Eletrônica Básica II

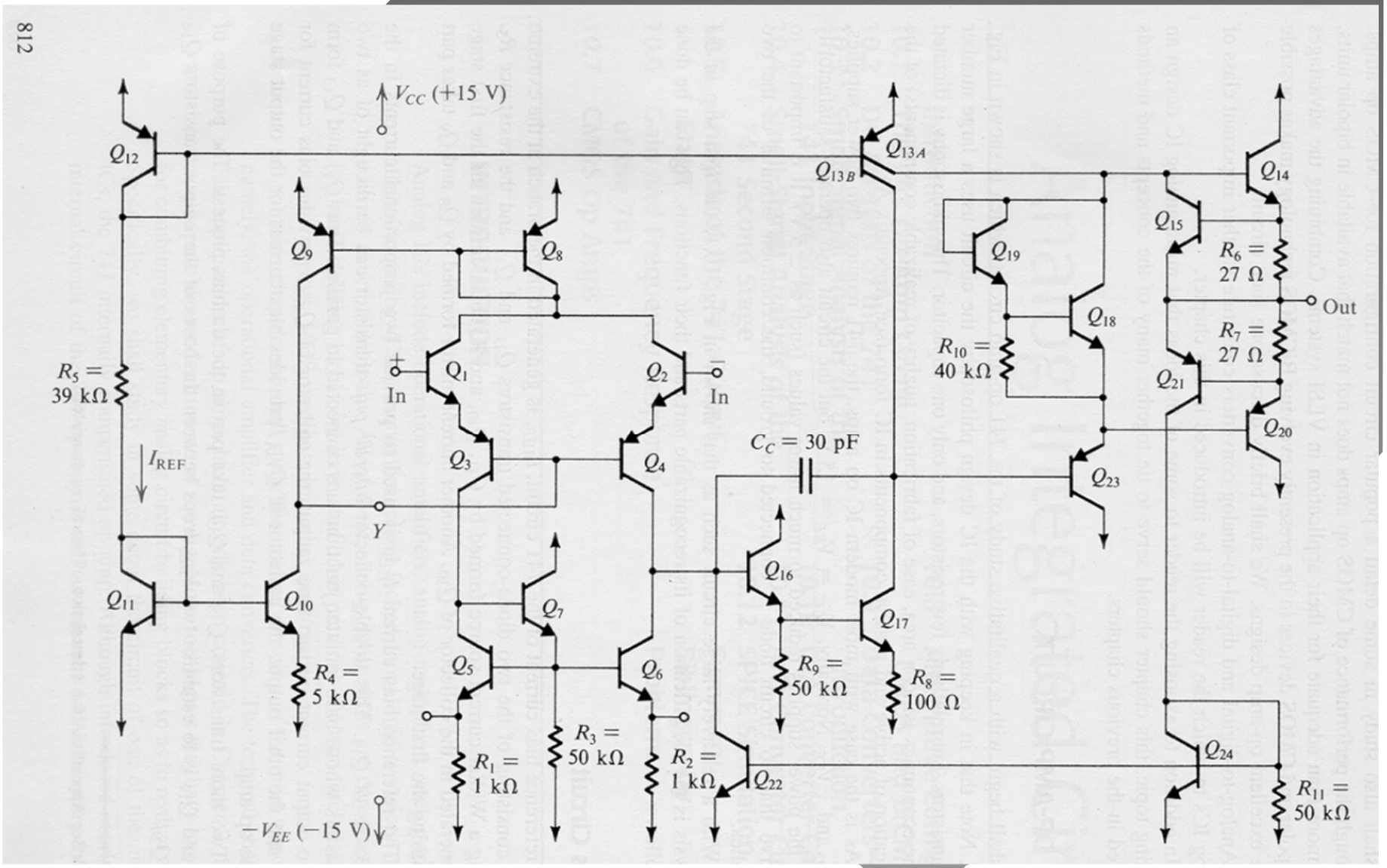
Amplificadores Diferenciais e Multiestágio

DALE CARNEGIE® TRAINING

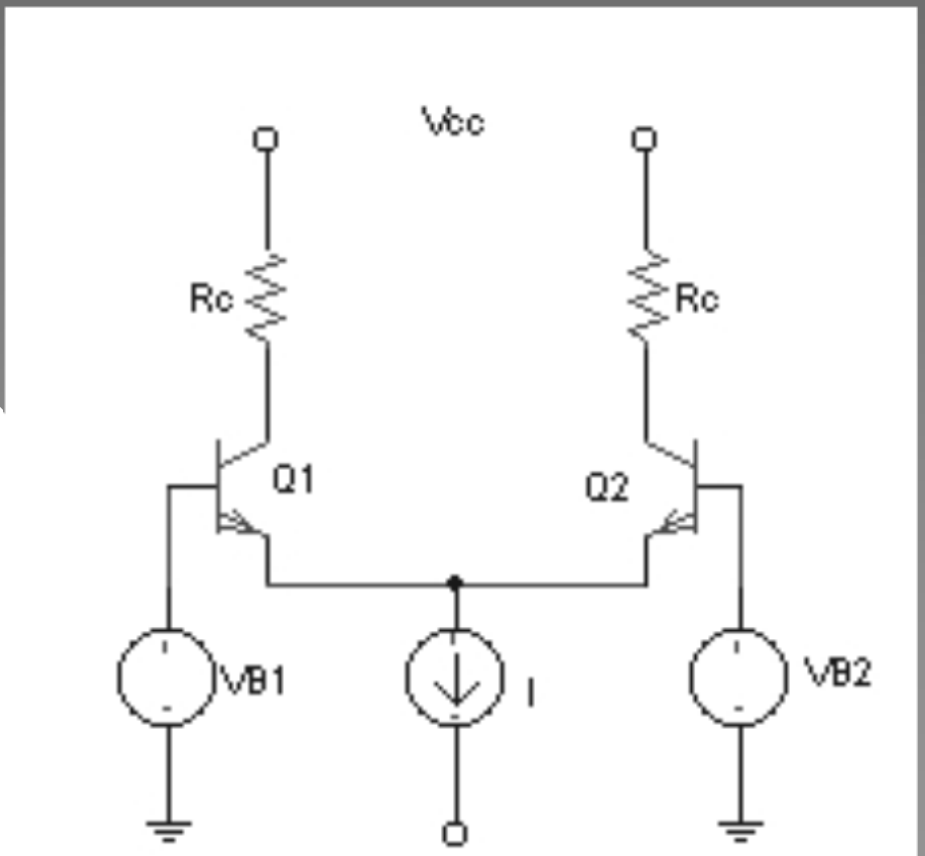
Amplificadores Diferenciais

- O amplificador diferencial é a configuração mais utilizada em circuitos integrados analógicos
- Como exemplo, o estágio de entrada de todo amp. op. é um amplificador diferencial

O Amp. Op. 741 Internamente



O Par Diferencial BJT



O Transistor Bipolar (BJT)

REGIÃO ATIVA

$$i_E = i_B + i_C$$

$$i_C = \beta i_B$$

$$i_B = \frac{i_C}{\beta}$$

$$i_C = \frac{\beta}{\beta+1} i_E \therefore i_C = \alpha i_E$$

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \cong 1$$

REGIÃO ATIVA

$V_B < V_C$

SATURAÇÃO

$I_B > I_C/\beta$ $V_{CE} = 0{,}2$ V

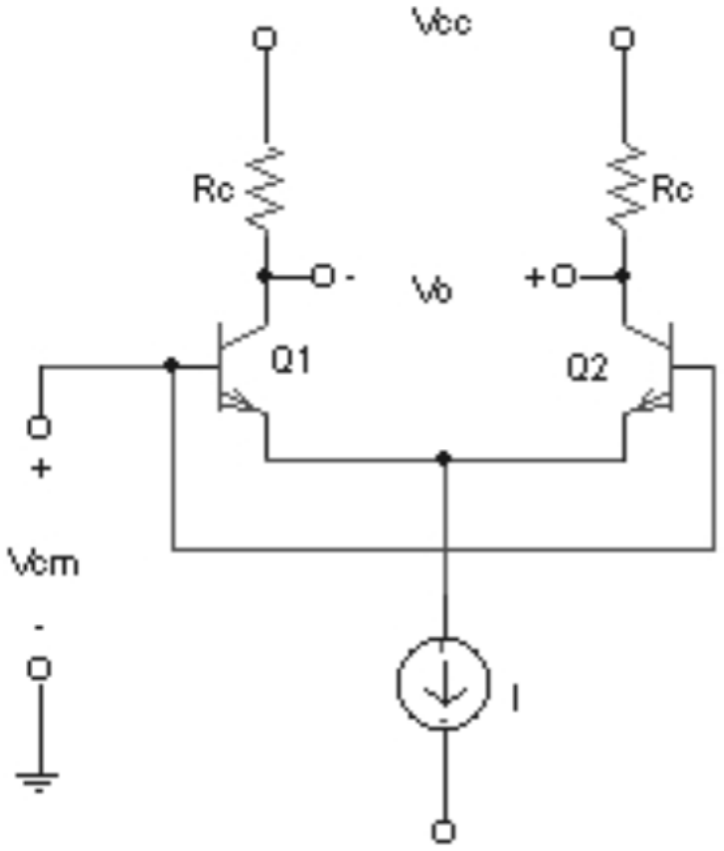
CORTE

$V_{BE} < 0{,}6$ V

De uma forma geral: $i_E = \frac{I_s}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T} \Rightarrow V_{BE} = V_T \ln(\frac{I_C}{I_S})$

β depende de cada transistor. Varia de 100 a 200 para transistores modernos e até 1000 para transistores especiais. Por exemplo, para o BC547A (NPN):125<β<900 e para o BC556A (PNP): 75<β<900.

Resposta à Tensão em Modo Comum



$i_{E1}=i_{E2}=I/2$

$v_E=v_{cm}-0,7$

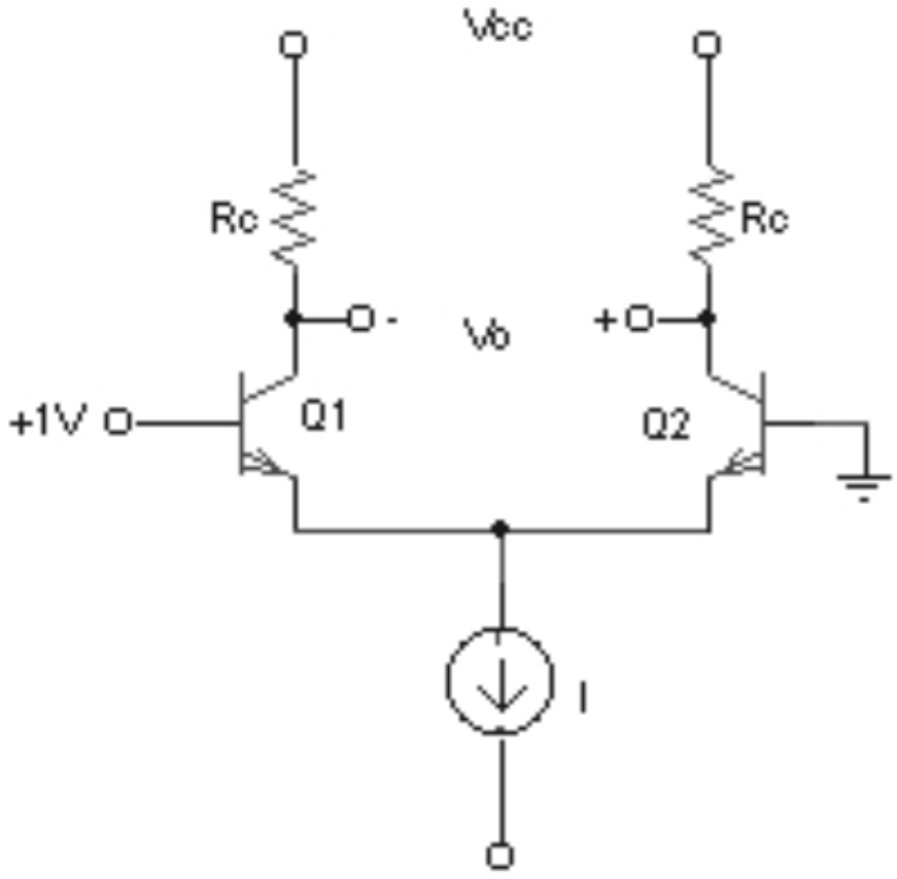
$i_{c1}=i_{c2}=\alpha.I/2$

$v_{c1}=v_{c2}= V_{CC}-\alpha.I/2.R_c$

$v_0=v_{c2}-v_{c1}=0$

- Simulação do circuito usando o MicroSim

Resposta a Grandes Sinais



$v_{B2}=0$ e $v_{B1}=1$ V

Q_2 está cortado e Q_1 está conduzindo

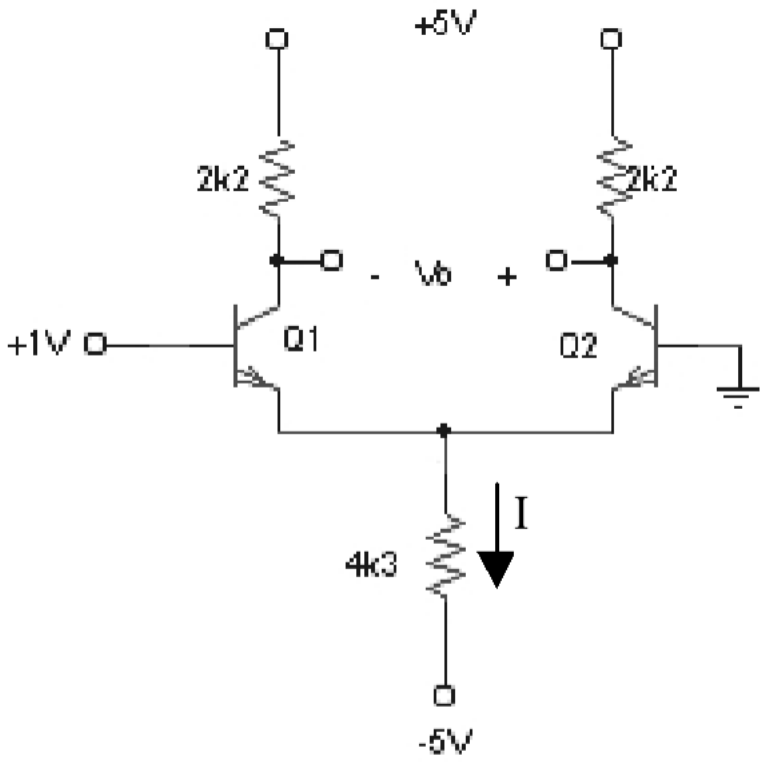
$v_{E1}= 0,3$ V

$v_{c1}=V_{cc}-\alpha.I.R_c$

$v_{c2}=V_{cc}$

$v_0=v_{c2}-v_{c1}=\alpha.I.R_c$

Resposta a Grandes Sinais (Exemplo)



