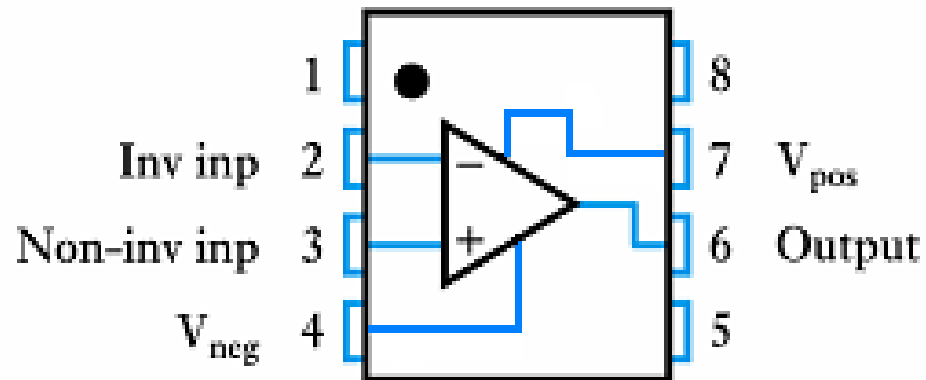
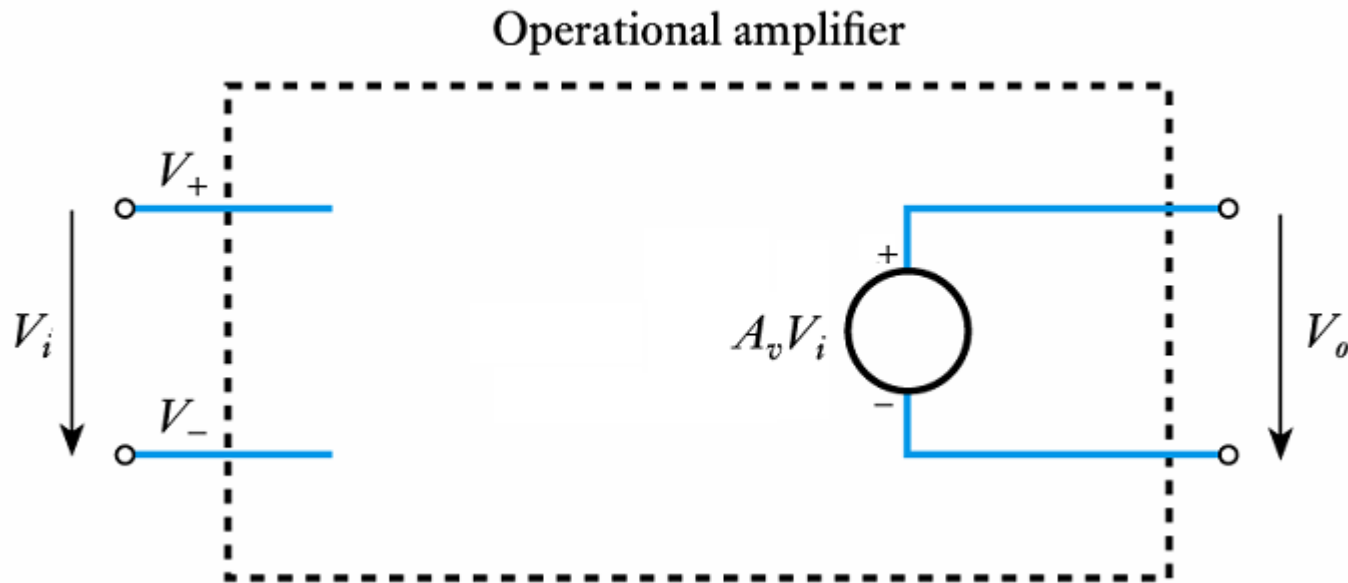


4 – Amplificador operacional



4.1 – Modelo do AmpOp ideal



Tensão de saída

$$V_o = A_v (v^+ - v^-)$$

4.1.2 – Características do AmpOp ideal

Impedância de entrada $R_i = \infty \Rightarrow I^+ = I^- = 0$

Ganho diferencial $A_v = \infty \Rightarrow V^+ - V^- = 0$

Ganho de modo comum $A_c = 0$

Impedância de saída $R_o = 0$

Largura de banda = ∞

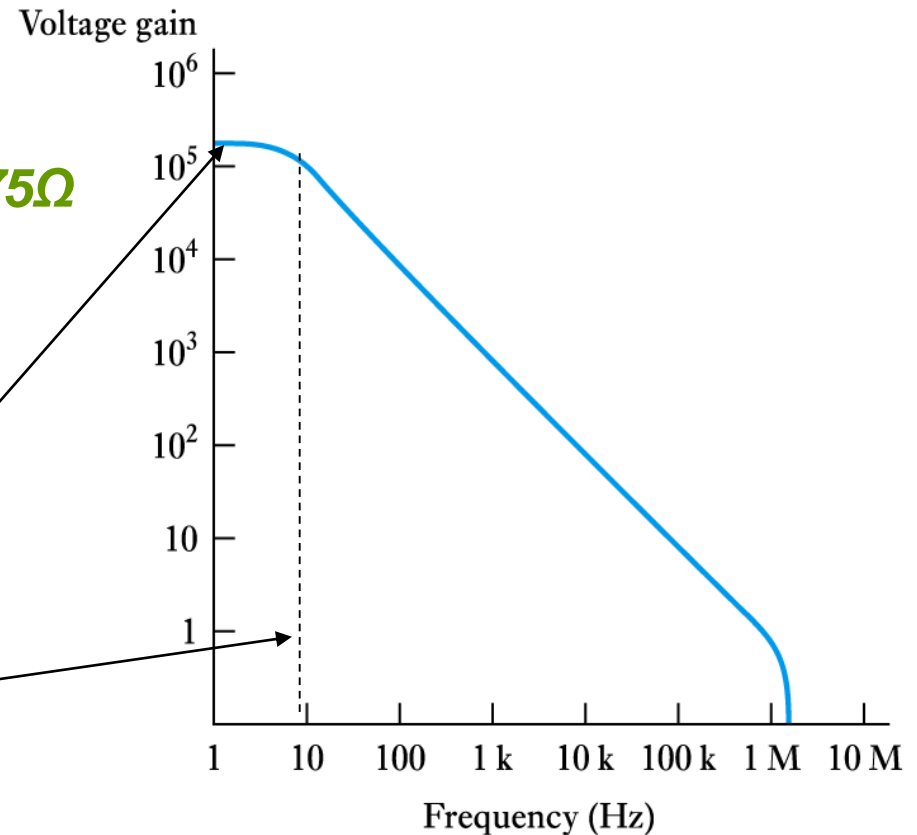
4.1.3 – Características do AmpOp Real

Impedância de entrada elevada ~ $10^6 - 10^{12} \Omega$

Impedância de saída baixa ~ $10-75\Omega$

Ganho elevado ~ 100 – 160 dB

Largura de banda pequena



Taxa de inflexão (SR, Slew Rate) $SR = \left| \frac{dv_o}{dt} \right|_{\max}$

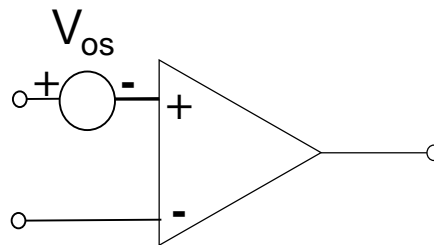
Se á saída de um Ampop com $SR = 0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$ tivermos um sinal sinusoidal $v_o(t) = V_m \sin(\omega t)$

Para não haver distorção de v_o temos que:

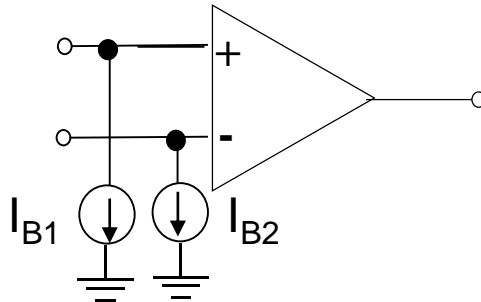
$$\left| \frac{dv_o}{dt} \right| = V_m \omega < SR$$

- Se $V_m = 1 \text{ V}$ então $f < 80 \text{ KHz}$.
- Se $V_m = 10 \text{ V}$ então $f < 8 \text{ KHz}$.

