Sistemas Electrónicos

Capítulo 3: Amplificadores operacionais e aplicações

Parte 3

Ernesto Martins
evm@ua.pt
DETI (gab. 4.2.38)
Universidade de Aveiro

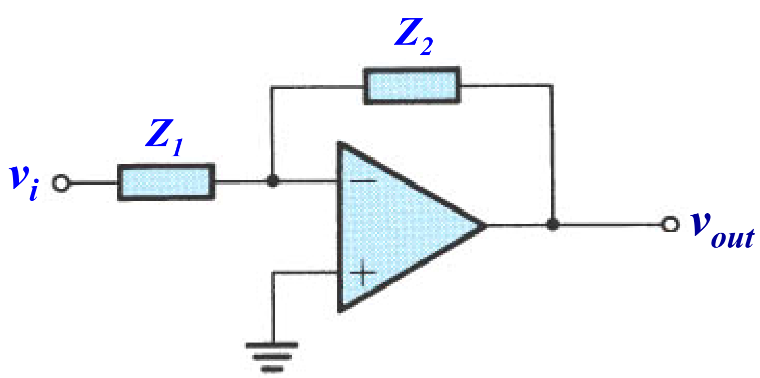
Sumário

- Integrador e diferenciador;
- OpAmp como comparador;
- Exercícios.

Configurações integradora e diferenciadora

Configurações inversoras com impedâncias

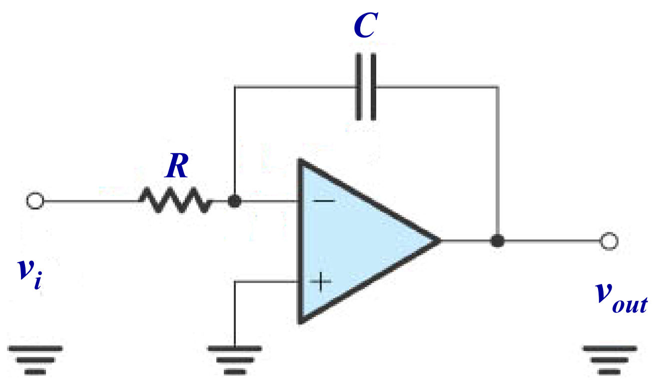
- **Se substituirmos, na configuração inversora, as resistências R_1 e R_2 por impedâncias (de condensadores ou bobinas) obtemos amplificadores com ganho dependente da frequência.**



$$G \equiv \frac{v_{out}}{v_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

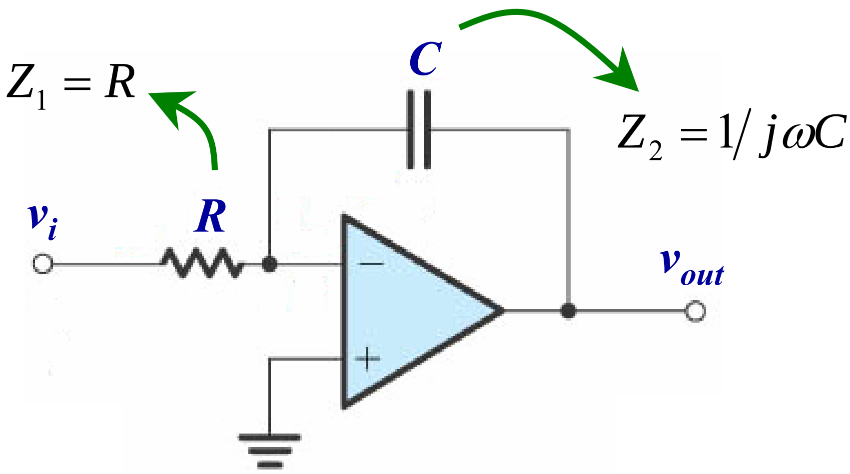
Configuração integradora

- Aqui a resistência de *feedback* R_2 é substituída por um condensador.
- A tensão de saída é proporcional ao integral do sinal de entrada.



$$v_{out} \propto \int_0^t v_i dt$$

Configuração integradora



$$\frac{v_{out}}{v_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$$\frac{v_{out}}{v_i} = -\frac{1}{j\omega CR}$$

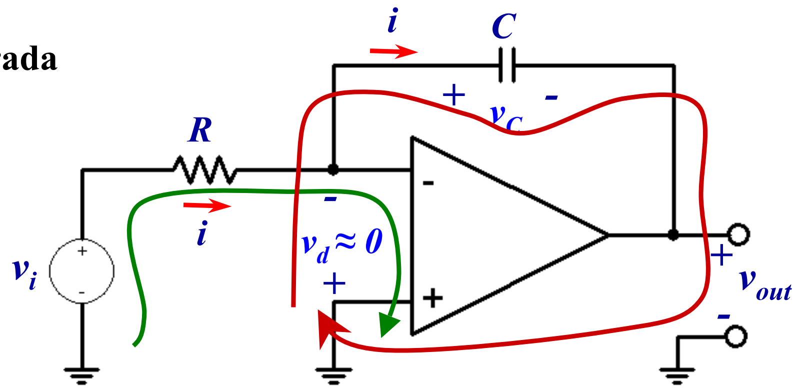
- Ganho do circuito diminui com a frequência - circuito é um **filtro passa baixo**;
- Ganho é unitário para $\omega_1 = 1/RC$.

Análise da configuração integradora

- **Aplicando KVL à malha de entrada**

$$-v_i + R.i + 0 = 0$$

$$\Leftrightarrow i = \frac{v_i}{R}$$



- **Para a malha de saída:**

$$v_C + v_{out} = 0 \quad \Leftrightarrow \quad v_{out} = -v_C = -\left(\frac{1}{C}\int_0^t i dt + v_C(0)\right)$$

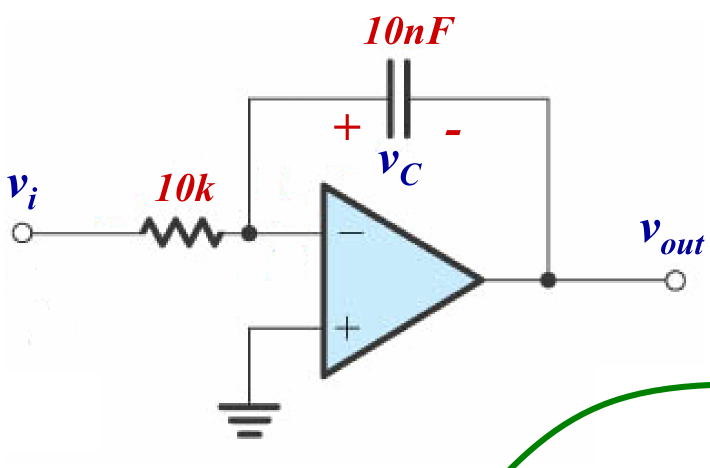
- **Substituindo a equação anterior**

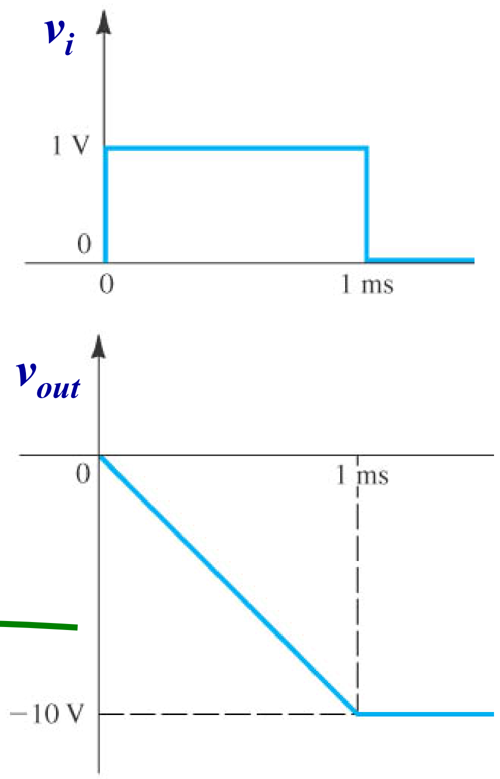
$$v_{out} = -\left(\frac{1}{RC}\int_0^t v_i dt + v_C(0)\right)$$

- **RC é a *constante de tempo de integração*.**

Configuração integradora

- **Uma aplicação: conversão de ondas quadradas em triangulares.**

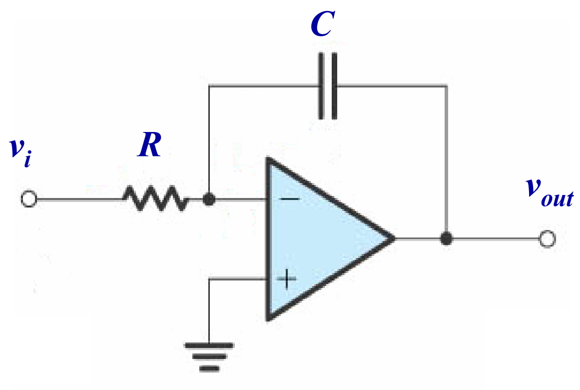




Assumindo $v_C(0) = 0V$

$$v_{out} = -10^4 \int_0^t v_i dt$$

Configuração integradora



$$\frac{v_{out}}{v_i} = -\frac{1}{j\omega CR}$$

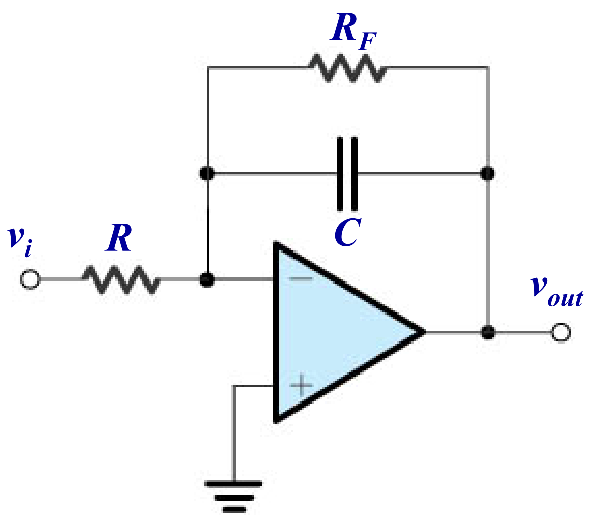
$$\left|\frac{v_{out}}{v_i}\right|_{\omega=0} = \frac{1}{\omega CR}_{\omega=0} = \infty$$