$$I = \frac{0,3-(-5)}{4,3K} = 1,23mA$$

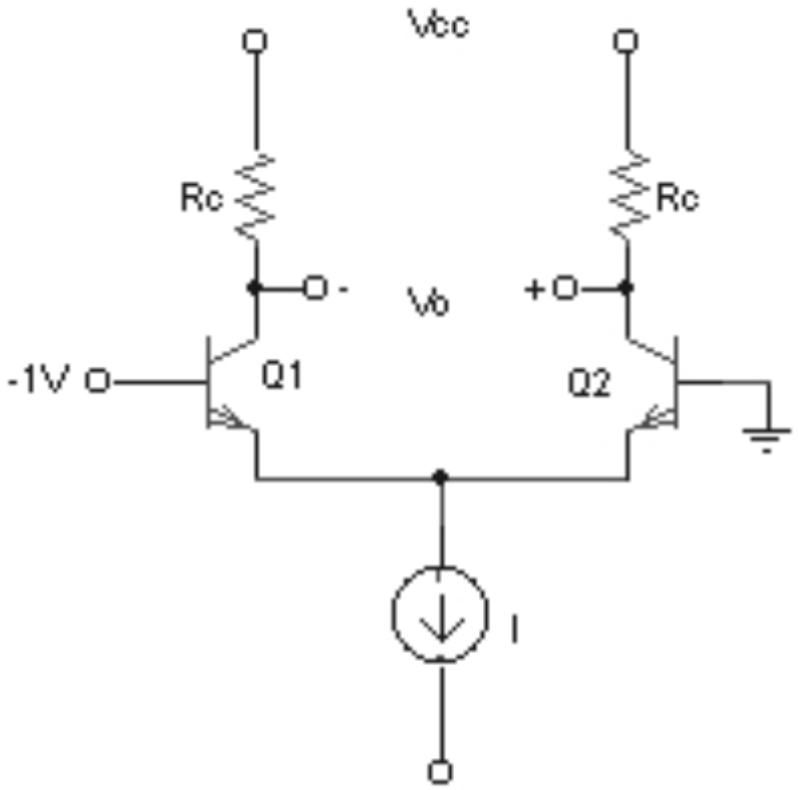
$$v_0 = \alpha I R_C$$

$$v_0 \cong I R_C$$

$$v_0 = 2,7V$$

- Simulação do circuito usando o MicroSim

Resposta a Grandes Sinais



$v_{B2}=0$ e $v_{B1}=-1$ V

Q_1 está cortado e Q_2 está conduzindo

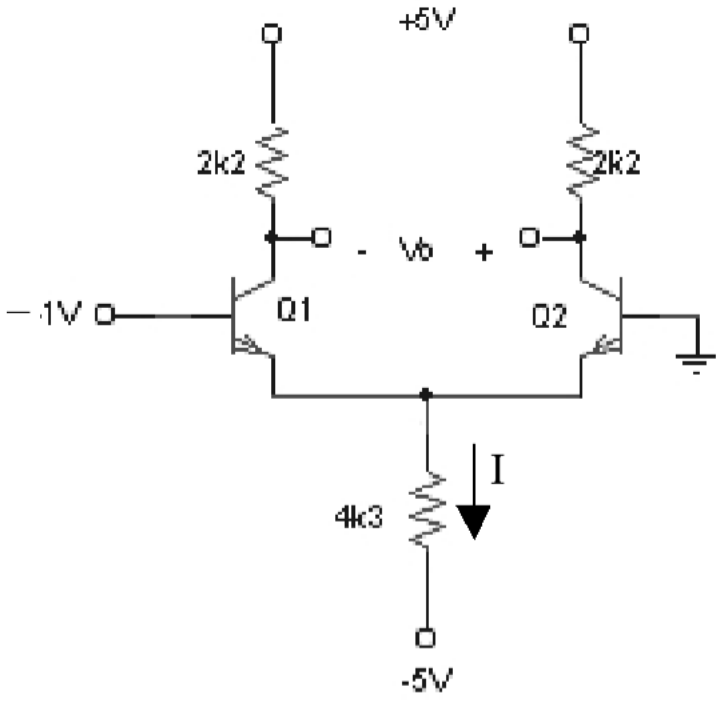
$v_{E1}= -0,7$ V

$v_{c2}=V_{cc}-\alpha.I.R_c$

$v_{c1}=V_{cc}$

$v_0=v_{c2}-v_{c1}=-\alpha.I.R_c$

Resposta a Grandes Sinais (Exemplo)



$v_{c2}=V_{cc}-\alpha.I.R_c$

$v_{c1}=V_{cc}$

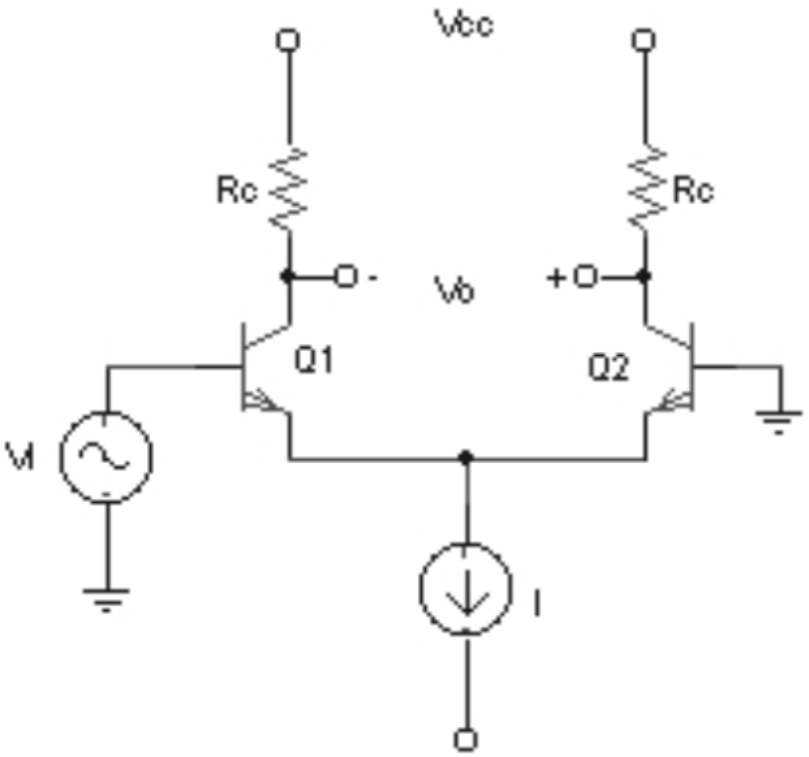
$$v_0 = -\alpha I R_C$$

Como v_E = -0,7 V, temos que:

$$I = 1\,mA \Rightarrow v_0 = -2,2\,V$$

- Simulação do circuito usando o MicroSim

Amplificador de Sinais



v_i=alguns milivolts

$I_{E1}=I/2+\Delta I$

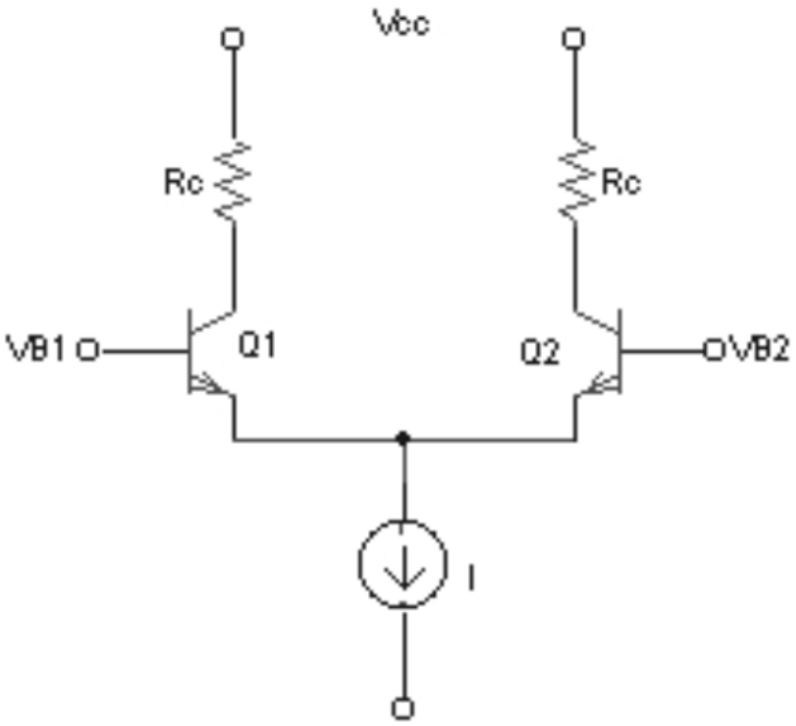
$I_{E2}=I/2-\Delta I$

ΔI é proporcional a v_i

$v_{c1}=V_{cc}-\alpha.I/2.R_c-\alpha.\Delta I.R_c$
$v_{c2}=V_{cc}-\alpha.I/2.R_c+\alpha.\Delta I.R_c$

$v_0=2.\alpha.\Delta I.R_c$

Detalhes de Operação do Amplificador Diferencial



Note que como $i_E = \frac{I_s}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T}$,

então na presença de pequenos e grandes sinais, temos:

$$i_C = I_s e^{v_{BE}/V_T} = I_s e^{(V_{BE}+v_{be})/V_T}$$

$$i_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} . e^{v_{be}/V_T} \Rightarrow i_C = I_C . e^{v_{be}/V_T}$$

$e^{v_{be}/V_T} \cong 1 + \frac{v_{be}}{V_T}$ (para $v_{be} <\cong 10mV$). Então, $i_C = I_C\left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right) = I_C + \frac{I_C}{V_T} v_{be}$

Mas, como $\frac{I_C}{V_T} \cong g_m \Rightarrow \boxed{i_C = I_C + g_m v_{be}}$

Detalhes de Operação do Amplificador Diferencial

$$i_{E1} = \frac{I_s}{\alpha} e^{(v_{B1} - v_E)/V_T}$$

$$i_{E2} = \frac{I_s}{\alpha} e^{(v_{B2} - v_E)/V_T}$$

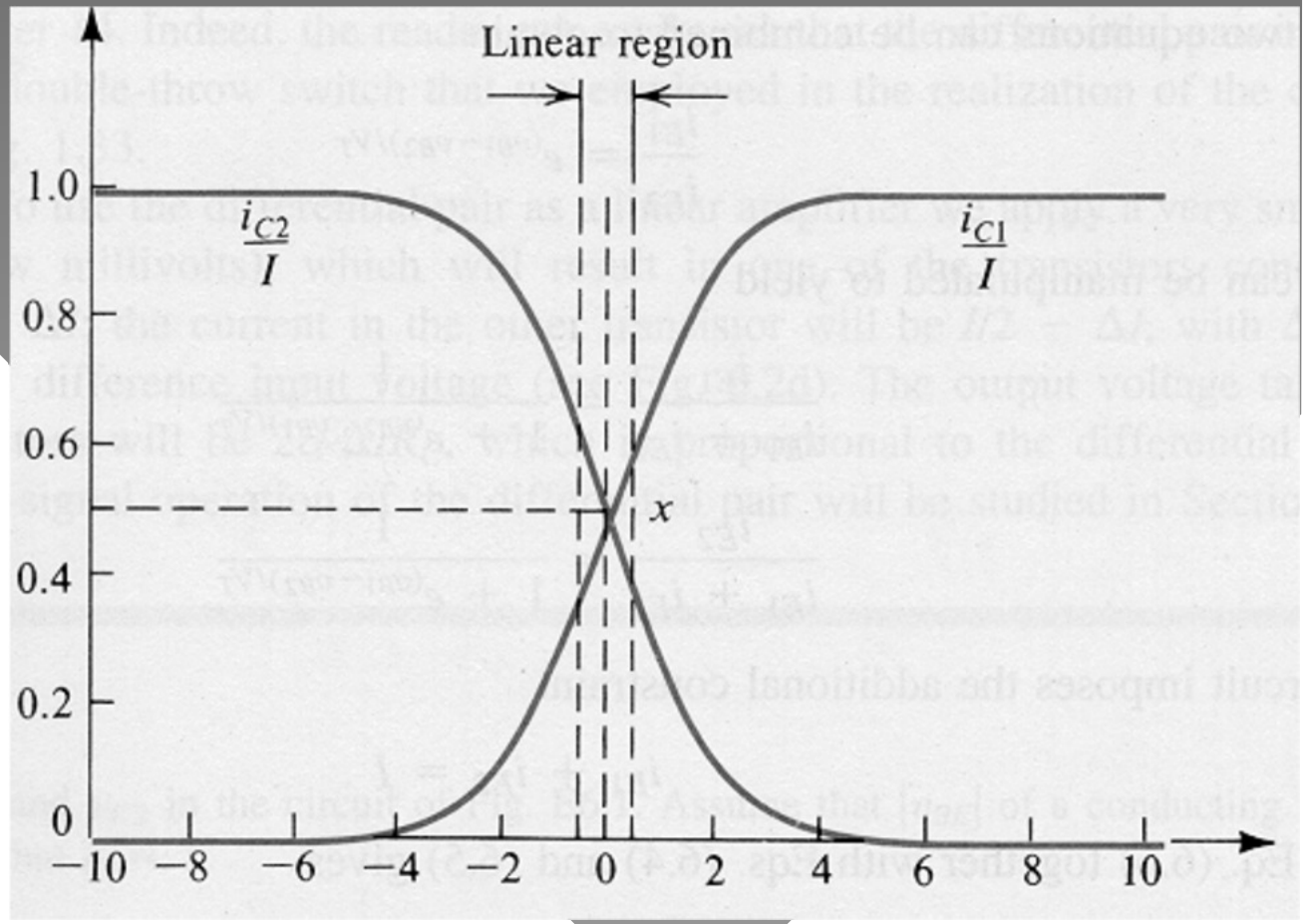
$$i_{E1} + i_{E2} = I$$

$$i_{E1} = \frac{I}{1 + e^{(v_{B2} - v_{B1})/V_T}}$$

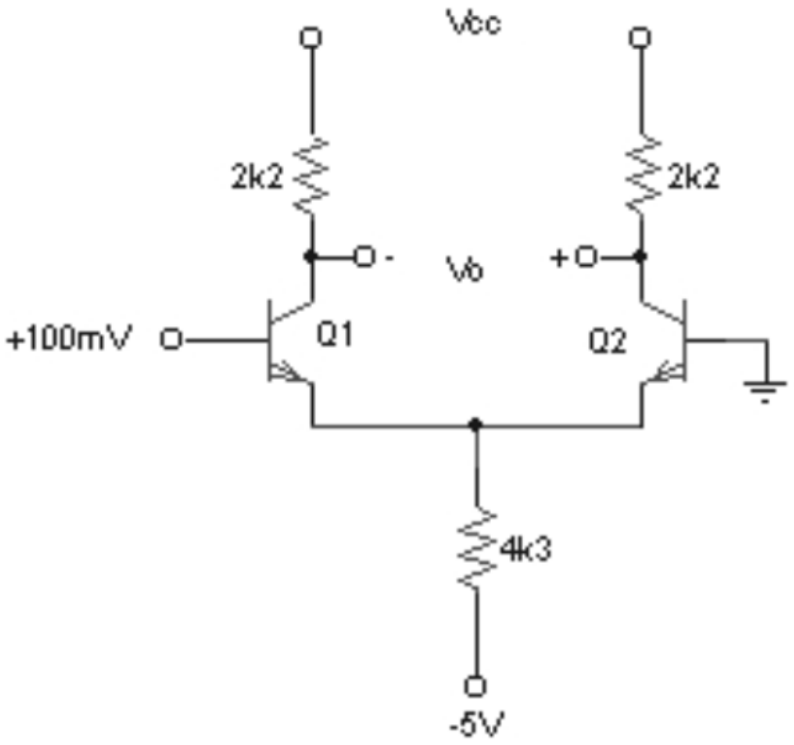
$$i_{E2} = \frac{I}{1 + e^{(v_{B1} - v_{B2})/V_T}}$$

$$i_{C1} = \alpha . i_{E1}$$

$$i_{C2} = \alpha . i_{E2}$$



Amplificador Diferencial (Exemplo)



$$v_{B1} = 100mV$$

$$v_{B2} = 0V \Rightarrow v_{B1} - v_{B2} = 100mV = 4V_T$$

$$i_{E1} = \frac{I}{1 + e^{(v_{B2} - v_{B1})/V_T}} \qquad i_{E2} = \frac{I}{1 + e^{(v_{B1} - v_{B2})/V_T}}$$

$$i_{E2} = 0{,}018I$$
$$i_{E1} = 0{,}982I$$

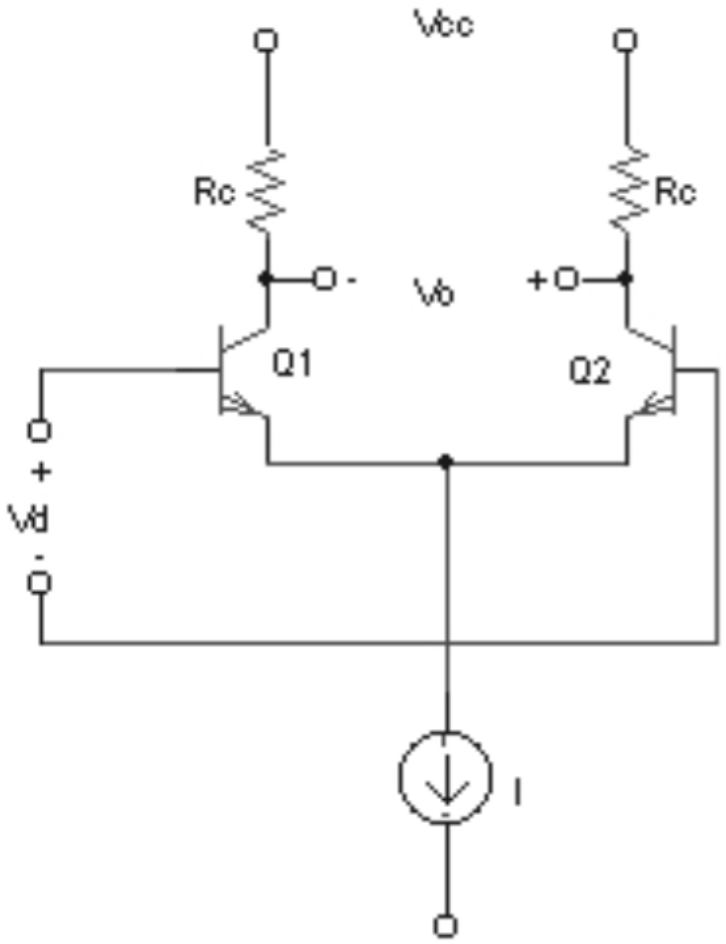
$$I = 1mA \Rightarrow \quad i_{E2} = 0{,}018mA \quad i_{E1} = 0{,}982mA$$

