac{0{,}35}{1MHz}$$
$$\boxed{t_r \cong 0{,}35\ \mu s}$$

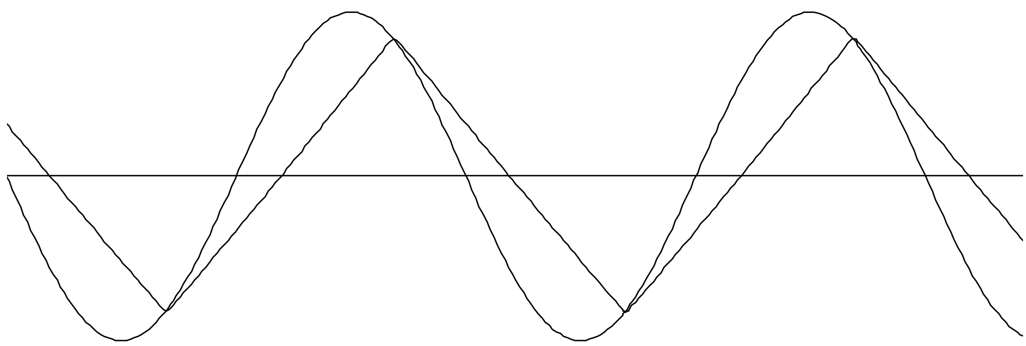
3) Para subida linear:

$$V_i = 10 \times 0{,}159 = 1{,}59\,V$$
$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{\Delta V_i}{t_r} = \frac{(0{,}9 - 0{,}1)V_i}{t_r}$$
$$t_r = \frac{0{,}8\,V_i}{SR} = \frac{0{,}8 \times 1{,}59}{10^{-6}} s$$
$$\boxed{t_r = 1{,}272\ \mu s}$$

Full power bandwidth

Frequência na qual começam os efeitos do SR para um sinal senoidal com a máxima amplitude especificada.

Da mesma forma que o SR compromete a resposta ao degrau, também haverá distorção não linear quando a taxa de subida de um sinal senoidal for maior do que a limitação imposta pelo ampop.



À medida que aumenta a amplitude ou a frequência do sinal senoidal de saída, aumenta a taxa de subida necessária para reproduzir o sinal sem ocorrer distorção. Assim, para não haver distorção, o SR deve ser maior do que a taxa de subida do sinal senoidal de saída.

O sinal de saída senoidal é dado por

$$V_o = V_{OMAX} sen\, \omega_M t$$

Assim, uma relação entre o SR, a amplitude máxima $\left(V_{OMAX}\right)$ e a frequência máxima $\left(\omega_M\right)$ do sinal senoidal de saída pode ser obtida pela expressão:

$$SR \geq \left.\frac{dV_o}{dt}\right|_{t=0} \qquad \Rightarrow \qquad \boxed{SR \geq V_{OMAX}\,\omega_M}$$

Conversor tensão/corrente

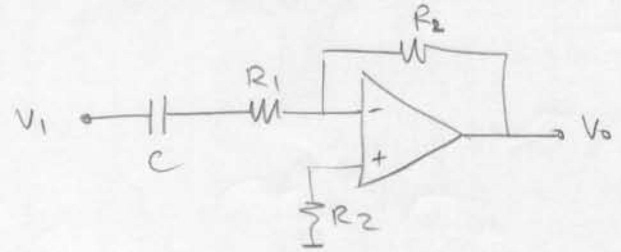
AMPLIFICADORES COM ACOPLAMENTO AC

. Amplificador inversor:

Em aplicações do tipo: medir ripple de fonte de alimentação;

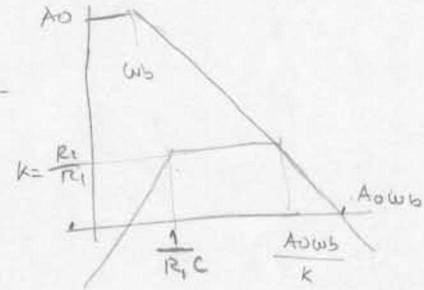
tensão DC elevada + sinal alternado.

É necessário desacoplamento do DC.

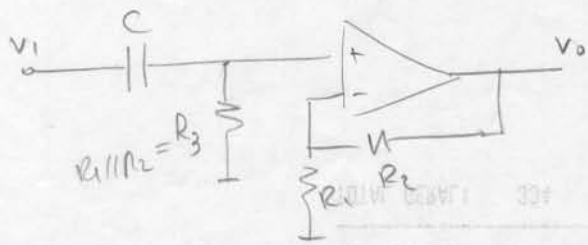


$$A_V = \frac{R_2}{R_1}$$

$$f_{C_i} = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$



. Amplificador não inversor



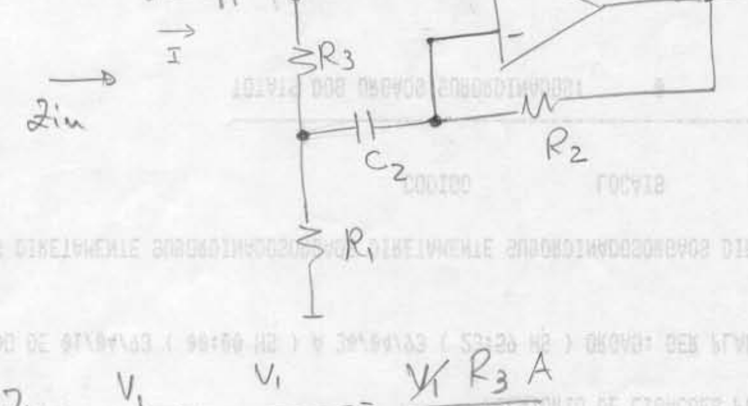
$$A_V = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_3 C}$$

