



DEEC

DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA
ELECTROTÉCNICA E DE COMPUTADORES

TÉCNICO LISBOA

Electrónica Geral

José Gerald

Mestrado em Engenharia Aeroespacial
Licenciatura em Engenharia Física Tecnológica
Licenciatura em Engenharia Aeroespacial

MEAer: 1º ano, 1º semestre

LEFT: 3º ano, 1º semestre

LEAer: 3º ano, 1º semestre

2021/2022

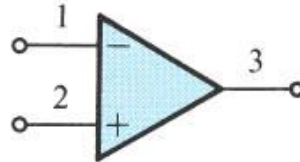
Capítulo 2

Amplificadores Operacionais

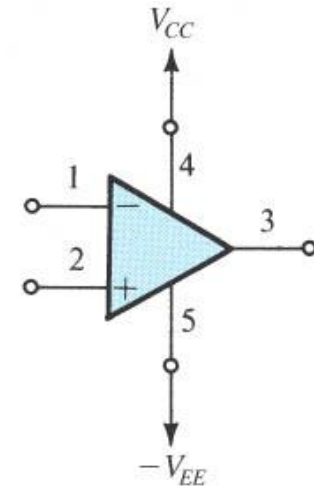
1. Amplificador operacional ideal

1.1. Terminais do amplificador operacional

Esquema de 3 terminais:



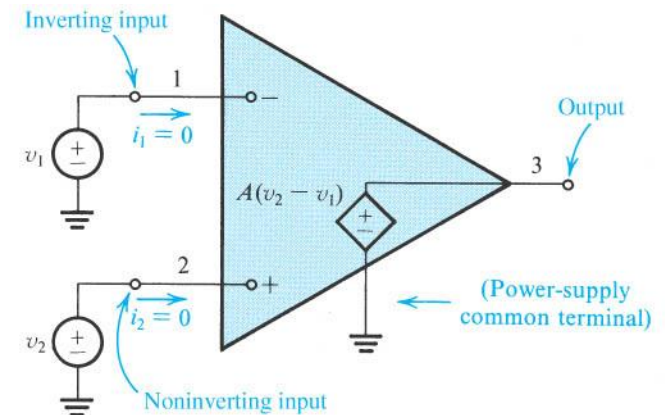
Acrescentando as fontes de alimentação:



1.2. Funções e características do amplificador operacional ideal

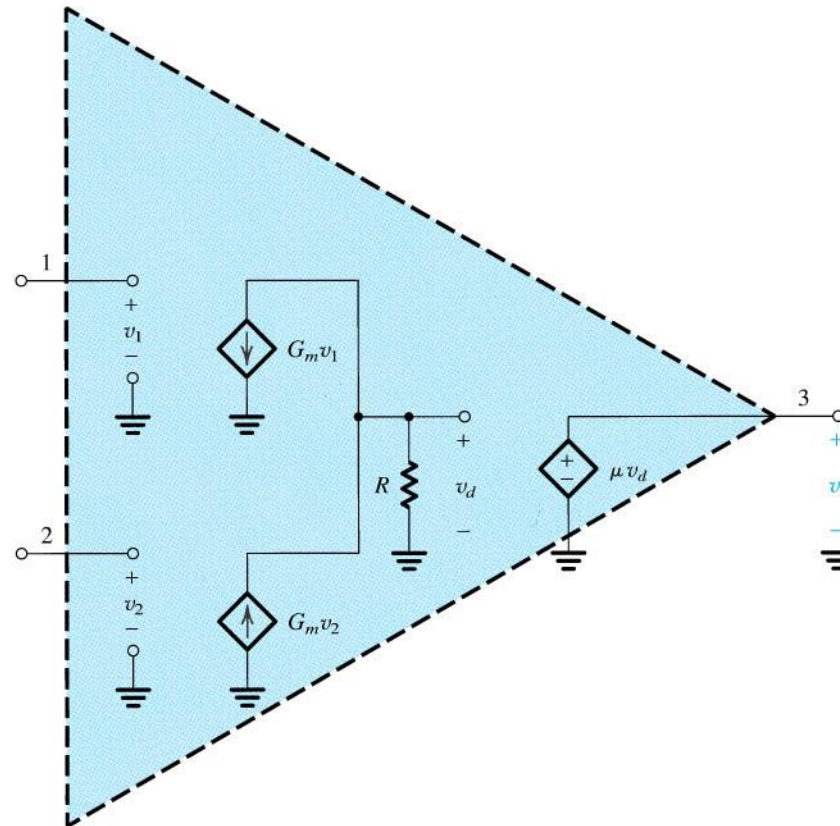
Características:

- Impedância de entrada infinita
- Impedância de saída nula
- Ganho de modo comum nulo (ou rejeição de modo comum infinita)
- Ganho infinito ($A=\infty$)
- Largura de banda infinita