Como $i_{E1} = I/2 + \Delta I$, temos que $\Delta I = 0{,}982 - 0{,}5 \therefore \Delta I = 0{,}482mA$

Assim, como $v_0 \cong 2.\Delta I.R_C = 2 \times 0{,}482 \times 10^{-3} \times 2{,}2 \times 10^3$

$$v_0 \cong 2{,}1V$$

Operação para Pequenos Sinais



$$v_d - v_{BE1} + v_{BE2} = 0$$

$$v_d - V_{BE} - v_{be1} + V_{BE} + v_{be2} = 0 \Rightarrow$$

$$v_d = v_{be1} - v_{be2}$$

$$v_{be1} = v_d/2 \qquad v_{be2} = -v_d/2$$

$$i_{C1} = I_{C1} + i_{c1} = \alpha\frac{I}{2} + g_m\frac{v_d}{2}$$

$$i_{C2} = I_{C2} + i_{c2} = \alpha\frac{I}{2} - g_m\frac{v_d}{2}$$

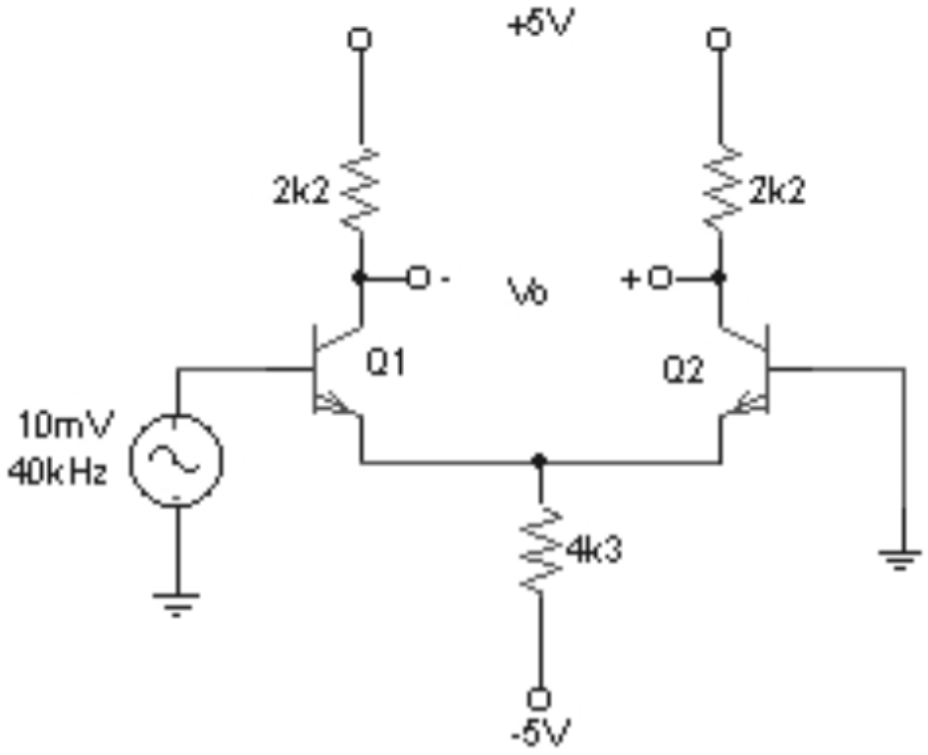
$$v_{C1} = V_{CC} - \alpha\frac{I}{2}R_C - g_m\frac{v_d}{2}R_C$$

$$v_{C2} = V_{CC} - \alpha\frac{I}{2}R_C + g_m\frac{v_d}{2}R_C$$

$$v_0 = v_{C2} - v_{C1} \Rightarrow v_0 = g_m R_C v_d$$

$$A_d \equiv \frac{v_0}{v_d} = g_m R_C$$

Amplificador de Pequenos Sinais (Exemplo)



$$v_0 = g_m R_C v_d$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \cong \frac{I_E}{V_T} = \frac{I/2}{V_T} = \frac{1\times10^{-3}/2}{25\times10^{-3}} \Rightarrow$$

$$g_m = 0{,}02\ A/V$$

$$v_0 = 0{,}02 \times 2{,}2\times10^{3} \times 10 \times 10^{-3}$$

$$v_0 = 0{,}44V$$

$$A_d = \frac{v_0}{v_d} = \frac{440\times10^{-3}}{10\times10^{-3}}$$

$$A_d = 44\ V/V$$

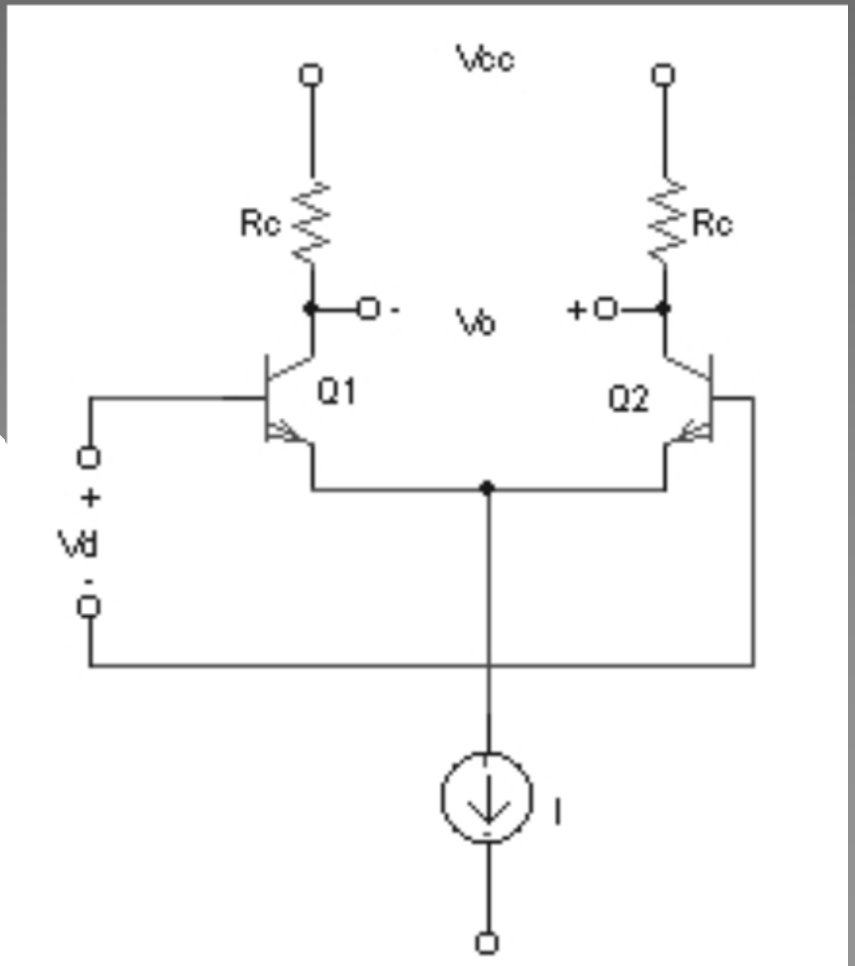
- Simulação do circuito usando o MicroSim

Eletrônica Básica II

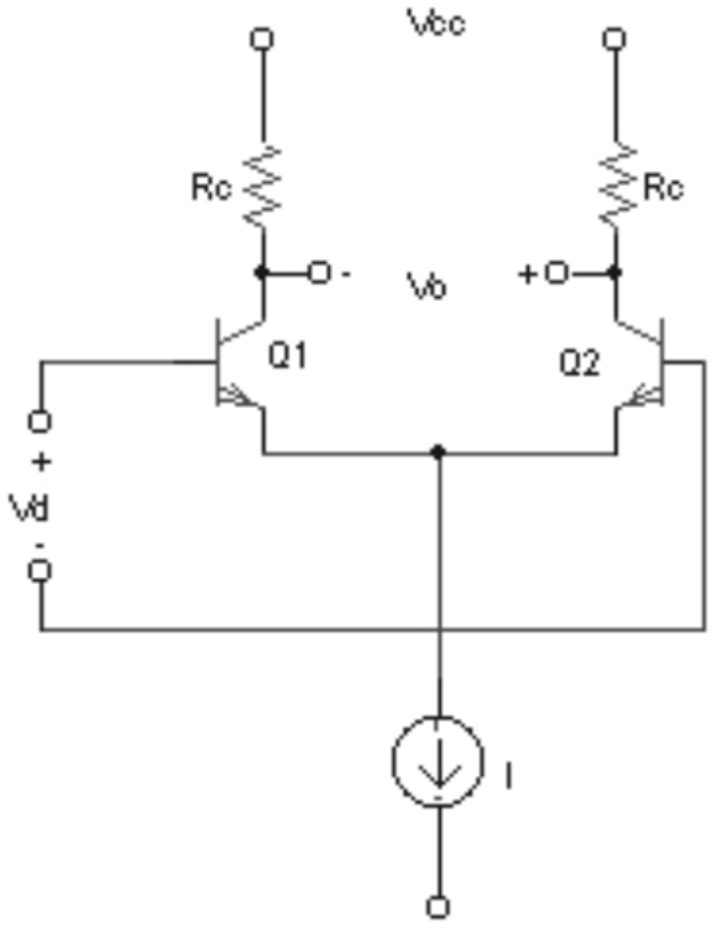
Amplificadores Diferenciais e Multiestágio

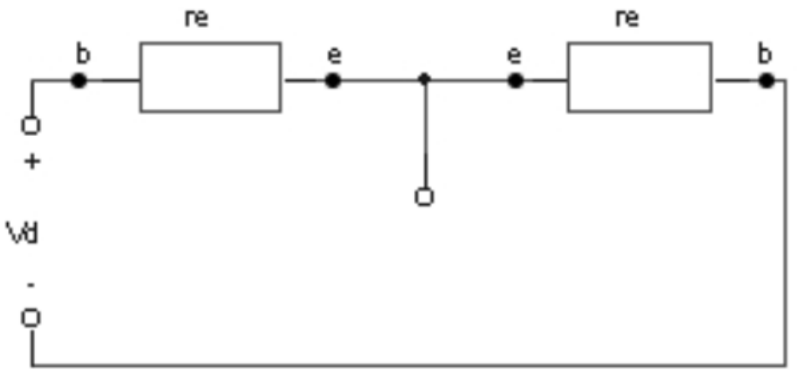
DALE CARNEGIE® TRAINING

Amplificador de Sinais



Operação com Pequenos Sinais (usando modelo de pequenos sinais)





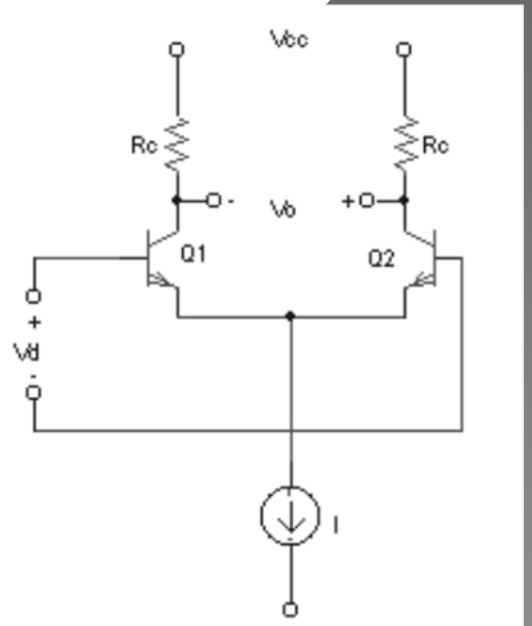
$$i_e = \frac{i_c}{\alpha}$$

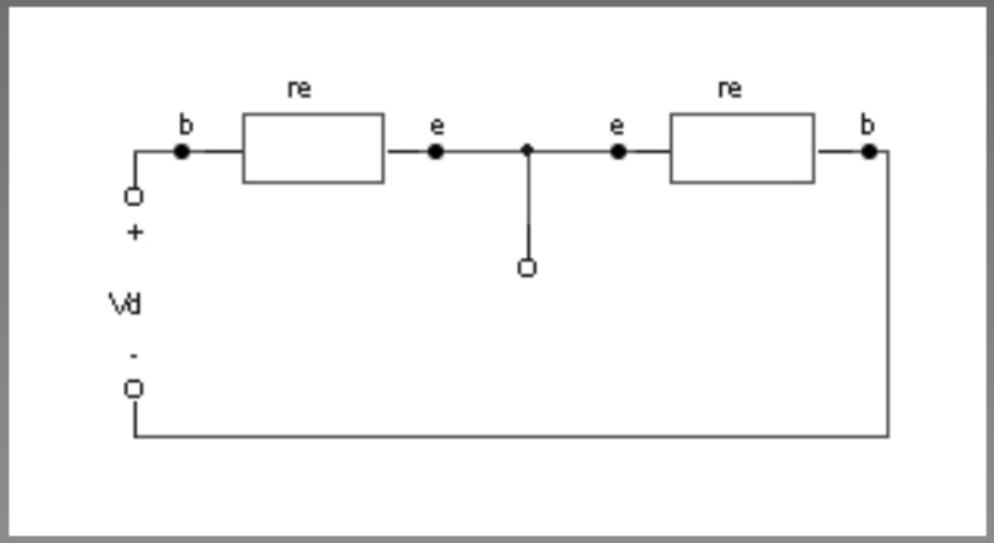
$$i_c = g_m v_{be} = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

$$i_e = \frac{I_C}{\alpha V_T} v_{be} \Rightarrow i_e = \frac{I_E}{V_T} v_{be} \Rightarrow \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{V_T}{I_E}$$

$$r_e \equiv \frac{v_{be}}{i_e} = \frac{V_T}{I_E}$$

Operação com Pequenos Sinais (usando modelo de pequenos sinais)





$$i_e = \frac{v_d}{2r_e}$$

$$i_{c1} = \alpha \frac{v_d}{2r_e}$$

$$i_{c2} = -\alpha \frac{v_d}{2r_e}$$

$$v_{C1} = 0 - \alpha \frac{v_d}{2r_e} R_C \Rightarrow$$

$$v_{C1} = -\alpha \frac{v_d}{2r_e} R_C$$

$$v_{C2} = 0 + \alpha \frac{v_d}{2r_e} R_C \Rightarrow$$

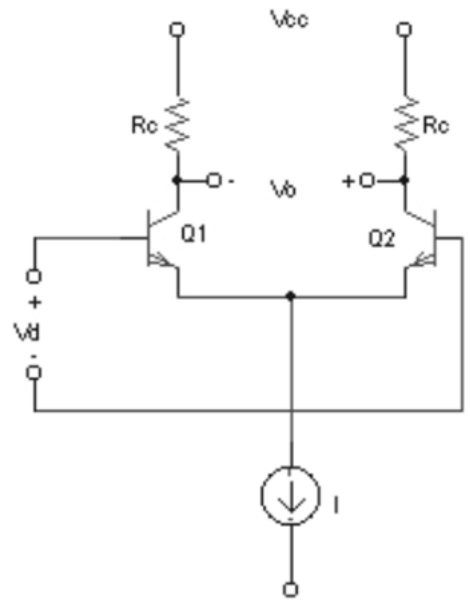
$$v_{C2} = \alpha \frac{v_d}{2r_e} R_C$$