OBS: baixo $Z_i = R_3$

p/ aumentar Z_i usando 'bootstrap'.

na faixa de passagem: C_1 e C_2 são curto



$$V_o = V_1\left(1 + \frac{R_2}{R_1 \| R_3}\right) - \frac{R_2}{R_3} V_1$$

$$V_o = V_1\left(1 + \frac{R_2(R_1+R_3)}{R_1 R_3} - \frac{R_2}{R_3}\right)$$

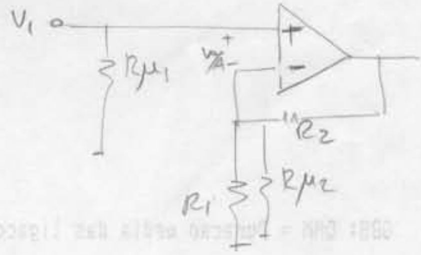
$$V_o = V_1\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) - \frac{R_2}{R_3}\right)$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{\frac{V_o/A}{R_3}} = \frac{\cancel{V_1} R_3 A}{\cancel{V_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$$Z_{in} = R_3 \frac{A}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = R_3 \frac{A}{A_f} = R_3(1 + \beta A) \to \infty$$

observar que usando efeito Miller.



$$R_{\mu_1} = \frac{R_3}{1 - G} \quad \text{onde} \quad G = \frac{V_\ominus}{V_\oplus}$$

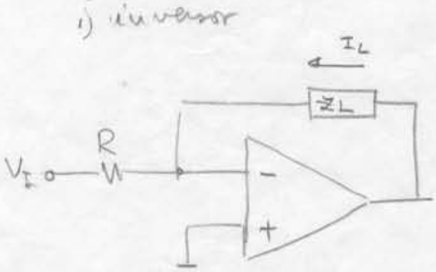
$$G = \frac{V_\ominus}{V_\oplus} = \frac{V_1 - \frac{V_o}{A}}{V_1} = \frac{\cancel{V_1}\left(1 - \frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{A}\right)}{\cancel{V_1}}$$

$$R_{\mu_1} = \frac{R_3}{1-G} = \frac{R_3}{1 - \left(1 - \frac{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}{A}\right)} = \frac{A}{\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)} R_3 = (1+\beta A) R_3$$

CONVERSOR TENSÃO / CORRENTE (VIC) $\Rightarrow$ I_L não depende da Carga

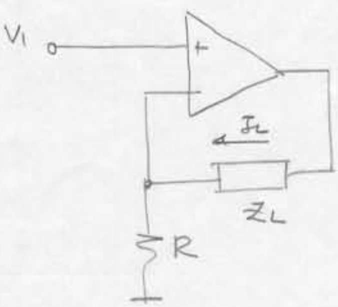
. carga flutuante

1) inversor



$$\boxed{I_L = -\frac{1}{R} V_I}$$

2) não inversor



$$\boxed{I_L = \frac{1}{R} V_I}$$

. com amplificação de corrente

$$I_L = I_1 - I_3$$

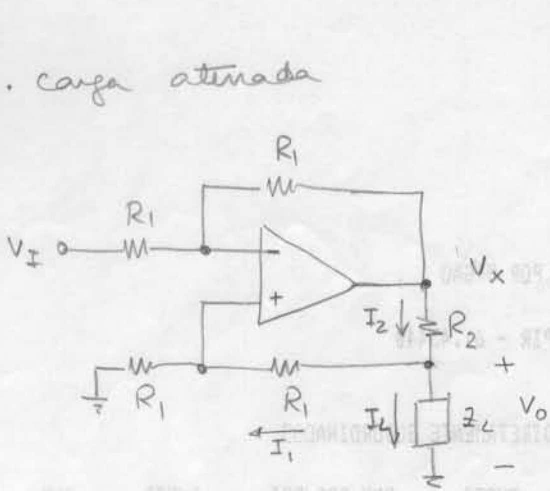
$$I_3 = \frac{-V_1\left(\frac{R_2}{R_1}\right)}{R_3} = -\frac{1}{R_3}\frac{R_2}{R_1}V_1$$

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1}$$

$$I_L = \frac{V_1}{R_1} - \left(-\frac{R_2}{R_3 R_1}\right)V_1$$

$$\boxed{I_L = \frac{V_1}{R_1}\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)}$$

· carga aterrada



o amp-op atua como um amplificador diferencial com entradas V_o e V_I !