- **Em DC ($\omega = 0$) o ganho do integrador é infinito (condensador é um circuito aberto).**

- **Ou seja, qualquer tensão DC na entrada, por pequena que seja, produz, mais tarde ou mais cedo, a saturação da saída.**

Configuração integradora

- **Para evitar este problema é costume usar-se o integrador com uma resistência de valor elevado em paralelo com o condensador.**



- **Agora o ganho em DC é**

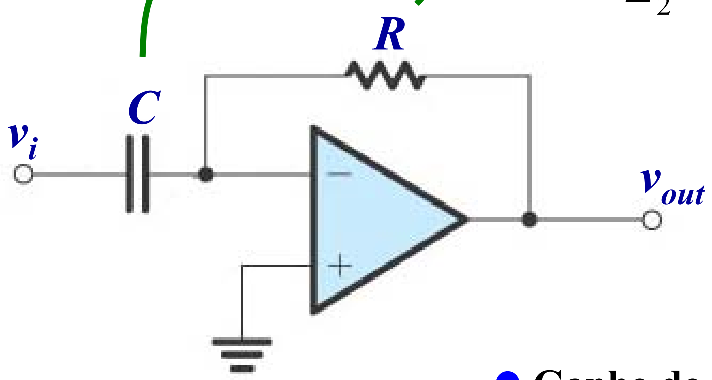
$$\left|\frac{v_{out}}{v_i}\right|_{\omega=0} = \frac{R_F}{R}$$

- **… no entanto, assim, o integrador já não é ideal.**

Configuração diferenciadora

- **Obtém-se trocando as posições da resistência e do condensador.**

$$Z_1 = 1/j\omega C \qquad Z_2 = R$$



$$\frac{v_{out}}{v_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

$$\frac{v_{out}}{v_i} = -j\omega CR$$

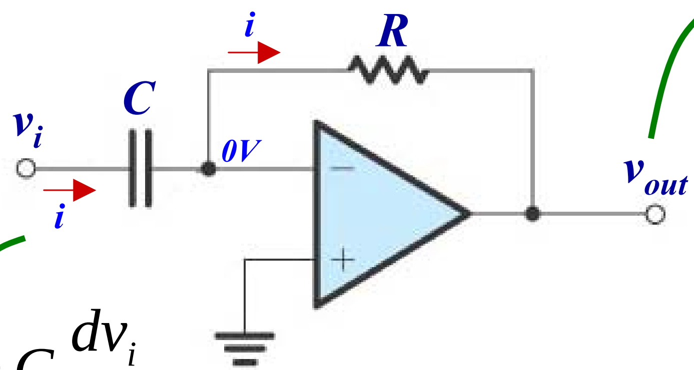
- **Ganho do circuito aumenta com a frequência - circuito é um filtro passa alto;**

- **Ganho é unitário para $\omega_1 = 1/RC$.**

Configuração diferenciadora

- **No domínio do tempo o circuito produz uma saída proporcional à derivada do sinal de entrada.**

$$v_{out} = -Ri = -RC\frac{dv_i}{dt}$$

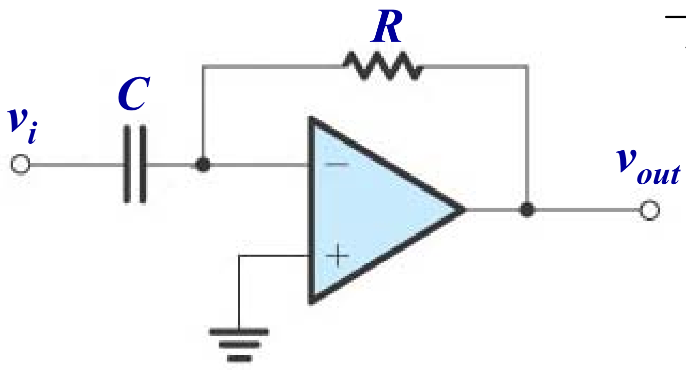


$$i = C\frac{dv_i}{dt}$$

$$v_{out} = -RC\frac{dv_i}{dt}$$

Configuração diferenciadora

- **Como a impedância do condensador diminui com a frequência, o ganho deste circuito cresce sem limite à medida que a frequência aumenta.**



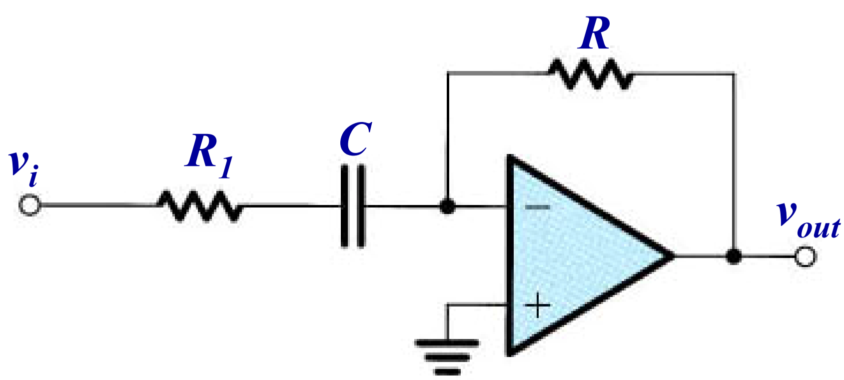
$$\frac{v_{out}}{v_i} = -j\omega CR$$

$$\left|\frac{v_{out}}{v_i}\right|_{\omega=\infty} = \omega CR_{\omega=\infty} = \infty$$

- **Variações bruscas na entrada, por mais pequenas que sejam, são amplificadas pelo circuito.**

Configuração diferenciadora

- **Para limitar o ganho às altas frequências é costume usar na entrada uma resistência de pequeno valor em série com o condensador.**



- **Agora o ganho para $\omega = \infty$ é**

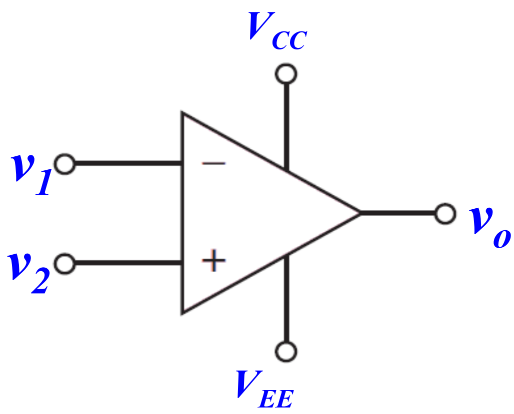
$$\left|\frac{v_{out}}{v_i}\right|_{\omega=\infty} = \frac{R}{R_1}$$

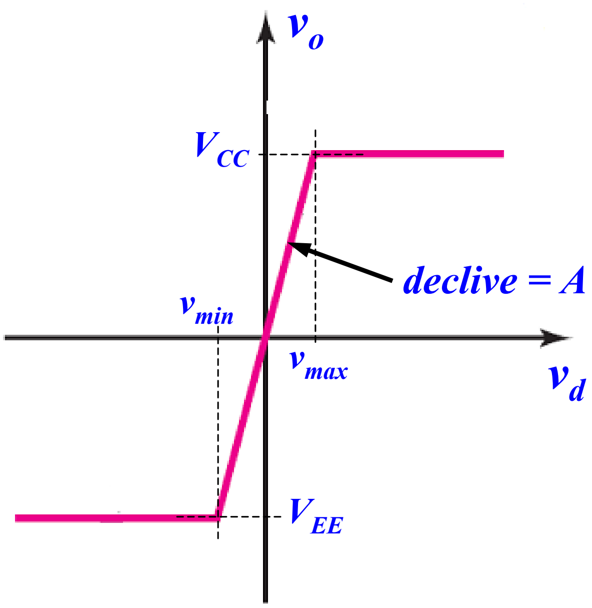
- **… no entanto, assim, o diferenciador já não é ideal.**

O AmOp como comparador

Comparador

- **Devido ao ganho muito elevado, um OpAmp pode ser usado em loop aberto como comparador de tensões.**





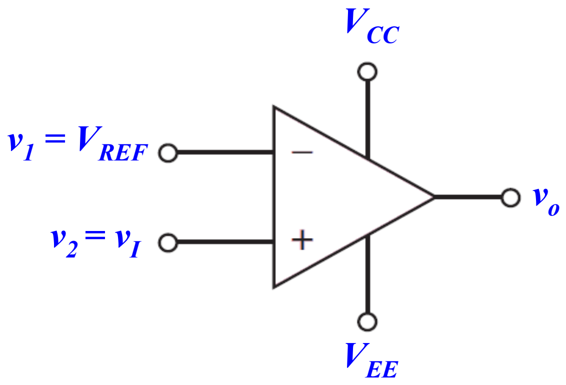
Se: $V_{CC} = -V_{EE} = 15V$

$A = 10^5$

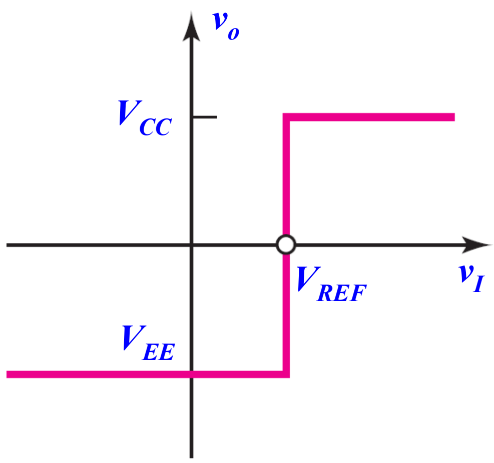
$$v_{\max} - v_{\min} = \frac{30}{10^5} = 0.3mV$$