Tensão de desvio de entrada ~ 1- 5 mV



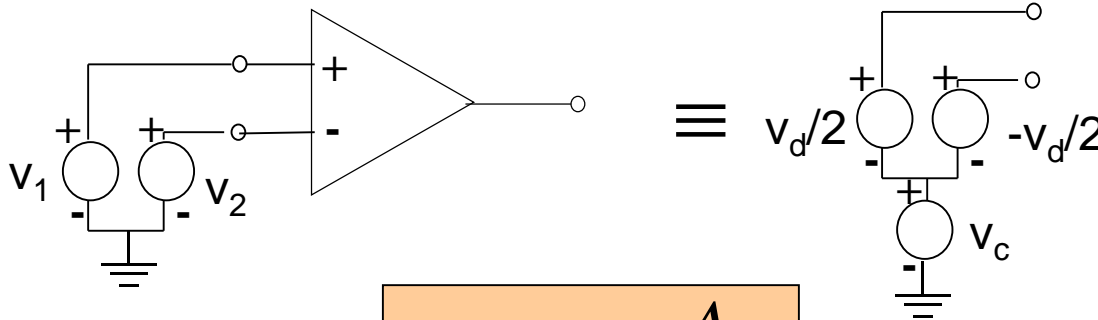
Correntes de polarização de entrada



$$I_B = \frac{1}{2} (I_{B1} + I_{B2}) \quad (\text{Corrente de polarização de entrada})$$

$$I_{OS} = (I_{B1} - I_{B2}) \quad (\text{Corrente de desvio de entrada})$$

Relação de rejeição de modo comum (CMRR) ~ 80 – 100 dB



$$CMRR = \frac{A_d}{A_c}$$

$$v_d = (v_1 - v_2)$$

$$v_c = \frac{1}{2} (v_1 + v_2)$$

$$v_o = A_v v_d + A_c v_c$$

4.1.4 – Análise de circuitos com AmpOp

- Uma hipótese é substituir o AmpOp pelo seu modelo ideal e utilizar os métodos de análise de circuitos.
- Uma alternativa mais expedita para analisar o funcionamento deste tipo de circuitos, consiste em usar as aproximações associadas ao modelo ideal

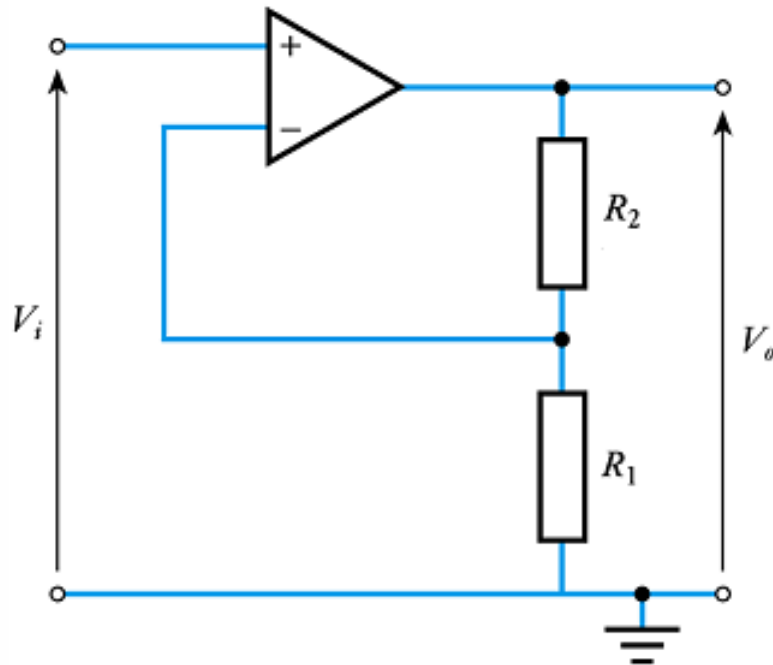
$$I^+ = I^- = 0$$

$$V^+ - V^- = 0$$

$$V_o = A_{v-}(V^+ - V^-)$$

4.2 – Circuitos lineares com AmpOp's

Amplificador não inversor



Para o Ampop ideal $I^- = 0$ então

$$v^- = \frac{R_1}{R_2 + R_1} v_o$$

Como $v^- = v^+ = v_i$ obtemos

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

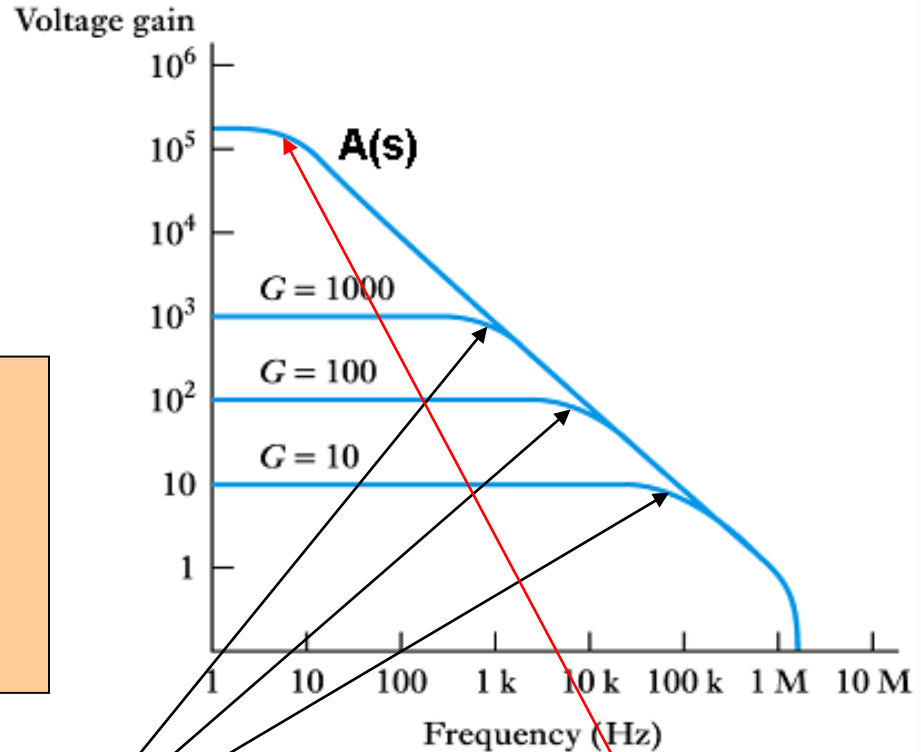
- Resistência de entrada infinita
- Resistência de saída baixa

Amplificador não inversor

Se o ganho do AmpOp é finito:

$$\frac{v_0}{v_i} = \frac{A(s)}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A(s)} = \frac{G}{1 + \frac{s}{\omega_a}}$$

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

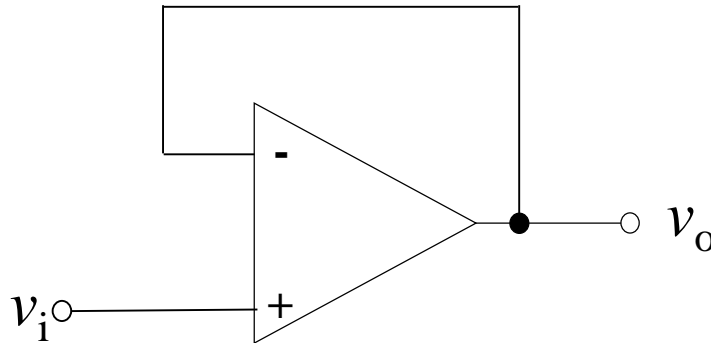


$$\omega_a = \left(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d \right) \omega_1 \approx \frac{A_d \omega_1}{G}$$

!Nesta montagem o produto Ganho-Largura de banda é constante.

