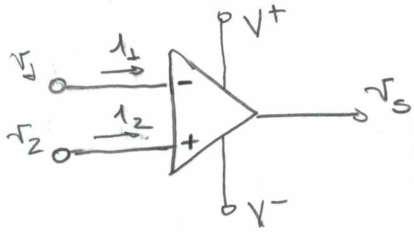
VI - AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

1. Introdução

Amplificador diferencial de alto ganho:

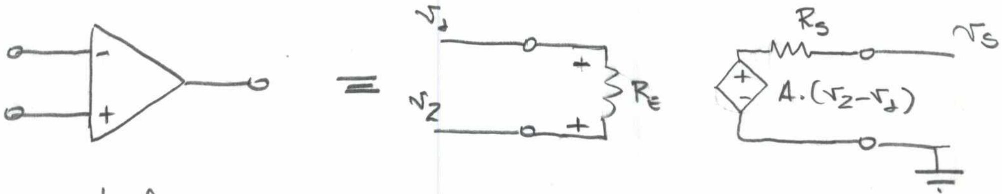


$$\left\{ v_S = A\cdot(v^+ - v^-) \right.$$

A: Ganho de malha aberta.

Como qualquer dispositivo, existem imperfeições, não-linearidades e/ou limitações.

2. O Amplificador operacional ideal



Caso ideal:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_i \to \infty \\ R_S \to 0 \end{array} \right\} \quad \begin{array}{l} v_S = A\cdot(v_2 - v_1) \\ A \to +\infty \end{array}$$

Se $v_2 = \tilde{v}_2 + v_c$

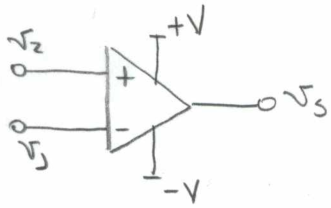
$v_1 = \tilde{v}_1 + v_c$ $\Rightarrow$ $v_S = A\cdot(\tilde{v}_2 + v_c - \tilde{v}_1 - v_c) = \underline{A\cdot(\tilde{v}_2 - \tilde{v}_1)}$

v_c: tensões de modo comum.

→ Propriedade de rejeição ao modo comum.

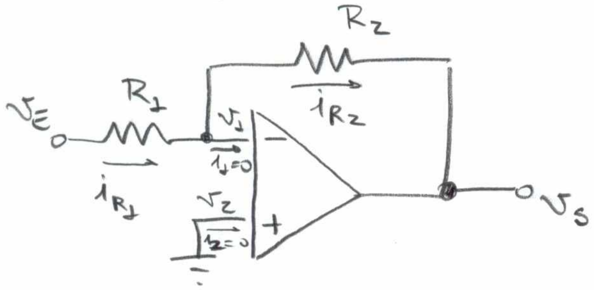
2.1. Configurações básicas

a) Comparador de tensão (AO especializado)



$$\begin{aligned} v_S &= +\infty \text{ (ideal) ou } V_L^+ \text{ (real) se } v_2 > v_1 \\ &= 0 \text{ se } v_2 = v_1 \\ &= -\infty \text{ (ideal) ou } V_L^- \text{ (real) se } v_2 < v_1 \end{aligned}$$

b) Configuração inversora



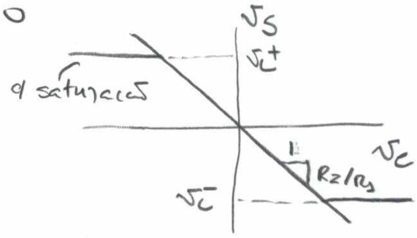
com $v_1 = v_2 = 0$ *

(*) Condição aceita por enquanto quando houver realimentação no terminal v_1 através de resistências e com o amplificador não-saturado e $A \to \infty$

$$i_{R_1} = \underbrace{i_1}_{=0} + i_{R_2} \Rightarrow i_{R_1} = i_{R_2}$$

$$i_{R_1} = \frac{v_E - v_1}{R_1} = \frac{v_1 - v_S}{R_2} \quad \therefore \text{ com } v_1 = 0$$

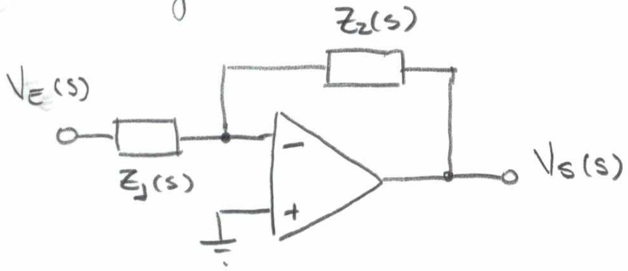
$$\frac{v_e}{R_1} = -\frac{v_S}{R_2} \Rightarrow \boxed{v_S = -\frac{R_2}{R_1}\cdot v_1}$$



Resistência de entrada:

$$R_e = \frac{v_E}{i_{R_1}} = R_1.$$

Caso geral:



$$\frac{V_S(s)}{V_E(s)} = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}\cdot v_1$$

Com $Z_2(s) = 1/cs$ e $Z_1(s) = R$:

$$\frac{V_S(s)}{V_E(s)} = -\frac{1}{RC}\cdot\frac{1}{\cancel{s}} \xrightarrow{\text{tempo}} v_S(t) = -\frac{1}{RC}\cdot\int_0^t v_e(t)\,dt + v_S(0)$$

Com $Z_2(s) = R$ e $Z_1(s) = 1/sc$

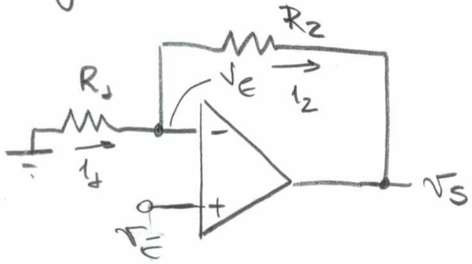
$$\frac{V_S(s)}{V_E(s)} = -RC\cdot s \xrightarrow{\text{tempo}} v_S(t) = -RC\cdot\frac{dv_e(t)}{dt}$$

Com $Z_2(s) = \dfrac{1}{sC} + R_2$ e $Z_1(s) = R_1$

$$\frac{V_S(s)}{V_E(s)} = -\frac{(1/sC + R_2)}{R_1} = -\left(\frac{1}{sCR_1} + \frac{R_2}{R_1}\right) = -\underbrace{\frac{R_2}{R_1}}_{\text{ganho proporcional}} - \underbrace{\frac{1}{R_1 C}}_{\text{ganho integral}} \cdot \frac{1}{s}$$

↳ Regulador PI.

c) Configuração não-inversora



$$i_1 = i_2$$

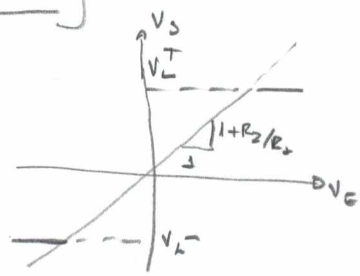
$$\frac{0 - V_E}{R_1} = \frac{V_E - V_S}{R_2}$$

$$V_E \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) = \frac{V_S}{R_2} = V_E \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2}$$

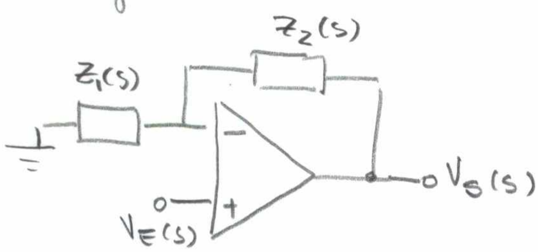
$$\boxed{\frac{V_S}{V_e} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Resistência de entrada:

$R_e = \infty$ (ou a resistência de entrada do amplificador)

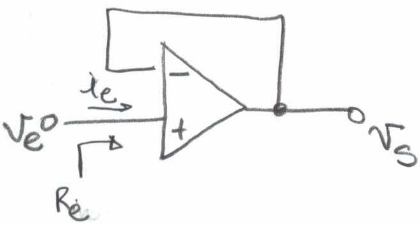


Caso geral:



$$\frac{V_S(s)}{V_E(s)} = 1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$$

Com $R_2 = 0\,\Omega$ e $R_1 = \infty\,\Omega$, temos um seguidor de tensão (ou buffer):



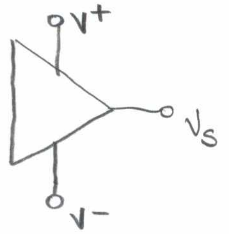
$$V_S = V_e$$

$$R_e = \infty \triangleq V_e / i_e$$

3. Características de amplificadores operacionais reais

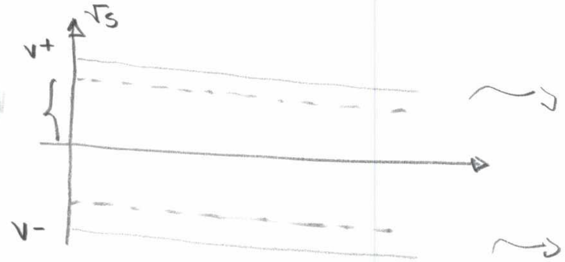
MOSTRAR TRANSPARÊNCIA DO LM741.