- **Portanto a região linear pode considerar-se quase vertical.**

Comparador 1



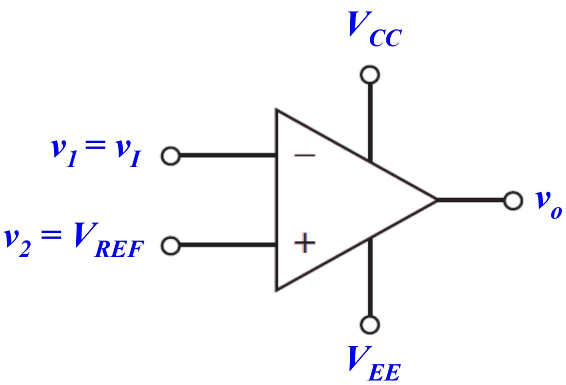
- **Circuito tem uma saída binária resultante da comparação das duas tensões de entrada.**

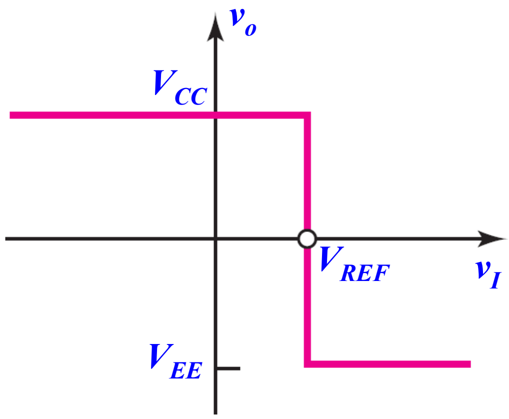


$$v_0 = \begin{cases} V_{CC} & \text{se } v_I > V_{REF} \\ V_{EE} & \text{se } v_I < V_{REF} \end{cases}$$

NOTA: assumindo que as tensões de saturação são V_{CC} e V_{EE} o que nem sempre acontece!

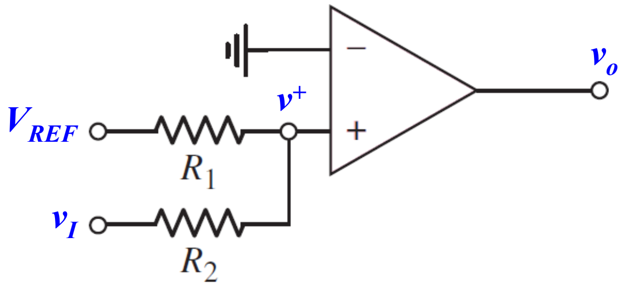
Comparador 2





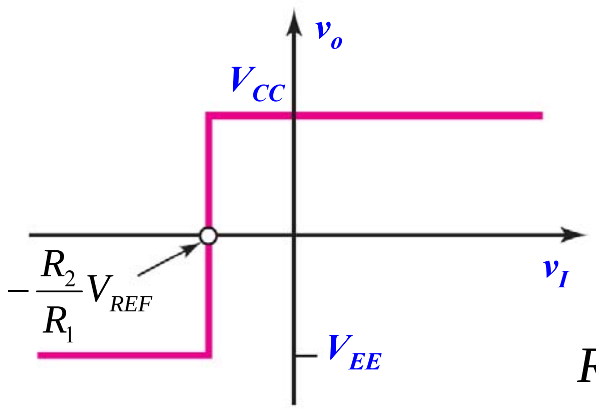
$$v_0 = \begin{cases} V_{CC} & \text{se } v_I < V_{REF} \\ V_{EE} & \text{se } v_I > V_{REF} \end{cases}$$

Comparador 3



- Tensão de comparação pode ser determinada com um par de resistências.
- Usando Sobreposição...

$$v^+ = \underbrace{\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_I}_{\text{só devido a } v_I} + \underbrace{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF}}_{\text{só devido a } V_{REF}}$$

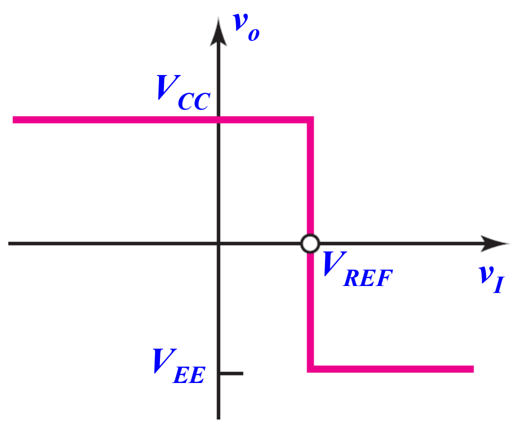


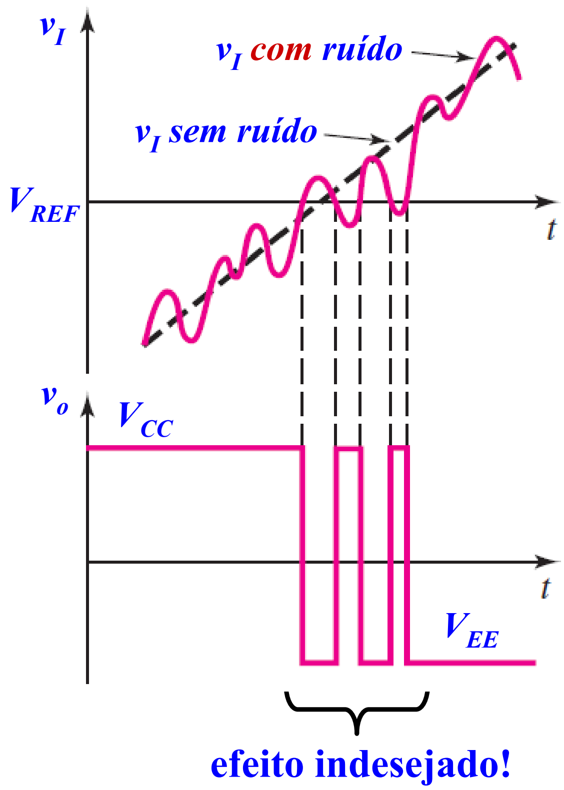
- A tensão de transição ocorre quando $v^+ = 0V$, ou seja para…

$$R_1 v_I + R_2 V_{REF} = 0 \Leftrightarrow v_I = -\frac{R_2}{R_1} V_{REF}$$

Comparador com *feedback* regenerativo

- Os comparadores em loop aberto não são aconselhados quando o sinal v_I têm muito ruído.

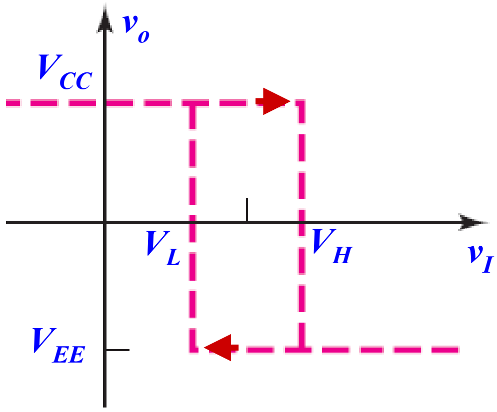




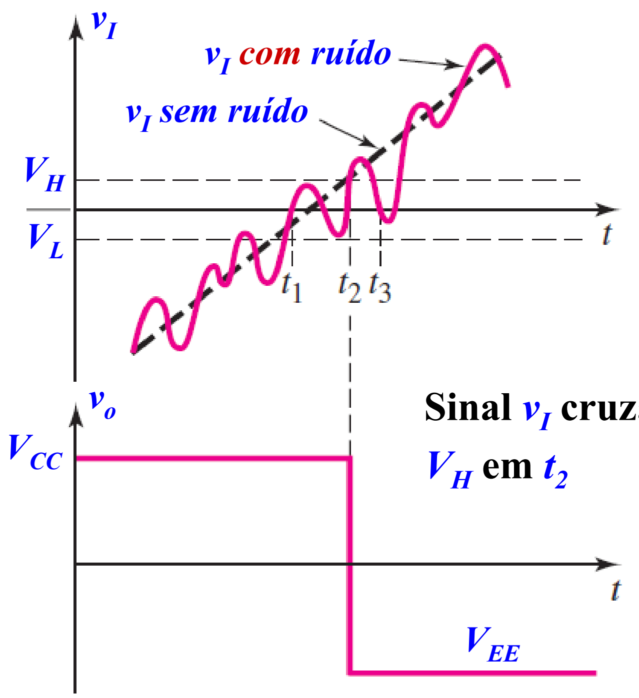
- Isto pode acontecer, por exemplo, se o sinal v_I vier dum sensor de temperatura.

Comparador com *feedback* regenerativo

- **Precisamos dum comparador com dois níveis de comparação:**
  - V_H **– quando** v_I **sobe;**
  - V_L **– quando** v_I **desce**



V_H **-** V_L **: histerese**

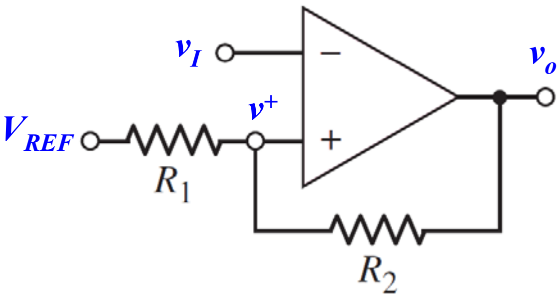


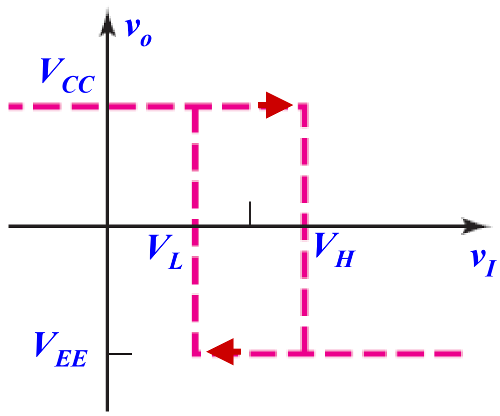
Sinal v_I **cruza** V_H **em** t_2

Assim temos uma comutação *limpa*!