Seguidor de tensão

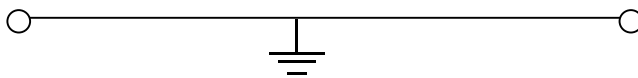
Como $v^- = v^+ = v_i$ e $v^- = v_o$ obtemos



$$v_o = v_i$$

$$R_i = \infty \Rightarrow$$

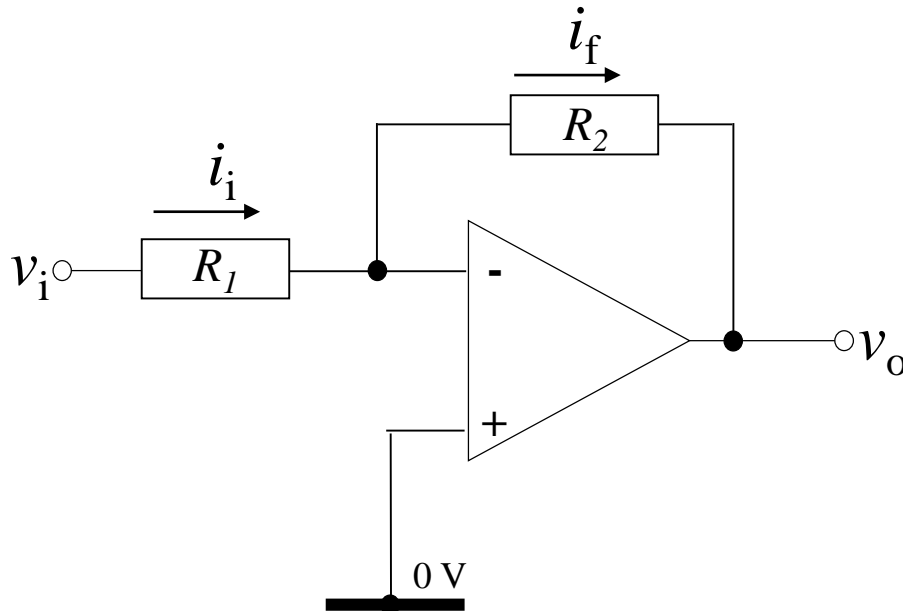
$$\Leftarrow Z_o = 0$$



Qual a utilidade?

Adaptação/isolamento de circuitos

Amplificador inversor



Para o Ampop ideal $I^- = 0$ então

$$i_i = i_f$$

Como $v^+ = v^- = 0$ temos

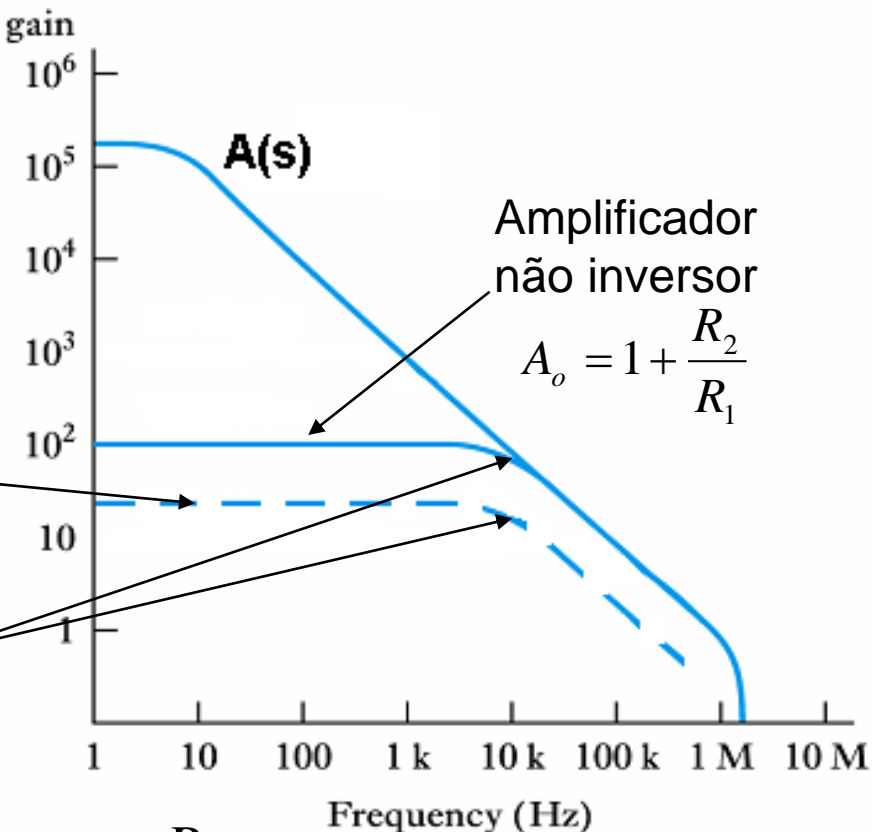
$$i_i = \frac{v_i}{R_1} = -\frac{v_o}{R_2} = i_f$$

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_i$$

Se o ganho do AmpOp é finito: Voltage gain

$$\frac{1}{R_1} \left(v_i + \frac{v_0}{A_d} \right) = -\frac{1}{R_2} \left(v_0 + \frac{v_0}{A_d} \right)$$

$$\frac{v_0}{v_i} = -\frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} A(s)}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A(s)} = \frac{A_o}{1 + \frac{s}{\omega_a}}$$



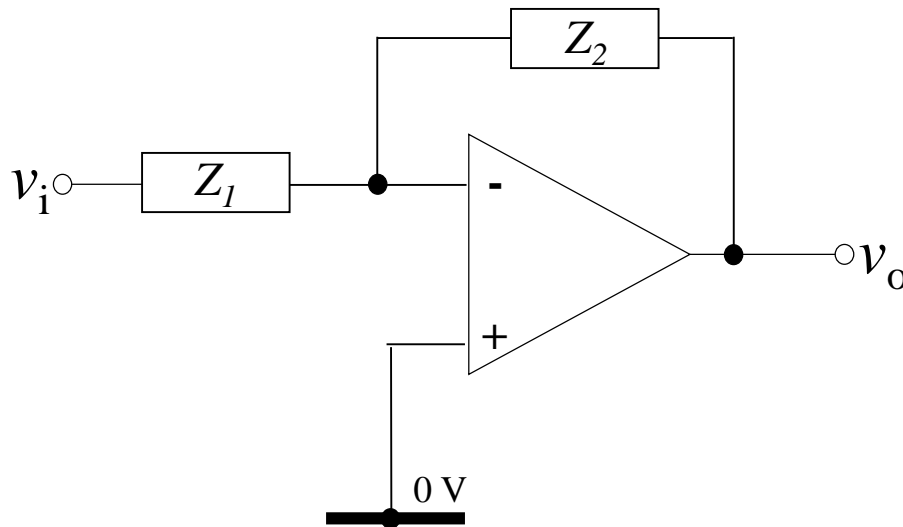
$$\omega_a = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} A_d \right) \omega_1 = \frac{1}{1 - A_o} A_d \omega_1 \quad A_o = -\frac{R_2}{R_1}$$

!Nesta montagem o produto Ganho-Largura de banda não é constante.

Limitações do amplificador inversor

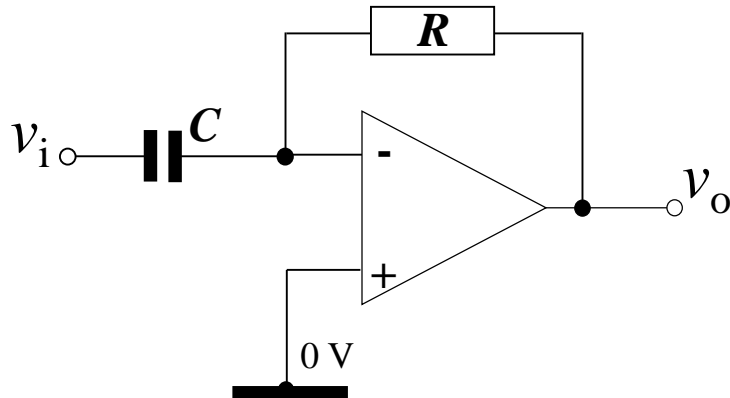
- Resistência de entrada baixa = R_1
- Resistência de saída baixa $\sim 0\Omega$
- As resistências R_1 , R_2 devem obedecer a $R_o < R_1$, $R_2 < R_i$.