$$V_x = \frac{R_1}{R_1}\left(V_o - V_I\right) = \left(V_o - V_I\right)$$

$$I_2 = \frac{V_x - V_o}{R_2} = \frac{-V_I}{R_2}$$

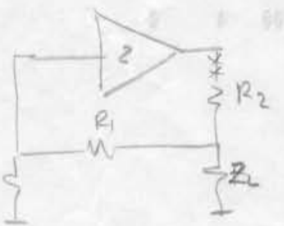
$$I_L = I_2 \frac{2R_1}{2R_1 + Z_L}$$ (divisor de corrente)

$$I_L = -\frac{V_1}{R_2} \cdot \frac{2R_1}{2R_1 + Z_L}$$

$$I_L = -\frac{V_1}{R_2}\left(\frac{1}{1 + \frac{Z_L}{2R_1}}\right)$$

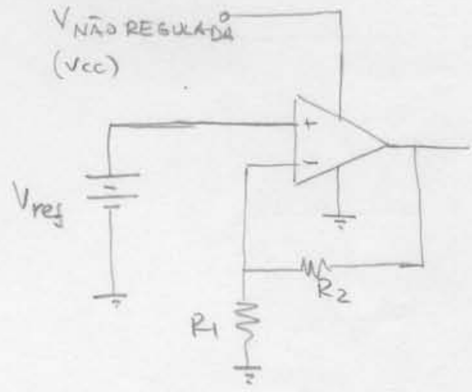
Se $2R_1 >> Z_L \Rightarrow \boxed{I_L = -\frac{V_1}{R_2}}$

Estabilidade do circuito:

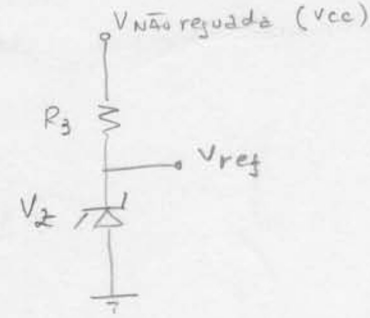


$$\frac{Ur}{Ut} = \frac{1}{\cancel{Z}} \frac{2R_1 // Z_L}{R_2 + 2R_1 // Z_L} * \cancel{Z} < 1 \Rightarrow \text{estável.}$$

. Regulador de Tensão



$V_o = V_{ref}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$



A tensão não regulada alimenta o amp-op.

- Taxa de Rejeição da Fonte de Alimentação (Supply Voltage Rejection Ratio - PSRR, SVRR, KSVR)

E' a taxa de variação da tensão de "offset" de entrada (V_{os}) devido à variação de Vcc.

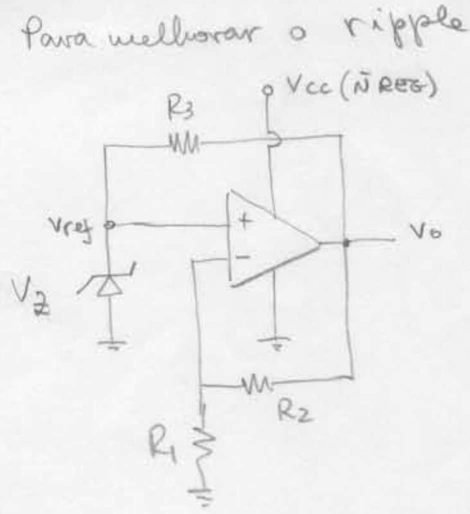
$$PSRR = \frac{\Delta V_{os}}{\Delta V_{cc}} \quad (\mu V/V) \qquad (\text{valor típico } 741:\ 30\,\mu V/V)$$

A Tensão de referência pode ser obtida a partir de Vnão regulada,

neste caso:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{cc}} = \left(PSRR + \frac{rac_z}{rac_z + R_3}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \quad \Longrightarrow \text{"ripple"}$$

Para melhorar o ripple na saída:



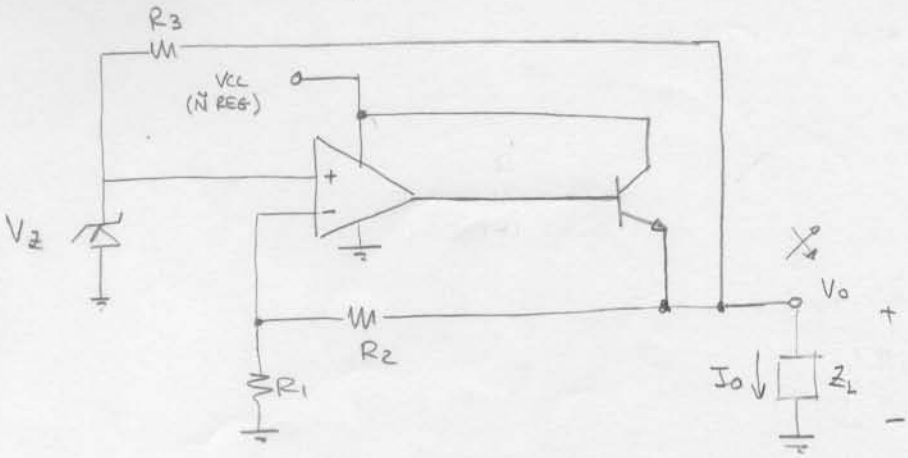
<u>OBS</u> A realimentação positiva formada por R_3 não é problema uma vez que $R_3 >> rac_z$ e parcela de realimentação negativa é maior.