3.1. Limite da tensão de saída



$V_L^- \le v_S \le V_L^+$

e $\underline{V_L^- > V^-}$ e $V_L^+ < V^-$



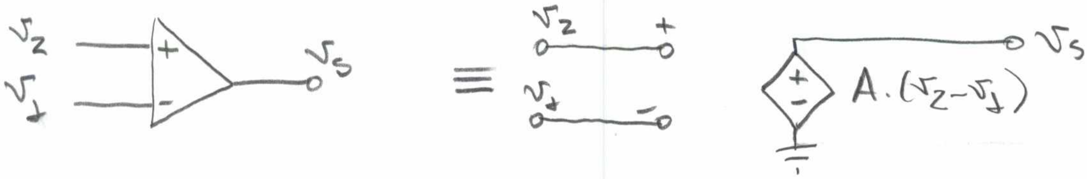
Como trilhos de trem

Amplificadores "RAIL-TO-RAIL": $V_L^+ - V^+$ e $V_L^- - V^-$ são muito pequenos.

Em geral, a tensão de entrada deve estar no intervalo $V^+ \le V_1 \le V^+$ e $V^- \le V_2 \le V^+$.

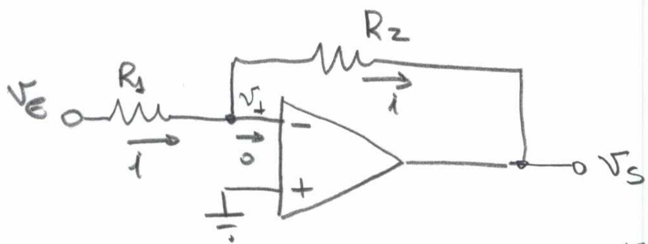
3.2. Modelo de ganho

a) Modelo de ganho de ordem zero.



Não assumir $v_2 = v_1$ em realimentação negativa.

Exemplo: Amplificador inversor



$$\frac{v_e - v_1}{R_1} = \frac{v_1 - v_S}{R_2}$$

sendo $v_S = A\cdot(v_2 - v_1) = -A\cdot v_1$

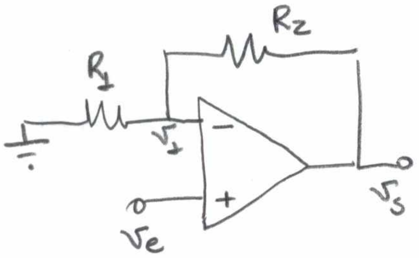
$$v_e + v_S/A = \frac{R_1}{R_2}\cdot\left(-\frac{v_S}{A} - v_S\right)$$

$$v_S\cdot\left(\frac{1}{A}\cdot\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + \frac{R_1}{R_2}\right) = -v_e$$

$$v_S\cdot\left(\frac{1}{A} + \frac{R_1}{R_2}\cdot\left(1 + 1/A\right)\right) = -v_e \Rightarrow \boxed{\frac{v_S}{v_e} = \frac{-(R_2/R_1)}{1 + (1 + R_2/R_1)/A}}$$

Com $A \to \infty \to \frac{v_S}{v_e} = -R_2/R_1$.

Exemplo: Amplificador não-inversor (ver livro)



$v_s = A.(v_e - v_1)$

$v_1 = v_s . \frac{R_1}{R_2+R_1} \Rightarrow v_s = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right). v_1$

$$v_s = A.\left(v_e - v_s.\left(\frac{R_1}{R_2+R_1}\right)\right) = A.v_e - v_s.\left(\frac{A.R_1}{R_2+R_1}\right)$$

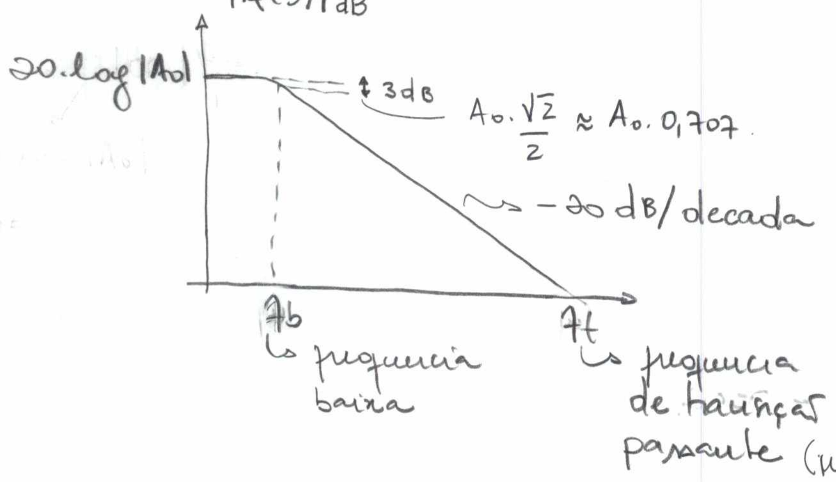
$$v_s.\left(1+\frac{A.R_1}{R_2+R_1}\right) = A.v_e = v_s.\left(\frac{R_2+R_1+A.R_1}{R_2+R_1}\right)$$

$$\boxed{\frac{v_s}{v_e} = \frac{1+R_2/R_1}{1+(1+R_2/R_1)/A}}$$ com $A \to \infty$ $\quad \frac{v_s}{v_e} = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$

b) Modelo de ganho de primeira ordem.

No domínio s: $V_s(s) = A(s).(V_2(s) - V_1(s))$

com $A(s) = \frac{A_0}{1+s/w_b}$ A_0 ⟶ Ganho DC.



LM741
$A_0 \approx 10^5$
$f_b \approx 4{,}1$ Hz
$f_t \approx 1{,}0$ MHz

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

para $w \gg w_b$ (frequencias muito maiores que w_b)

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

Ganho unitário $|A(jw_t)| = 1 \Rightarrow A_0.\frac{w_b}{w_t} = 1$

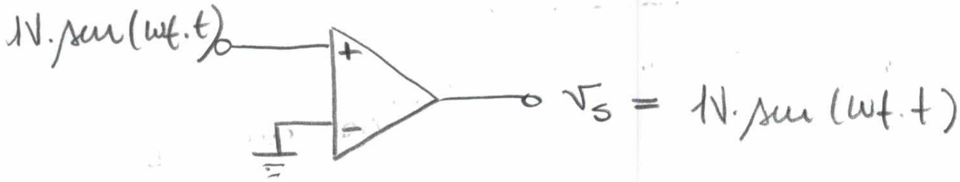
O que implica em

$$\omega_f = A_o \cdot \omega_b$$

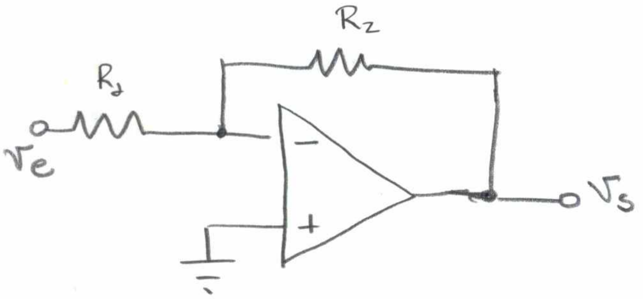
ω_b ↳ frequência de corte

A_o ↳ ganho em malha aberta.