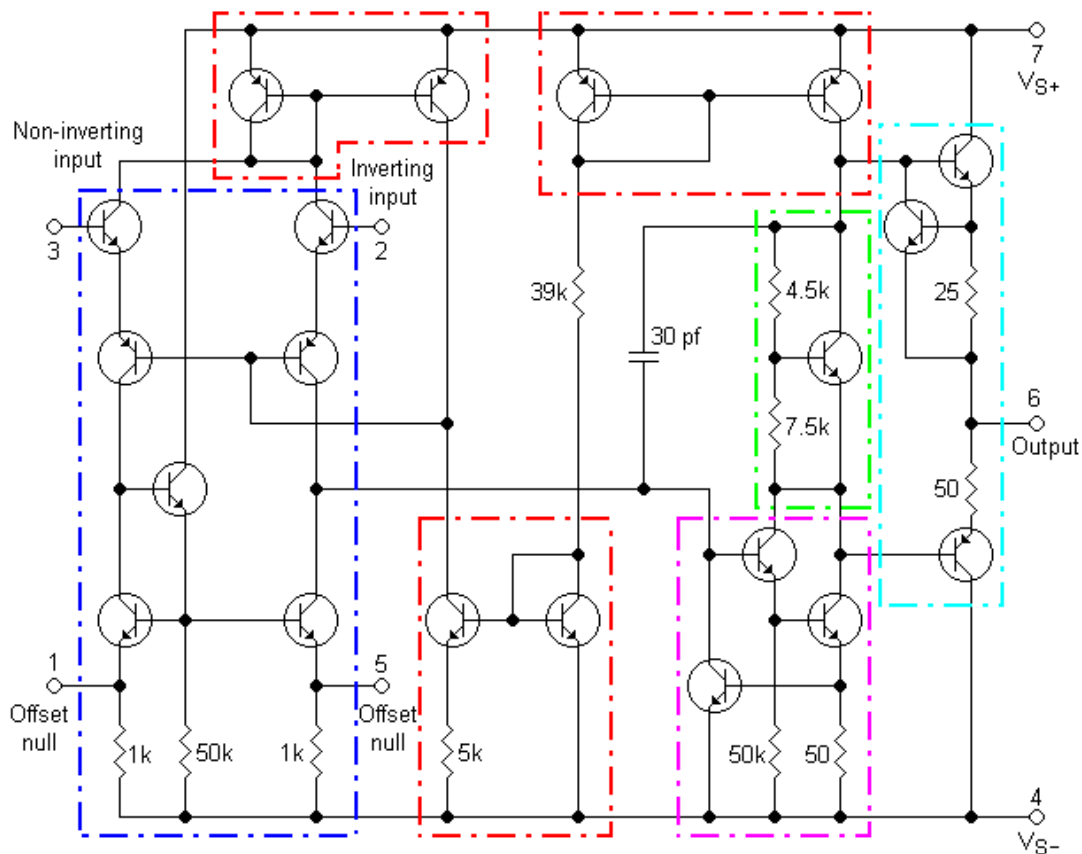
1. Amplificador operacional ideal

1.3. Circuito interno do amplificador operacional

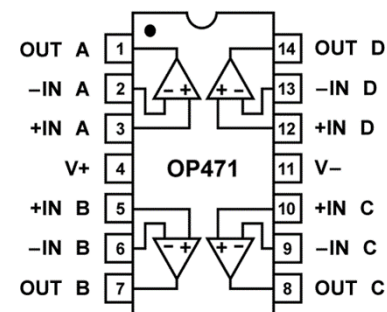
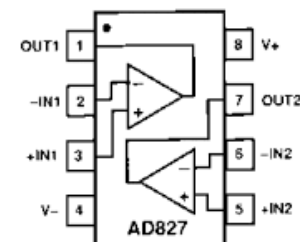
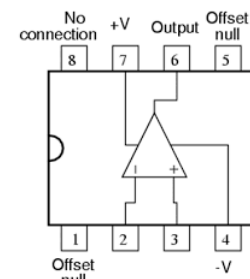


1. Amplificador operacional ideal

1.3. Circuito interno do amplificador operacional (cont.)



- **Vermelho:** Fontes de corrente (polarização)
- **Azul:** Par diferencial de entrada
- **Roxo:** Andar de ganho (par Darlington)
- **Verde:** Polarização do andar de saída (minimização do “crossover”)
- **Turquesa:** Andar de saída (arquitectura “push-pull”, classe AB).

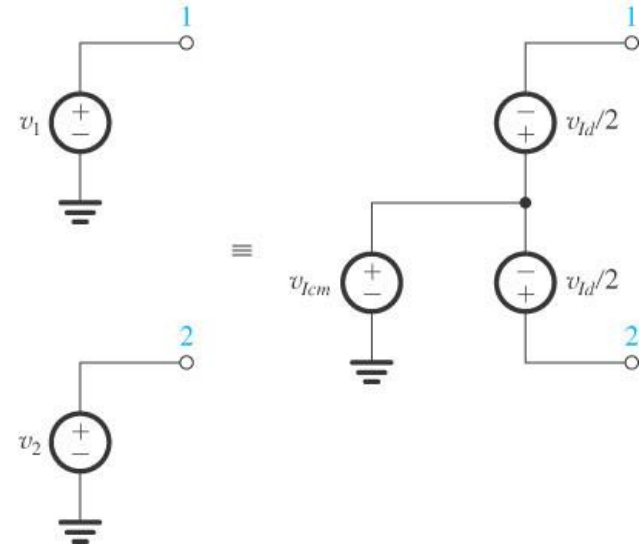


1. Amplificador operacional ideal (cont.)

1.4. Sinais diferencial e modo comum

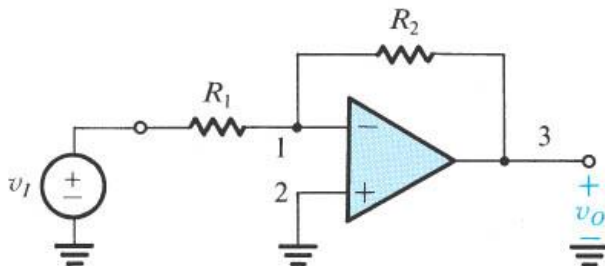
$$\begin{cases} v_{id} = v_2 - v_1 & \text{Tensão diferencial} \\ v_{icm} = \frac{1}{2}(v_1 + v_2) & \text{Tensão de modo comum} \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_1 = v_{icm} - \frac{1}{2}v_{id} & \text{Tensão do terminal (-)} \\ v_2 = v_{icm} + \frac{1}{2}v_{id} & \text{Tensão do terminal (+)} \end{cases}$$



2. Configuração inversora

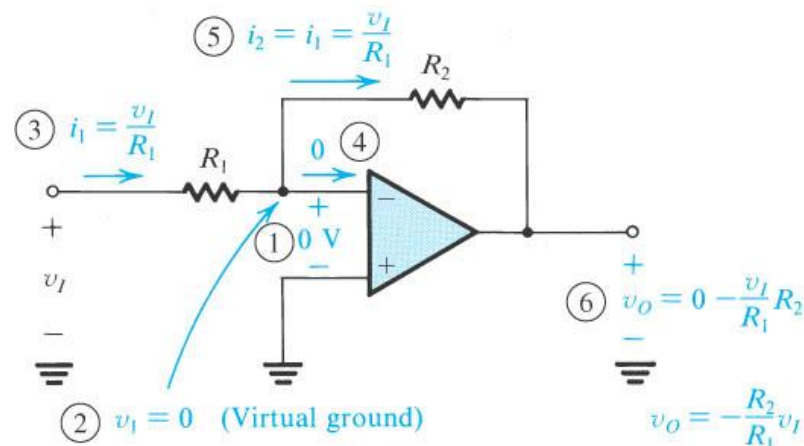
2.1. Esquema



2.2. Ganho da configuração inversora

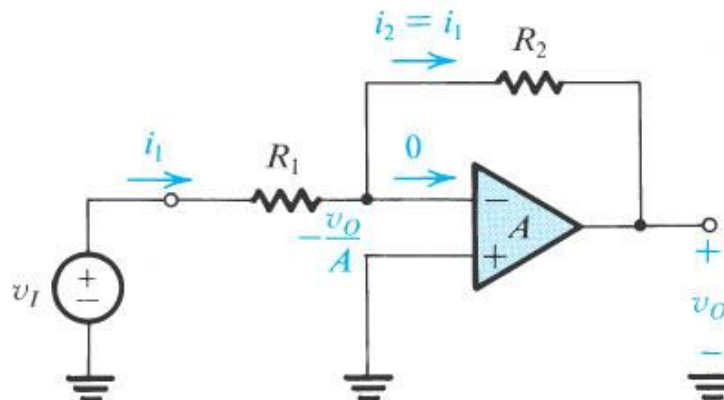
$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