$$\Delta V_o = \left(\Delta V_{os} + \Delta V_{ref}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$\Delta V_o = \left(PSRR \cdot \Delta V_{cc} + \Delta V_o \frac{rac_z}{rac_z + R_3}\right)\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

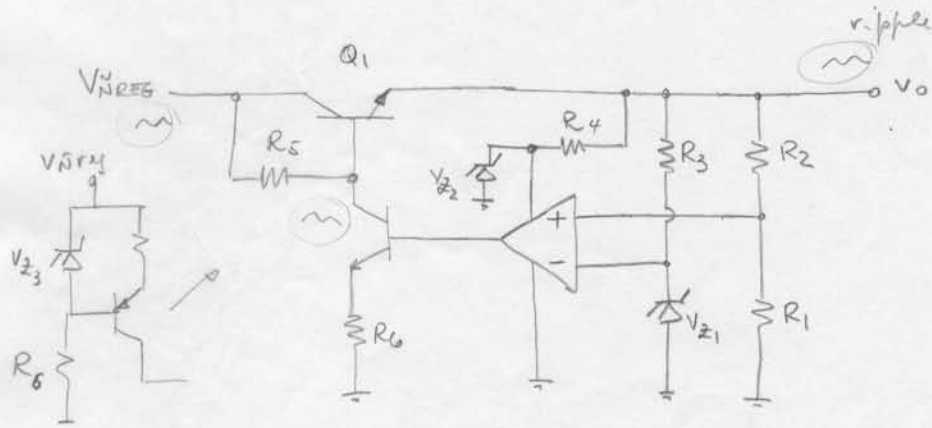
$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{cc}} = \frac{PSRR}{1 - \dfrac{1+\frac{R_2}{R_1}}{1+\frac{R_3}{rac_z}}}$$

Para aumentar a capacidade de fornecer corrente



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

Regulador com $V_o > V_{CC\,max}$ do amp-op

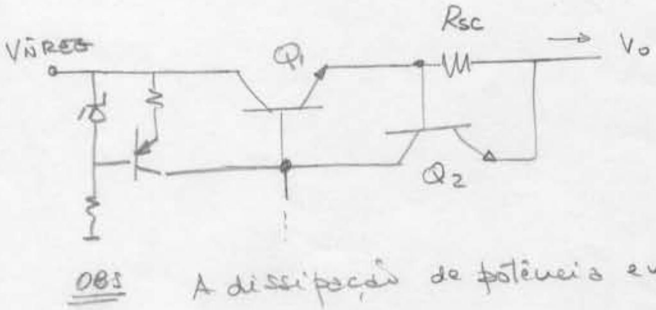


$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_{Z_1}$$

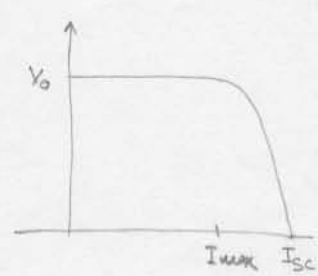
$$R_5 = \frac{V_{CBQ_1}}{R_5} = \frac{V_{\tilde{N}REG} - V_o + V_{BEQ_1}}{R_5}$$

para melhorar a variação de V_o (ΔV_o)("ripple"), R_5 deve ser substituído por uma fonte de corrente.

Proteção contra curto-circuito



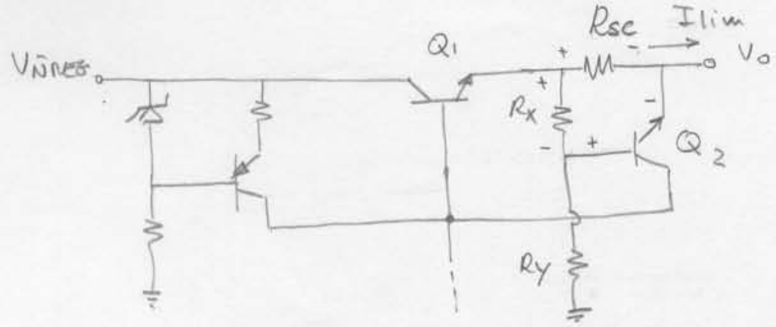
$$I_{SC} \cong \frac{V_{BEQ_2}}{R_{SC}}$$

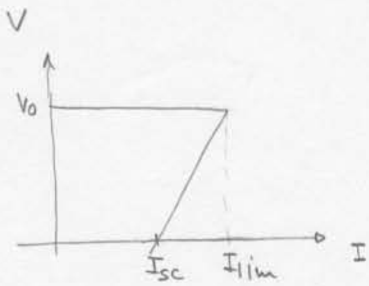


<u>OBS</u> A dissipação de potência em Q_1 é muito alta na condição de curto-circuito

$P_{Q_1\,max} = \left(V_{\tilde{N}REG\,max} - V_o\right) I_{max}$ em curto: $P_{Q_{1SC}} \cong V_{\tilde{N}REG\,MAX}\, I_{SC}$