ω_f ↳ parâmetro especificado pelo fabricante



Em malha fechada: Configuração inversora

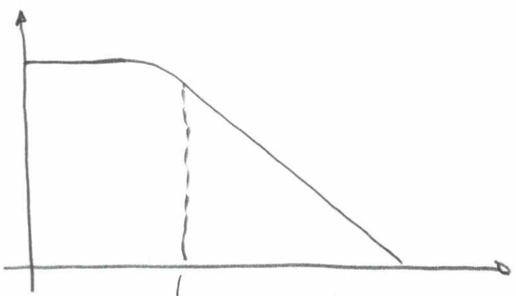


$$\frac{V_S(s)}{V_E(s)} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \Big/ \frac{A_o}{1 + s/\omega_b}}$$ ~ Ver pag. 4.

$$\frac{V_S(s)}{V_E(s)} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{(1+R_2/R_1)}{A_o} + \frac{s}{\omega_b \cdot A_o} \cdot (1 + R_2/R_1)}$$

Considerando $A_o >> 1 + R_2/R_1$

$$\frac{V_S(s)}{V_E(s)} = \frac{-R_2/R_1}{1 + s \cdot \frac{(1+R_2/R_1)}{\omega_b \cdot A_o}} = \frac{-R_2/R_1}{1 + s \cdot \frac{(1+R_2/R_1)}{\omega_f}} = \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{s}{\omega_f \cdot \frac{1}{(1+R_2/R_1)}}}$$



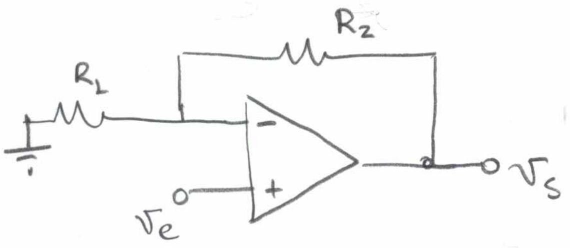
$$\left.\frac{\omega_f}{1 + \frac{R_2}{R_1}}\right\}$$ Nova frequência de corte

Com $\omega_f = A_o \cdot \omega_b$

a nova frequência de corte é

$$\omega_b \cdot \frac{A_o}{1 + \frac{R_2}{R_1}} > \omega_b \text{ se } \frac{A_o}{1 + \frac{R_2}{R_1}} > 1$$

Em malha fechada: configuração não-inversora



$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + (1+R_2/R_1)/A}$$

Com $A = \dfrac{A_0}{1+\dfrac{s}{\omega_b}}$: $\dfrac{V_s(s)}{V_e(s)} = \dfrac{1+R_2/R_1}{1 + \dfrac{s}{A_0 \cdot \omega_b/(1+R_2/R_1)}}$

tal como no caso do amplificador inversor, a nova frequência de 3dB é $\dfrac{\omega_t}{(1+R_2/R_1)}$,

ou seja, $\dfrac{A_0}{(1+R_2/R_1)} \cdot \omega_b > \omega_b$ se $\dfrac{A_0}{(1+R_2/R_1)}$.

Recapitulando:

Para ambos amplificador inversor e não-inversor, temos:

$$\omega_{3dB} = \frac{A_0}{(1+R_2/R_1)} \cdot \omega_b = \frac{\omega_t}{(1+R_2/R_1)}$$

ou ainda: $\omega_t = \omega_{3dB} \cdot (1+R_2/R_1) = \omega_b \cdot A_0 =$ Produto ganho-faixa de passagem

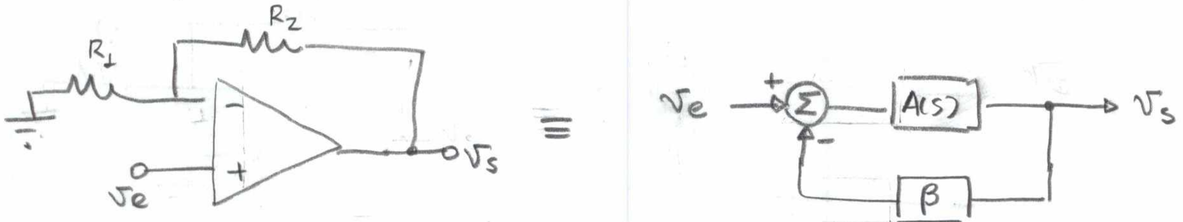
sendo $\beta = \dfrac{R_1}{R_2+R_1}$, temos

$$\omega_{3dB} = \omega_t \cdot \beta \rightarrow \underbrace{f_{3dB} = f_t \cdot \beta}$$

observa-se o mesmo c/ transistor

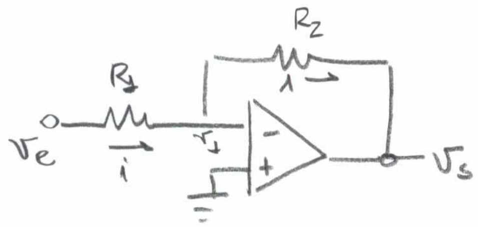
$0 \leq \beta \leq 1$

{ β é dito fator de realimentação.
No amplificador não-inversor:



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

No amplificador inversor:

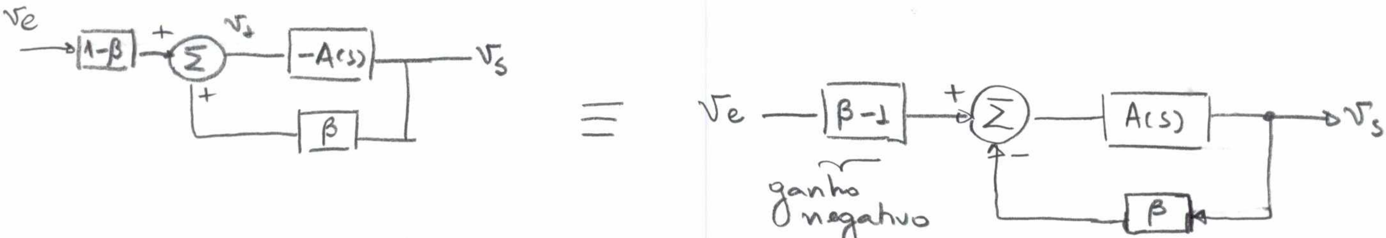


Por superposição:

$$v_1 = v_e \cdot \frac{R_2}{R_1+R_2} + v_s \cdot \frac{R_1}{R_2+R_1}$$

$$= v_e \cdot (1-\beta) + v_s \cdot \beta$$

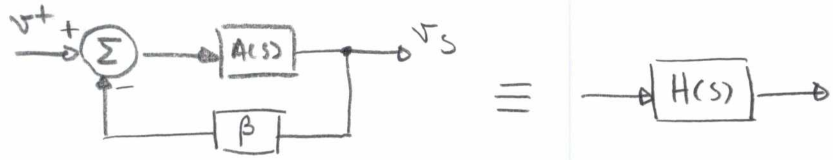
$$V_s = -A(s) \cdot V_1(s)$$



ganho negativo (ñ muda ω_{3dB})

Realimentação: pode mudar ω_{3dB}

Em ambos os casos, temos a seguinte função de transf.:



$$H(s) = \frac{A(s)}{1+\beta \cdot A(s)} = \frac{\dfrac{A_0 \cdot \omega_b}{s+\omega_b}}{1+\beta \cdot \dfrac{A_0 \cdot \omega_b}{s+\omega_b}} = \frac{A_0 \cdot \omega_b}{s+\omega_b+\beta \cdot A_0 \omega_b}$$

$$= \frac{\dfrac{A_0}{1+\beta \cdot A_0}}{1+\dfrac{s}{\omega_b \cdot (1+\beta A_0)}} = \frac{A_0}{1+\beta \cdot A_0} \cdot \frac{1}{1+\dfrac{s}{\omega_b \cdot (1+\beta \cdot A_0)}}$$

Com $A_0 \cdot \beta >> 1$, $\rightsquigarrow$ Com $\beta = 0$ isto não se aplica, e $\omega_{3dB} = \omega_b$

$$H(s) = \frac{1/\beta}{1+\dfrac{s}{\omega_b \cdot \beta \cdot A_0}}$$

com $\omega_t = \omega_b \cdot A_0$,

$$H(s) = \frac{1/\beta}{1+\dfrac{s}{\omega_t \cdot \beta}}$$

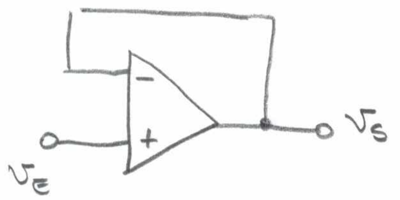
Assim, $\boxed{\omega_{3dB} = \omega_t \cdot \beta}$