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



2.3. Efeito do ganho finito (A)

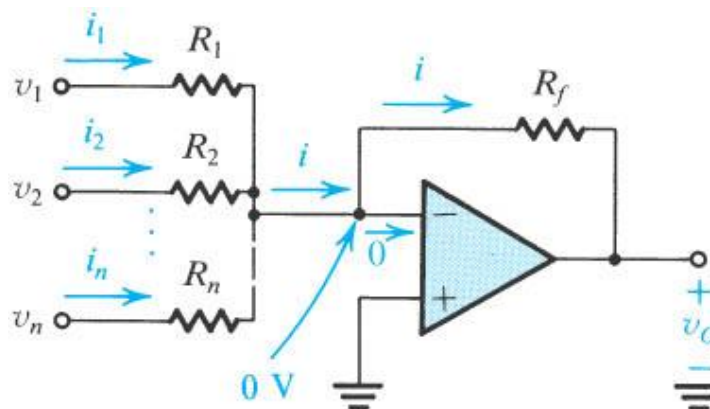
$$G = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{1 + \frac{R_1}{A}}}$$



2. Configuração inversora (cont.)

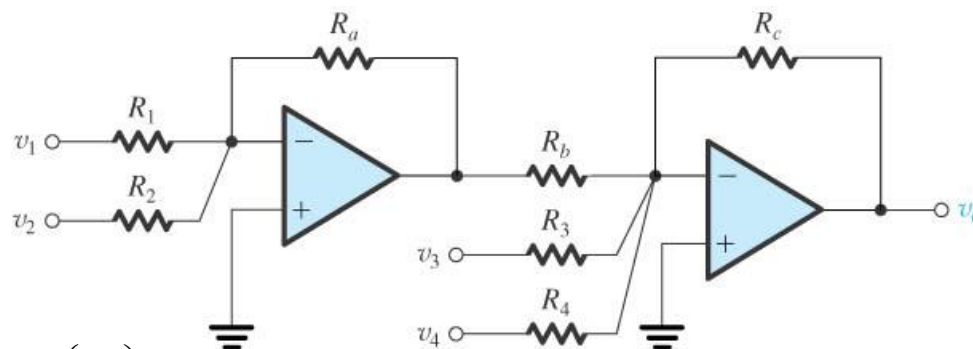
2.4.1. Exemplo de aplicação – Somador pesado

Somador pesado:



$$v_O = - \left(\frac{R_f}{R_1} v_1 + \frac{R_f}{R_2} v_2 + \dots + \frac{R_f}{R_n} v_n \right)$$

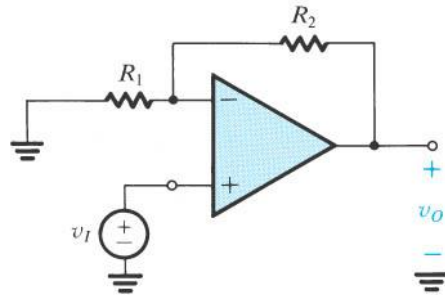
Somador pesado com coeficientes positivos e negativos:



$$v_o = \left(\frac{R_a}{R_1} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) v_1 + \left(\frac{R_a}{R_2} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right) v_2 - \left(\frac{R_c}{R_3} \right) v_3 - \left(\frac{R_c}{R_4} \right) v_4$$

3. Configuração não inversora

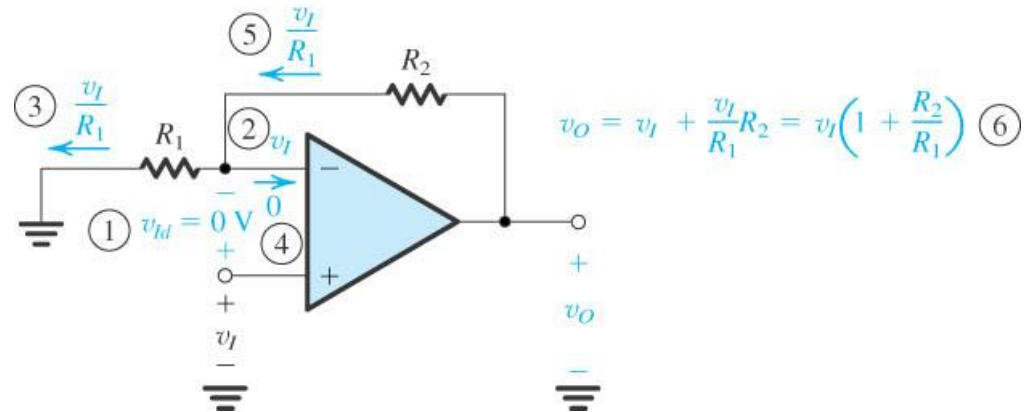
3.1. Esquema



3.2. Ganho da configuração não inversora

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

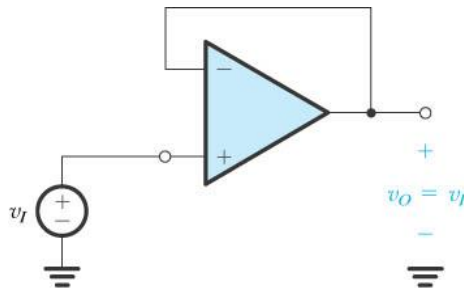
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \infty$$



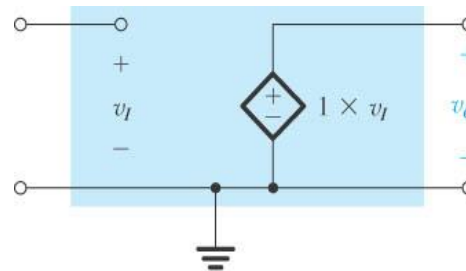
3.3. Efeito do ganho finito (A)

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

3.4. Exemplo de aplicação – Seguidor de tensão



Esquema
equivalente:



$$\begin{cases} v_o = v_i \\ R_i = \infty \\ R_o = 0 \end{cases} \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \bigg|_{\substack{R_2=0 \\ R_1=\infty}} = 1$$

4. Amplificador diferença

4.1. Características principais

$$v_o = A_d v_{id} + A_{cm} v_{icm}$$

Ganho diferencial (A_d)

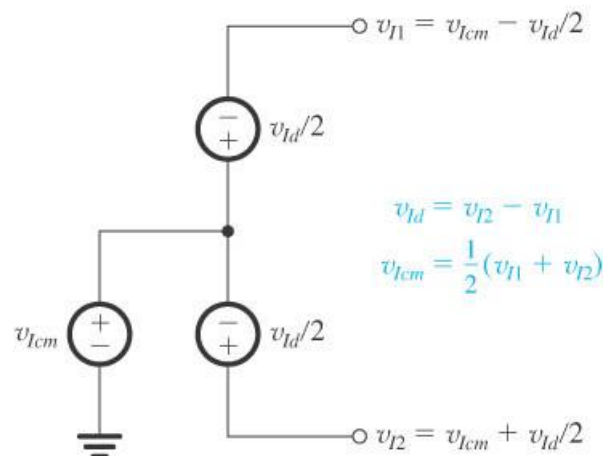
Ganho modo comum (A_{cm})

$$com \begin{cases} v_{id} = v^+ - v^- = v_{i2} - v_{i1} & \rightarrow \text{Componente diferencial} \\ v_{icm} = \frac{v^+ + v^-}{2} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} & \rightarrow \text{Componente de modo comum} \end{cases}$$