Comparador com *feedback* regenerativo

- **Este comparador obtém-se usando feedback positivo. A tensão de comparação depende do estado da saída.**





- V_H **e** V_L **obtêm-se por Sobreposição...**

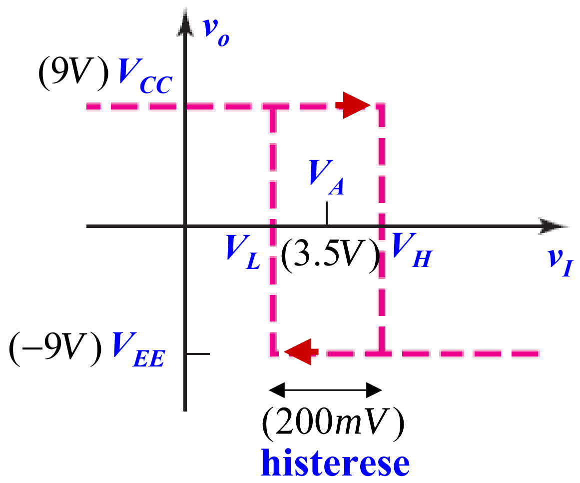
$$v^+ = \frac{R_2}{R_1+R_2}V_{REF} + \frac{R_1}{R_1+R_2}v_o$$

$$\boxed{V_H = \frac{R_2}{R_1+R_2}V_{REF} + \frac{R_1}{R_1+R_2}V_{CC}}$$

$$\boxed{V_L = \frac{R_2}{R_1+R_2}V_{REF} + \frac{R_1}{R_1+R_2}V_{EE}}$$

Comparador com *feedback* regenerativo - projeto

- **Pretendemos obter a característica com os valores indicados.**



Dos resultados anteriores...

$$V_H - V_L = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\left(V_{CC} - V_{EE}\right)$$

donde se tira $R_2/R_1 = 89$

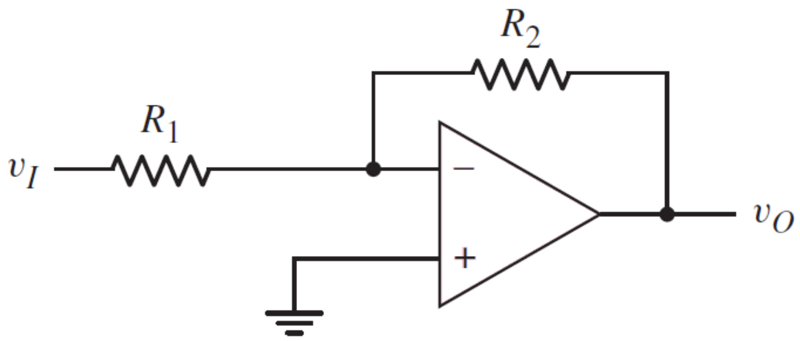
e.g. $R_2 = 82K + 6K8; \quad R_1 = 1K$

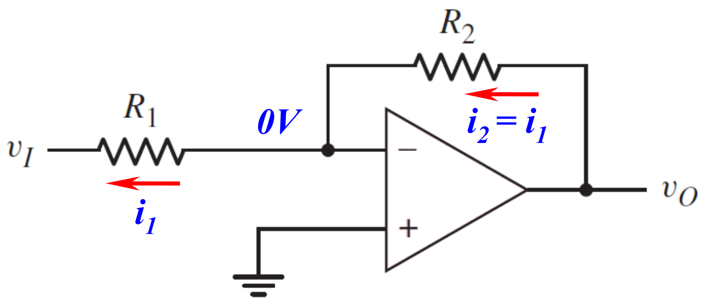
$$V_A = \frac{V_H + V_L}{2}$$ **Usando as expressões anteriores:** $$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{REF}$$

donde $V_{REF} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_A = \left(1 + \frac{1}{89}\right) 3.5 = 3.54V$

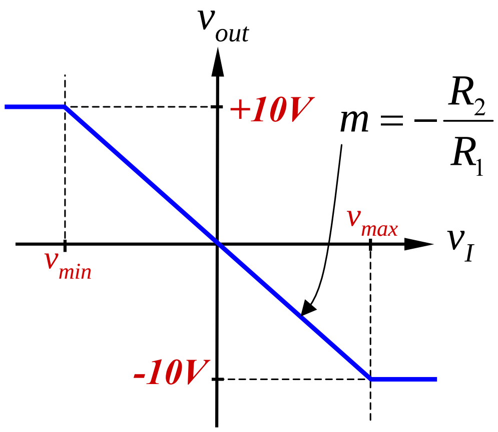
Exercícios

1 – Projete a configuração inversora da figura para uma ganho de *–12*, e de forma que a corrente em qualquer uma das resistências não exceda nunca *2mA*. Considere que o amplificador está alimentado a *+10* e *–10V*.





$$G = -\frac{R_2}{R_1} = -12$$



R_2 estará sujeito à máxima corrente quando v_o atingir um dos extremos de tensão:

$$i_{2\max} < 2mA \quad \Leftrightarrow \quad \frac{10V}{R_2} < 2mA$$

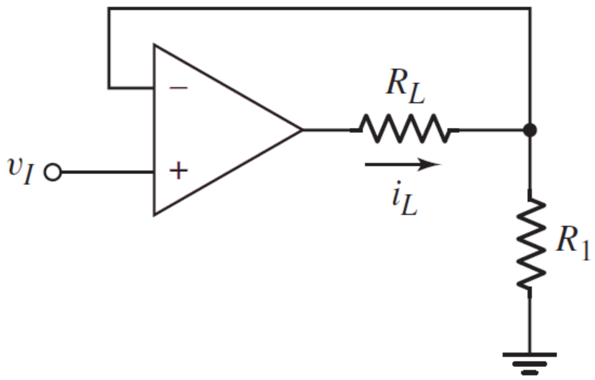
$$\Leftrightarrow \quad R_2 > 5K\Omega$$

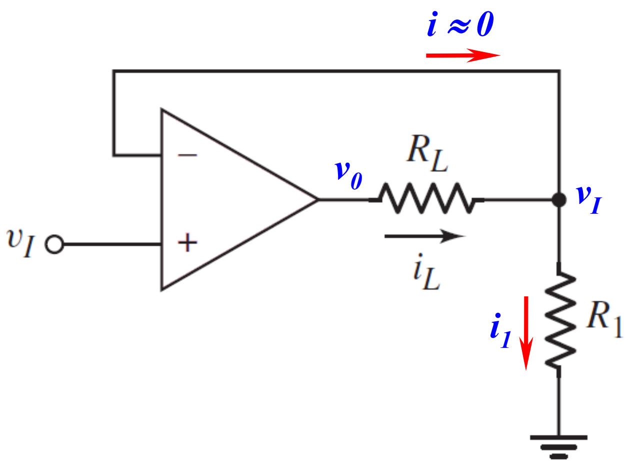
$$R_2 = 12R_1 > 5K\Omega \quad \Leftrightarrow \quad R_1 > 417\Omega$$

Podemos então usar, por exemplo:

$$R_2 = 12K\Omega, \quad R_1 = 1K\Omega$$

2 – Para o circuito dado, determine i_L em função de v_I. Assumindo que a saída do OpAmp satura a +/-10V, calcule os valores máximos de i_L e v_I no momento em que se dá a saturação. Use $R_L = 1K\Omega$ e $R_1 = 9K\Omega$.





$$i_1 = \frac{v_I}{R_1} \qquad i_L = i_1 = \frac{v_I}{R_1}$$

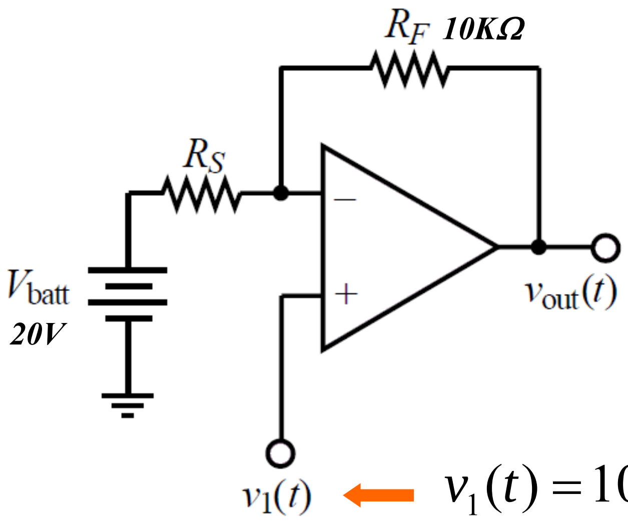
$$v_0 - v_I = R_L i_L = R_L \frac{v_I}{R_1}$$

$$\Leftrightarrow \quad v_I = \frac{v_0}{1 + \frac{R_L}{R_1}}$$

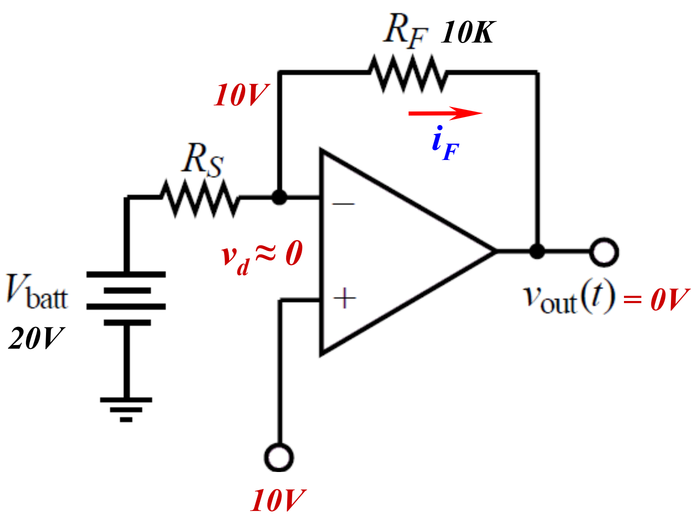
Para $R_L = 1K\Omega$, $R_1 = 9K\Omega$ e tensões de saturação em v_0 de $+/-10V$:

$$v_I = \frac{\pm 10}{1 + \frac{1}{9}} = \pm 9V \qquad i_L = i_1 = \frac{\pm 9}{9K} = \pm 1mA$$