3.3. Taxa de variação máxima da saída (SLEW RATE)

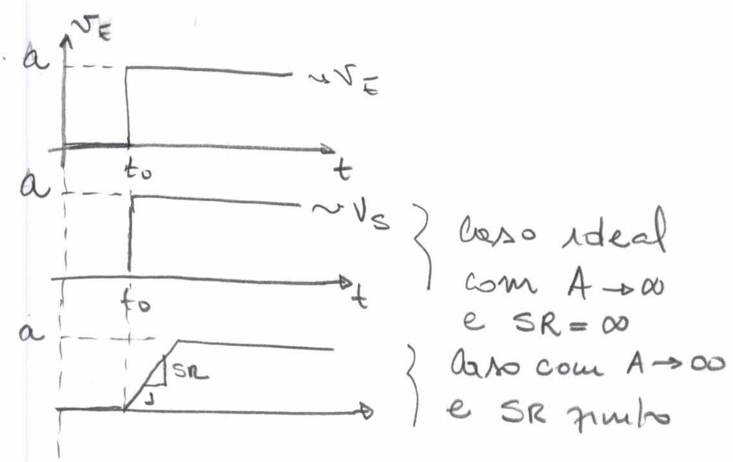
$$SR \triangleq \max \frac{dv_s}{dt}$$ que a saída do AMPOP pode realizar

Geralmente se mede em $Volts/\mu s$ } P/ grandes sinais.

Exemplo :



$v_E = a.u(t-t_0)$ ↳ degrau unitário



Considerando modelo de primeira ordem:

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

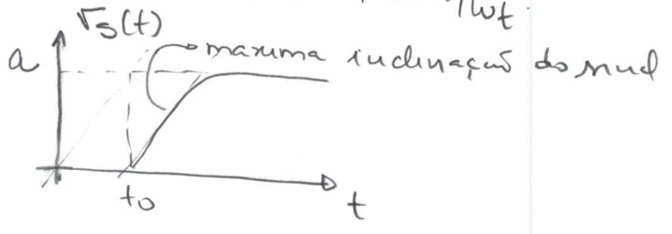
O seguidor de emissor apresenta

$$\frac{V_s(s)}{V_E(s)} = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_t}}$$

A resposta ao degrau p/ $t > t_0$ é portanto

$$V_s(s) = \frac{a}{s} \cdot \frac{1}{(1 + s/\omega_t)} \overset{\mathcal{L}^{-1}}{\rightsquigarrow} v_s(t) = a.(1 - e^{-t/\tau})$$

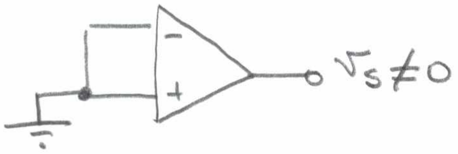
com $\tau = 1/\omega_t$



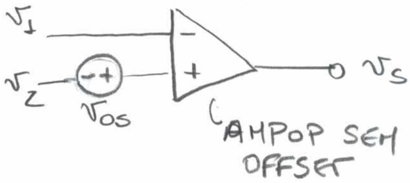
$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{a}{\tau} \cdot e^{-t/\tau}$$, que é máximo em $t=0$! : $\left.\frac{dv_s}{dt}\right|_{t=0} = \frac{a}{\tau}$

Assim, o SR não surtirá efeito se $\frac{a}{\tau} = \underline{\underline{a \cdot \omega_t \leq SR}}$

3.4. Tensão de deslocamento (OFFSET)



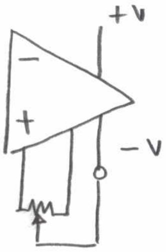
, modelado como



$$v_S = A \cdot (v_2 - v_1 + v_{OS}) \qquad \underline{LM741}: |v_{OS}| < 5mV$$

Vos varia com a temperatura (ver manual)

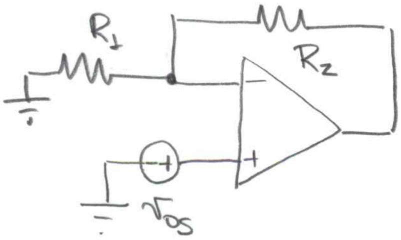
Em alguns AMPOPs, Vos pode ser compensado externamente, como o LM741:



Efeito de Vos em algumas configurações

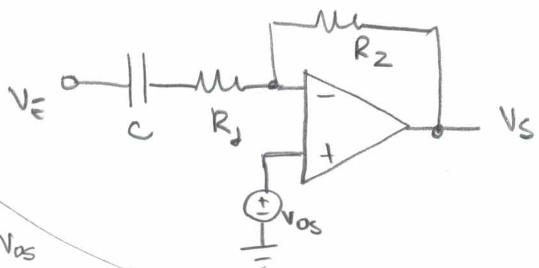
a) Amp. inversor e não inversor.

Sendo circuitos lineares, o princípio da superposição se aplica. Assim, calcula-se a componente devido à tensão o offset e a soma ao que já foi calculado.



$$v_S = \overbrace{V_{OS} \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{\text{Ganho} \geq 1.}}^{\text{devido ao offset}} + \begin{cases} v_E \cdot (-R_2/R_1) & \text{inversor} \\ V_E \cdot (1 + R_2/R_1) & \text{ñ inversor} \end{cases}$$

Solução p/ amplificador AC inversor:



$$v_S(s) = V_{OS}(s) \cdot \left(1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}\right) + \underbrace{\ldots}_{\text{devido à entrada } V_E(s)}$$

$$1 + \frac{Z_2(s)}{Z_1(s)} = 1 + \frac{R_2}{R_1 + 1/sC} = \frac{1/sC + R_1 + R_2}{R_1 + 1/sC}$$

$$= \frac{sC.(R_1+R_2)+1}{sCR_1 + 1} \Big\} \text{ P/ Vos DC, um ganho}$$

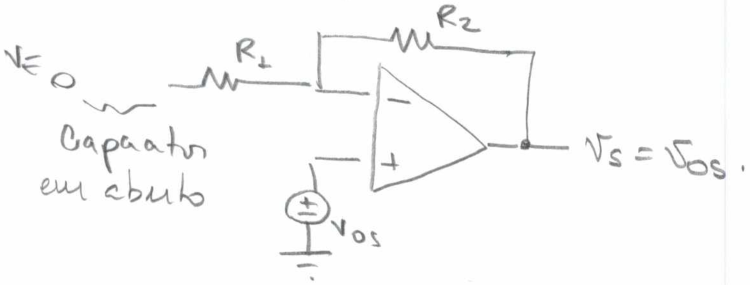
Vsendo Vos = Vos

$$V_S(s) = \frac{V_{OS}}{s} \cdot (sC(R_1+R_2)+1)$$

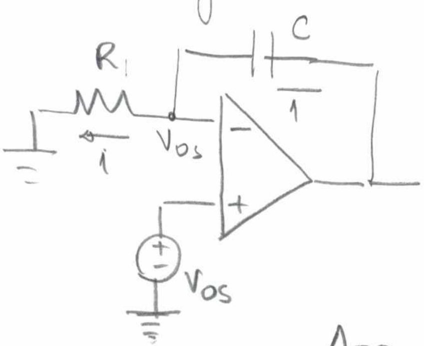
Como V_{os} é constante (i.e., sinal DC), temos que

$$\frac{sC(R_1+R_2)+1}{sCR_1+1} = 1 \quad \text{quando} \quad s=0 \quad (\omega=0)$$

Assim, V_{os} aparece somado à saída v_s, em vez de ser amplificado por $(1+R_1/R_2) \geq 1$. Podemos ver esse circuito do ponto de vista DC apenas:



b) No integrador de Miller

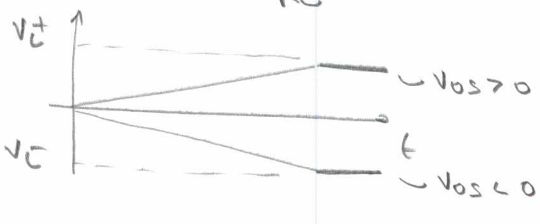


$$i = \frac{V_{os}}{R} = C\,\frac{dv_C}{dt} \rightarrow v_C = v_C(0) + \int_0^t i(\tau)\,d\tau$$