Se se substituírem as resistências por impedâncias, temos:



$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

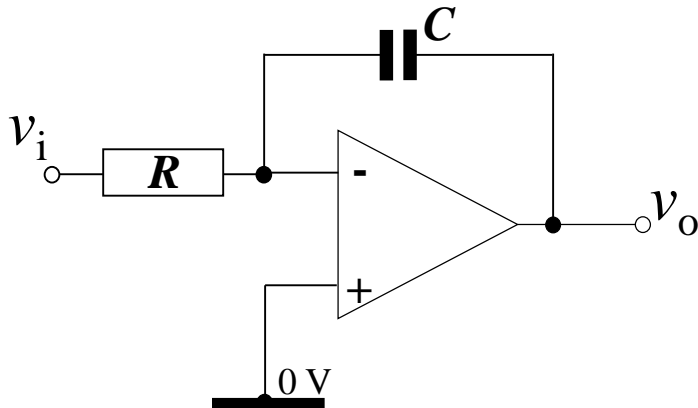
Diferenciador



$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -sRC$$

$$v_o(t) = -RC \frac{dv_i}{dt}$$

Integrador



$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{sRC}$$

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(t) dt$$

Somador inversor

Para o Ampop ideal $I^- = 0$ então

$$i_1 + i_2 = i_F$$

Como $v^+ = v^- = 0$ temos

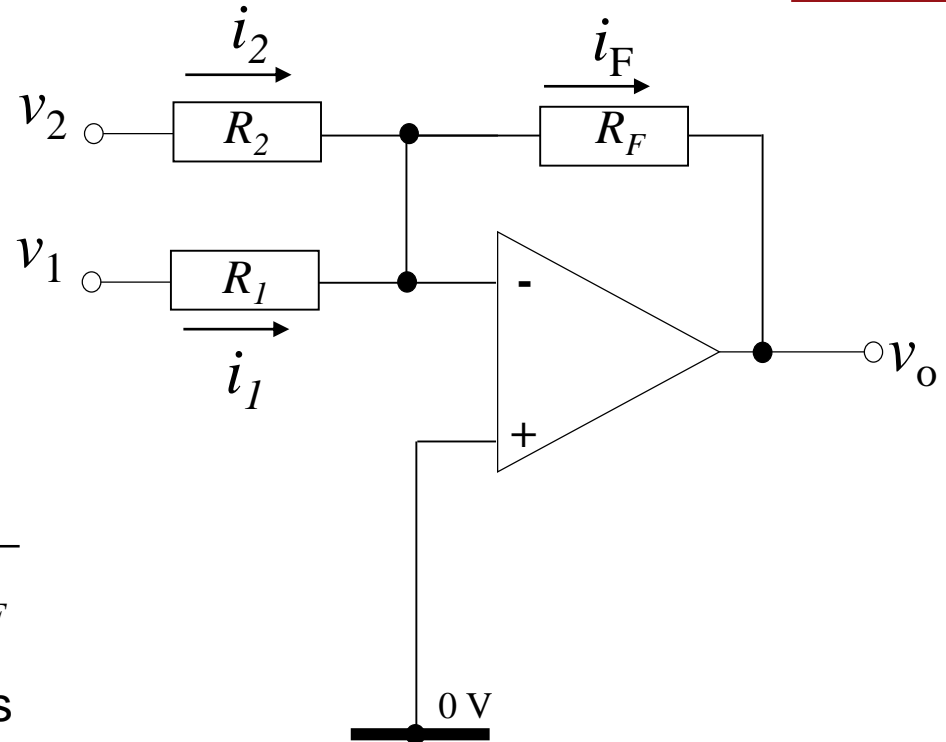
$$i_1 = \frac{v_1}{R_1} \quad i_2 = \frac{v_2}{R_2} \quad i_F = -\frac{v_0}{R_F}$$

Combinando as equações anteriores

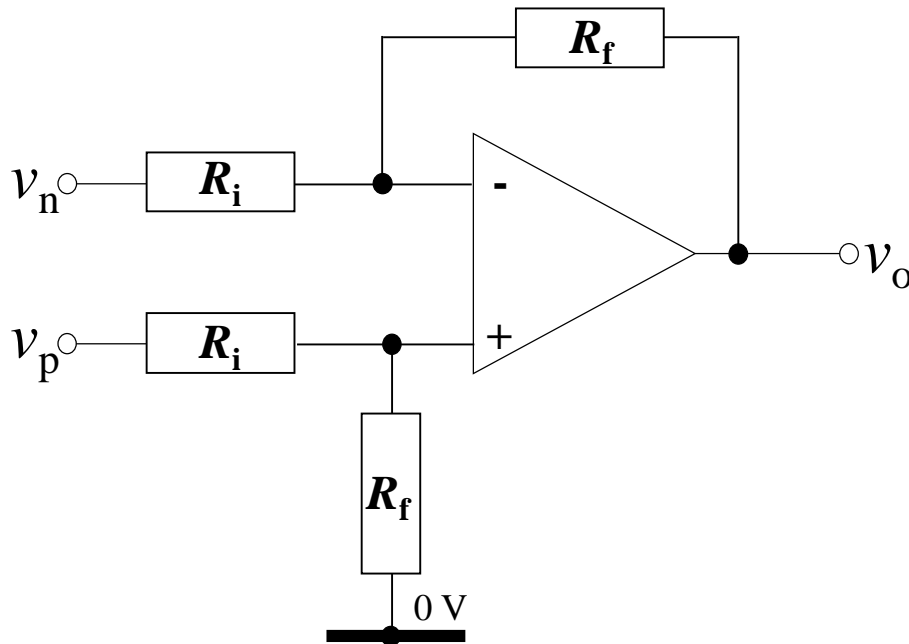
$$v_0 = -\left(\frac{R_F}{R_1} v_1 + \frac{R_F}{R_2} v_2 \right)$$

Se $R_1 = R_2 = R$ então:

$$v_0 = -\frac{R_F}{R} (v_1 + v_2)$$



Amplificador de diferença



Usando o teorema da sobreposição vamos calcular v_o quando $v_n=0$

$$v_o|_{v_n=0} = \frac{R_f}{R_i + R_f} \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) v_p = \frac{R_f}{R_i} v_p$$

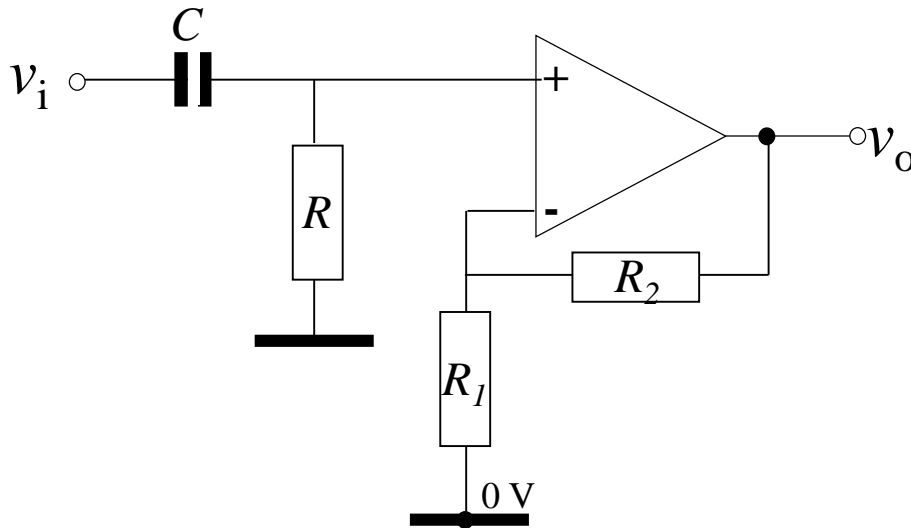
Quando $v_p=0$ obtemos

$$v_o|_{v_p=0} = -\frac{R_f}{R_i} v_n$$

- Resistência de entrada baixa ($\sim 2R_i$)
- Resistência de saída baixa

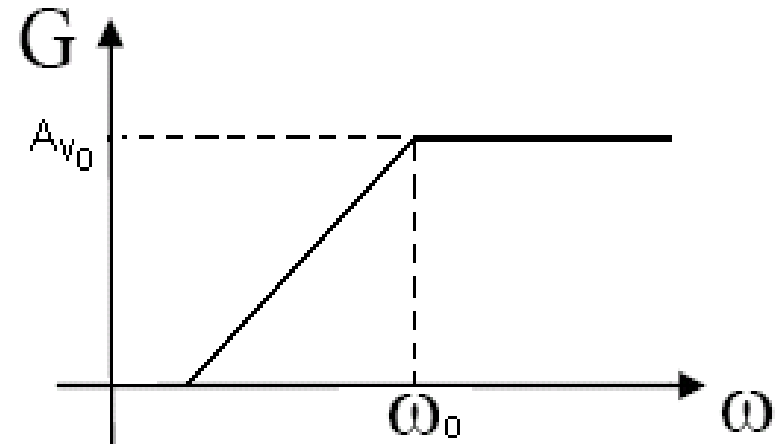
$$v_o = v_o|_{v_p=0} + v_o|_{v_n=0} = \frac{R_f}{R_i} (v_p - v_n)$$