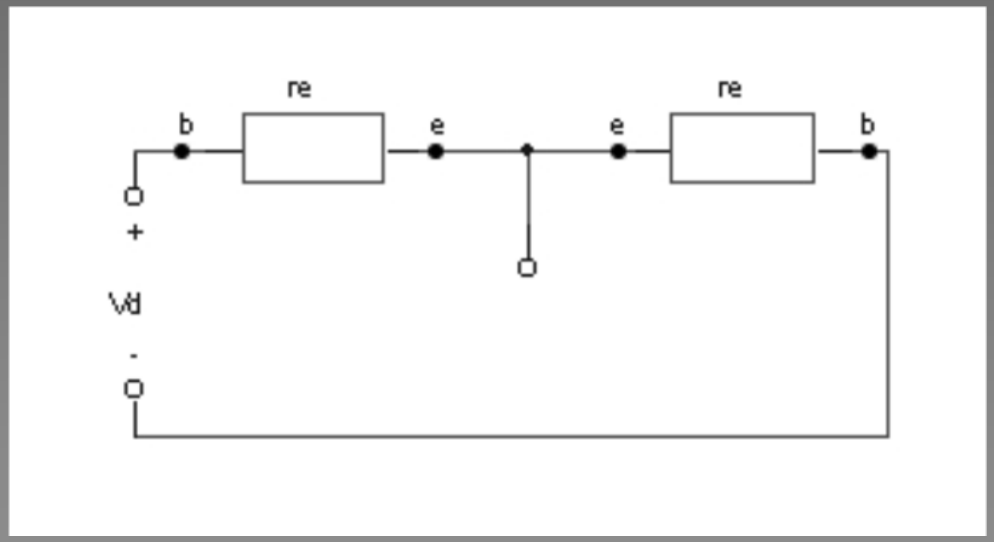
$$v_0 = \alpha \frac{v_d}{r_e} R_C$$

$$A_d \equiv \frac{v_0}{v_d} \cong \frac{R_C}{r_e}$$

$$A_d \cong \frac{2R_C}{2r_e}$$

Operação com Pequenos Sinais (usando modelo de pequenos sinais)



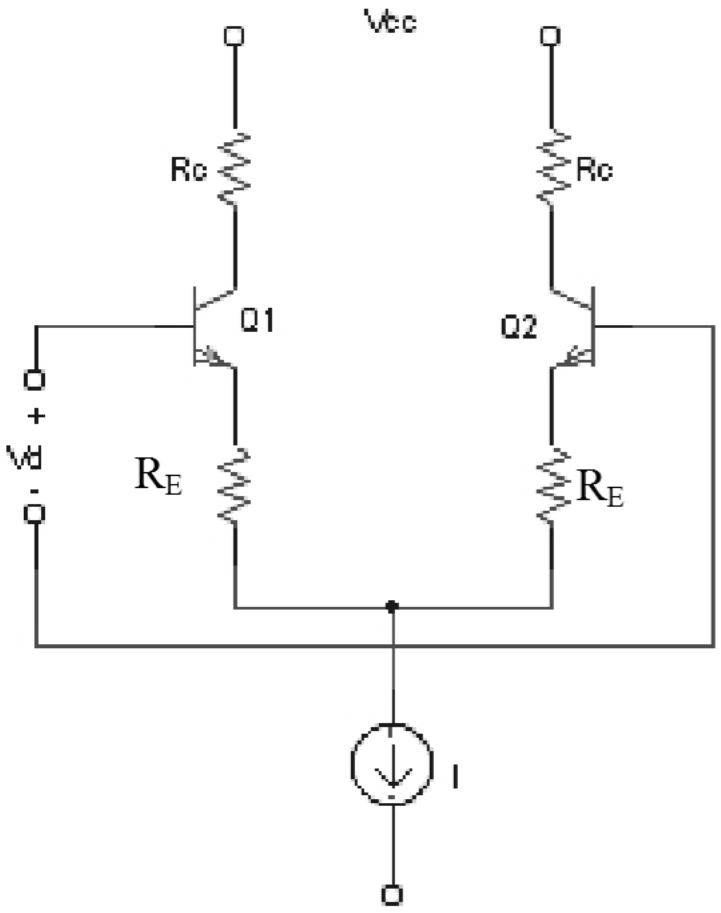


$$v_0 = \alpha \frac{v_d}{r_e} R_C$$

Note que como $r_e = \frac{V_T}{I_E} \Rightarrow v_0 = \alpha \frac{v_d}{V_T / I_E} R_C = \frac{\alpha I_E v_d R_C}{V_T}$

Assim, $v_0 = \frac{I_C}{V_T} v_d R_C \Rightarrow \boxed{v_0 = g_m R_C v_d}$, tal como obtido anteriormente!

Amplificador Diferencial (com resistências nos emissores)



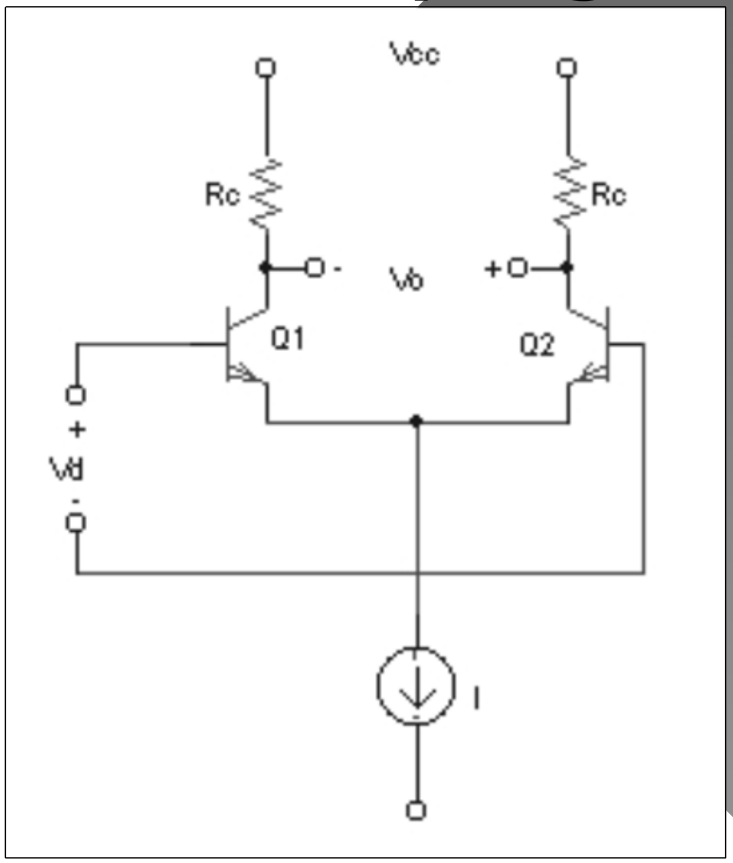
$$i_e = \frac{v_d}{2r_e + 2R_E}$$

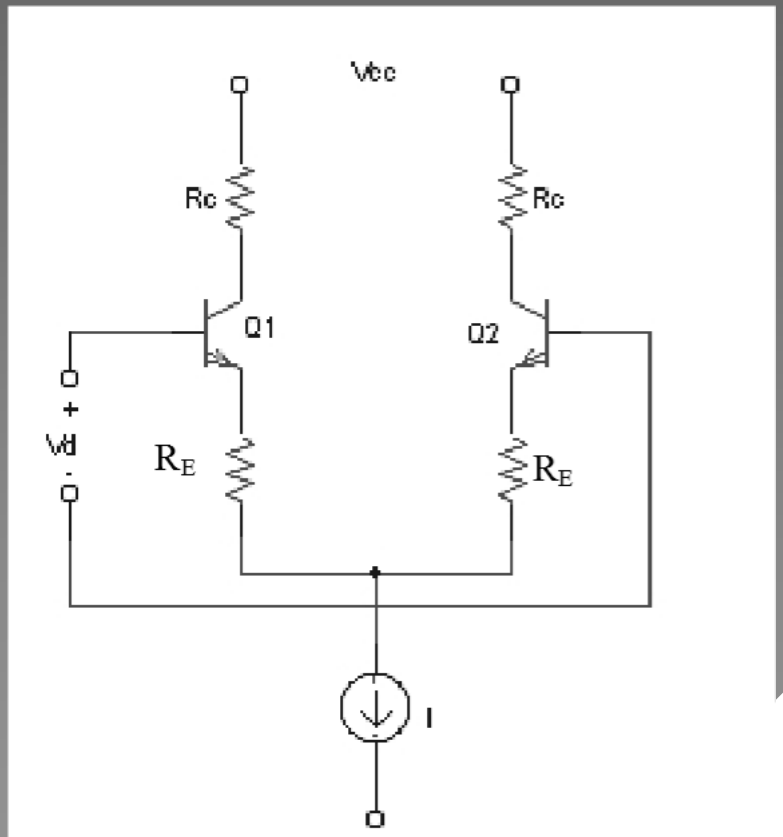
$$v_0 = \frac{\alpha R_C}{R_E + r_e} v_d$$

$$A_d \cong \frac{R_C}{R_E + r_e}$$

$$A_d = \frac{2R_C}{2r_e + 2R_E}$$

Amplificador Diferencial (Regra do Ganho)





"o ganho de tensão diferencial (A_d) é igual à relação entre a resistência total nos coletores ($2R_C$) e a resistência total nos emissores ($2r_e$, ou $2r_e+2R_E$ se houver resistência nos emissores)." De um forma geral, $A_d \cong \frac{2R_C}{2(r_e + R_E)}$.

Amplificador Diferencial (Exemplo)

Projete um amplificador diferencial que forneça uma tensão de saída diferencial de 1 V para sinal de entrada diferencial de 10 mV.

Estão disponíveis, uma fonte de corrente de 1 mA e uma fonte de tensão de 10 V. Qual a máxima tensão de entrada em modo comum para este projeto?

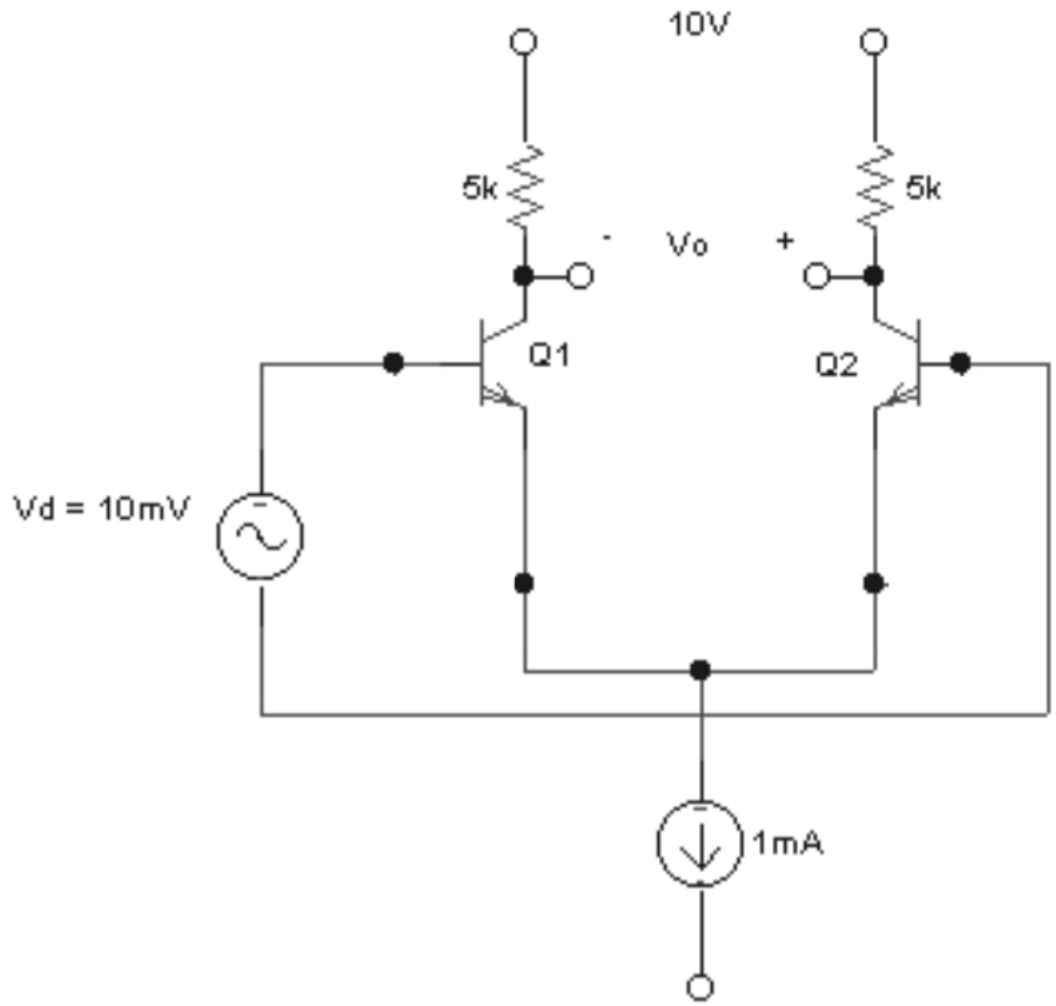
Amplificador Diferencial (Exemplo)

Como v_0=1 V e v_d=10 mV, então o amplificador diferencial deve ter um ganho A_d de 100 V/V.

Por outro lado, sabemos que $A_d \cong \frac{\sum \text{Resistências dos coletores}}{\sum \text{Resistências dos emissores}}$ e se não colocarmos resistências nos emissores, $A_d \cong \frac{2R_C}{2r_e} \Rightarrow \frac{R_C}{r_e} = 100$.

Como I=1 mA $\Rightarrow$ I_E=0,5 mA, o valor de r_e pode ser obtido de $r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25x10^{-3}}{0{,}5x10^{-3}} = 50\Omega$, o que implica que R_c=5 kΩ

Amplificador Diferencial (Exemplo)



Note que ambas as bases devem estar polarizadas por uma tensão v_{CM}

Cálculo de V_{CM}max

A máxima tensão em modo comum (v_{CM}) pode ser obtida sabendo-se que como os transistores devem operar como amplificador, eles devem estar na região ativa. Isto implica que $v_B \leq v_C$,

Então, para o transistor Q_1, temos que $v_{B1} \leq v_{C1}$. Mas $v_{B1} = v_{CM} + \frac{v_d}{2}$. Por outro lado, $v_{C1} = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - g_m R_C \frac{v_d}{2}$. Mas $g_m = \frac{I_C}{V_T} = \alpha \frac{I_E}{V_T} = \frac{\alpha}{r_e}$. Assim,

$$v_{C1} = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - \frac{\alpha v_d R_C}{2 r_e} \text{ . Mas } A_d = \alpha \frac{R_C}{r_e}$$

$$v_{C1} = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - A_d \frac{v_d}{2}$$

Aplicando a condição $v_{B1} \leq v_{C1}$, e sabendo que V_{CC}=10 V, v_d=10 mV, I=1 mA, R_C=5 kΩ, A_d=100 V/V e α=1, temos que

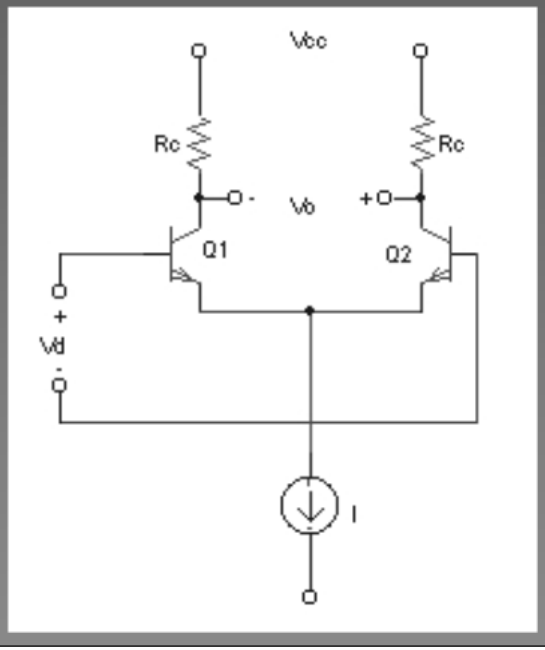
$$v_{CM} + \frac{v_d}{2} \leq V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C - A_d \frac{v_d}{2}$$

$$v_{CM} \leq 6{,}995V$$

Ou seja, $\boxed{v_{CM\,\max} = 6{,}995V}$.