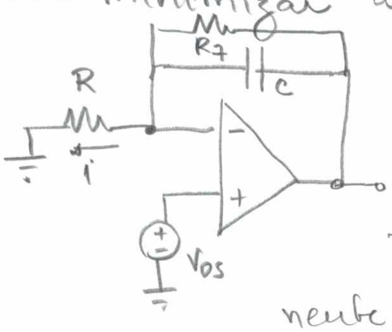
$$v_s = V_{os} + \frac{1}{RC}\cdot\int_0^t V_{os}\,dt = V_{os} + \frac{1}{RC}\cdot V_{os}\cdot t$$

(supondo $v_s(0) = 0$)

Assim, se $\frac{1}{RC}$ e V_{os} for muito grande:



Para minimizar a influência de V_{os}:



V_{os} impõe uma corrente $i = \frac{V_{os}}{R}$ que de início passa por R_f e C. Quando a saída v_s se estabilizar ($s \to 0$), temos que a componente de v_s devido a V_{os} é

$$v_s = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right)\cdot v_{os}$$

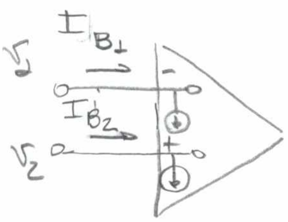
Assim, a influência de V_{os} será menor fazendo R_f diminuir.

Por outro lado, v_E se propaga para a saída como:

$$v_S = \frac{-R_F/R}{1+sR_FC},$$

ou seja, para se ter uma resposta mais parecida com um integrador, tem-se que fazer $sR_FC \gg 1$, que é comprometido quando R_F é pequeno, para minimizar a influência de v_{OS}. Por outro lado, pode-se aumentar C. No entanto, valores muito altos de C somente existem sob forma de capacitores eletrolíticos, que, por serem polarizados não são apropriados a ser usados no integrador.

3.5. Correntes de polarização das entradas



I_{B1} e I_{B2}: Correntes de polarização das entradas.

Nos manuais são dados:

I_B: Corrente de polarização

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

I_{OS}: Corrente de offset

$$I_{OS} \triangleq |I_{B1}-I_{B2}|$$

Valores típicos em operacionais baseados em TJBs:

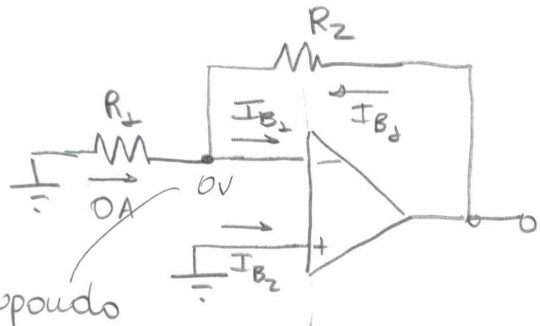
$$I_B = 100\,nA \quad e \quad I_{OS} = 10\,nA$$

Valores típicos em operacionais baseados em FETs:

I_B e I_{OS} da ordem de picoamperes.

Influência na tensão de saída de amplificadores (inversor e não-inversor).

Considera-se a influência apenas das correntes ($V_E = 0$ e $V_{os} = 0$)

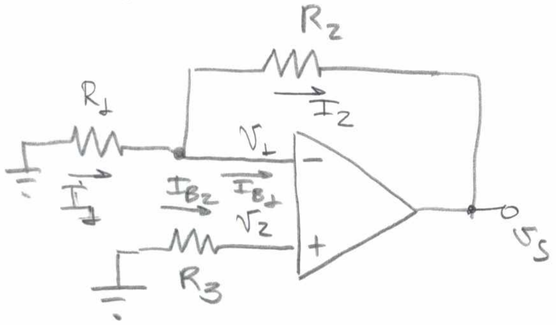


supondo
A muito grande

$v_S = R_2 \cdot I_{B_1} \approx R_2 \cdot I_B$ se I_{os} for muito pequeno.

Haverá problema se R_2 for alto.

Para minimizar esse problema, coloca-se uma resistência da seguinte forma:



Determinar R_3 de forma que $v_1 = v_2$ e assim $v_S = 0$.

$$v_1 = v_2 \therefore \quad v_2 = -R_3 \cdot I_{B2}$$

$$\begin{cases} I_1 = \dfrac{-v_1}{R_1} = \dfrac{-v_2}{R_1} = +\dfrac{R_3 \cdot I_{B2}}{R_1} \\ I_2 = I_1 - I_{B1} = \dfrac{v_1 - v_S}{R_2} = \dfrac{v_2 - v_S}{R_2} = \dfrac{-R_3 \cdot I_{B2} - v_S}{R_2} \end{cases}$$

$$+\frac{R_3}{R_1} I_{B2} - I_{B1} = \frac{-R_3 \cdot I_{B2} - v_S}{R_2} \rightarrow v_S = -R_3 \cdot I_{B2} - \frac{R_2 \cdot R_3}{R_1} \cdot I_{B2} + R_2 \cdot I_{B1}$$

$$v_S = -R_3 \cdot I_{B2} + R_2 \cdot \left(I_{B1} - \frac{R_3}{R_1} \cdot I_{B2} \right)$$

Se considerarmos I_{os} muito pequeno:

$$I_B \sim I_{B1} \sim I_{B2}.$$

Assim:

$$V_S = -R_3 . I_B + R_2 . \left(I_B - \frac{R_3}{R_1} . I_B \right)$$

$$= I_B . \left(-R_3 + R_2 - \frac{R_2 . R_3}{R_1} \right)$$

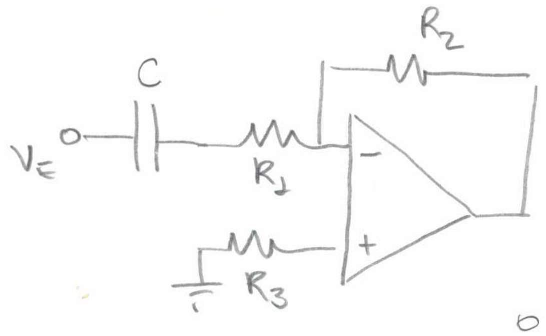
Para se ter $V_S = 0$, temos

$$-R_3 + R_2 - \frac{R_2}{R_1} . R_3 = 0$$

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

Exemplos:

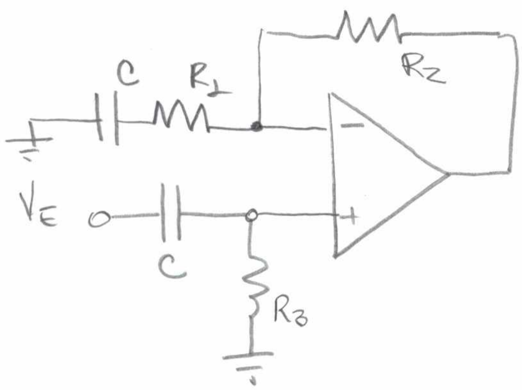
a) Amplificador inversor AC



$\underline{R_3 = R_2}$

R_1 ñ tem influência pois todo o caminho feito pela corrente de polarização DC passa apenas por R_2

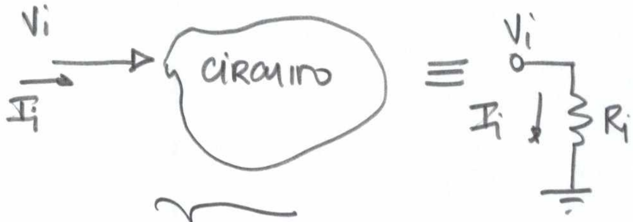
b) Amplificador não-inversor AC



$\underline{R_3 = R_2}$

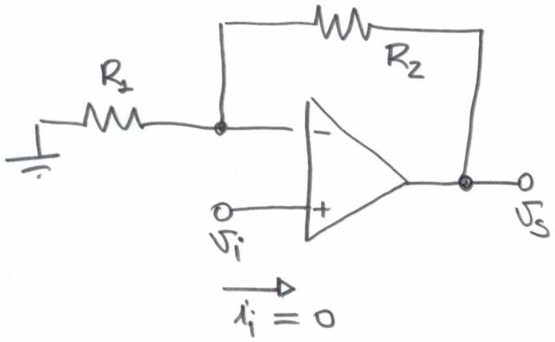
Impedância de Entrada do circuito

$$R_i \triangleq \frac{V_i}{I_i}\Big|_{V_i \neq 0}$$



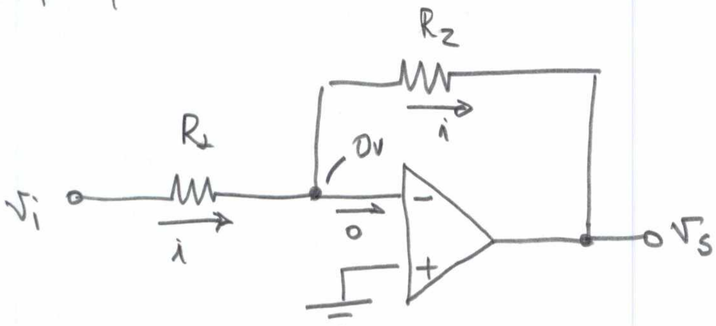
Circuito sem fontes independentes (Imputações DC, etc)
Ganho A infinito.