Proteção contra curto "fold-back"





$$\left(V_o + I_{lim} R_{SC}\right) \frac{R_X}{R_X+R_Y} + V_{BE_{Q_2}} = I_{lim} R_{SC}$$

$$I_{lim} = \frac{V_o \frac{R_X}{R_X+R_Y} + V_{BE_{Q_2}}}{R_{SC} \frac{R_Y}{R_X+R_Y}} \Rightarrow I_{lim} = \frac{V_o R_X + V_{BE_{Q_2}}(R_X+R_Y)}{R_{SC} R_Y}$$

Em curto-circuito $V_o = 0$

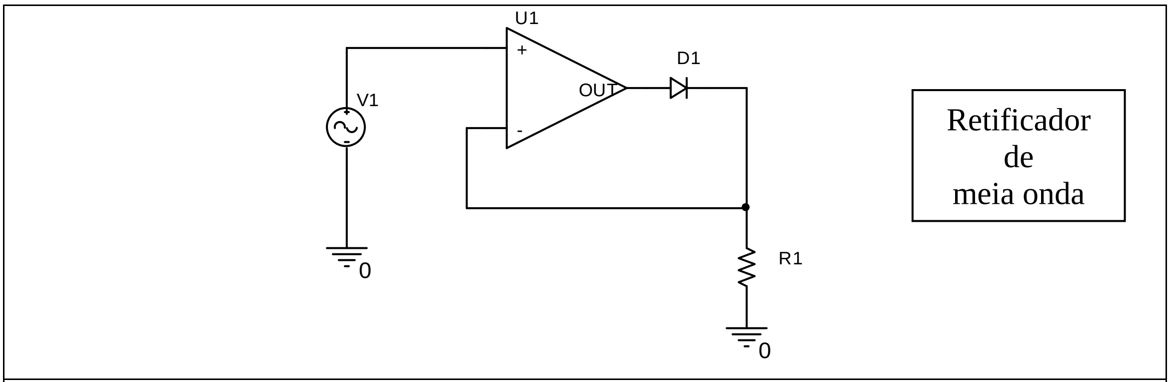
$$I_{SC} = I_{lim}\Big|_{V_o=0} = \frac{V_{BE_{Q_2}}\left(1+\frac{R_X}{R_Y}\right)}{R_{SC}} < I_{lim}$$

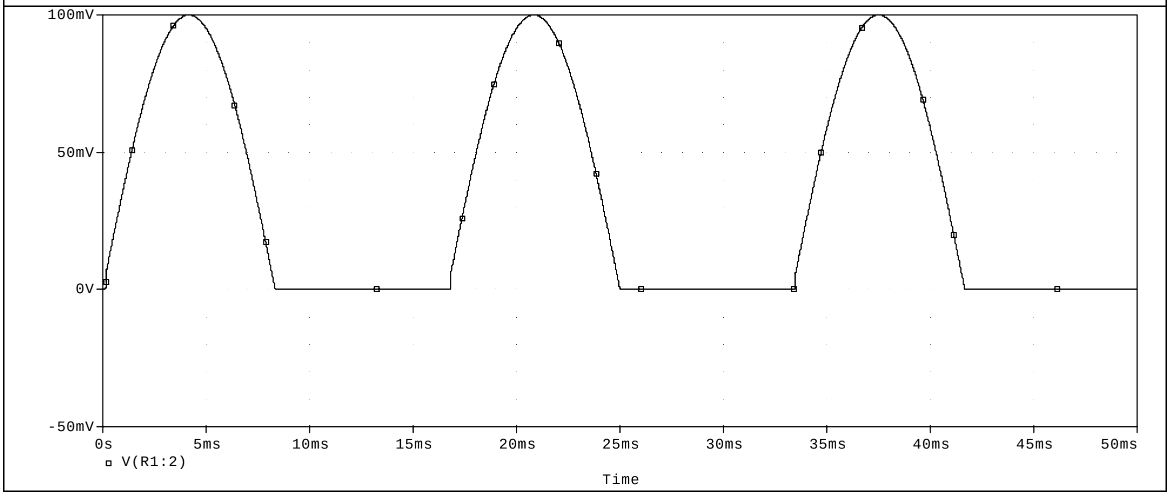
$$I_{lim} = \frac{V_o R_X}{R_{SC} R_Y} + I_{SC}$$

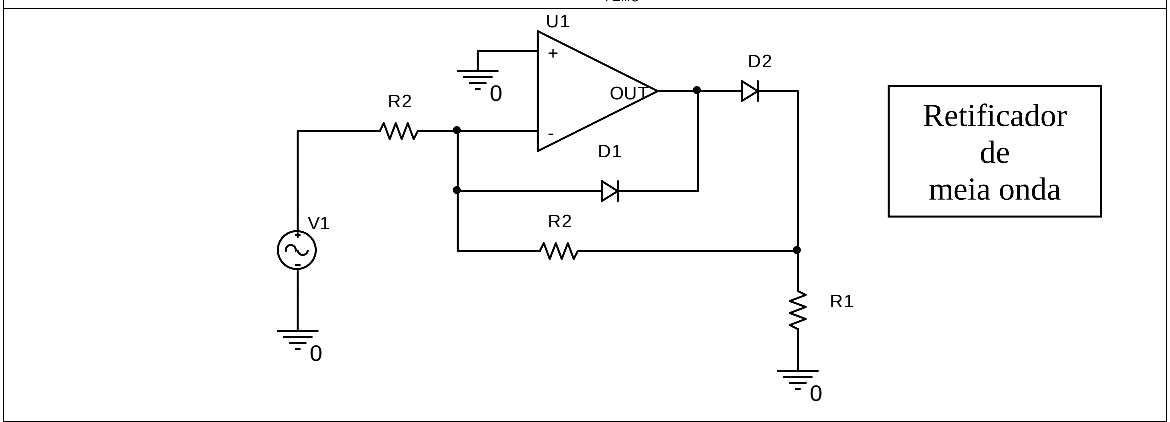
Reguladores integrados:

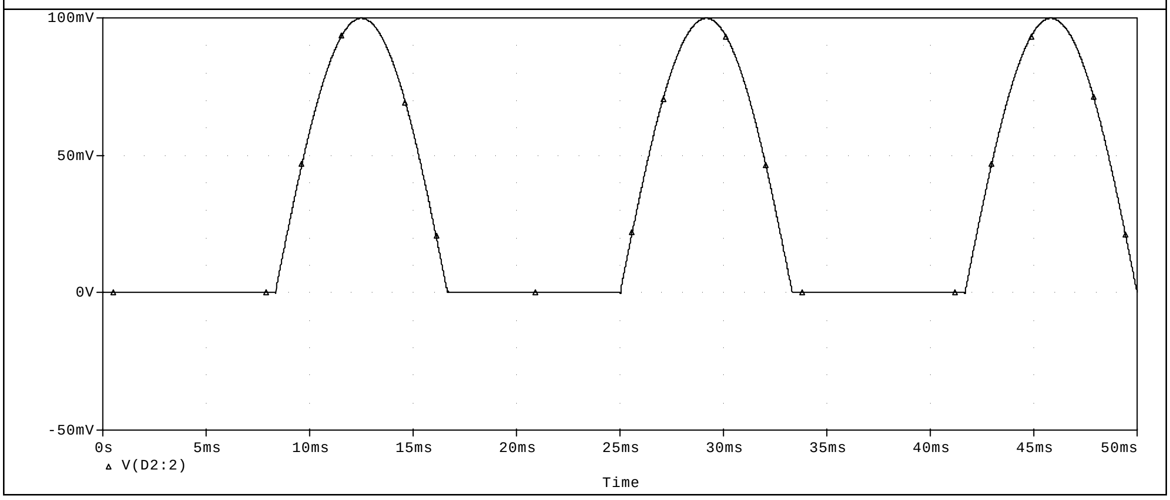
fixo + 78XX
 − 79XX

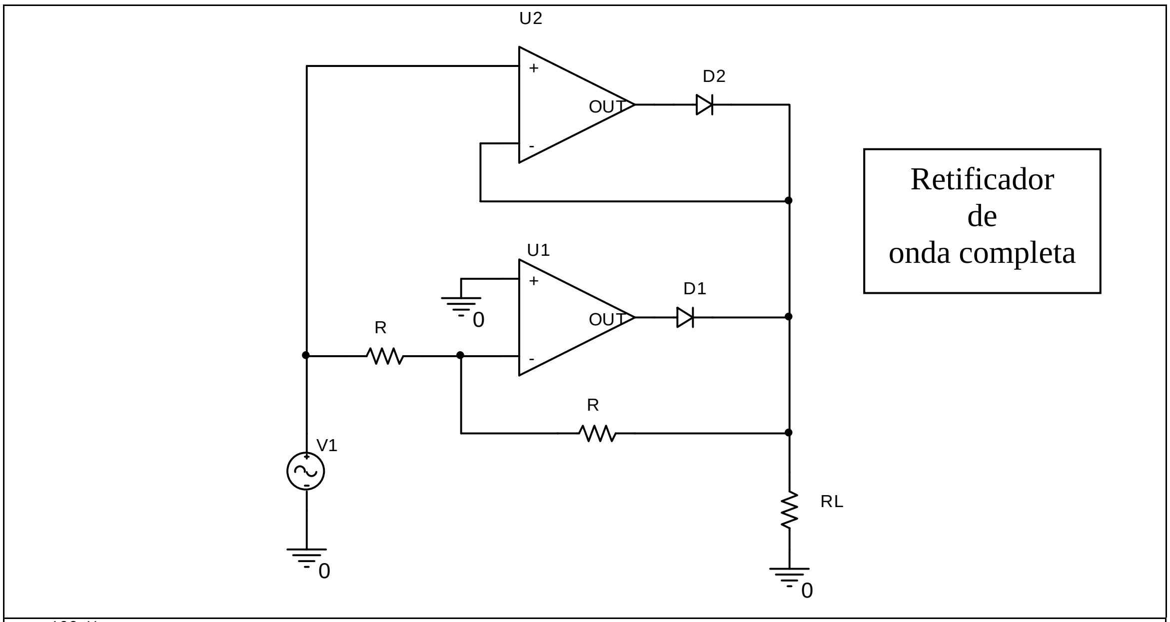
variável - LM723

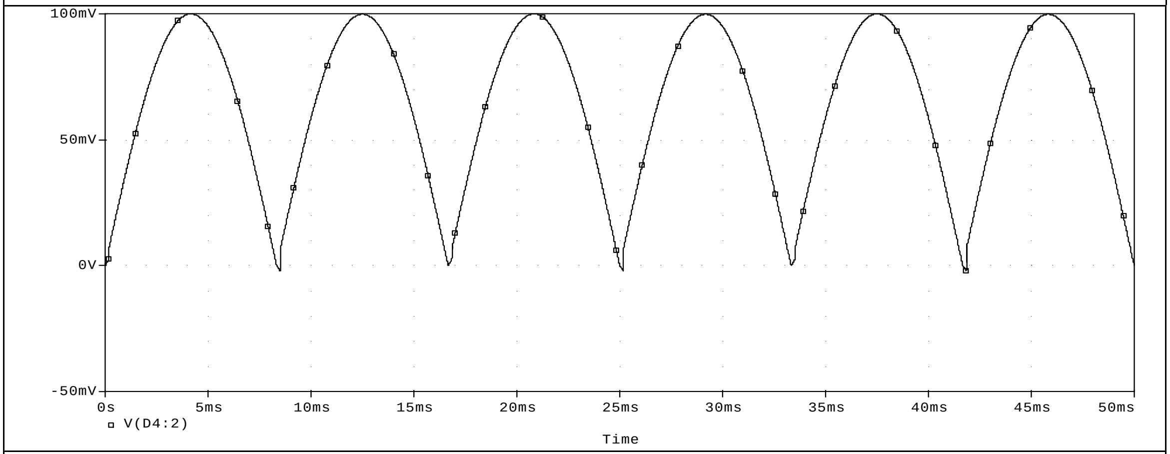

U1
+
-
OUT
D1
V1
R1
0
0
Retificador
de
meia onda

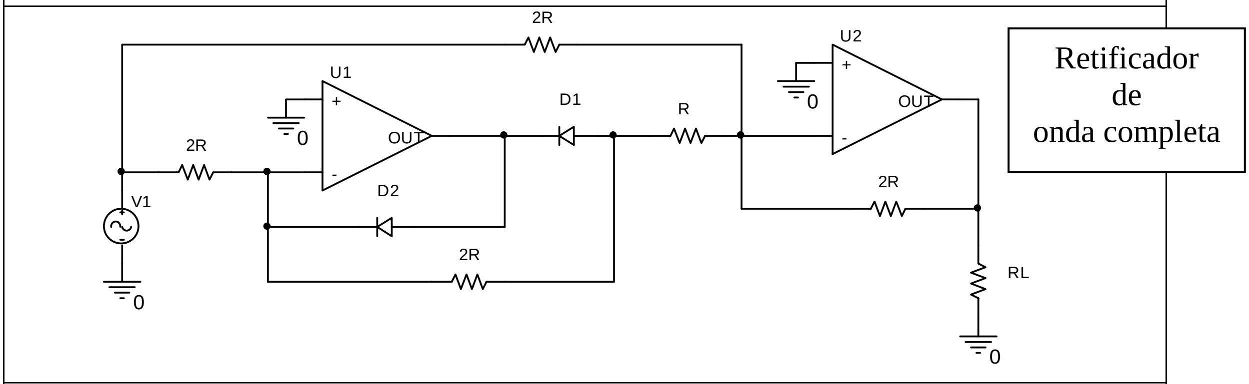

100mV
50mV