- Simulação do circuito usando o MicroSim

Resistência de Entrada Diferencial

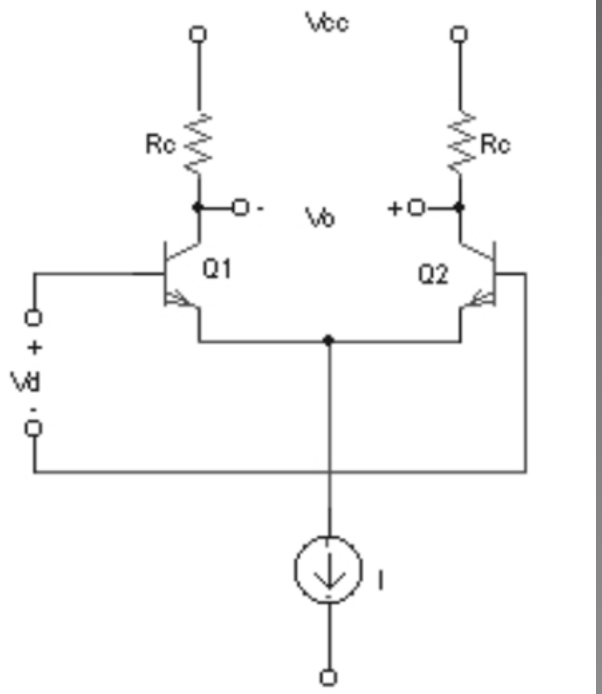


A resistência de entrada de um amplificador diferencial (R_{id}) é a resistência vista entre as duas bases, ou seja, a resistência vista pelo sinal de entrada diferencial, v_d, ou seja, $\boxed{R_{id} \equiv \frac{v_d}{i_b}}$.

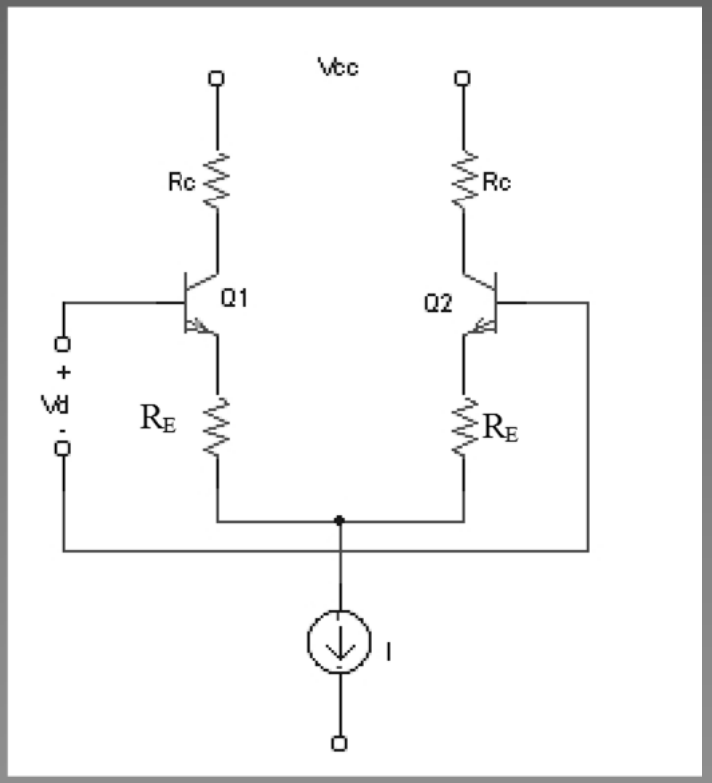
Como sabemos que $\boxed{i_e = \frac{v_d}{2r_e}}$, temos que $\boxed{i_b = \frac{v_d}{(\beta+1)2r_e}}$, então $\boxed{R_{id} = (\beta+1)2r_e}$, que pode ser reescrita como $\boxed{R_{id} = 2r_\pi}$, onde $\boxed{r_\pi = (\beta+1)re}$.

Por outro lado, se houver resistência nos emissores, a resistência de entrada diferencial será dada por $\boxed{R_{id} = (\beta+1)(2r_e + 2R_E)}$.

Regra de Reflexão de Resistência



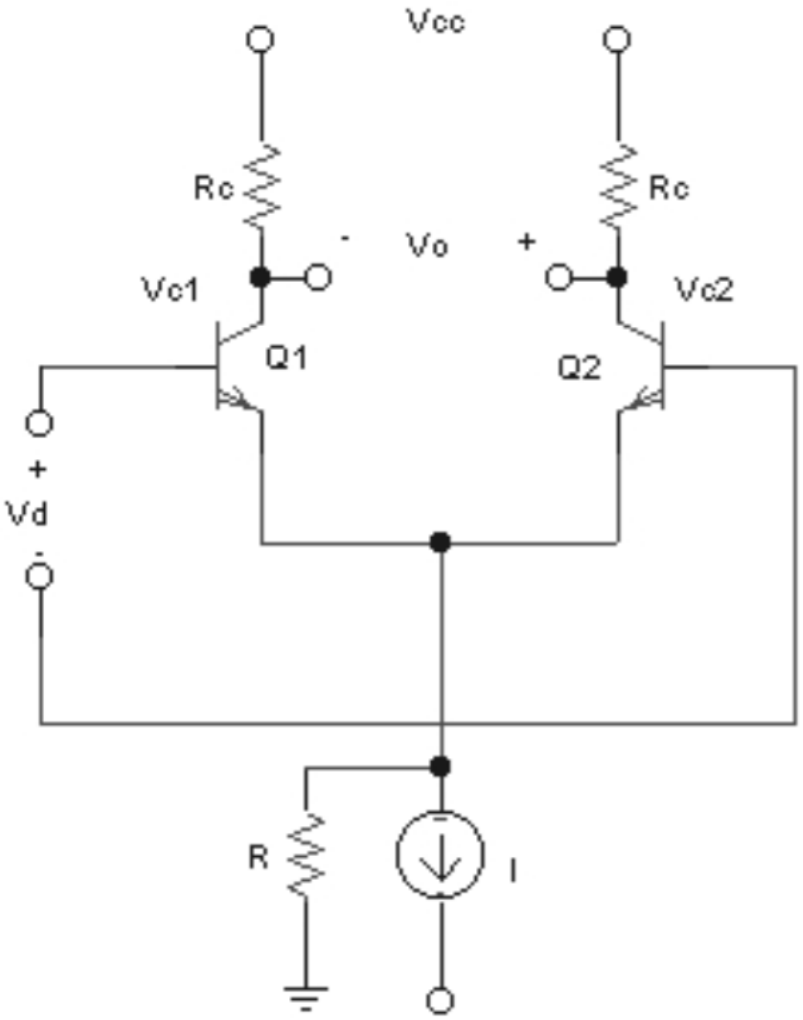
$$R_{id} = (\beta + 1)2r_e$$



$$R_{id} = (\beta + 1)(2r_e + 2R_E)$$

"A resistência vista entre as duas bases (R_{id}) dos transistores do par diferencial é igual à resistência total no circuito emissor ($2r_e$, ou $2r_e+2R_E$ se houver resistência nos emissores) multiplicado por (β+1)."

Meio Circuito Diferencial



Note que se agora tomarmos o sinal de saída
entre o coletor de Q_1 e o coletor de Q_2, ou seja

$v_0 = v_{C1} - v_{C2}$, temos que o ganho diferencial

será dado por $A_d = -g_m R_C$

ou $A_d = -\frac{\alpha R_C}{r_e} \approx \frac{-R_C}{r_e}$

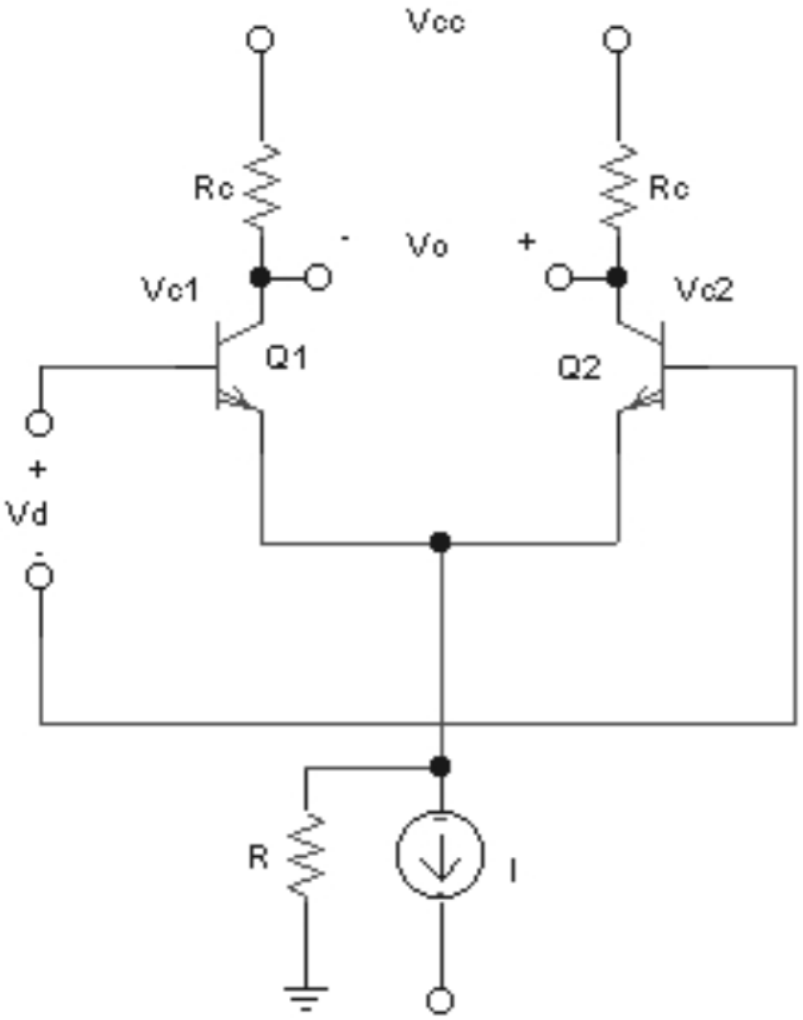
(Válido para saída diferencial e sem R_E).

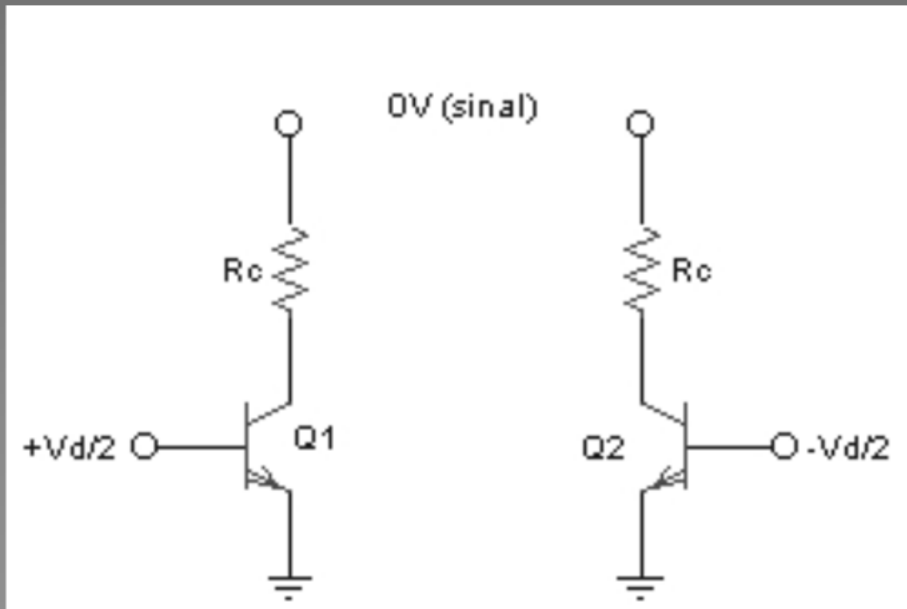
Note também que, para saída simples, tomada apenas no coletor de Q_1, ou seja,

$(v_0 = v_{C1})$, temos que: $\boxed{A_d = -\frac{1}{2} g_m R_C}$

(Válido se não existir R_E).

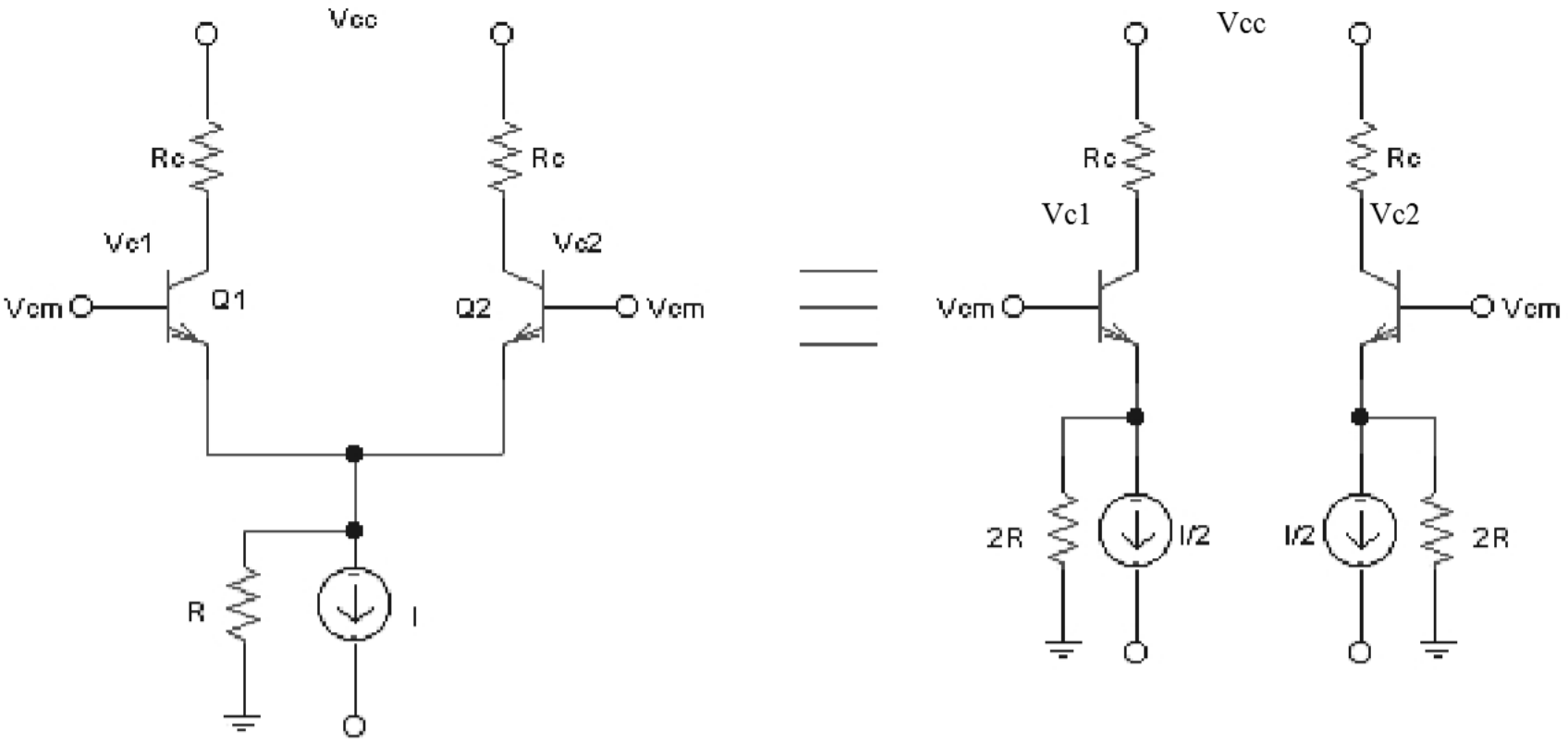
Meio Circuito Diferencial



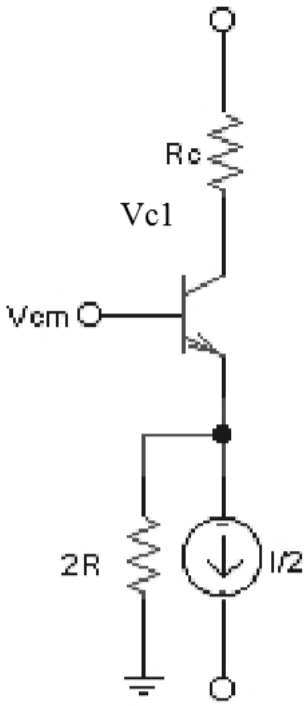


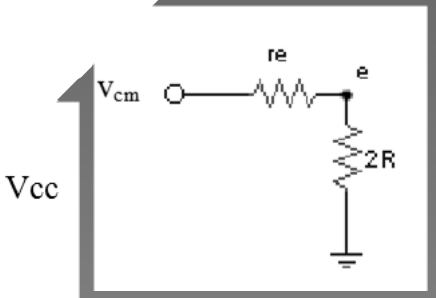
polarizados com corrente I/2.