a) Amplificador não-inversor



Portanto, $R_i = \frac{v_i}{i_i} = \infty$

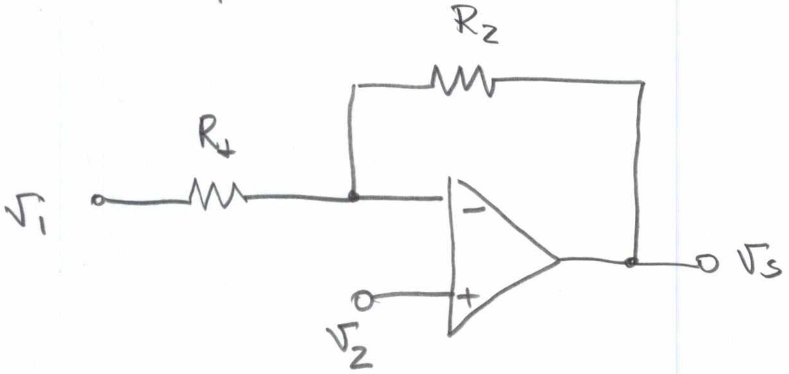
b) Amplificador inversor



$$i = \frac{v_i}{R_1} = i_i$$

$$\Rightarrow \frac{v_i}{i_i} = \boxed{R_1 = R_i}$$

caso especial:



Impedância vista por v_2:

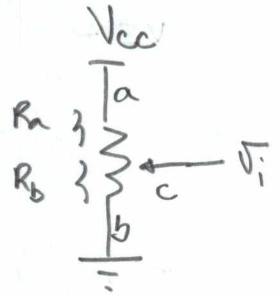
$$R_i = \infty$$

Impedância vista por v_1:

$$R_i = R_1$$

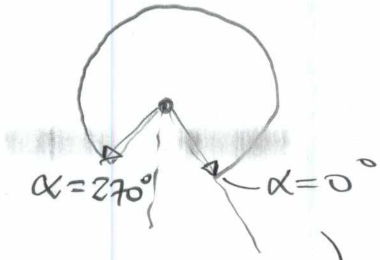
$\{v_2 = 0\}$
[fonte independente.

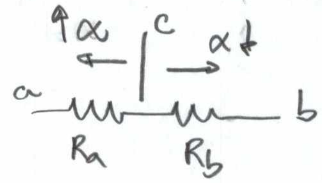
Erro comum de análise:



R = resistência do potenciômetro = Ra+Rb

Considerando α o ângulo do potenciômetro:





α em graus.

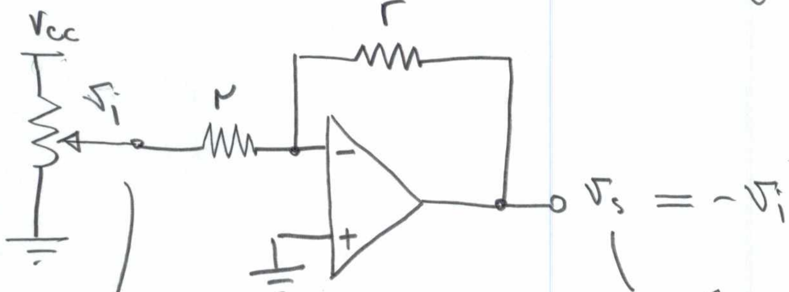
$$\begin{cases} R_a = \left(1 - \dfrac{\alpha}{270°}\right) \cdot R \\ R_b = \dfrac{\alpha}{270°} \cdot R \end{cases}$$

Então:

$$v_i = \frac{R_b}{R_a+R_b} \cdot V_{cc} = \frac{\alpha/270}{R} \cdot V_{cc} = \frac{V_{cc}}{270 \cdot R} \cdot \alpha$$

diretamente proporcional a α.

Amplificando v_i de forma que seja negativo:



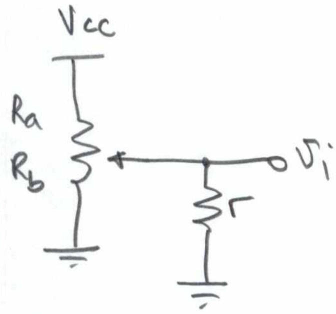
$v_s = -v_i$

$0 \le v_i \le v_{cc}$

$-v_{cc} \le v_s \le 0$

ou seja, nos extremos está ok.

Mas, devido à impedância r:

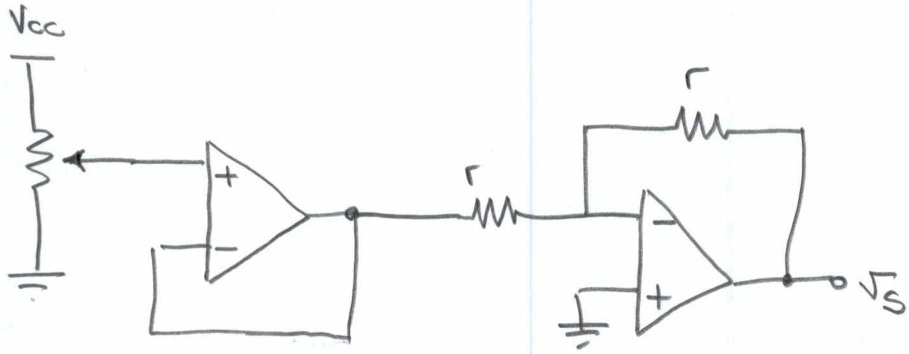


$$v_i = \frac{R_b /\!/ r}{R_a + R_b /\!/ r} \cdot V_{cc} = \frac{(R_b \cdot r)}{R_a \cdot (R_b + r) + R_b \cdot r} \cdot V_{cc}$$

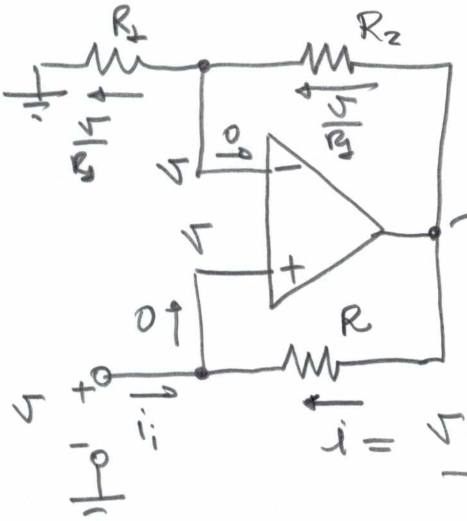
$$= \frac{\frac{\alpha}{270} \cdot R \cdot r}{\left(1 - \frac{\alpha}{270}\right) \cdot R \cdot \left(\frac{\alpha}{270} \cdot R + r\right) + \frac{\alpha}{270} \cdot R \cdot r} \cdot V_{cc}$$

Devido à impedância r ⟹ que não é mais proporcional a α!