Taxa de rejeição de modo comum
(Common Mode Rejection Ratio)

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$$

$CMRR = \infty$ Para o amplificador diferença ideal



4.2. Amplificador diferença simples

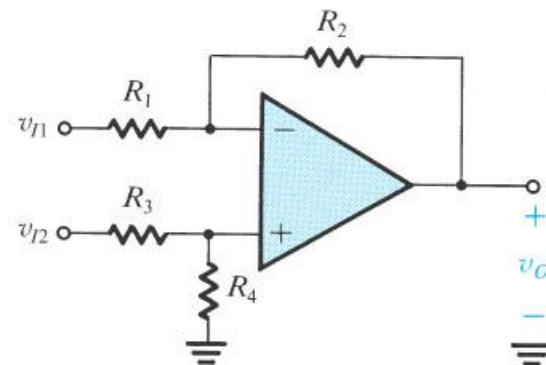
Aplicando o princípio da sobreposição:

$$v_o = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{i2} - \frac{R_2}{R_1} v_{i1}$$

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_{i2} - v_{i1}) = \frac{R_2}{R_1} v_{id} \quad \text{Caso} \quad \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Amplificador
inversor

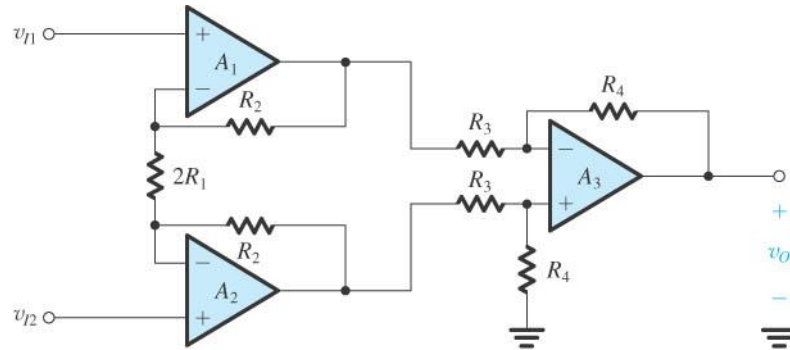
Amplificador
não inversor



Desvantagens:
O circuito não é
simétrico e $R_{id} = R_1 + R_3$

4. Amplificador diferença (cont.)

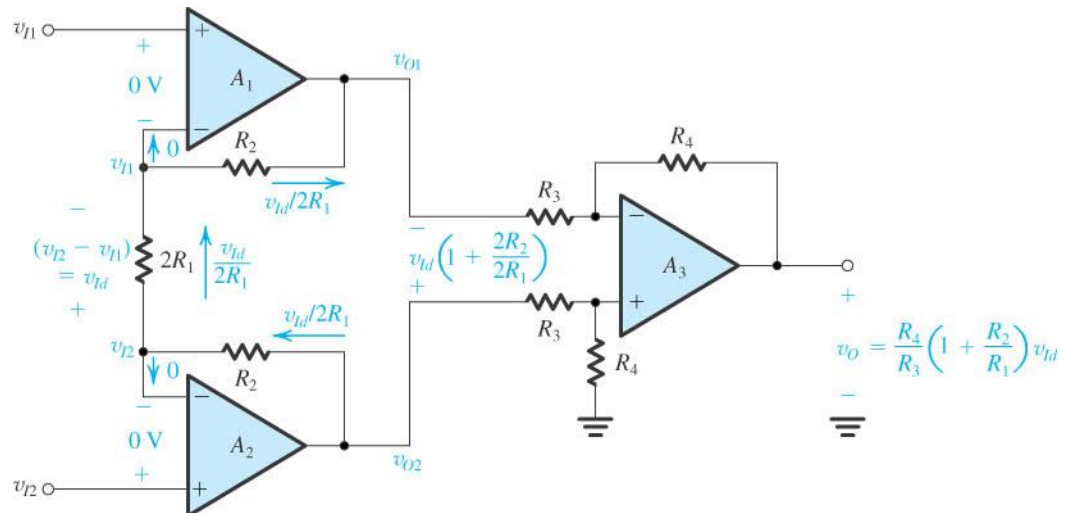
4.3. Amplificador de instrumentação



Utilizado como amplificador
em muitos instrumentos
(Ex. multímetro)

$$v_o = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{id}$$

com $v_{id} = v_{i2} - v_{i1}$



Vantagens:

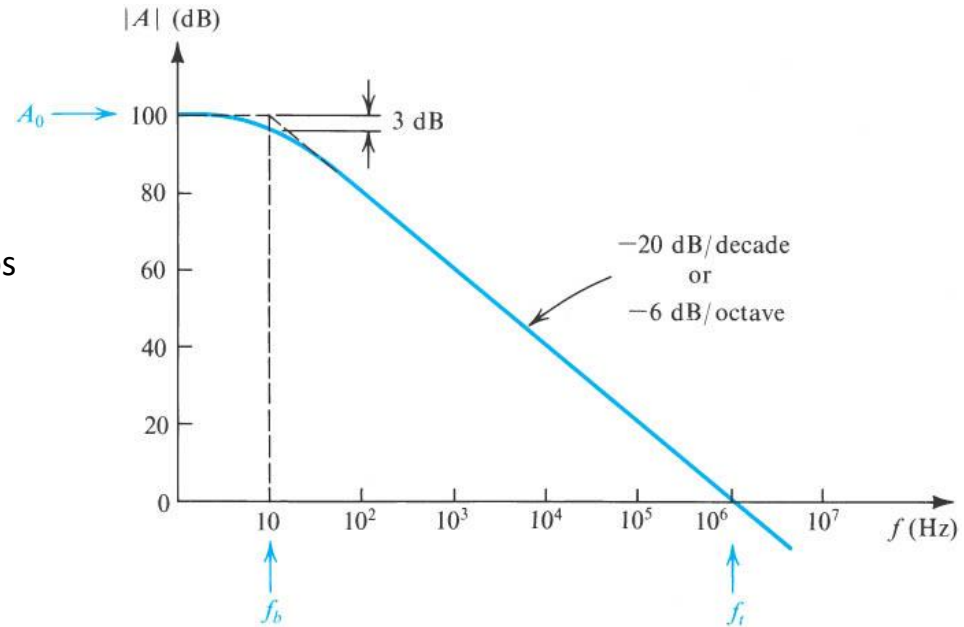
O circuito de entrada é simétrico e $R_{id} = \infty$