Filtro passa-alto de 1ª ordem



$$v^+ = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} v_i$$

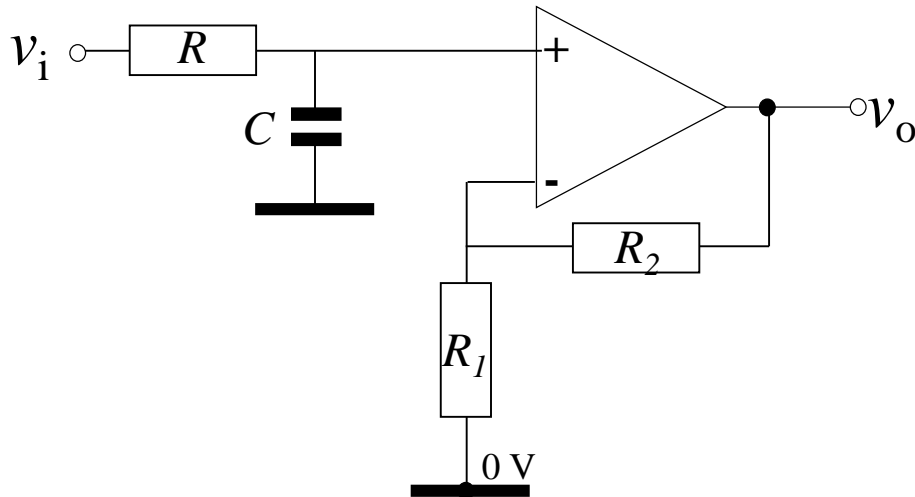
$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_o}\right) A_{v_o}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_o}}$$



$$\omega_o = \frac{1}{RC}$$

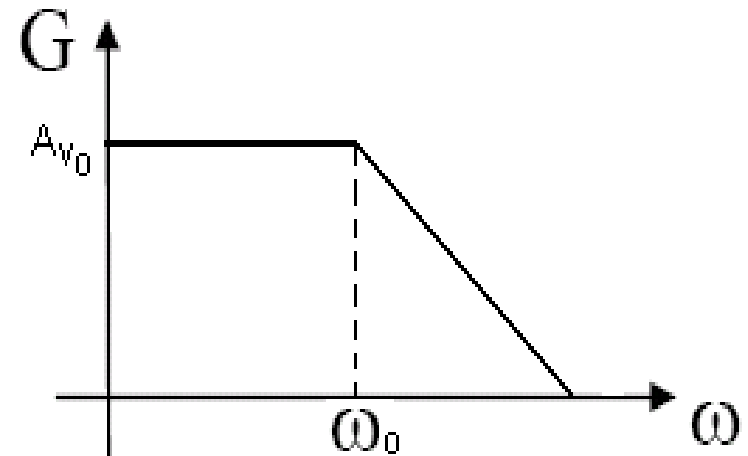
$$A_{v_o} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Filtro passa-baixo de 1ª ordem



$$G = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_{v_o}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_o}}$$

$$v^+ = \frac{1}{1 + j\omega RC} v_i$$



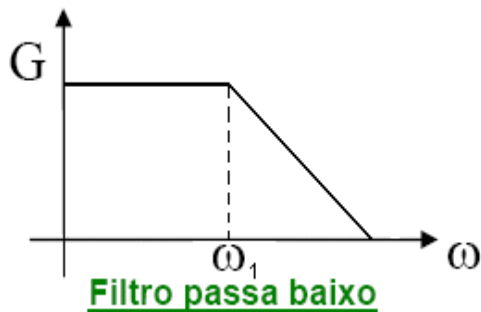
$$\omega_o = \frac{1}{RC}$$

$$A_{v_o} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Filtro passa-banda e rejeita-banda

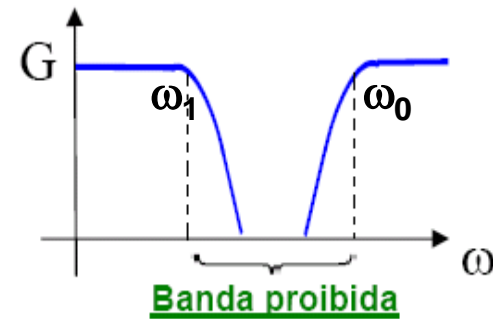


+

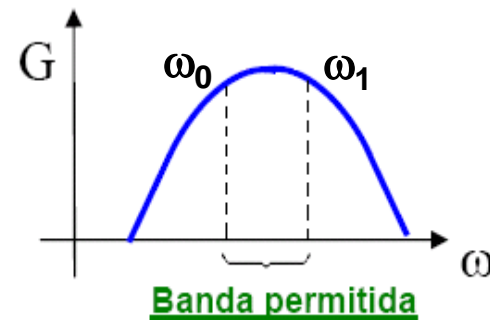


=

$\omega_0 > \omega_1$ (Rejeita banda)

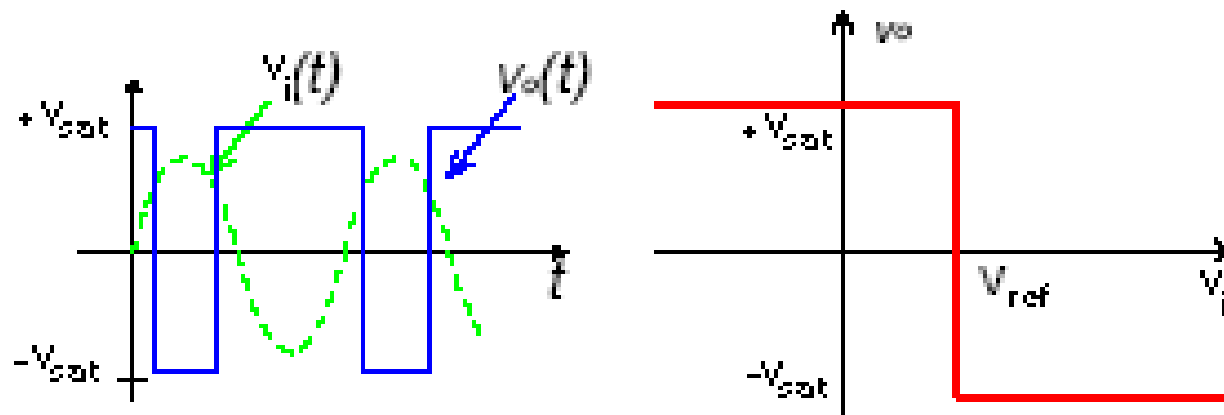
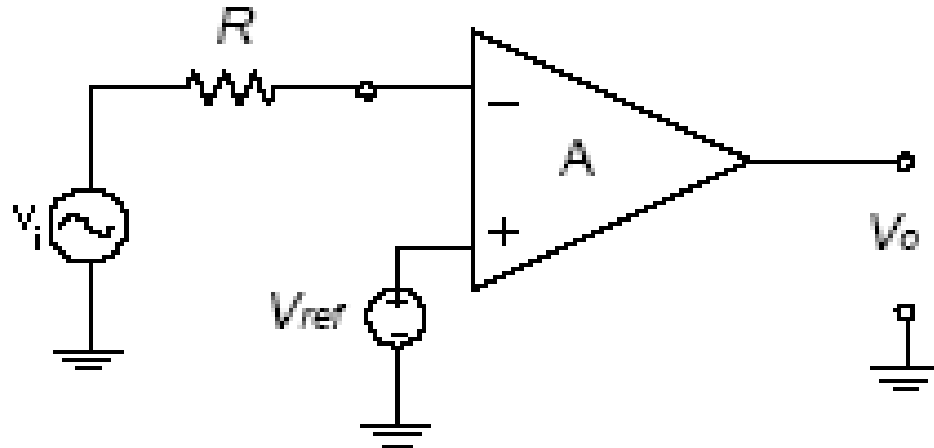