Meio Circuito em Modo Comum



Taxa de Rejeição ao Modo Comum (CMRR- Common-Mode Rejection Ratio)





$$i_e = \frac{v_{cm}}{r_e + 2R} \Rightarrow i_c = \frac{\alpha . v_{cm}}{r_e + 2R} \Rightarrow v_{c1} = 0 - \frac{\alpha . v_{cm} . R_C}{r_e + 2R}$$

$$v_{c1} = -\frac{\alpha . v_{cm} . R_C}{r_e + 2R} \qquad v_{c2} = -\frac{\alpha . v_{cm} . R_C}{2R} \qquad v_{c1} \cong -\frac{\alpha . v_{cm} . R_C}{2R}$$

$$A_{cm} = \frac{v_{c1}}{v_{cm}} = \frac{v_{c2}}{v_{cm}} = -\frac{\alpha . R_C}{2R} \Rightarrow \qquad A_{cm} \cong \frac{-R_C}{2R}$$

$$CMRR = \left|\frac{A_d}{A_{cm}}\right| = \left|\frac{-\frac{1}{2} g_m R_C}{-\alpha \, R_C / 2R}\right| = \left|\frac{g_m R}{\alpha}\right| \Rightarrow \qquad CMRR \cong g_m R$$

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

Eletrônica Básica II

Amplificadores Diferenciais e Multiestágio

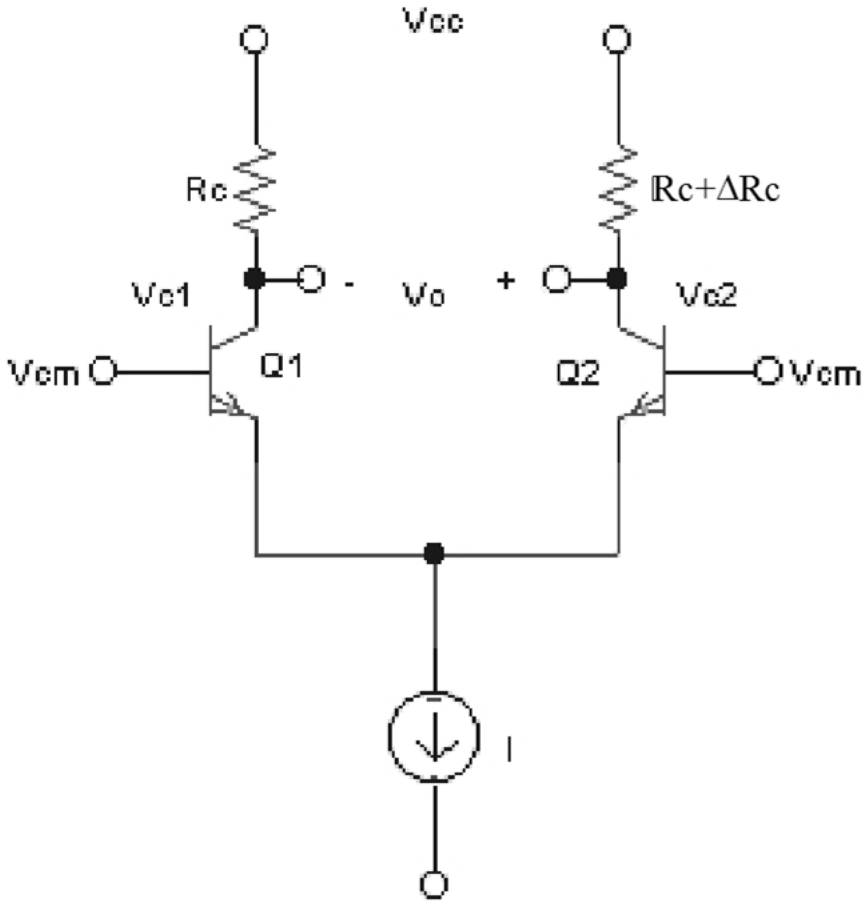
DALE CARNEGIE® TRAINING

Análise do Ganho em Modo Comum Para Par Diferencial Não-Simétrico

O circuito de um par diferencial não é na prática perfeitamente simétrico, o que implica que o ganho em modo comum não será zero mesmo se a entrada for tomada diferencialmente

Consideraremos que existe uma perfeita simetria no circuito, exceto por uma diferença ΔR_C nas resistências de coletor

Análise do Ganho em Modo Comum Para Par Diferencial Não-Simétrico



$$v_{C1} = \frac{-v_{cm}\alpha R_C}{2R + r_e}$$

$$v_{C2} = \frac{-v_{cm}\alpha\left(R_C + \Delta R_C\right)}{2R + r_e}$$

$$v_0 = v_{C1} - v_{C2} \Rightarrow \quad v_0 = \frac{v_{cm}\alpha\Delta R_C}{2R + r_e}$$

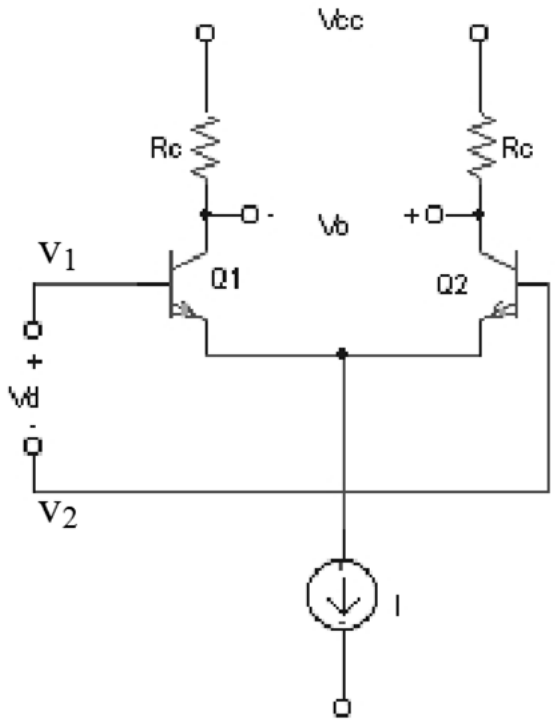
v_0=0 para

$\Delta R_C = 0$ ou $R = \infty$

$$A_{cm} = \frac{v_0}{v_{cm}} = \alpha\frac{\Delta R_C}{2R + r_e} \Rightarrow \quad A_{cm} \cong \frac{\Delta R_C}{2R}$$

$$A_{cm} \cong \frac{R_C}{2R}\frac{\Delta R_C}{R_C}$$

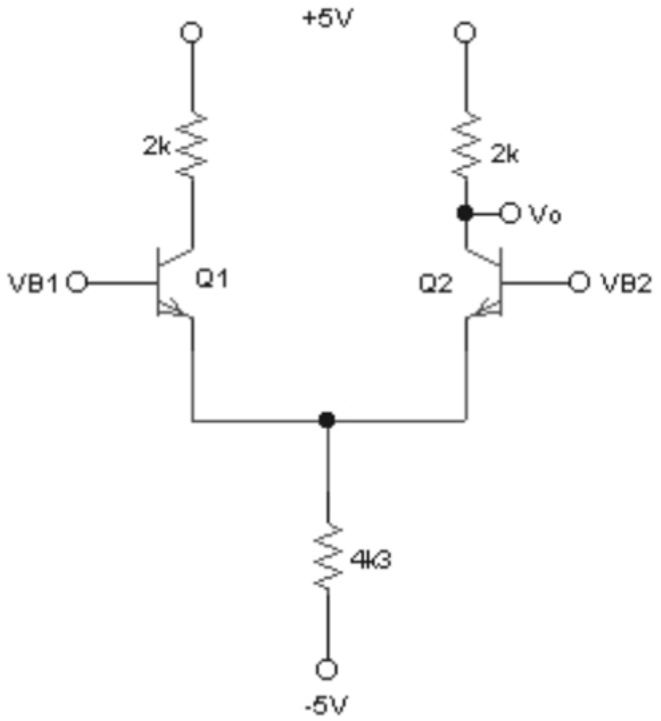
Sinal de Saída para um Amp. Dif.



De uma forma geral, como os sinais de entrada (v_1 e v_2) de um amplificador diferencial normalmente contêm uma componente em modo comum, v_{cm}, dada por $v_{cm} \equiv \frac{v_1 + v_2}{2}$ e uma componente diferencial, v_d, dada por $v_d \equiv v_1 - v_2$, o sinal de saída é dado pela seguinte expressão:

$$v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_{cm}\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right)$$

Exemplo



Para o amp. dif. mostrado, determine:

a) O ganho diferencial, A_d, para entrada de pequeno sinal com valor médio igual a zero

b) O ganho em modo comum, Acm, para entrada em modo comum

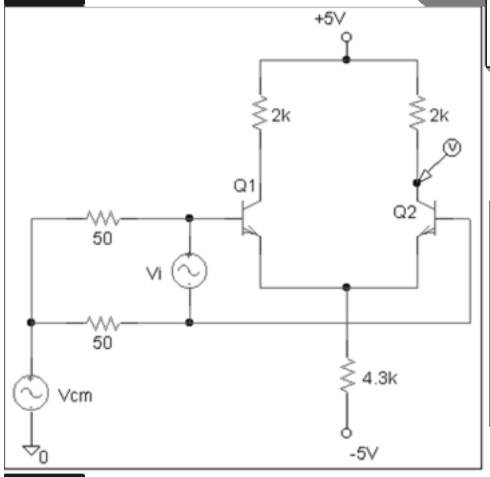
c) O CMRR, em dB, indicando como se poderia aumentar o seu valor (re-projete o circuito)

d) A amplitude do sinal de saída, se a entrada é um sinal de 10 mV e 1 kHz, mas também existe na entrada um sinal induzido da rede elétrica de amplitude100 mV

a) Como a saída é tomada de forma simples, no coletor de Q_2, temos que o ganho diferencial será dado por $A_d = +\frac{1}{2} g_m R_C \cong \frac{R_C}{2r_e}$, onde $r_e = \frac{V_T}{I_E}$.

Como sabemos que v_{cm}=0, pois o valor médio do sinal é zero e considerando V_{BE}=0,7 V, temos a seguinte equação: 0-0,7=V_E, ou seja, a tensão no emissor é V_E=-0,7 V.

Assim, a corrente de polarização pode ser obtida de V_E-4.3k.I=-5. Como V_E=-0,7 V, temos que I=1 mA, o que implica que I_E=0,5 mA. Assim, r_e=50 Ω e o ganho diferencial do circuito é então $A_d \cong \frac{2000}{2x50} = 20V/V$



$$v_{c1} = v_{c2} = v_0 = -\frac{\alpha . v_{cm} . R_C}{r_e + 2R} \Rightarrow A_{cm} = \frac{v_0}{v_{cm}} \cong \frac{R_C}{2R + r_e} = \frac{2000}{2x4300 + 50} \Rightarrow A_{cm} = 0,231V/V$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} = \frac{20}{0,231} = 86,5 = 38dB$$

Note que isto é um péssimo amplificador diferencial devido ao baixo valor da resistência de saída da fonte de corrente (4,3 kΩ). Para melhorar o CMRR deve-se aumentar A_d (aumentando R_c) e diminuir A_{cm} (aumentando o valor da resistência de saída da fonte de corrente). Note que pode-se reprojetar o circuito, mas os transistores não podem sair da região ativa.

d) A componente em modo comum é dada por: 0,1.Sen(2π.60.t) (em V) e a componente diferencial é dada por 0,01. Sen(2π.1000.t) (em V).
Assim, o sinal de saída será dado pela seguinte expressão:

$v_0 = A_d(v_1 - v_2) + A_{cm}\left(\frac{v_1 + v_2}{2}\right)$, onde $v_1 = 0,1.\text{sen}(2\pi.60.t) + 0.005\,\text{sen}(2\pi.1000.t)$ e $v_2 = 0,1.\text{sen}(2\pi.60.t) - 0.005\,\text{sen}(2\pi.1000.t)$. Então, o sinal de saída será:

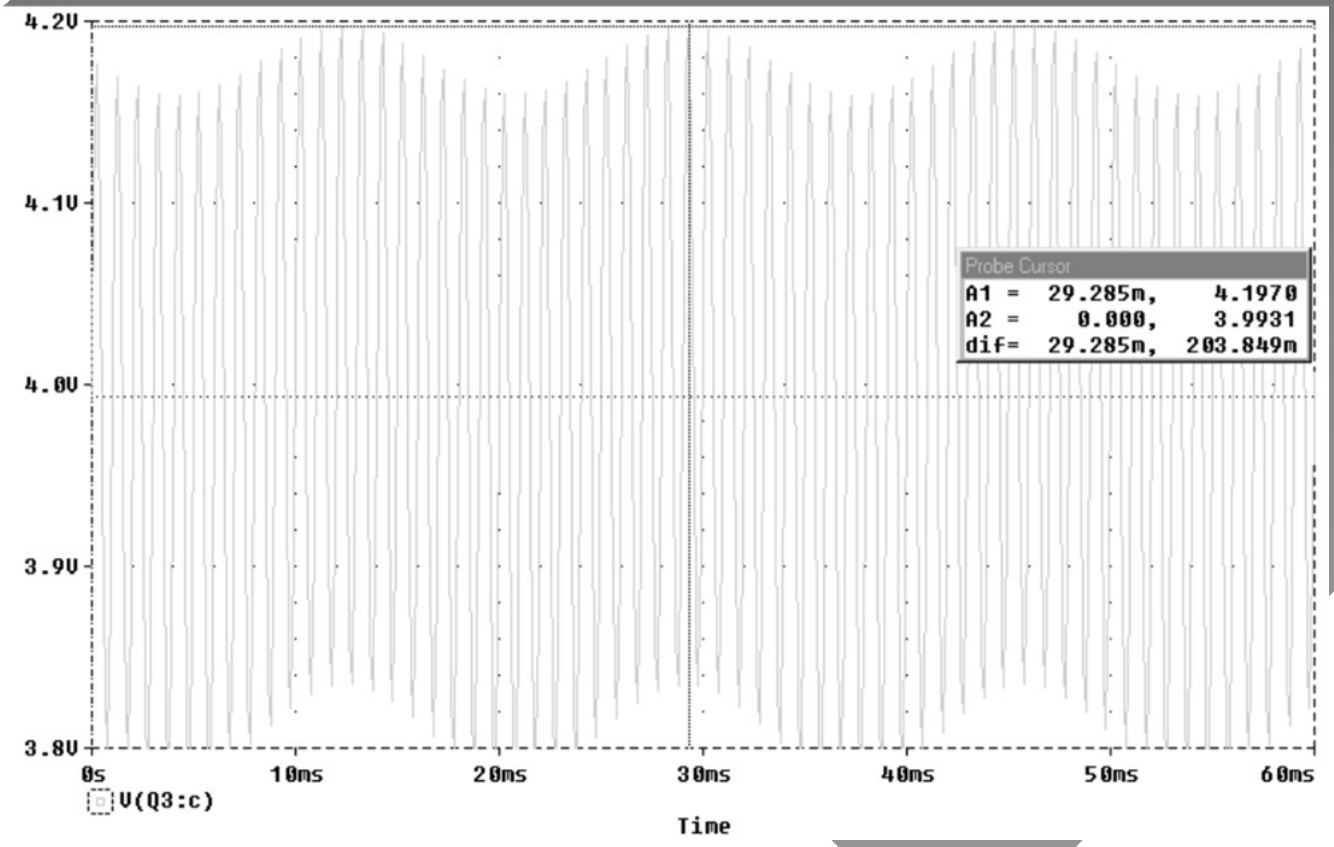
$v_0 = 20x0.01\,\text{sen}(2\pi.1000.t) + 0,231x0,1.\text{sen}(2\pi.60.t)$, resultando em:

$v_0 = 0,2\,\text{sen}(2\pi.1000.t) + 0,0231.\text{sen}(2\pi.60.t)$

$$v_0 = 0{,}2\,\mathrm{sen}(2\pi.1000.t) + 0{,}0231.\mathrm{sen}(2\pi.60.t)$$

Ou seja, a saída conterá um sinal de 1 kHz e 200 mV de amplitude (ou seja, amplificado por 20) acoplado a um sinal de 60 Hz e 23 mV de amplitude (ou seja, atenuado por, aproximadamente, 5).