5. Efeito do ganho e largura de banda finitos

5.1. Dependência com a frequência do ganho em malha aberta

O ganho em malha aberta de um amplificador operacional típico compensado internamente tem:

- Uma frequência de corte da ordem dos 10Hz
- Uma queda uniforme com um declive de -20dB/década (ou -6dB/oitava)
- Uma característica no domínio da transformada de Laplace e de Fourier:



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

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

Com:

A_0 = Ganho DC

ω_b = Frequência de corte a 3dB

$$\omega \gg \omega_b \quad A(j\omega) \approx \frac{A_0 \omega_b}{j\omega} \quad |A(j\omega)| \approx \frac{A_0 \omega_b}{\omega} \quad |A(j\omega)|_{\omega=\omega_t} = 1 \text{ (0dB)} \Rightarrow \omega_t = A_0 \omega_b$$

$$A(j\omega) \approx \frac{\omega_t}{j\omega} \quad A(s) \approx \frac{\omega_t}{s} \quad |A(j\omega)| \approx \frac{\omega_t}{\omega} = \frac{f_t}{f}$$

5. Efeito do ganho e largura de banda finitos (cont.)

5.2. Dependência com a frequência do ganho em malha fechada

Amplificador inversor

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-R_2/R_1}{1 + (1 + R_2/R_1)/A}$$

$$G_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} \approx \frac{-R_2/R_1}{1 + \frac{s}{\omega_t/(1 + R_2/R_1)}} \Rightarrow \omega_{3dB} = \frac{\omega_t}{1 + R_2/R_1}$$

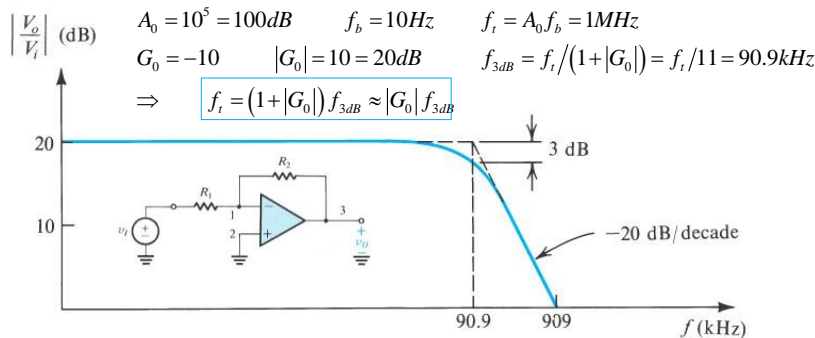
$$\omega_{3dB} \approx \frac{\omega_t}{|G_0|} \quad A_0 \gg 1 + R_2/R_1$$

Produto ganho largura de banda aproximadamente constante

$$\omega_t = A_0 \omega_b \approx |G_0| \omega_{3dB}$$

$|G_0| \gg 1$

Exemplo – Amplificador inversor:



Amplificador não inversor

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + (1 + R_2/R_1)/A}$$

$$G_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

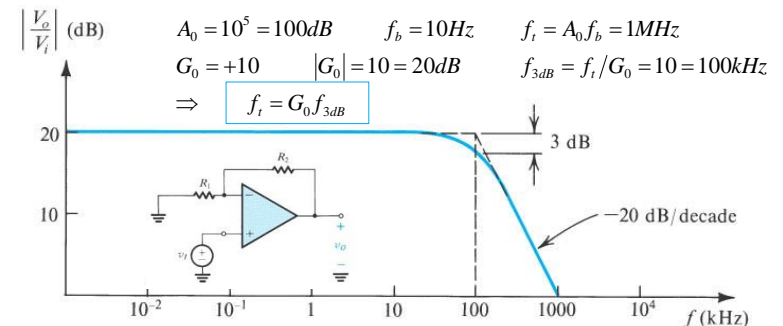
$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} \approx \frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{s}{\omega_t/(1 + R_2/R_1)}} \Rightarrow \omega_{3dB} = \frac{\omega_t}{1 + R_2/R_1}$$

$$\omega_{3dB} = \frac{\omega_t}{G_0} \quad A_0 \gg 1 + R_2/R_1$$

Produto ganho largura de banda constante

$$\omega_t = A_0 \omega_b = G_0 \omega_{3dB}$$

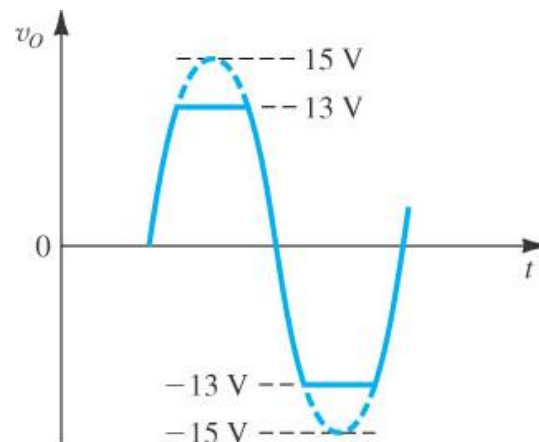
Exemplo – Amplificador não inversor:



6. Operação com sinais fortes

6.1. Saturação de tensão

A saturação de tensão provém das tensões de alimentação positiva (ex. +13V) e negativa (ex. -13V)

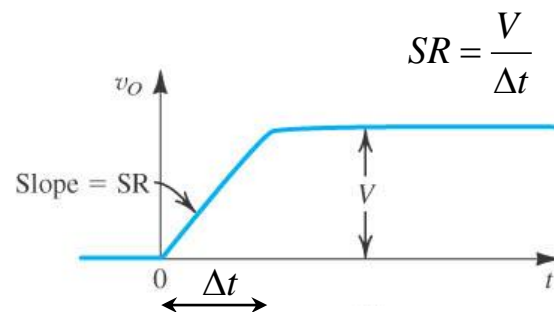
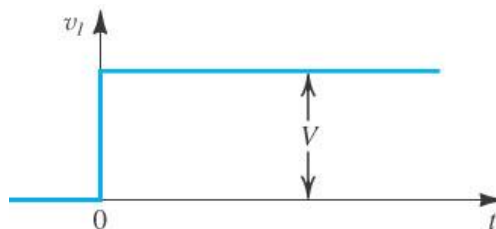
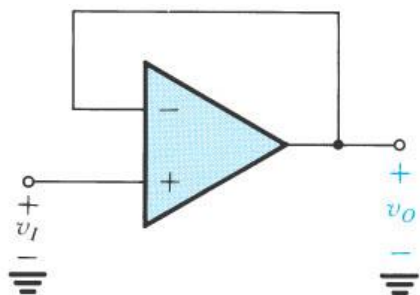


6.2. “Slew Rate”

O “Slew Rate” é o declive máximo da tensão de saída v_O , correspondendo à taxa de variação máxima da tensão de saída

$$SR = \left. \frac{dv_O}{dt} \right|_{\max}$$

Exemplo de circuito seguidor de tensão:



6. Operação com sinais fortes (cont.)

6.3. “Full power bandwidth”

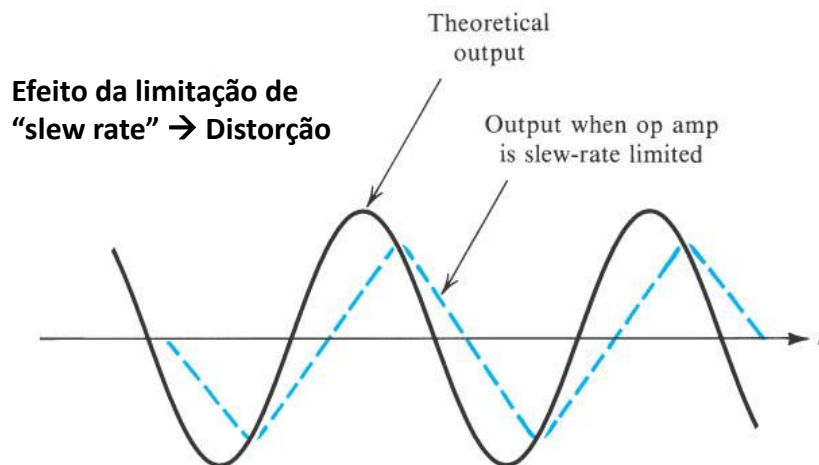
A designada “full power bandwidth” corresponde à frequência para a qual uma senoide de saída com amplitude igual à tensão máxima de saída (resultante das alimentações) começa a mostrar distorção devido à limitação de “slew rate”

Considerando uma tensão de saída com amplitude máxima: $v_o = V_{om} \sin(\omega t)$

A derivada vale: $\frac{dv_o}{dt} = \omega V_{om} \cos(\omega t)$

O valor máximo da derivada deverá ser inferior ao “slew rate”: $\omega V_{om} \leq SR$

Frequência máxima de trabalho (“full power bandwidth”): $\omega_{\max} = \frac{SR}{V_{om}}$ $f_{\max} = \frac{SR}{2\pi V_{om}}$



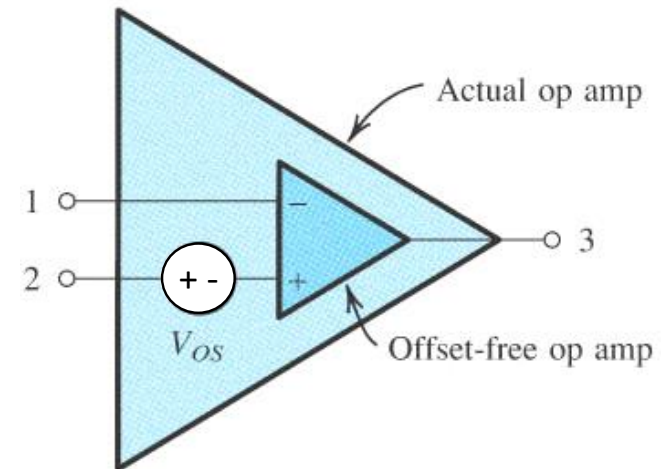
7. Imperfeições DC

7.1. Tensão de offset

Num amplificador operacional real quando $v_d=0$ a tensão de saída não se anula

Define-se tensão de offset (V_{OS}) o valor da tensão de entrada que coloca a saída a zero

Valor típico : $V_{OS} = 1$ a 5mV



7.2. Correntes de polarização e de offset

Corrente de polarização de entrada:

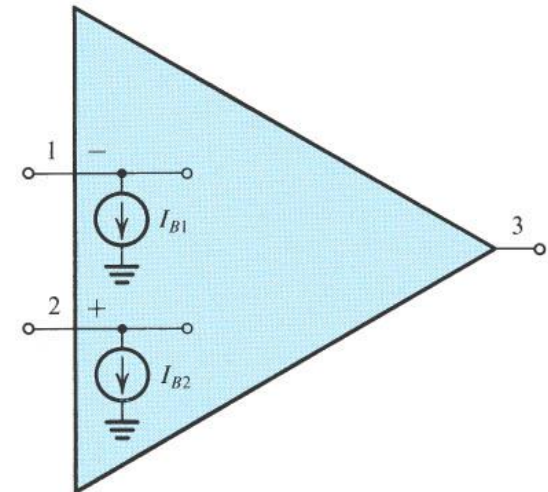
$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

Valor típico : $I_B = 100\text{nA}$

Corrente de offset de entrada:

$$I_{OS} = I_{B2} - I_{B1}$$

Valor típico : $I_{OS} = 10\text{nA}$



7. Imperfeições DC (cont.)

7.3. Anulamento do efeito das correntes de polarização

$$v_o = R_2 I_{B1} - R_2 I_{B2} \frac{R_3}{R_1} - R_3 I_{B2}$$

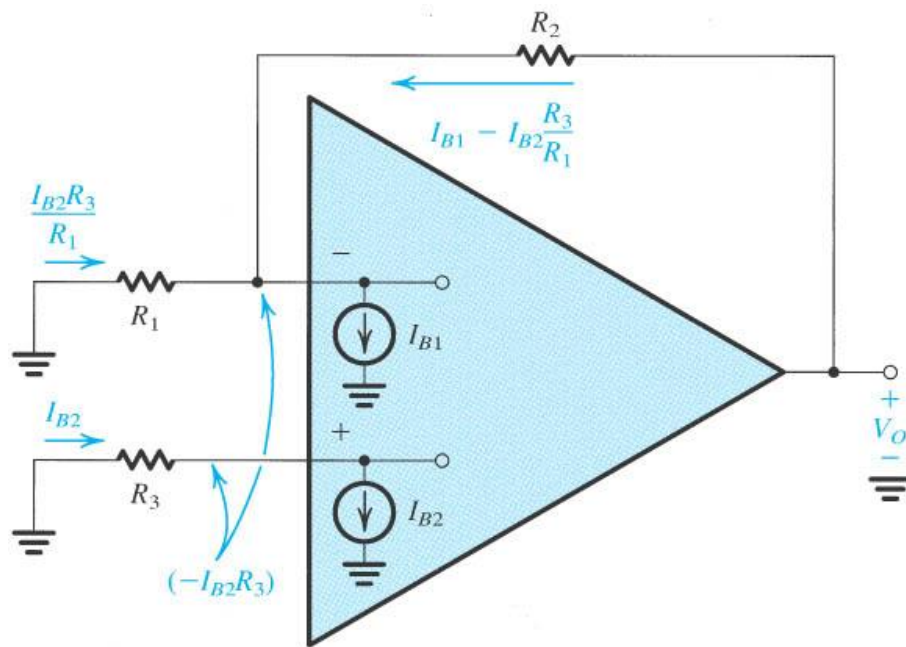
$$\text{se } I_{B1} = I_{B2} = I_B$$

$$\Rightarrow v_o = I_B \left[R_2 - R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]$$