$\omega_0 < \omega_1$ (Passa Banda)

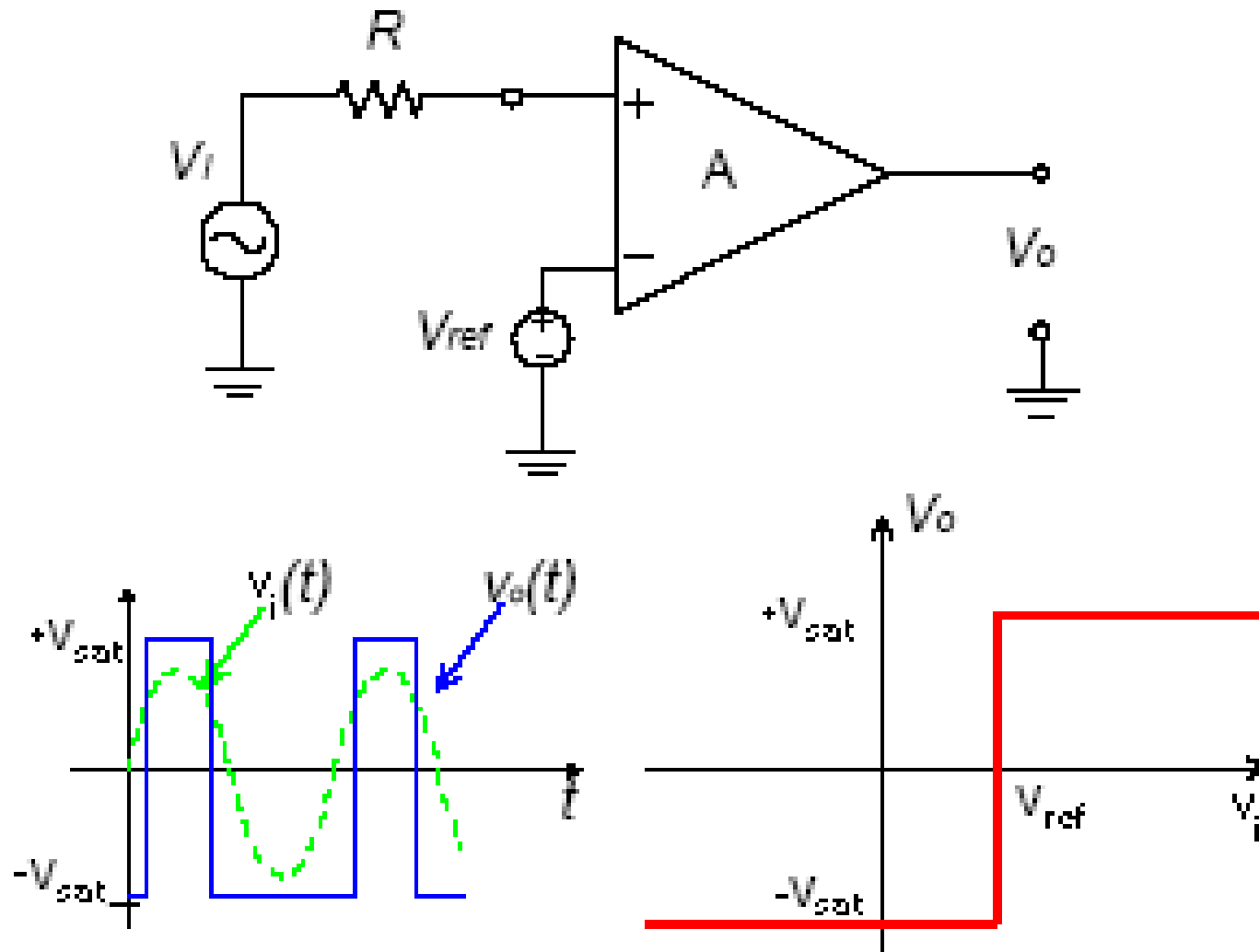


4.3 – Circuitos não lineares com AmpOp's

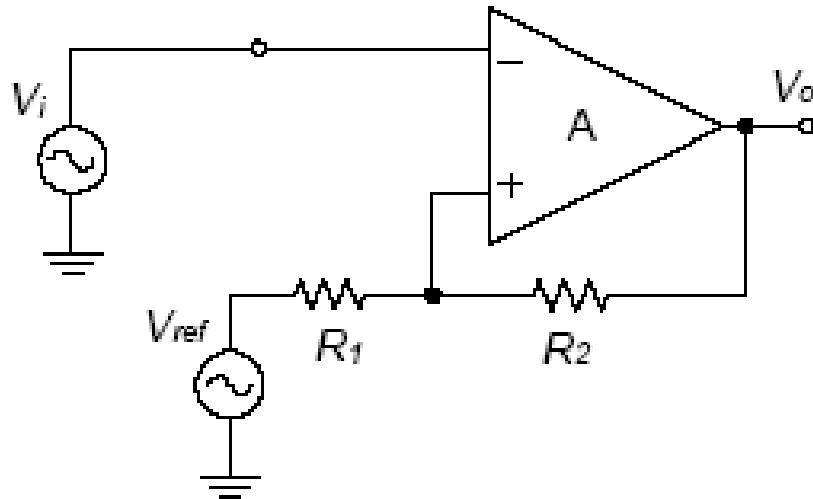
Comparador inversor, sem histerese.



Comparador não inversor, sem histerese.

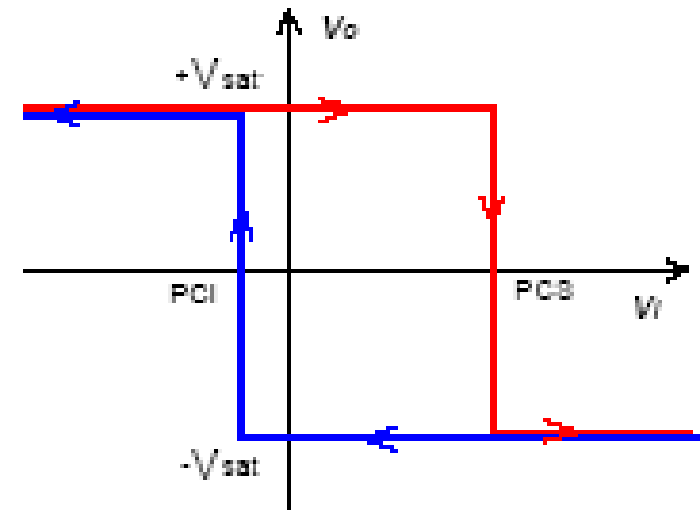
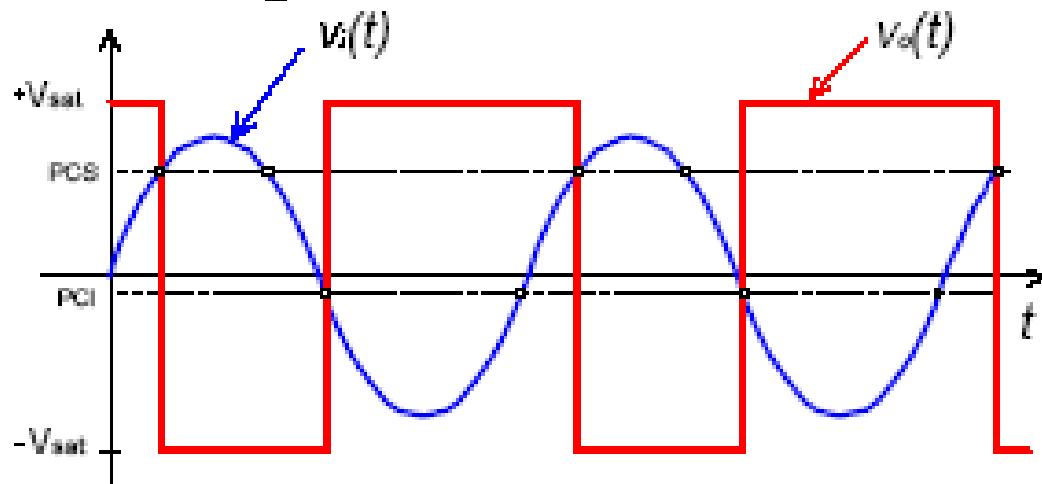


Comparador regenerativo inversor.