0V
-50mV
0s
5ms
10ms
15ms
20ms
25ms
30ms
35ms
40ms
45ms
50ms
V(R1:2)
Time

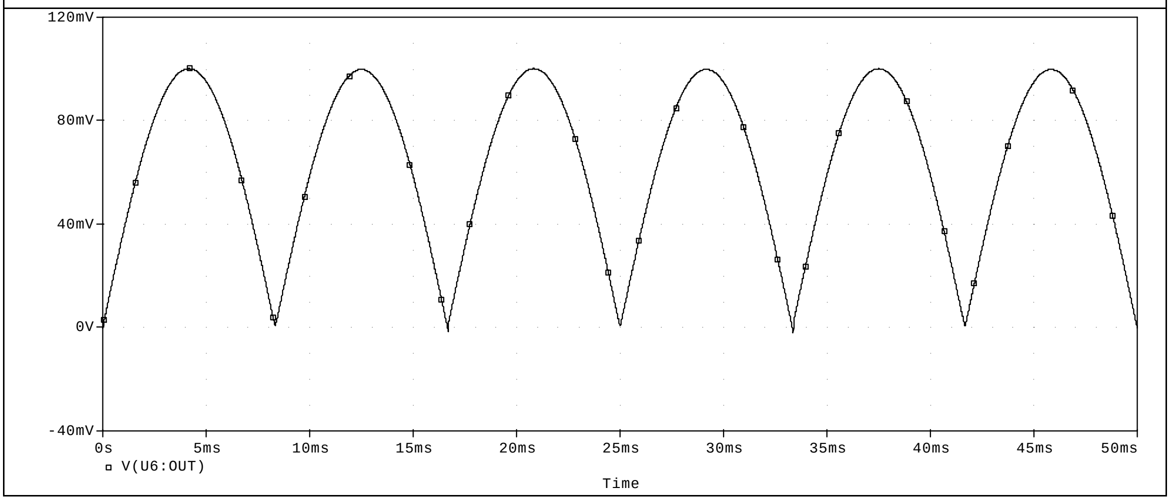

U1
+
-
OUT
0
D2
R2
D1
V1
R2
R1
0
0
Retificador
de
meia onda


100mV
50mV
0V
-50mV
0s
5ms
10ms
15ms
20ms
25ms
30ms
35ms
40ms
45ms
50ms
V(D2:2)
Time