3 – O circuito dado tem na entrada uma tensão sinusoidal com uma componente DC. Calcule o valor de R_S de forma a que o circuito elimine essa componente DC, apresentando na saída apenas a componente AC do sinal. Indique o valor de v_{out} com o valor de R_S calculado.



$$v_1(t) = 10 + 10^{-3} \sin \omega t \quad V$$



Quando é aplicada só a componente DC de v_i, a saída deve dar *0V*.

$$v_{out} = -R_F i_F + 10$$

$$i_F = \frac{V_{bat} - 10}{R_S} = \frac{10}{R_S}$$

$$v_{out} = -(10K)\frac{10}{R_S} + 10 = 0 \quad \Leftrightarrow \quad R_S = 10K\Omega$$

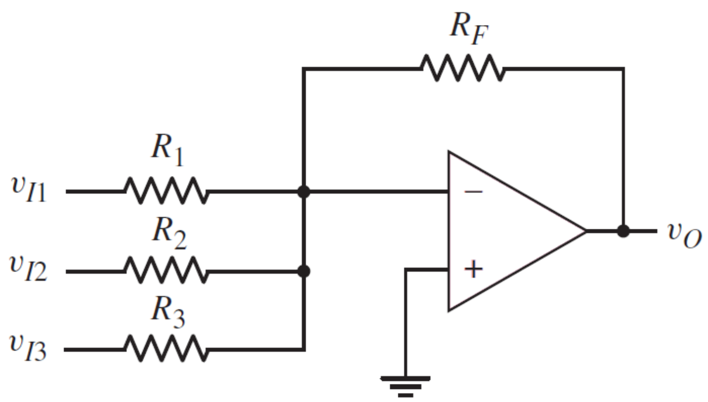
$$G \equiv \frac{v_{out}}{v_1} = \left(1 + \frac{10K}{10K}\right) = 2$$

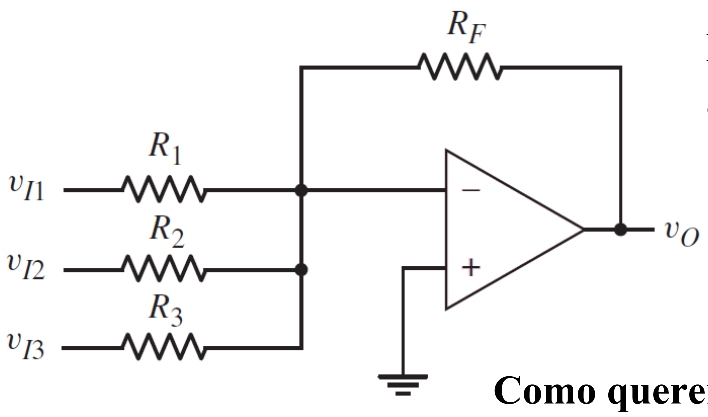
$$v_1(t) = 10 + 10^{-3} \sin \omega t \quad V \longrightarrow v_{out}(t) = 2\text{x}10^{-3} \sin \omega t \quad V$$

4 – Projete um amplificador somador de 3 entradas que produza a tensão de saída

$$v_0 = -2.5\left(1.2v_{I1} + 2.5v_{I2} + 0.25v_{I3}\right)$$

Cada entrada deve apresentar a maior resistência que for possível, mas sem que nenhuma das resistências do circuito ultrapasse os *400KΩ*.





Na configuração somadora, a saída é dada por :

$$= -\left(\frac{R_F}{R_1}v_{I1} + \frac{R_F}{R_2}v_{I2} + \frac{R_F}{R_3}v_{I3}\right)$$

Como queremos ter

$$v_0 = -2.5\left(1.2v_{I1} + 2.5v_{I2} + 0.25v_{I3}\right)$$

então:

$$-\frac{R_F}{R_1} = -2.5\text{x}1.2 = -3 \quad \Rightarrow R_F > R_1$$

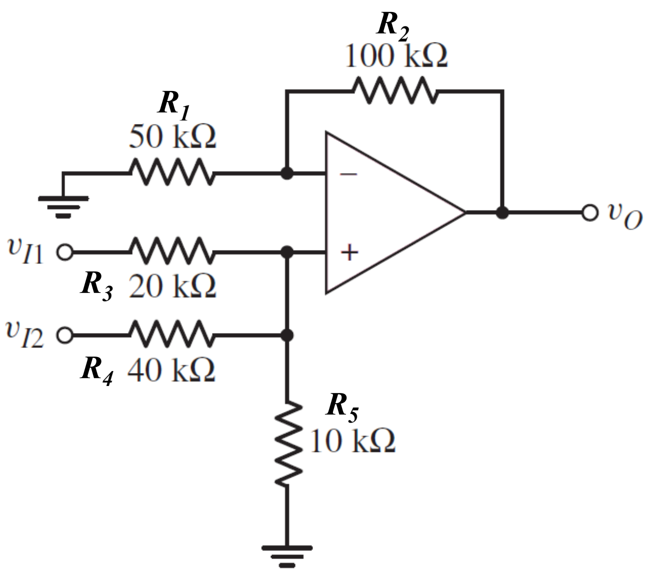
$$-\frac{R_F}{R_2} = -2.5\text{x}2.5 = -6.25 \quad \Rightarrow R_F > R_2$$

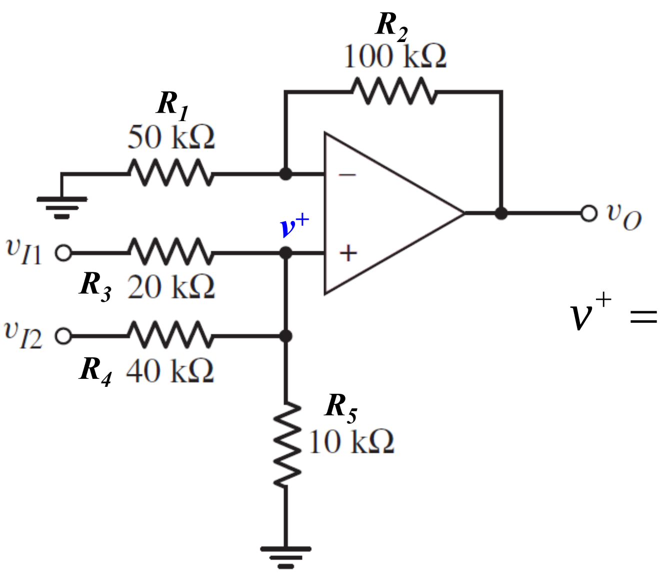
$$-\frac{R_F}{R_3} = -2.5\text{x}0.25 = -0.625 \quad \Rightarrow R_F < R_3$$

Isto implica que *R_3* deve ser a maior das resistências, portanto:

$$R_3 = 400K\Omega$$
$$R_F = 0.625\text{x}400 = 250K\Omega$$
$$R_2 = 250/6.25 = 40K\Omega$$
$$R_1 = 250/3 = 83.3K\Omega$$

5 – Para o circuito dado, determine v_o em função de v_{I1} e v_{I2}.





Usando Sobreposição...

$$v^+ = \underbrace{\frac{R_4 // R_5}{R_4 // R_5 + R_3}}_{\text{só devido a } v_{I1}} v_{I1} + \underbrace{\frac{R_3 // R_5}{R_3 // R_5 + R_4}}_{\text{só devido a } v_{I2}} v_{I2}$$

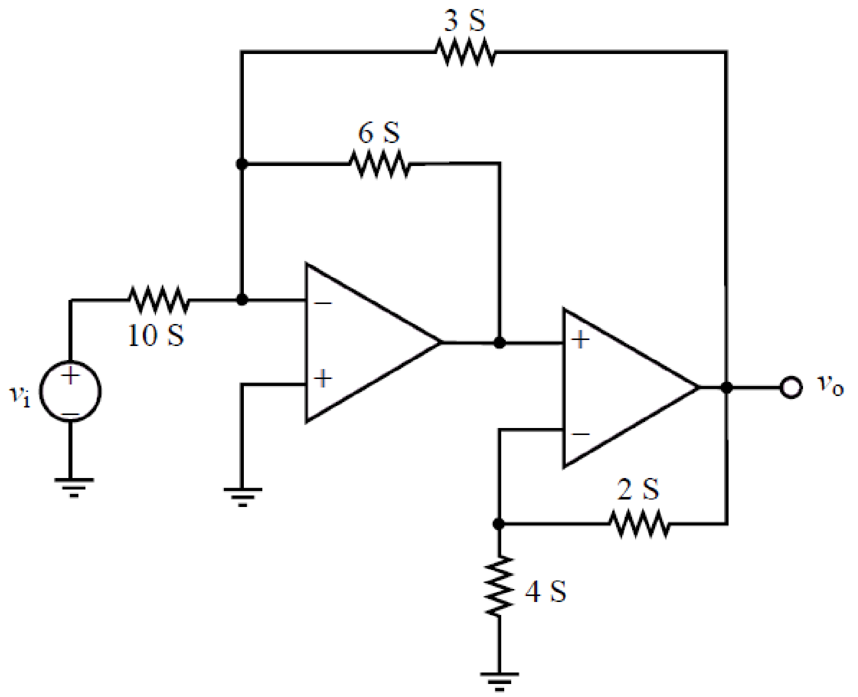
$$v_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v^+$$