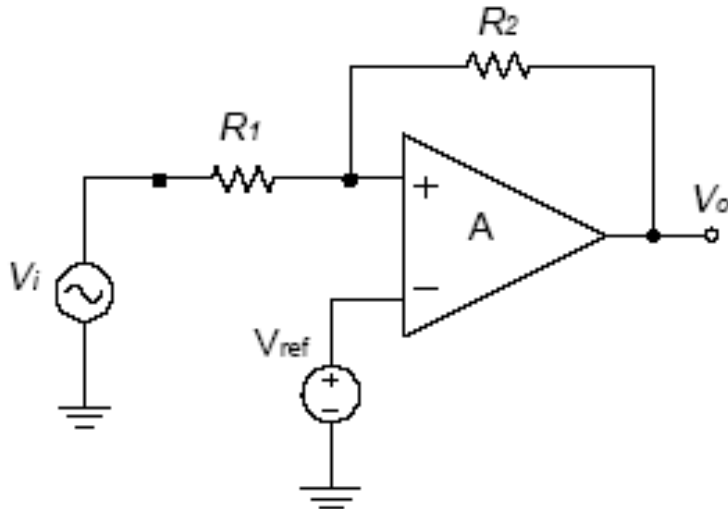


$$PCS = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

$$PCI = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{ref} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{sat}$$

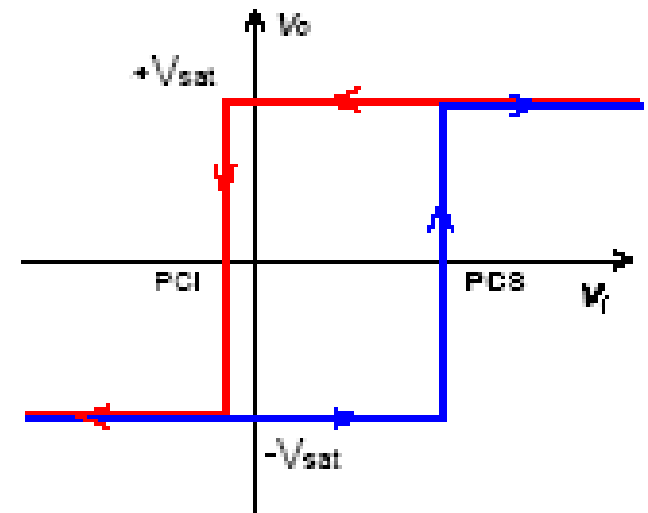
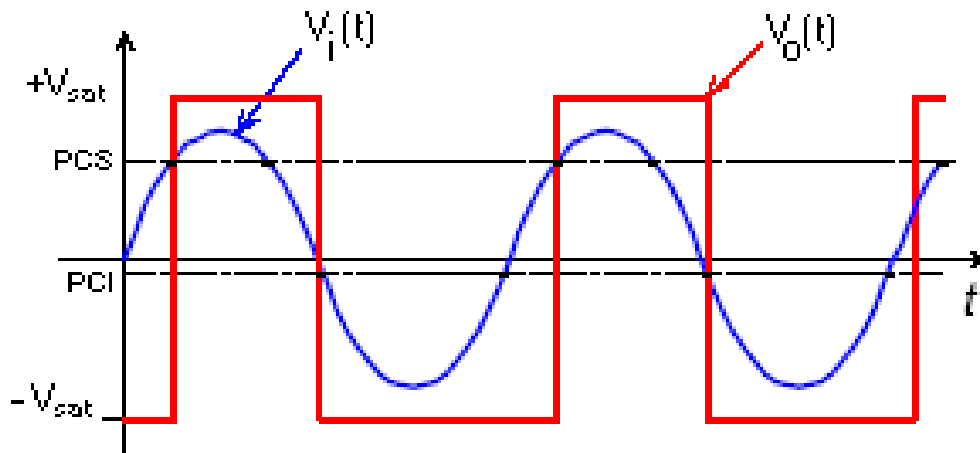


Comparador regenerativo não inversor.



$$PCS = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{ref} + \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$$

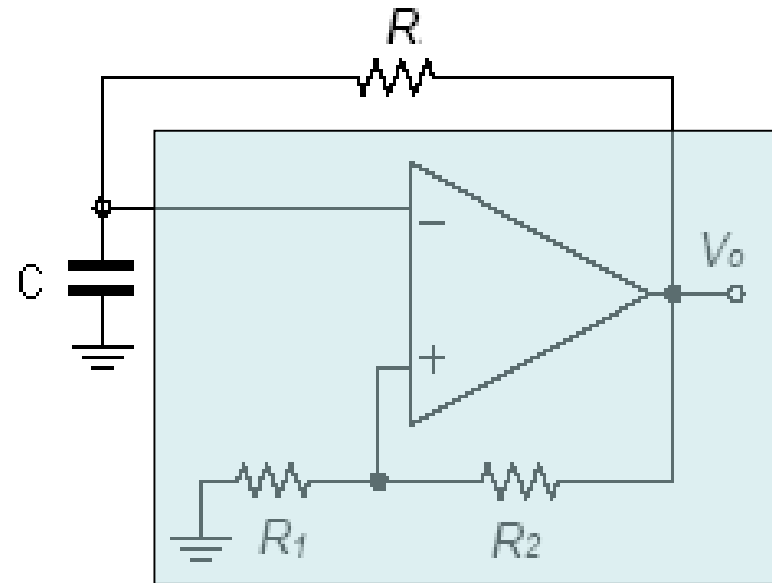
$$PCI = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{ref} - \frac{R_1}{R_2} V_{sat}$$



Gerador de onda quadrada

O Ampop funciona como comparador inversor com histerese.

A saída v_o é assim $+V_{sat}$ ou é $-V_{sat}$ com $V_{sat} \sim V_{cc}$ (tensão de alimentação do ampop).



Os pontos de comutação do comparador são:

$$PCS = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

$$PCI = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

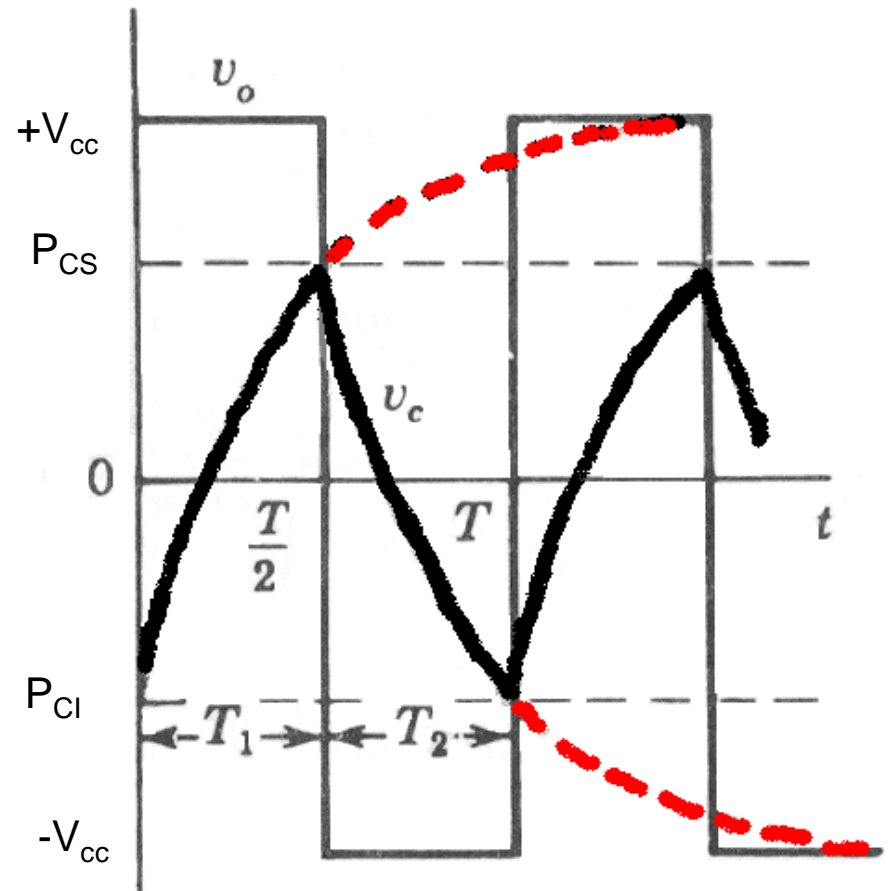
Assumindo $t=0$ quando $v_{\text{cond}}=P_{\text{Cl}}=-\beta V_{\text{CC}}$, então a durante a primeira metade do ciclo temos:

$$v_c(t) = V_{cc} (1 - (1 + \beta)e^{-\frac{t}{RC}})$$

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

Como para $t=T/2$
 $v_{\text{cond}}=P_{\text{CS}}=+\beta V_{\text{CC}}$ podemos
 determinar o período da
 onda quadrada