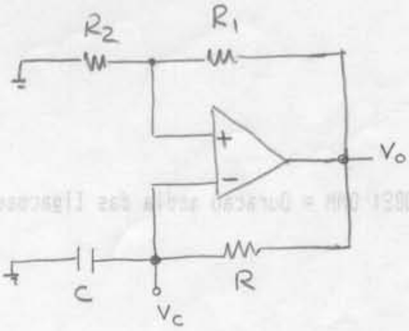

U2
D2
OUT
U1
D1
R
R
V1
RL
0
Retificador
de
onda completa

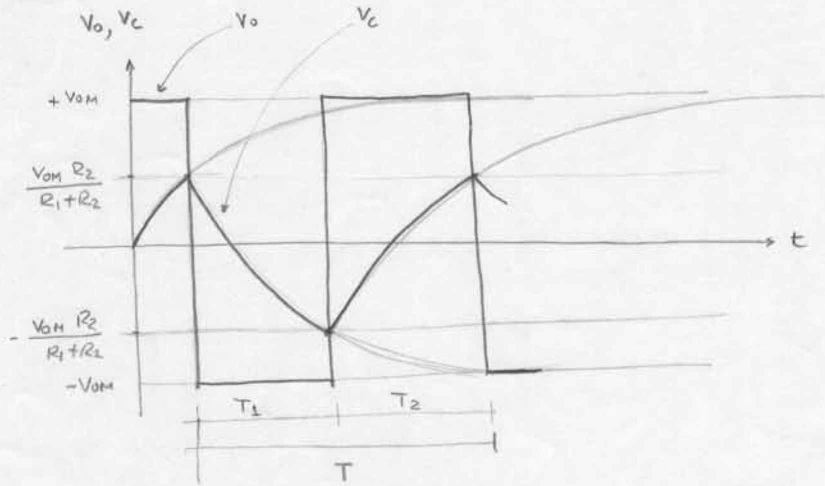

100mV
50mV
0V
-50mV
0s
5ms
10ms
15ms
20ms
25ms
30ms
35ms
40ms
45ms
50ms
V(D4:2)
Time


2R
U2
U1
D1
R
OUT
2R
D2
2R
2R
V1
RL
0
Retificador
de
onda completa


120mV
80mV
40mV
0V
-40mV
0s
5ms
10ms
15ms
20ms
25ms
30ms
35ms
40ms
45ms
50ms
V(U6:OUT)
Time

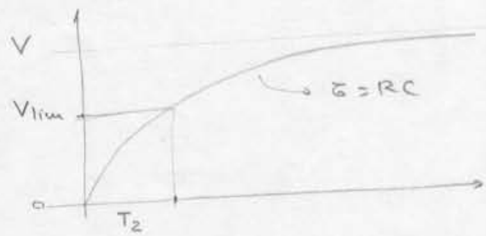
MULTIVIBRADOR ASTÁVEL (PISCA-PISCA)





expressão genérica:

$$V_c = V\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$$



onde

$$V = V_{OM} - \left(-\frac{V_{OM}\,R_2}{R_1+R_2}\right) = V_{OM}\left(1 + \frac{R_2}{R_1+R_2}\right)$$

$$V_{lim} = 2\,V_{OM}\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

Assim:

$$2\,\cancel{V_{OM}}\,\frac{R_2}{R_1+R_2} = \cancel{V_{OM}}\left(1+\frac{R_2}{R_1+R_2}\right)\left(1 - e^{-\frac{T_2}{RC}}\right)$$

$$1 - \frac{\frac{2R_2}{R_1+R_2}}{1+\frac{R_2}{R_1+R_2}} = e^{-\frac{T_2}{RC}} \quad\Rightarrow\quad \frac{1+\frac{R_2}{R_1+R_2} - \frac{2R_2}{R_1+R_2}}{\frac{R_1+2R_2}{R_1+R_2}} = e^{-\frac{T_2}{RC}}$$

$$e^{-\frac{T_2}{RC}} = \frac{R_1}{R_1+2R_2} \quad\Rightarrow\quad e^{\frac{T_2}{RC}} = \left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)$$

$$T_2 = RC\,\ln\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)$$

$$T = 2\,T_2 \quad\Rightarrow\quad \boxed{T = 2RC\,\ln\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)}$$

COMENTÁRIOS:

- Variação da razão R_2/R_1
- V_c com aspecto linear.
- Variação do ciclo de trabalho (duty-cycle)