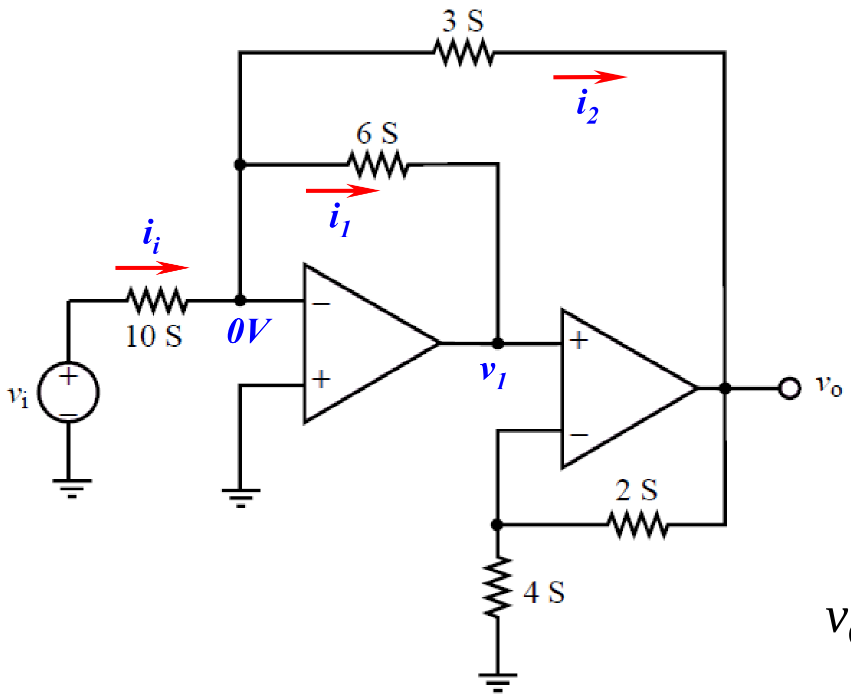
Conjugando as duas expressões e substituindo valores...

$$v_0 = \frac{6}{7} v_{I1} + \frac{3}{7} v_{I2}$$

Esta é portanto também uma configuração somadora, mas não inversora.

6 – Para o circuito dado, determine v_o em função de v_I.





$$i_i = 10v_i$$

$$i_1 = -6v_1$$

$$i_2 = -3v_0$$

O andar de saída é uma configuração não-inversora, pelo que:

$$v_0 = \left(1 + \frac{4}{2}\right)v_1 = 3v_1$$

$$i_i = i_1 + i_2 \quad \Leftrightarrow \quad 10v_i = -6v_1 - 3v_0 = -6\frac{v_0}{3} - 3v_0$$

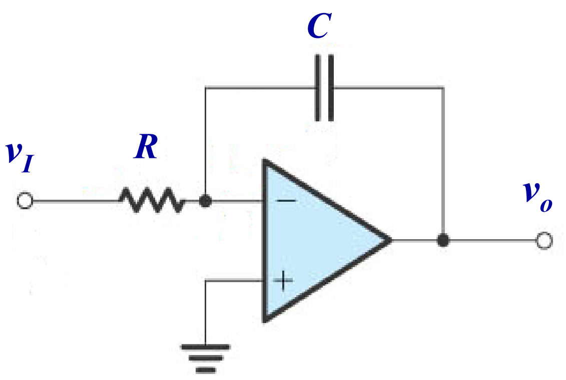
$$G \equiv \frac{v_0}{v_i} = 2$$

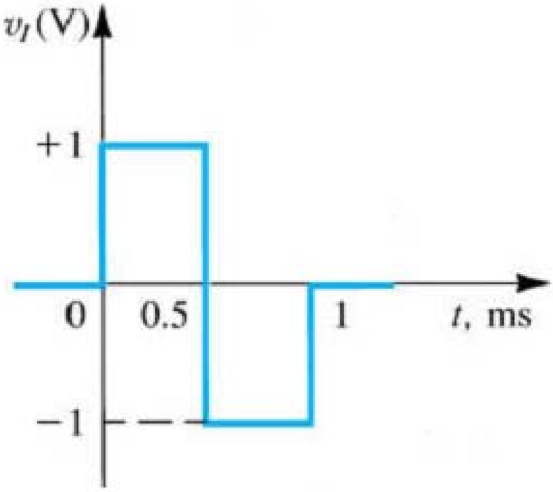
7 – Projete um integrador com *15KΩ* de resistência de entrada e frequência de ganho unitário *1.77KHz*.

a) Considerando o condensador inicialmente descarregado, determine a forma de onda de v_o entre *0* e *1ms*;

b) Calcule a largura do impulso positivo que causa a saturação do OpAmp. Suponha alimentações de *+/-10V*;

c) Determine o valor da resistência a ligar em paralelo com o condensador para limitar o ganho às baixas frequências a *20dB*. Como varia agora v_o entre *0* e *0.5ms*.

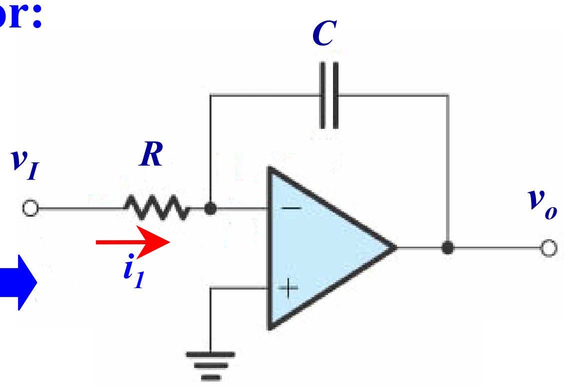




Dimensionamento do integrador:

$R_i = 15K\Omega; \quad f_1 = 1.77KHz$

$$R_i = \frac{v_I}{i_1} = R$$



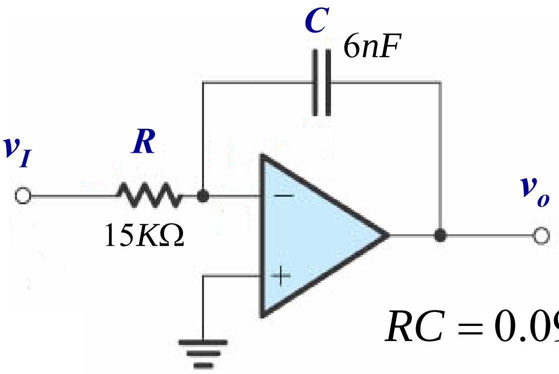
Logo: $R = 15K\Omega$

$$\left|\frac{v_{out}}{v_i}\right| = \frac{1}{\omega CR}$$

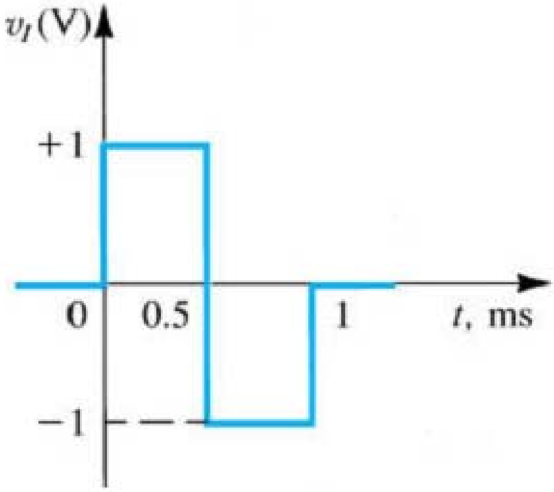
Frequência de ganho é unitário é $\omega_1 = 1/RC$.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi CR} = 1.77KHz \quad \Leftrightarrow \quad C = 6nF$$

a) Calculo de v_o entre *0* e *1ms*:



$$RC = 0.09ms$$



$$v_o = -\frac{1}{RC}\int_0^t v_I dt + v_C(0)$$

Entre *0* e *0.5ms*: $v_o = -\frac{10^3}{0.09}\int_0^t 1dt$

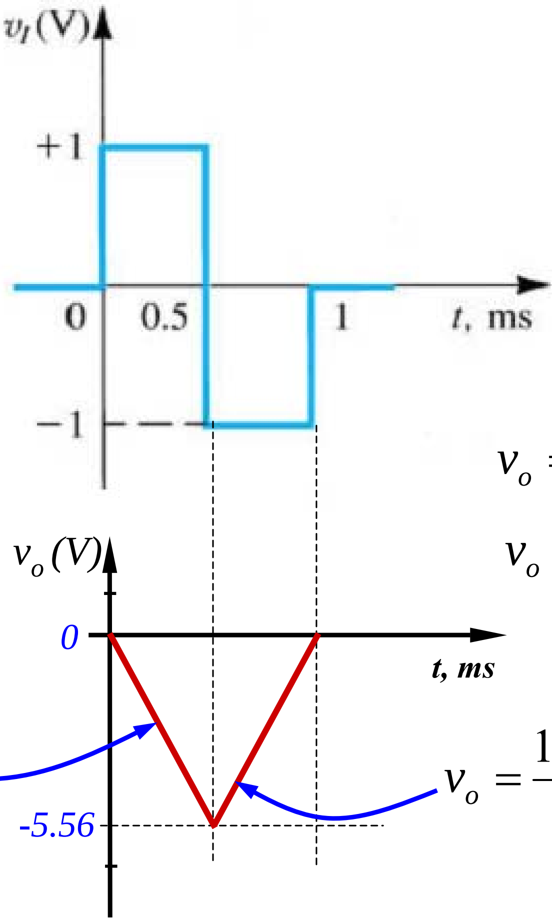
$$v_o = -\frac{100}{9}t \quad V \quad 0 \le t \le 0.5 \,(\text{com } t \text{ em } ms) \qquad v_o(0.5ms) = -5.56V$$

de *0.5* a *1ms*: $v_o = -\frac{10^3}{0.09}\int_{0.5}^t (-1)dt + v_o(0.5ms) = -\frac{100}{9}(-t+0.5) - 5.56$

$$v_o = \frac{100}{9}t - 11.12 \quad V \quad 0.5 \le t \le 1 \,(\text{com } t \text{ em } ms)$$

a) Calculo de v_o entre *0* e *1ms*:

Repare-se como o resultado da integração entre *0* e *1ms* é zero: as áreas de v_I cancelam-se; O integrador é perfeito.



em *t = 1ms*:

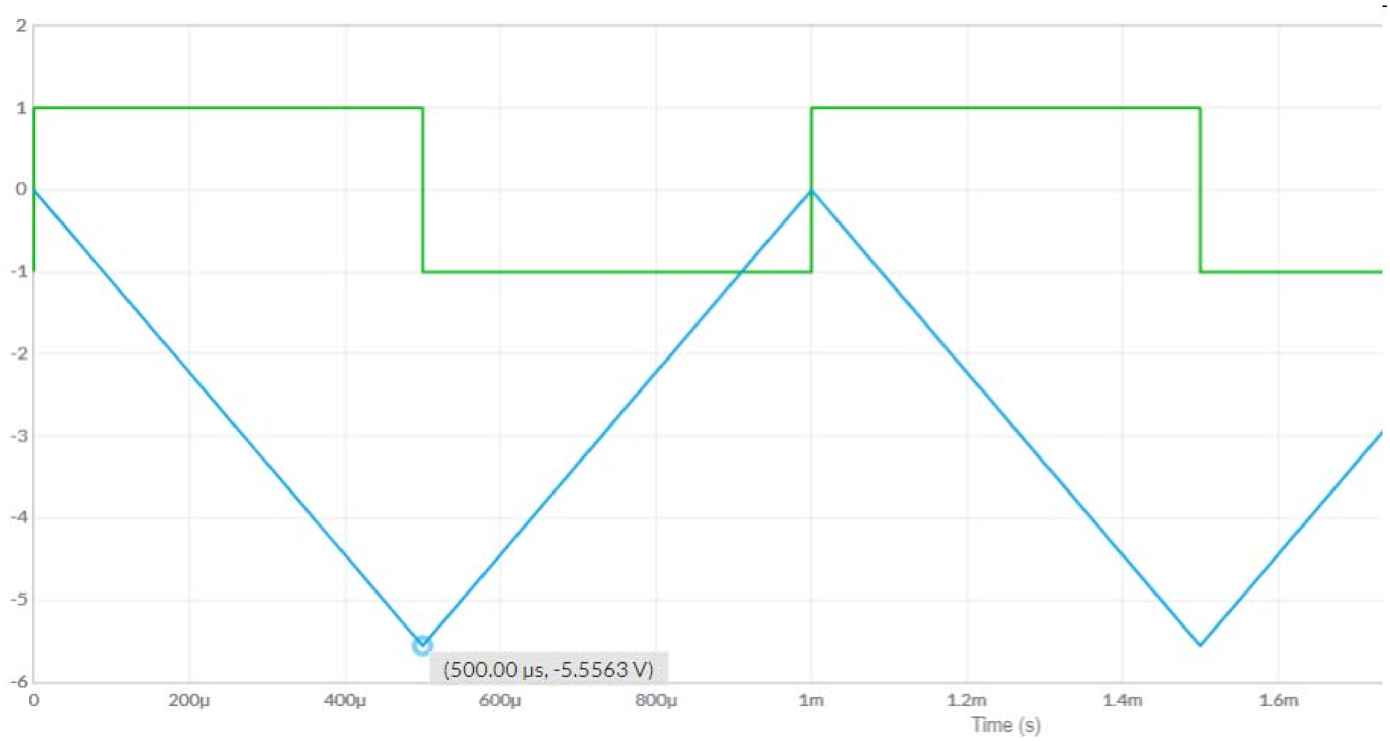
$$v_o = \frac{100}{9}(1) - 11.12 \quad V$$

$$v_o = 0V$$

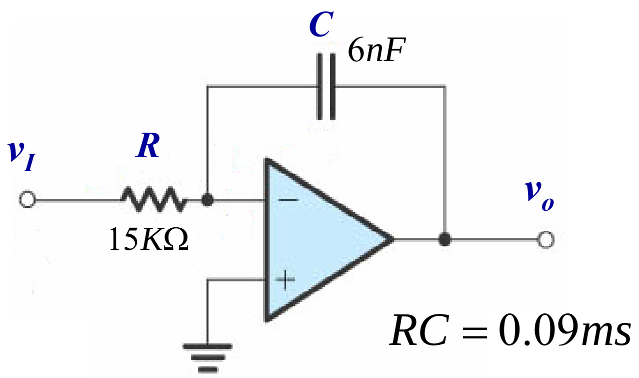
$$v_o = -\frac{100}{9}t \quad V$$

$$v_o = \frac{100}{9}t - 11.12 \quad V$$

Resultado Multisim v_I : -1/+1V; 1KHz



b) Largura do impulso positivo que causa a saturação. alimentações: *+/-10V*.



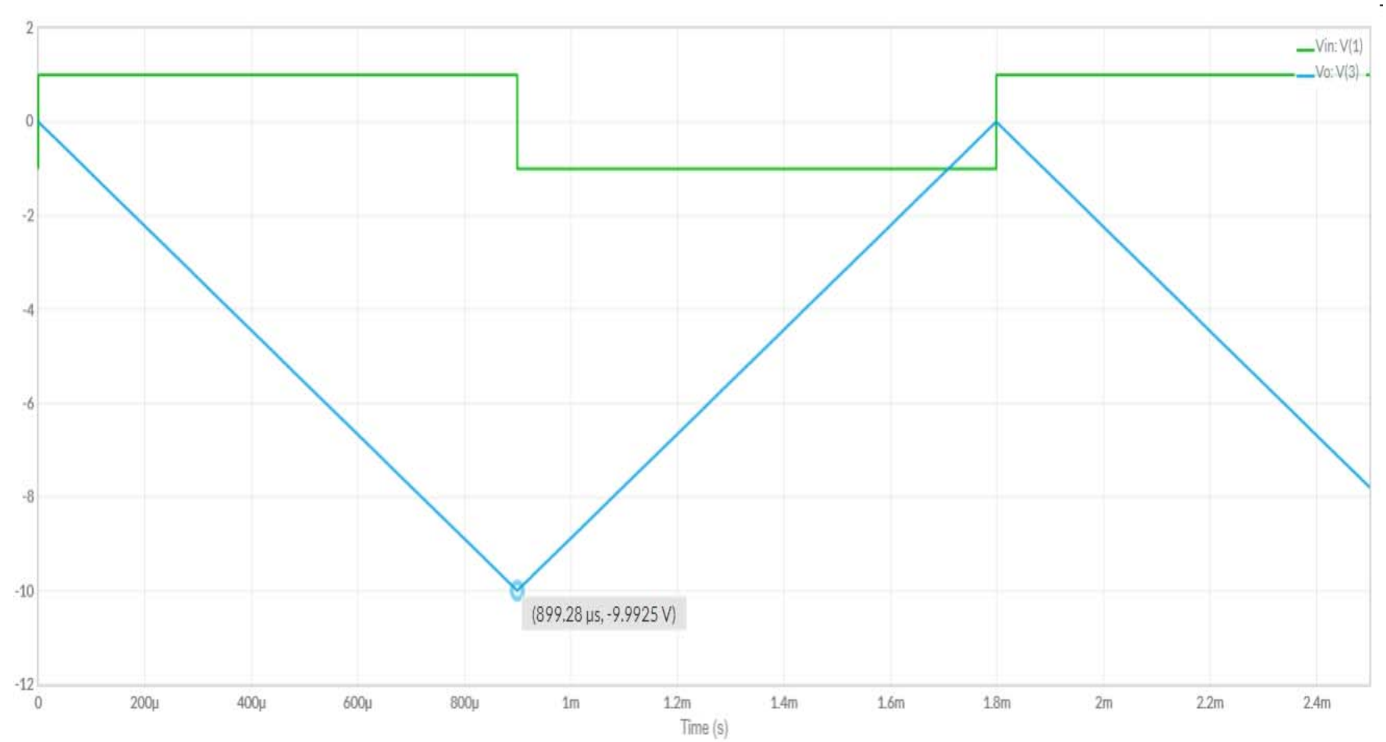
O limiar da saturação é atingido se v_o descer até *–10V*.