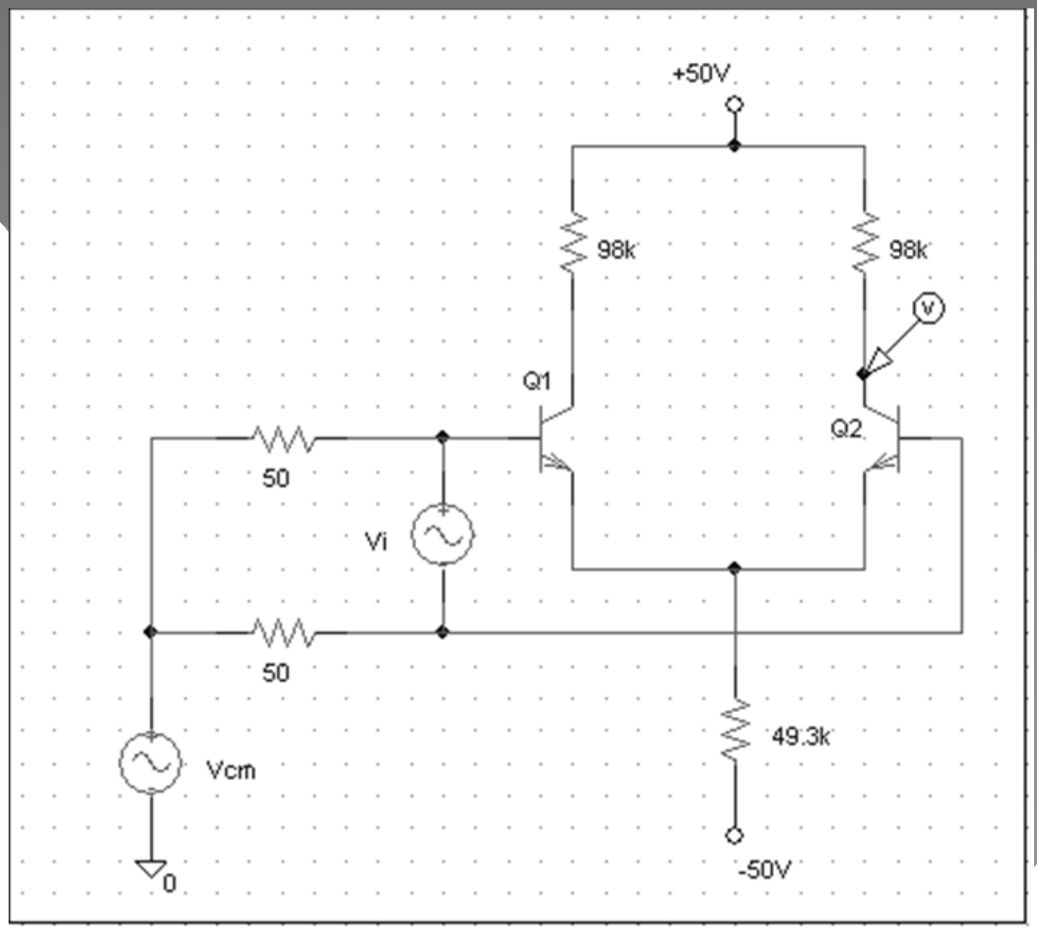
A figura abaixo mostra o sinal de saída, onde pode-se observar o nível CC de 4 V e o sinal de 1 kHz modulado pela onda de 60 Hz.



- Simulação do circuito usando o MicroSim

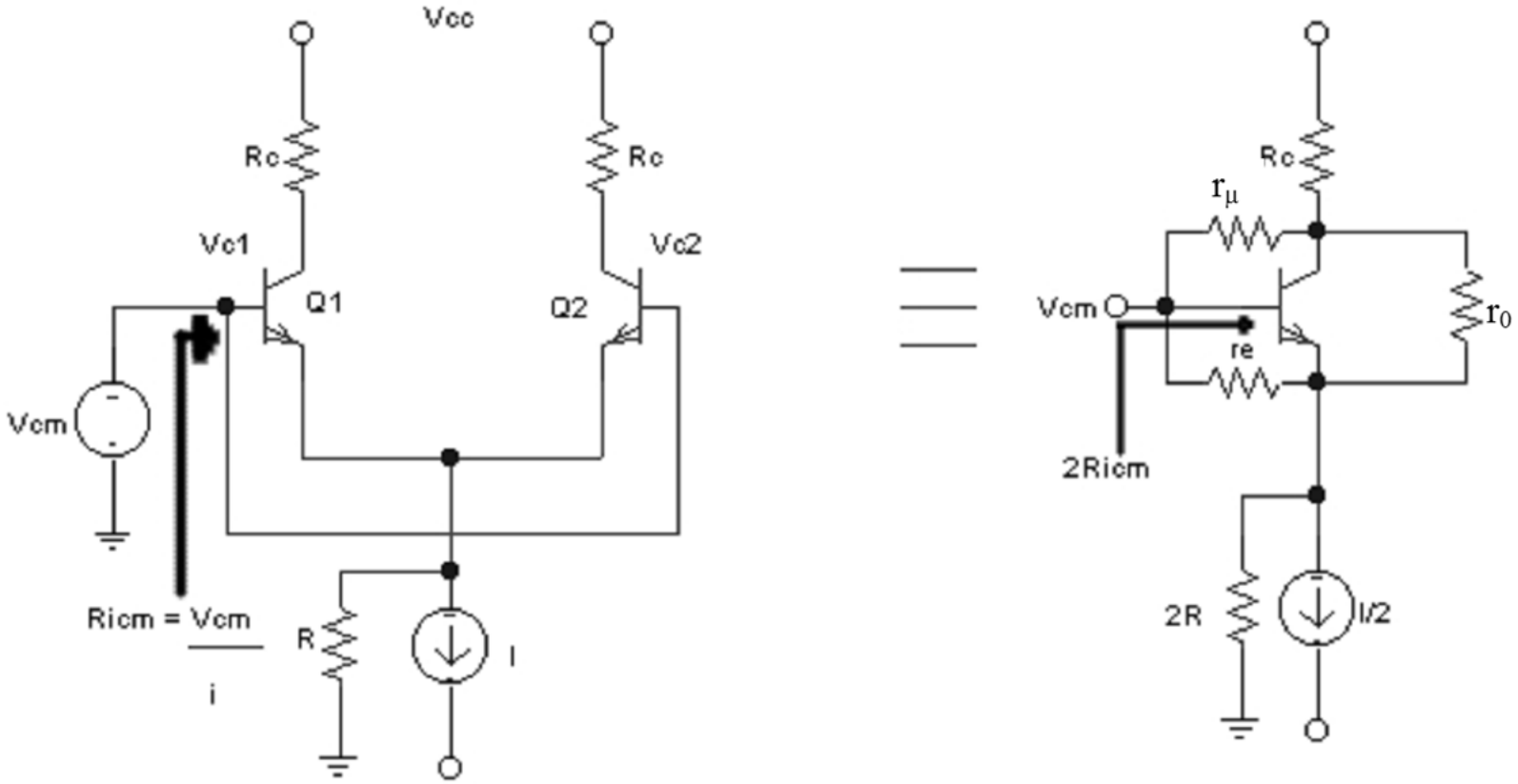
Note que pode-se notar claramente no sinal de saída a influência do sinal de 60 Hz, o que é indesejável. Assim, tal como dito anteriormente, este é um péssimo amplificador diferencial devido ao baixo valor da resistência de saída da fonte de corrente (4,3 kΩ).

Então, para melhorar o CMRR deve-se aumentar R_c (para aumentar A_d) e aumentar o valor da resistência de saída da fonte de corrente (diminuindo A_{cm}). Supondo que o máximo valor de tensão disponível é de 50 V, temos o circuito abaixo:



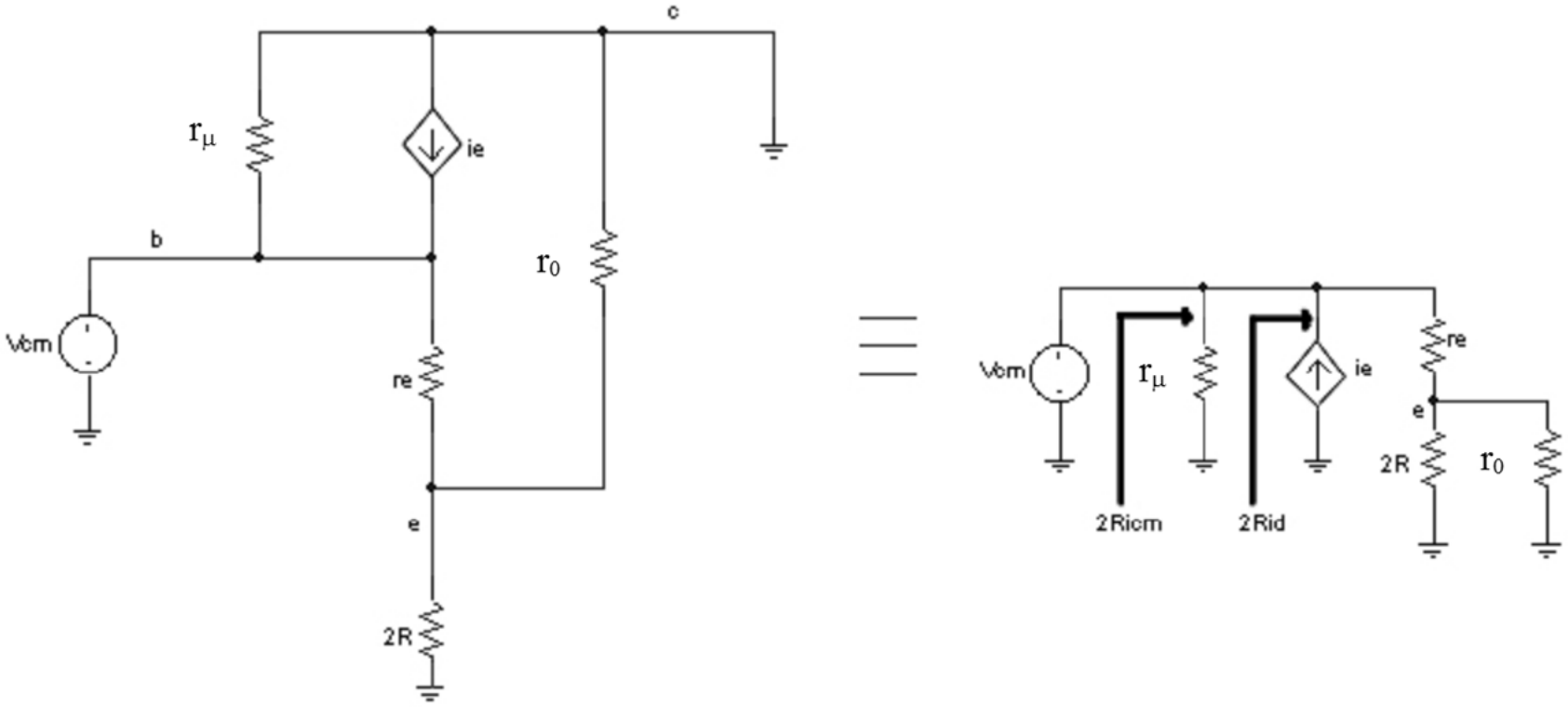
- Simulação do circuito usando o Microsim

Resistência de Entrada em Modo Comum



Resistência de Entrada em Modo Comum

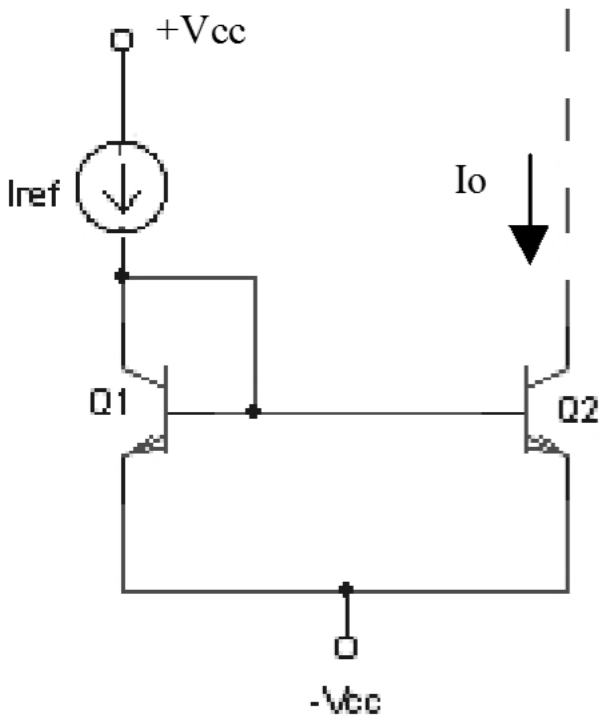
Note que como o ganho em modo comum, (dado por $\boxed{A_{cm} = \frac{v_{c1}}{v_{cm}}}$) é normalmente pequeno, então, $\boxed{v_{C1} \approx 0}$. Assim, para $v_{C1} = 0$, o circuito fica:



$$2R_{id} = (\beta + 1)(r_e + 2R \,//\, r_0)$$

$$R_{icm} \cong \left(\frac{r_\mu}{2}\right) // [(\beta + 1)R] // \left[(\beta + 1)\frac{r_0}{2}\right]$$

Fontes de Corrente (Espelho de Corrente)



$I_0 = \frac{\beta}{\beta+1} I_E$ e $I_{REF} = \frac{\beta+2}{\beta+1} I_E$. Assim, $\frac{I_0}{I_{REF}} = \frac{1}{1+ 2/\beta}$,

ou seja, $I_0 \cong I_{REF}$ para $\beta >> 1$.