$v_o = 0$ caso:

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

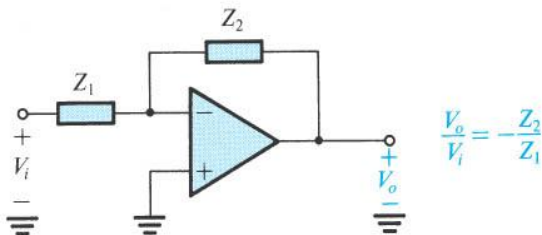
$$\Rightarrow R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$



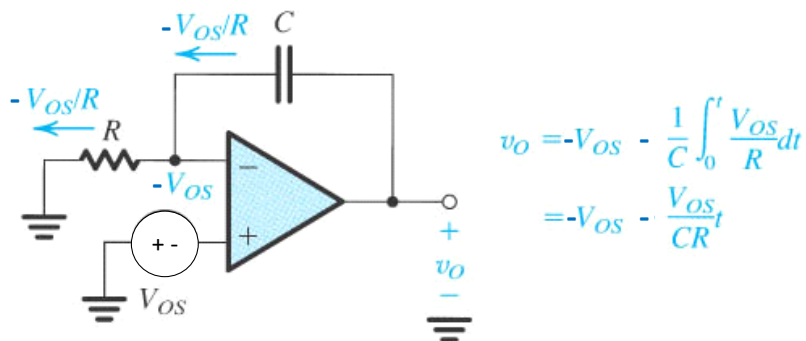
O efeito das correntes de polarização anula-se caso $R_3 = R_1 // R_2$

8. Integradores e diferenciadores

8.1. Integrador inversor

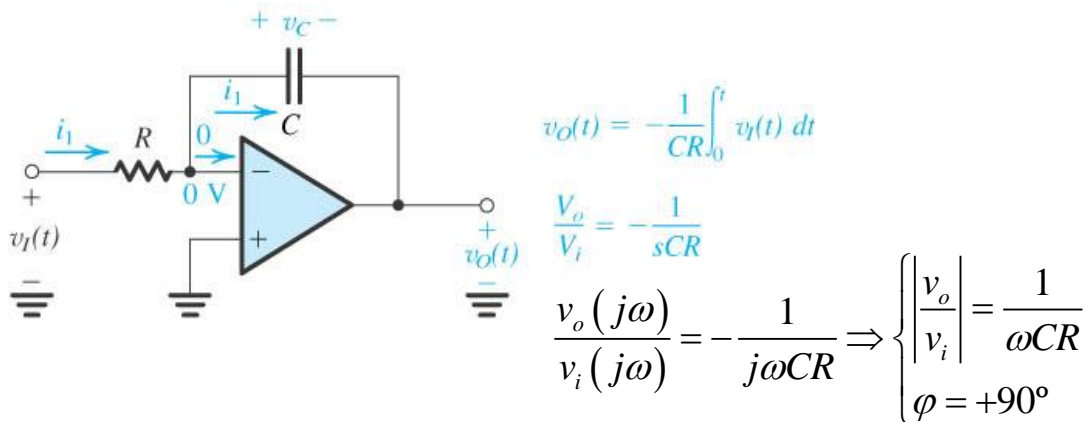
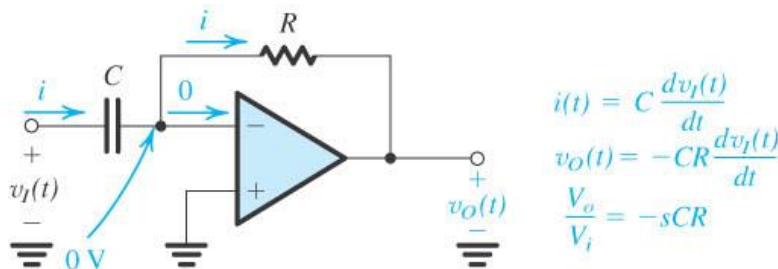


Efeito da tensão de polarização (V_{OS}):



Para obviar este problema introduz-se uma resistência em paralelo com C → Integrador de Miller:

8.2. Diferenciador inversor



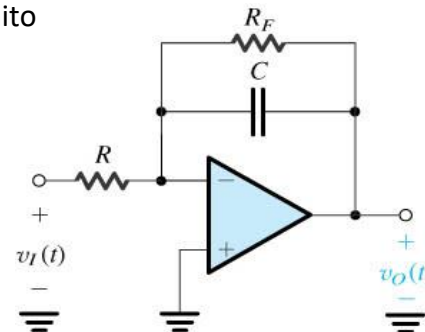
A tensão de offset leva a uma situação de saturação do amplificador operacional quando $t \rightarrow \infty$

O mesmo se passa para a corrente de offset

Tal deve-se a: ganho DC = infinito

$$\frac{v_o(s)}{v_i(s)} = -\frac{R_F/R}{1 + sCR_F}$$

ganho DC = $-R_F/R$



$$\frac{v_o(j\omega)}{v_i(j\omega)} = -j\omega CR \Rightarrow \begin{cases} \left| \frac{v_o}{v_i} \right| = \omega CR \\ \varphi = -90^\circ \end{cases}$$

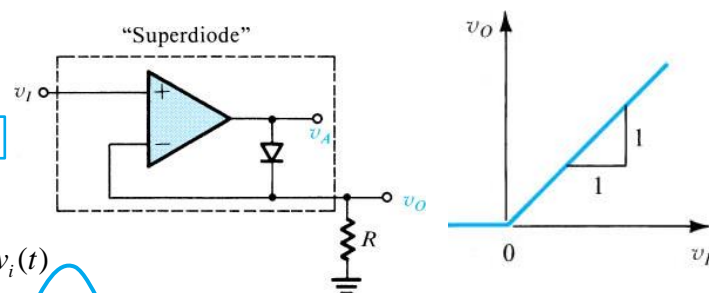
9. Circuitos com díodos

9.1. Rectificadores de precisão

9.1.1. “Super dígodo”

$v_i > 0 \Rightarrow$ díodo conduz pois $v_A > 0$, $v_A = v_i + V_\gamma \Rightarrow i_D > 0 \Rightarrow v_o = v_i$

$v_i < 0 \Rightarrow$ o díodo está ao corte pois $v_A < 0$ ($v_A = V_{SAT}^-$) $\Rightarrow v_o = 0$



O circuito tem a desvantagem de saturar negativamente com $v_A = V_{SAT}^-$ quando a tensão de entrada for negativa.