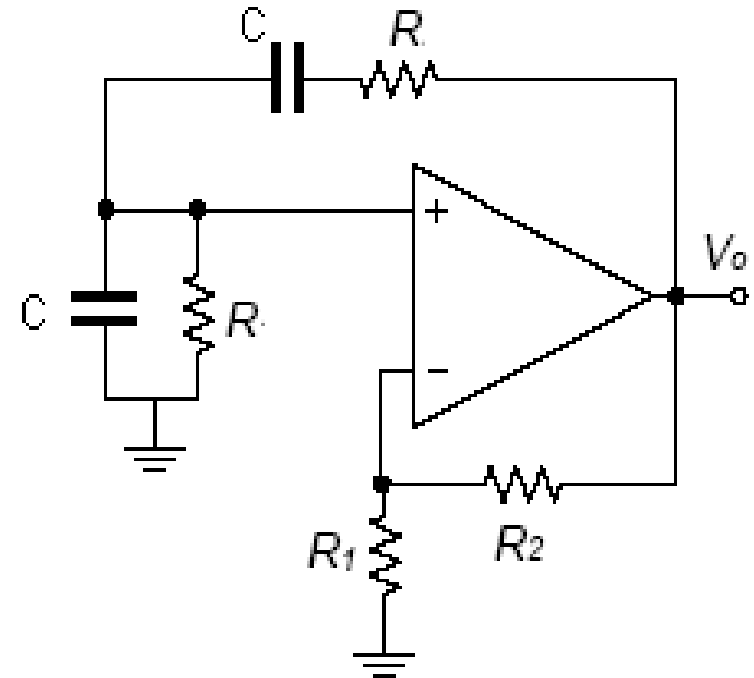
$$T = 2RC \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$



Gerador de onda sinusoidal

O Ampop funciona como amplificador não inversor ao qual é adicionada realimentação positiva.

$$\beta(j\omega) = \frac{v^+}{v_o} = \frac{1}{3 + j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC}}$$



Para $\omega = (RC)^{-1}$ o circuito entra em oscilação se se verificarem as condições do critério de Barkhausen

$$|A(j\omega) \cdot \beta(j\omega)| = 1 \Rightarrow$$

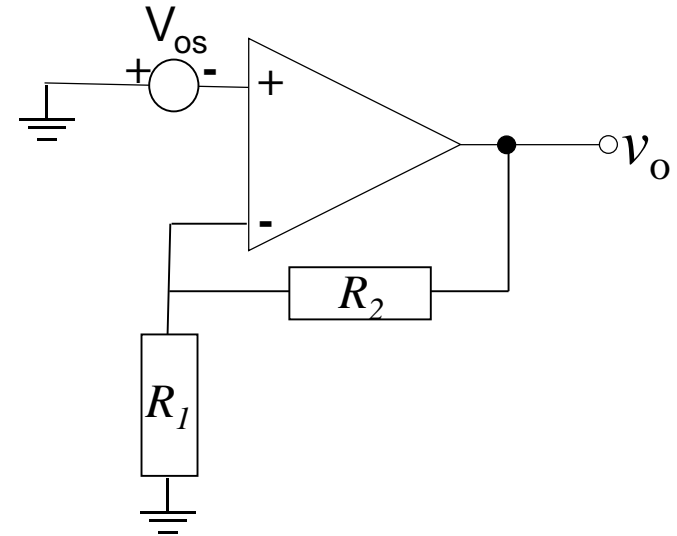
$$A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 3$$

4.4 – Efeito das características não ideais do AmpOp Real

Efeito da tensão de desvio de entrada.

No caso, quer do amplificador inversor, quer da montagem não inversora, quando a tensão de entrada é nula obtemos o circuito ao lado.

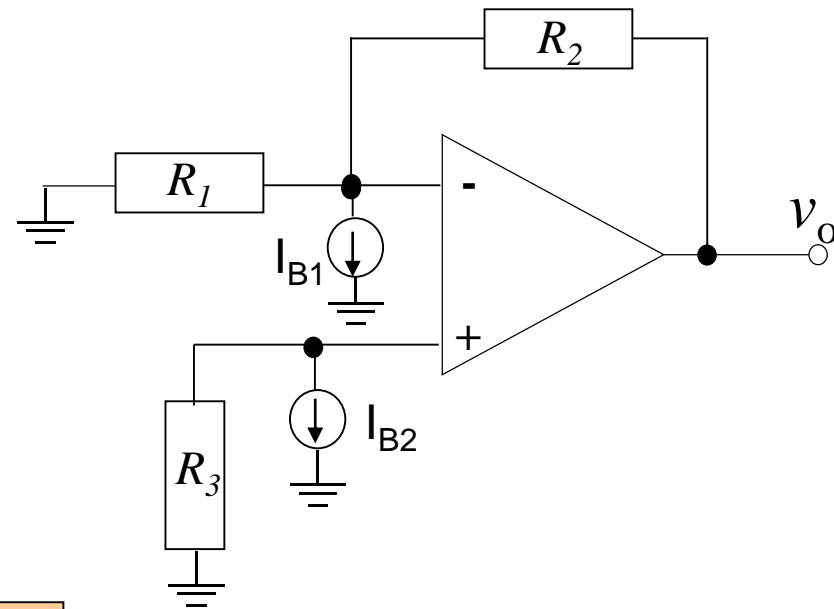
$$v_o = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v_{os}$$



Esta contribuição é adicionada à tensão de saída quando a tensão de entrada não é nula. O que se torna particularmente grave no caso de sinais de pequena amplitude e baixa frequência.

Efeito da corrente de polarização de entrada.

No caso, quer do amplificador inversor, quer da montagem não inversora, pode-se compensar o efeito das correntes de polarização introduzindo uma resistência extra (R_3). Quando a tensão de entrada é nula obtemos o circuito ao lado.



Usando o teorema da sobreposição obtém-se:

$$v_o = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)R_3I_{B1} + R_2I_{B2}$$

No caso de $I_{B1}=I_{B2}$, e fazendo $R_3=R_1//R_2$, $v_o = 0$.

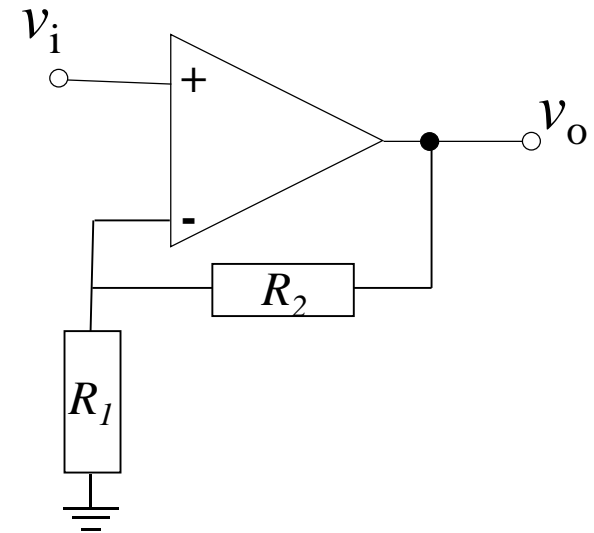
então

Se $I_{B1} \neq I_{B2}$ e $R_3 = R_1//R_2$, temos $v_o = -R_2(I_{B1} - I_{B2}) = -R_2I_{OS}$.

Efeito do ganho de modo comum.

No caso da **montagem não inversora**, a tensão de entrada (v_i) é comum às duas entradas do ampOp. Logo temos

$$\begin{aligned} v_o &= A_d(v^+ - v^-) + A_c v_c \\ &= A_d\left(v_i - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_o\right) + A_c v_i \end{aligned}$$



$$v_o \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{A_c}{A_d}\right) v_i$$

! No caso da **montagem inversora**, a tensão comum às duas entradas do ampOp é 0V, logo não sofre o efeito do ganho de modo comum.