Solução:



c) Conversor tensão - corrente:



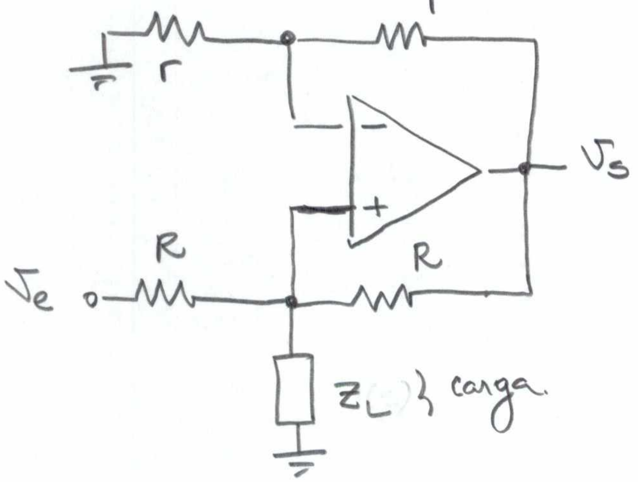
$V_s = V + \frac{V}{R_1}\cdot R_2 = V\cdot\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$

$$i = \frac{V\cdot(1+R_2/R_1) - V}{R} = V\cdot\frac{R_2}{R\cdot R_1}$$

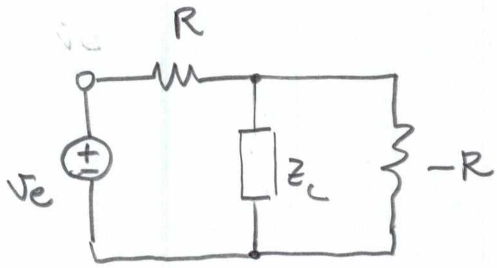
Assim, $i_i = -i = -V\cdot\frac{R_2}{R\cdot R_1}$

$$\boxed{R_i = \frac{V}{i_i} = -R\cdot\frac{R_1}{R_2}}$$ → Resistência negativa!

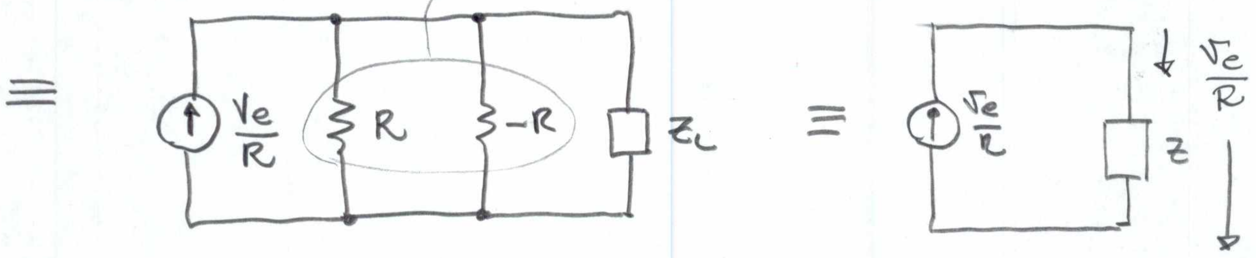
Aplicação:



$\equiv$



Resistência em paralelo = ∞



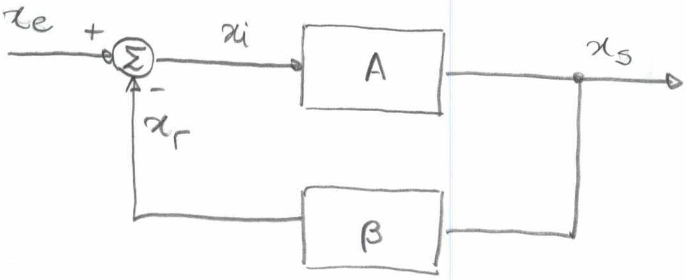
Equivalente de Norton

corrente passando pela carga independentemente de Z_L.

4. Realimentação em circuitos com OPAMPS

4.1. Malha de realimentação:

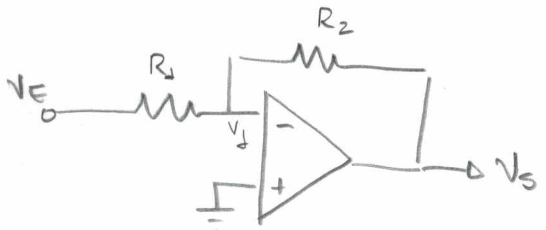
A: ganho de malha aberta
A_f: ganho de malha fechada



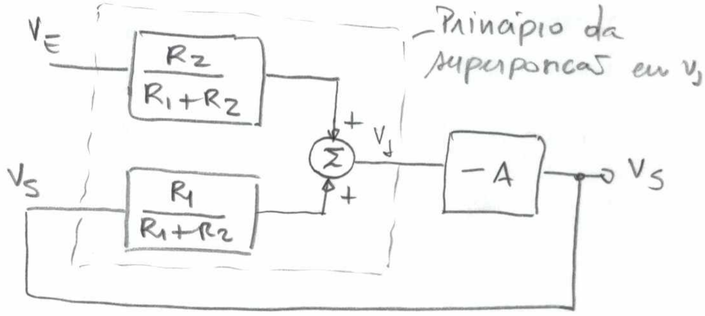
$$\boxed{\frac{x_o}{x_e} = \frac{A}{1+\beta . A} = A_f}$$

βA: ganho de malha
$1+\beta A$: quantidade de realimentação

Na configuração inversora:



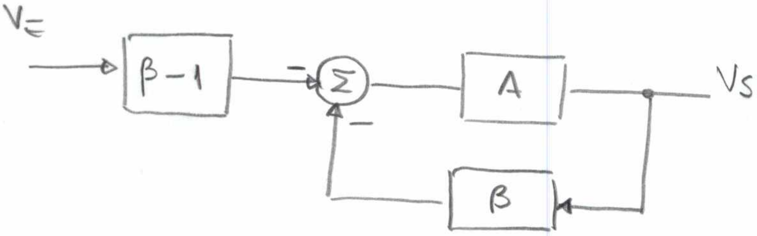
≡



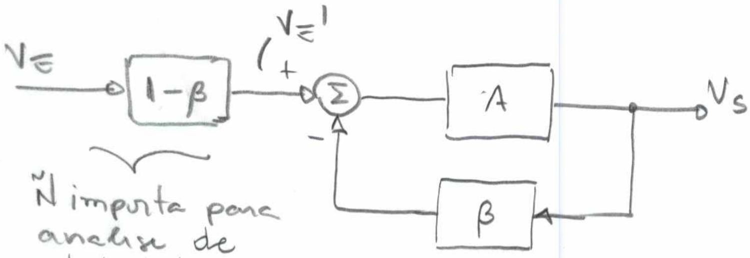
Princípio da superposição em v_d

$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2} \therefore \frac{R_2}{R_1+R_2} = \beta - 1$$

≡

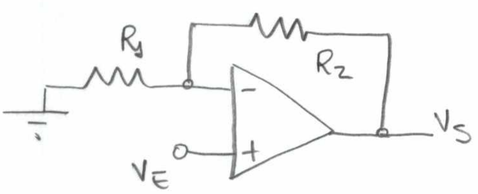


≡

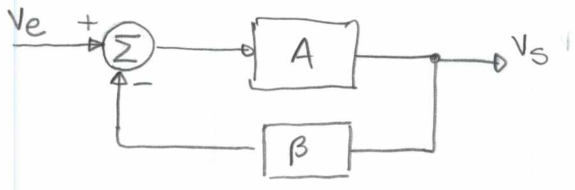


Ñ importa para analise de estabilidade

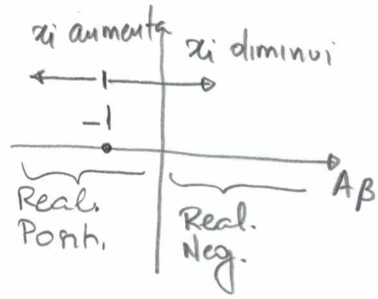
Na configuração não-inversora



≡

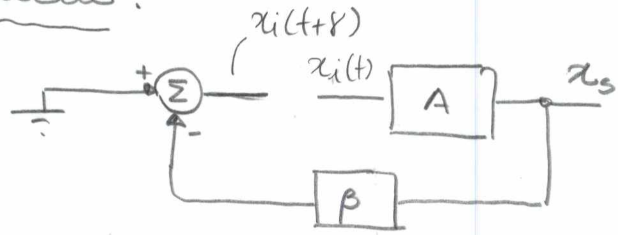


Realimentação negativa (degenerativa): $A\cdot\beta > 0$



Realimentação positiva (regenerativa): $A\cdot\beta < 0$

Ilustração:



$$\left.\begin{array}{l} x_i(t):\ \text{Entrada } x_i \text{ em } t \\ x_i(t+\delta):\ \text{Entrada } x_i \text{ em } t+\delta \end{array}\right\} \ x_i(t+\delta) = -A\beta\cdot x_i(t)$$

$$\frac{x_i(t+\delta) - x_i(t)}{x_i(t)} = -(A\beta+1)$$

No limite quando $\delta \to 0$, temos

$$\frac{dx_i(t)}{x_i(t)} = \underset{\text{de } x_i(t)}{\text{taxa de crescimento}} = -(A\beta+1).$$