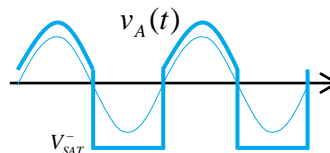
Quando a tensão de entrada passa para positiva a saída do amplificador operacional tem de transitar de V_{SAT}^- a 0, demorando cerca de:

$$t_1 = \frac{|V_{SAT}^-|}{SR}$$

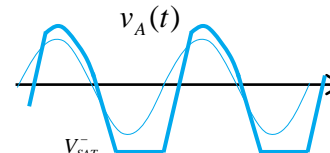
Considerando $t_1 \ll T/2$:

$$f \ll \frac{SR}{2|V_{SAT}^-|}$$

Com $SR = \infty$:



Com $SR \neq \infty$:

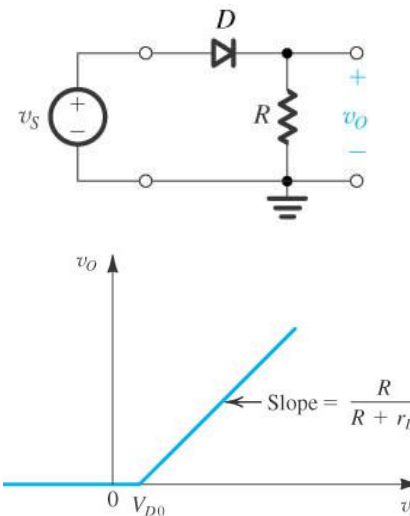


Assim, o facto do amplificador operacional saturar negativamente e o efeito do “slew rate” fazem com que este circuito só possa ser utilizado em baixas frequências

Exemplo:

$$V_{SAT}^- = -10V, \quad SR = 1V / \mu s \Rightarrow f \ll 50kHz \quad (f < 5kHz)$$

O circuito apenas com díodo tem a desvantagem da recta encontrar o eixo das abcissas não em $v_s = 0$ mas em $v_s = V_{D0} = V_\gamma$



9. Circuitos com díodos (cont.)

9.1.2. Rectificador de precisão sem saturação do A. O.

$$v_i > 0 \Rightarrow D_1 \text{ ON e } D_2 \text{ OFF}$$

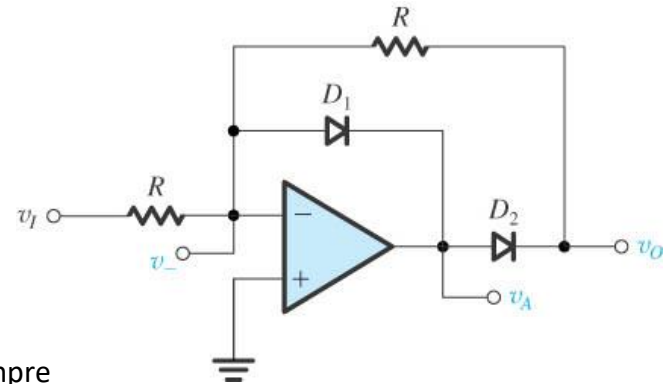
$$i_{D1} = \frac{v_i}{R} > 0, \quad v_A = -v_{D1} = -V_\gamma \Rightarrow v_0 = 0$$

$$v_i < 0 \Rightarrow D_1 \text{ OFF e } D_2 \text{ ON}$$

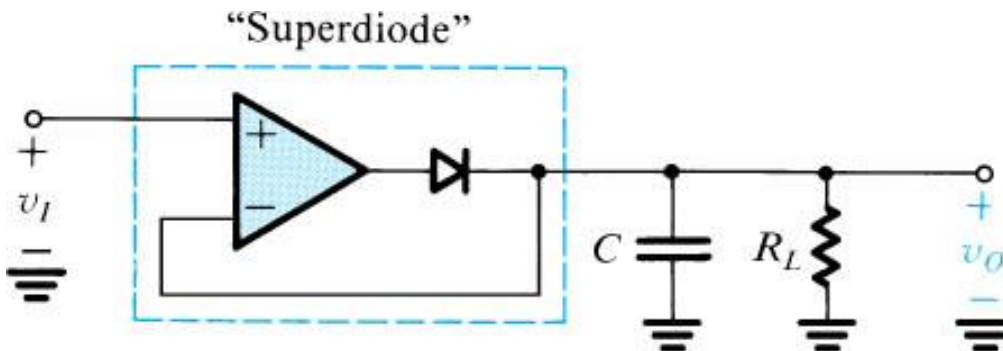
$$i_{D2} = -\frac{v_i}{R} > 0, \quad v_0 = -v_i \quad v_A = v_0 + V_\gamma$$

Assim, o amplificador operacional nunca satura, encontrando-se sempre realimentado:

- Através de D1 nas alternâncias positivas
- Através de D2 nas alternâncias negativas

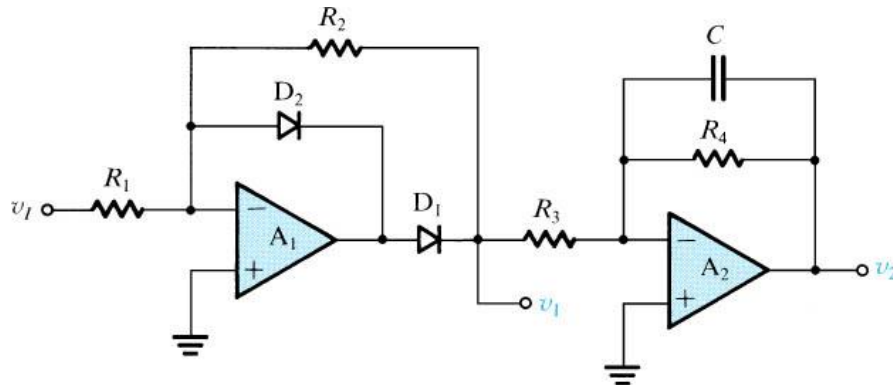


9.1.3 Detector de pico



9. Circuitos com díodos (cont.)

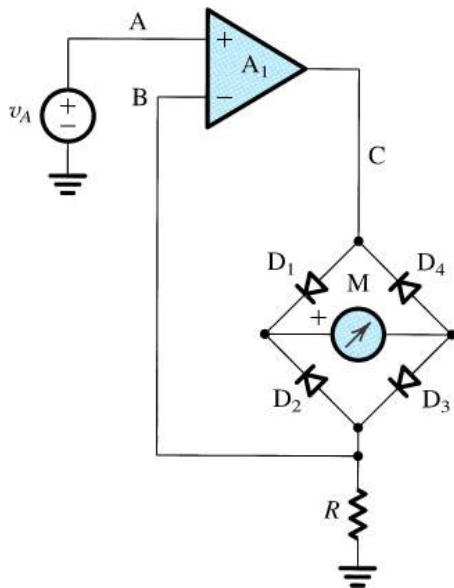
9.1.4 Detector de envolvente



$$\frac{1}{CR_4} \ll \omega_{\min}$$

$$V_2 = -\frac{V_{\text{pico}} R_2 R_4}{\pi R_1 R_3}$$

9.1.5 Ponte rectificadora para medição de corrente



Corrente em M passa sempre no mesmo sentido:
da esquerda para a direita.

O valor medido é o valor médio de $|v_A|/R$