Usando $$v_o = -\frac{100}{9}t \quad V \quad 0 < t < 0.5$$

$$v_o = -\frac{100}{9}t = -10 \quad \Leftrightarrow \quad t = 0.9ms$$

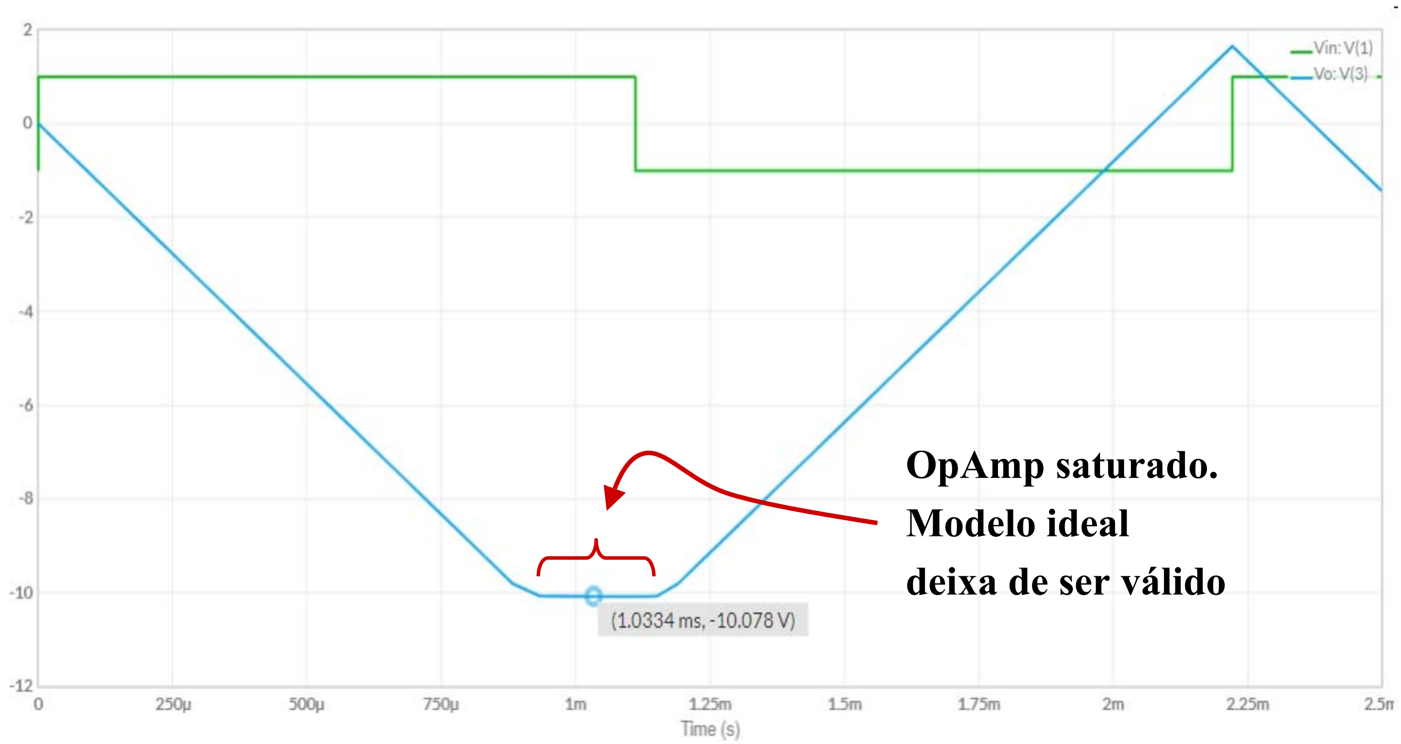
Portanto para um período de v_I de *1.8ms*, o OpAmp atinge o limiar de saturação negativo (*–10V*)

Resultado Multisim v_I : -1/+1V; 556Hz (T = 1.8ms)

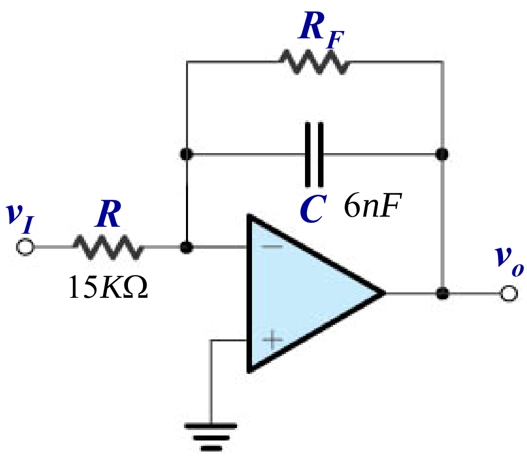


Resultado Multisim v_I : -1/+1V; 450Hz (T = 2.2ms)

Se aumentarmos mais o período de v_I, obtemos:



c) Valor da resistência, R_F, a ligar em paralelo com o condensador para ganho às baixas frequências a $20dB$.

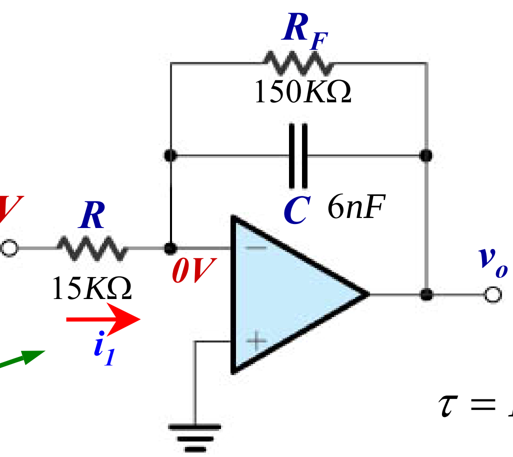


Como vimos: $$\left|\frac{v_o}{v_i}\right|_{\omega=0} = \frac{R_F}{R}$$

$$20\log\frac{R_F}{R} = 20dB$$

$$\Leftrightarrow \frac{R_F}{R} = 10 \quad \Leftrightarrow \quad R_F = 150K\Omega$$

c) Como varia agora v_o entre 0 e $0.5ms$.



$$i_1 = \frac{1V}{R}$$

A corrente i_1 vai agora dividir-se entre C e R_F.

Agora o problema reduz-se à resposta completa dum circuito RC, em que

$$\tau = R_F C = 0.9ms \quad \textbf{e} \quad v_0 = v_0(\infty) + Ke^{-t/\tau}$$

para $t = \infty \Rightarrow v_0(\infty) = -\dfrac{R_F}{R} v_I \Leftrightarrow v_0(\infty) = -10V$

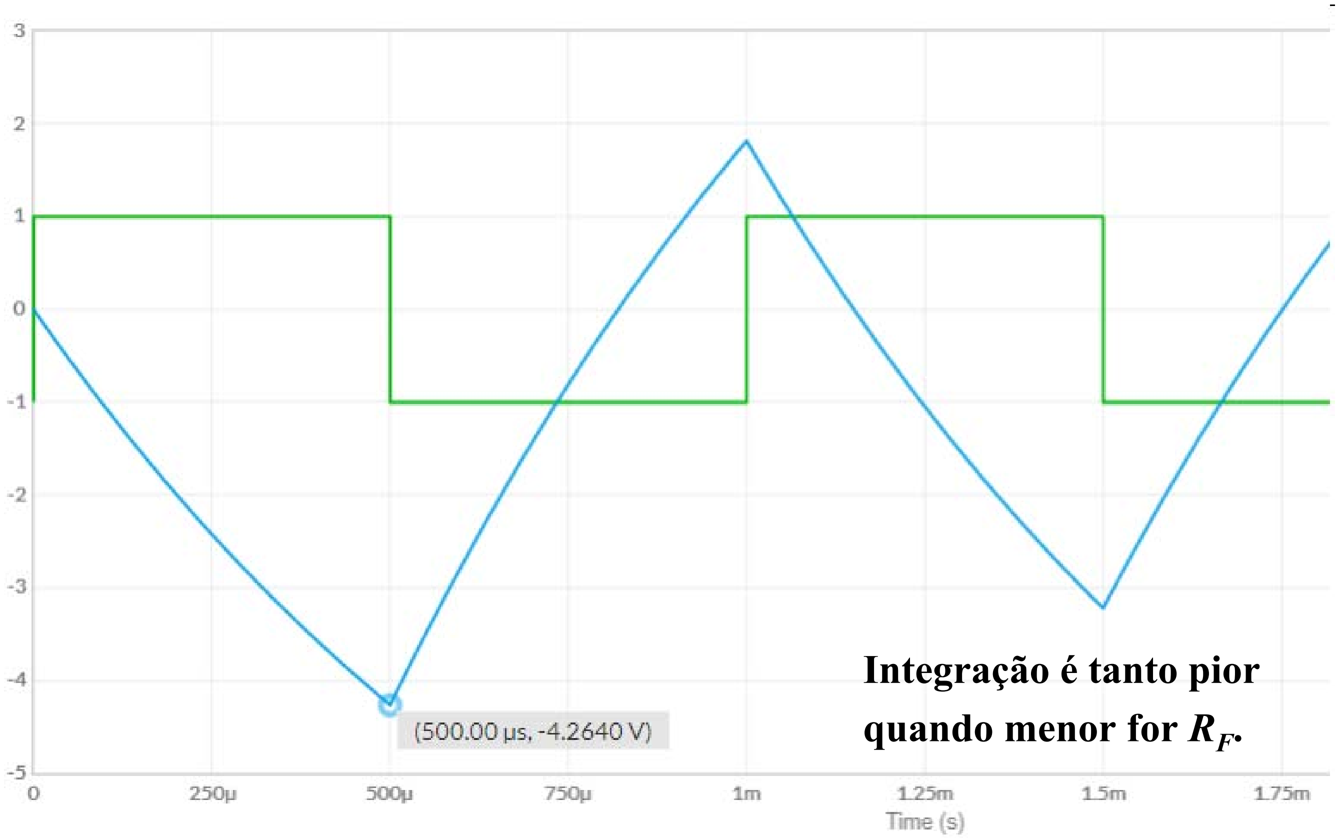
como $v_0(0) = 0V \qquad 0 = -10 + Ke^{-0/\tau} \Leftrightarrow K = 10V$

pelo que $v_0 = -10\left(1 - e^{-t/\tau}\right) V \quad 0 \le \text{t} \le 0.5 \text{ (com } t \text{ em } ms)$

para $t = 0.5ms \qquad v_0(0.5ms) = -4.26V$

Resultado Multisim

v_I : *-1/+1V; 1KHz* com R_F = *150K*



Integração é tanto pior quando menor for R_F.