Considerando $x_i(0) > 0$

Se $-(A\beta+1) > 0$, temos crescimento de x_i

↳ $-A\beta - 1 > 0 \Rightarrow A\beta < -1$

Se $-(A\beta+1) < 0$, temos decaimento de x_i

↳ $-A\beta - 1 > 0 \Rightarrow A\beta > -1$

(Relaciona-se com estabilidade)

4.2. Propriedades da realimentação negativa

4.2.1. Insensibilidade de A

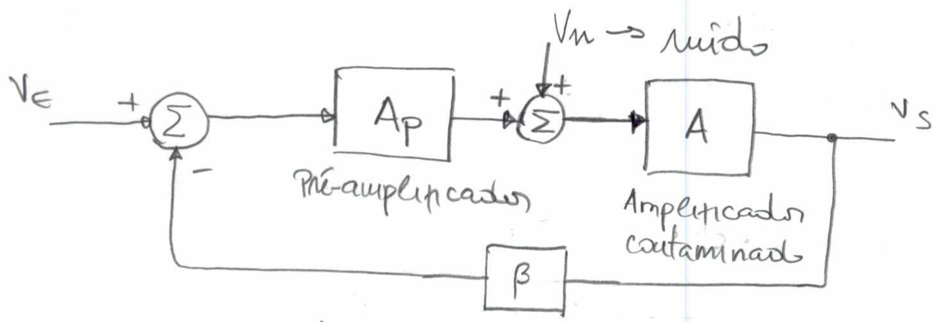
$$A_f = \frac{A}{1+\beta A} \Rightarrow dA_f = \frac{(1+\beta A).dA - A.\beta.dA}{(1+\beta A)^2}$$

$$dA_f = \frac{1}{(1+\beta A)^2}.dA$$

ou ainda:

$$\frac{dA_f}{A_f} = \underbrace{\frac{1}{(1+\beta A)^2}}_{\ll 1 \text{ se } A\beta \text{ for suficientemente grande}} . \underbrace{\frac{dA}{A}}_{\text{porcentagem de variação de A}}$$

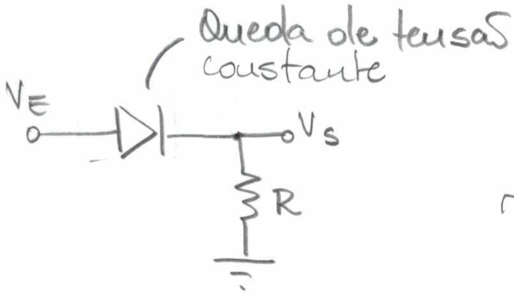
4.2.2. Redução de ruído

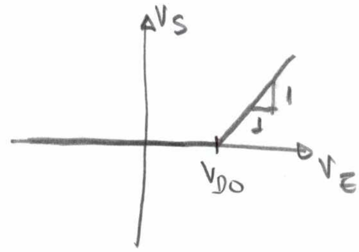


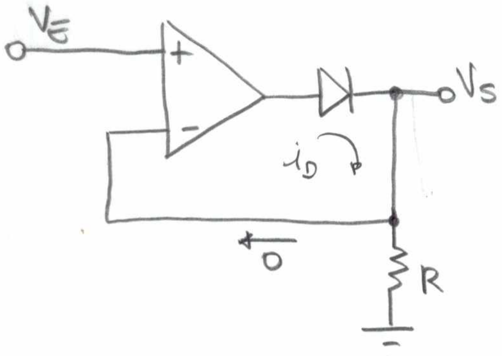
$$V_S = \underbrace{\frac{A_P.A}{1+A.A_P.\beta}}_{G_E}.V_E + \underbrace{\frac{A}{1+\beta.A.A_P}}_{G_S}.V_n$$

Como $G_S \ll G_E$ para grandes valores de A_P, a componente de V_n é muito atenuada.

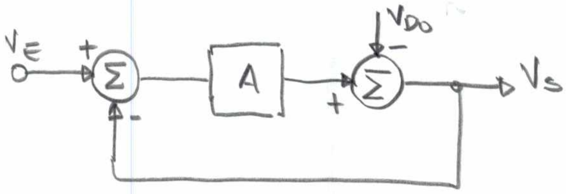
4.2.3. Redução de distorção não-linear





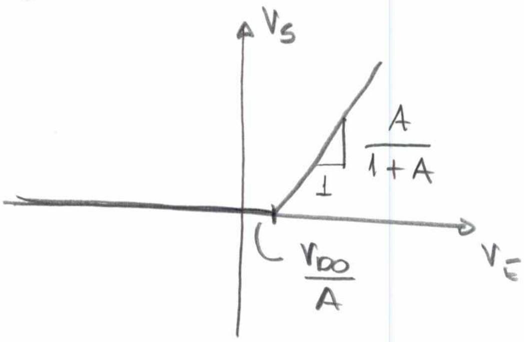


Com $i_D > 0$ ($V_S > 0$):



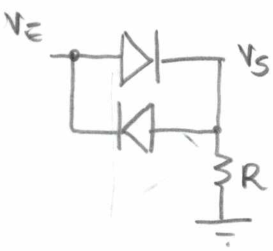
$$V_S = \frac{A}{1+A} \cdot V_E - \frac{1}{1+A} \cdot V_{DO}$$

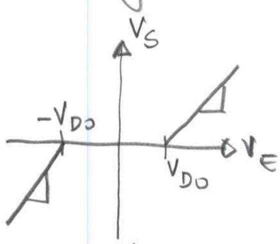
$V_S < 0$ quando $V_E < \dfrac{V_{DO}}{A}$, e o diodo abre a malha fazendo $V_S = 0$!

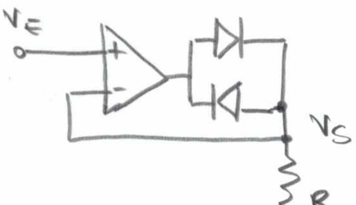


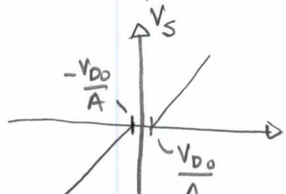
Com $A \to \infty$ temos um retificador ideal.

Assim, estendendo ao seguinte caso:









4.3. Estabilidade

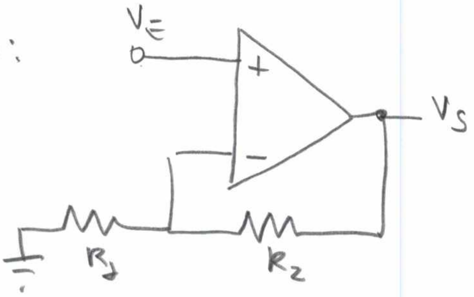
Sendo o ganho do amplificador e o ganho de realimentação dependentes da freqüência, temos

$$\frac{V_O(s)}{V_E(s)} = \frac{A(s)}{1+A(s)\beta(s)}$$

Resposta ao degrau $V_E(s) = 1/s$

$$V_O(s) = \frac{A(s)}{s.(1+A(s)\beta(s))} = \frac{A(s)}{s.\underbrace{(s-p_1)\cdots(s-p_n).K}_{\text{pólos de } 1+A(s)\beta(s)}}$$

Exemplo:



$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2} \quad \therefore \quad A(s) = \frac{A_0}{1+s/\omega_b}$$

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{A_0/(1+A_0.\beta)}{1+s/\omega_b.(1+A_0\beta)}$$

- Ganho DC $= A_0/(1+A_0\beta)$
- Constante de tempo $= \dfrac{1}{\omega_b.(1+A_0.\beta)} = \tau$
- freqüência de corte: $\omega_b.(1+A_0\beta)$

Assim, a resposta a um degrau $V_E(s) = 1/s$ é:

$$v_s(t) = \frac{A_0}{(1+A_0\beta)}.(1-e^{-t/\tau})$$

se $\tau > 0$ (ou $A_0\beta > -1$): saída exponencialmente estável

se $\tau < 0$ (ou $A_0\beta < -1$): saída vai p/ infinito