Se $\beta = 100$, ocorre um erro de $\frac{2}{\beta} = 2\%$ na suposição que $I_0 = I_{REF}$

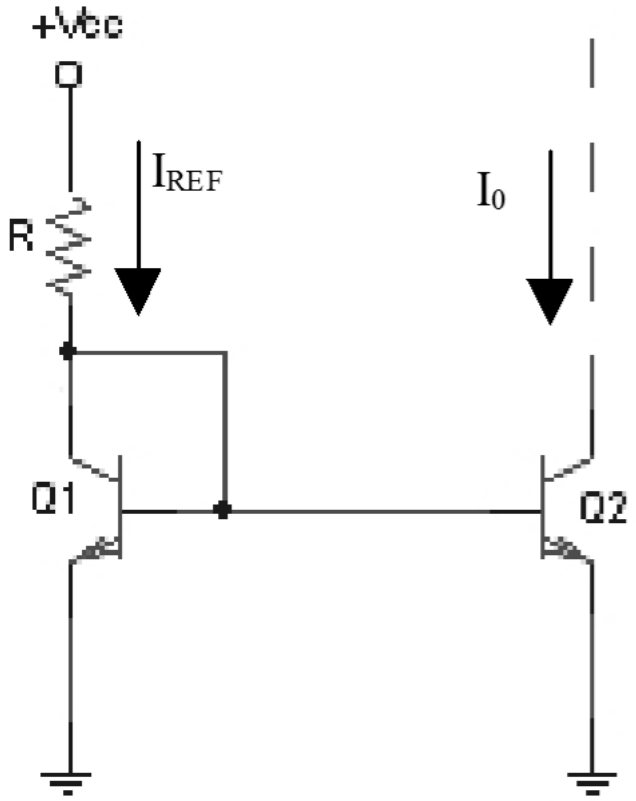
Note que Q_2 deve estar na região ativa, ou seja, $V_{B2} \leq V_{C2}$.

Note também que a resistência de saída do espelho de corrente é a resistência r_0 de Q_2, a qual é dada por $r_0 = \frac{V_A}{I_C}$,

onde V_A é a tensão de Early (100 V).

Por exemplo, no caso em que a corrente de saída seja de 1 mA, temos que r_0=100 kΩ.

Fontes de Corrente (Fonte de Corrente Simples)



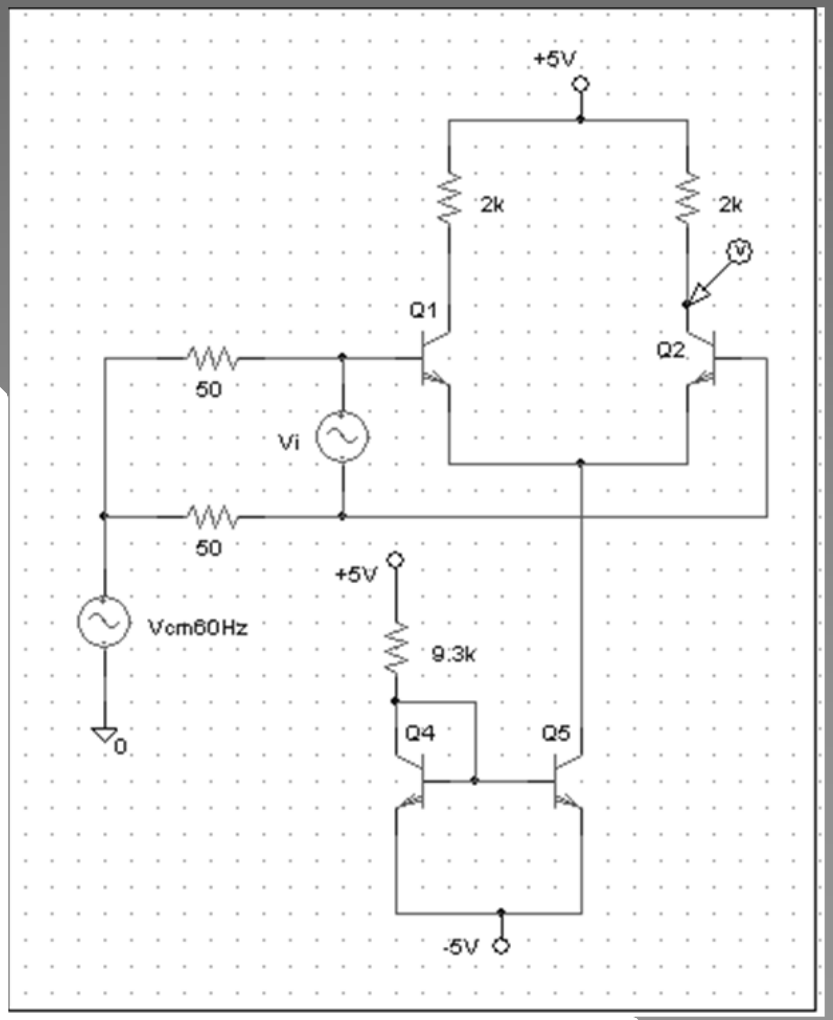
$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

$$I_0 \cong I_{REF}$$

Note que o circuito somente fornece corrente constante se $V_{B2} \leq V_{C2} \Rightarrow \boxed{V_0 \geq V_{BE}}$

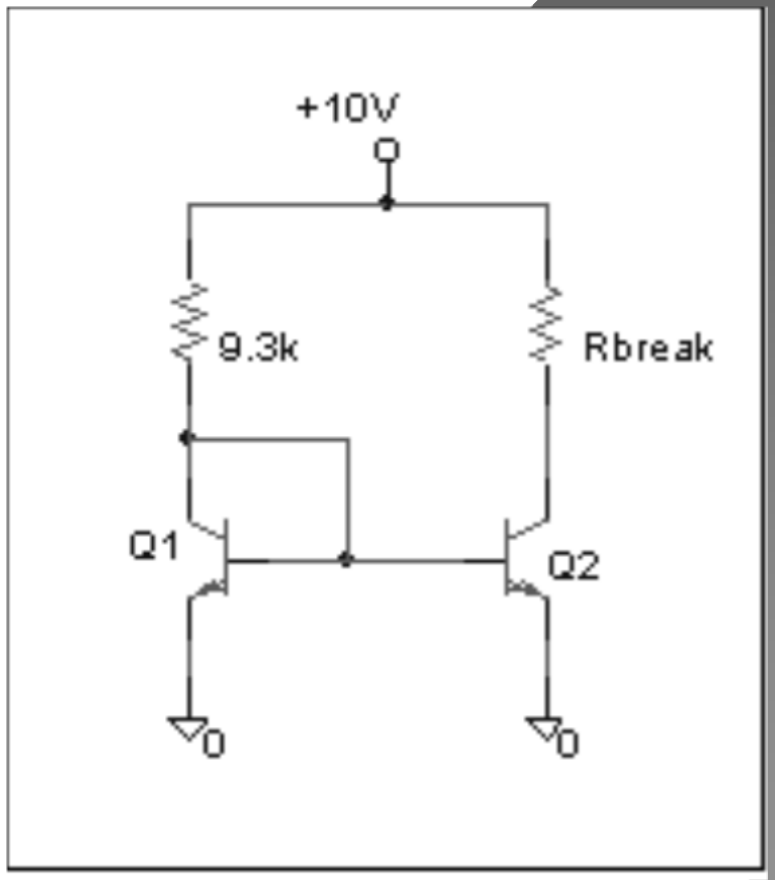
Exemplo

Re-projete o exemplo anterior, usando tensão de alimentação de 5 V e fonte de corrente simples



- Simulação do circuito usando o Microsim

Laboratório



$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

$$I_0 \cong I_{REF}$$

Para V_{CC}=10 V, R=9k3 e V_{BE}= 0,7 V, temos que I_0=1 mA, mas somente se o transistor Q_2 estiver na região ativa, ou seja, $V_0 \geq 0{,}7V$.

V_{CC}-R_{break}.I_0=V_0

$R_{break} \leq$ 9k3

- Simulação do circuito usando o Microsim

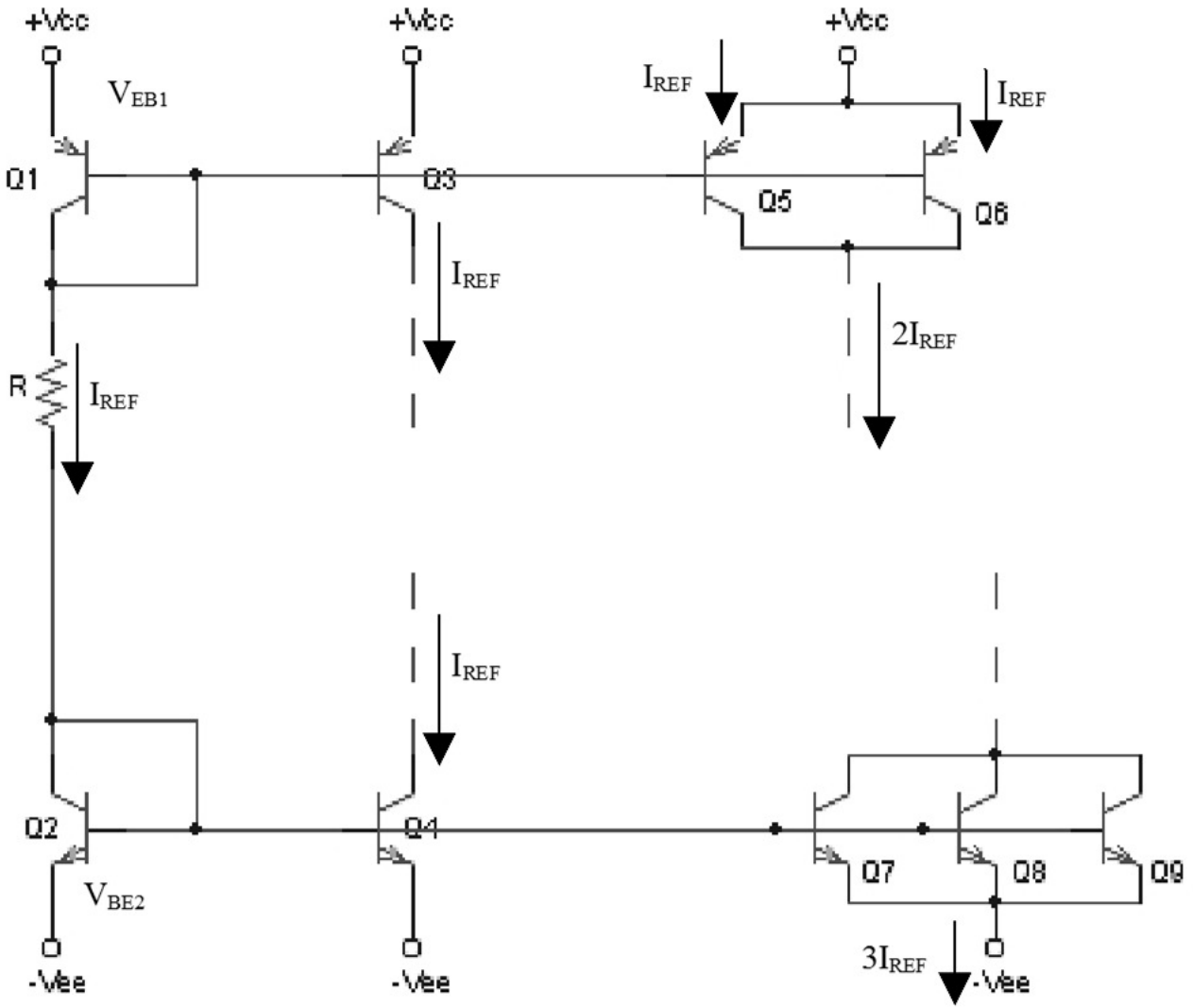
Eletrônica Básica II

Amplificadores Diferenciais e Multiestágio

DALE CARNEGIE® TRAINING

Circuito de Reprodução de Corrente

Em um CI, uma corrente CC de referência é gerada em um lugar e logo reproduzida em outras partes do CI para a polarização de outros estágios de amplificação



$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{EB1} - V_{BE2} + V_{EE}}{R}$$

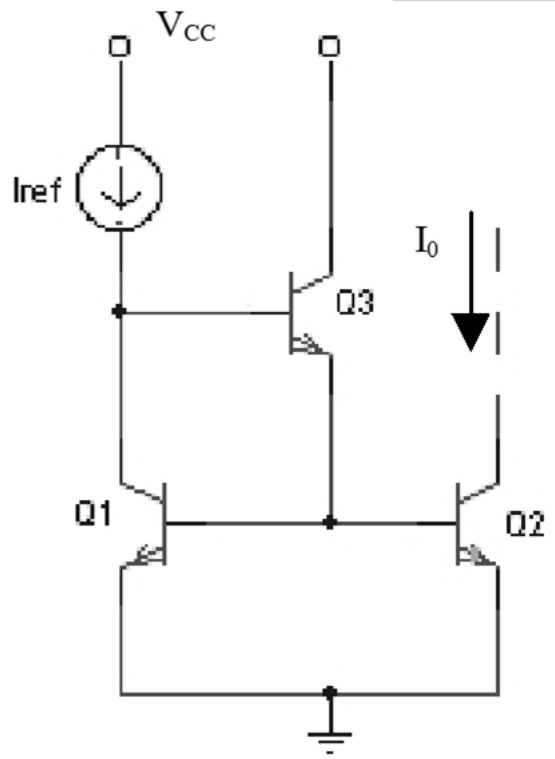
Fontes de Corrente Melhoradas

Das fontes de corrente vistas até agora, dois aspectos precisam ser melhorados: a dependência de I_0 com β, e a baixa resistência de saída ($R=r_0$).

Deve-se recordar que o ganho em modo comum é dado por $A_{cm} = \frac{\Delta R_C}{2R}$, onde R é a resistência da fonte de corrente. Note que quanto maior R, menor será o ganho em modo comum, o que implica que maior será a rejeição a sinais comuns (maior CMRR).

Note também que fontes de correntes são normalmente colocadas no lugar das resistências de coletor (R_C) de um amplificador diferencial. Assim, como o ganho diferencial é dado por $A_d = \frac{\sum R_C}{\sum R_e}$, quanto maior a resistência de saída da fonte de corrente, maior será o valor de R_C, o que implica que maior será o valor do ganho diferencial.

Espelho de Corrente com Compensação de Corrente de Base



$$\frac{I_0}{I_{REF}} = \frac{1}{1+\frac{2}{\beta^2+\beta}} \Rightarrow \frac{I_0}{I_{REF}} \cong \frac{1}{1+\frac{2}{\beta^2}}$$

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R}$$

Neste caso, tem-se um erro de $2/\beta^2$ na suposição de que I_0 é igual a I_{REF}.

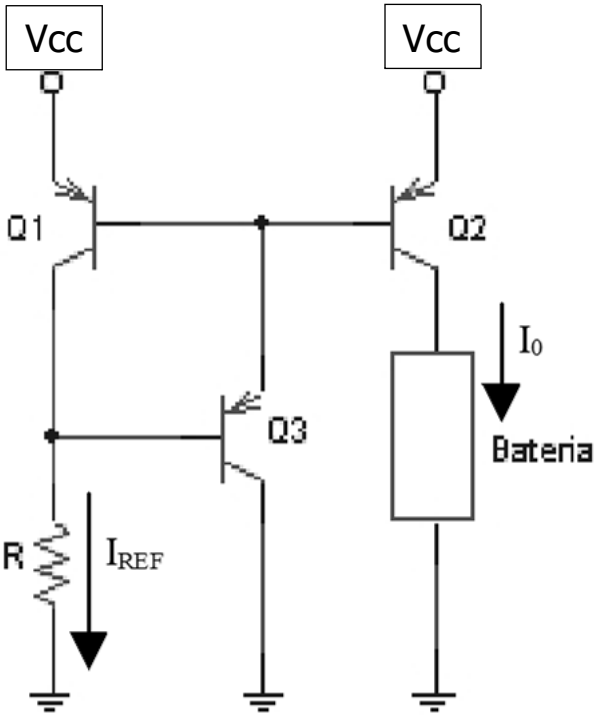
Note que com esta fonte de corrente, consegue-se reduzir o erro de 2% para 0,02% (para β=100), em comparação com o espelho de corrente simples.

Exemplo

Deseja-se construir um carregador de baterias, de forma a carregar uma bateria de Níquel-Cádmio (NiCd) de 9 V, com capacidade (C) de 200 mAh.

Para o processo de carga deste tipo de bateria, o fabricante recomenda utilizar uma corrente de carga entre C/10 e C/20.

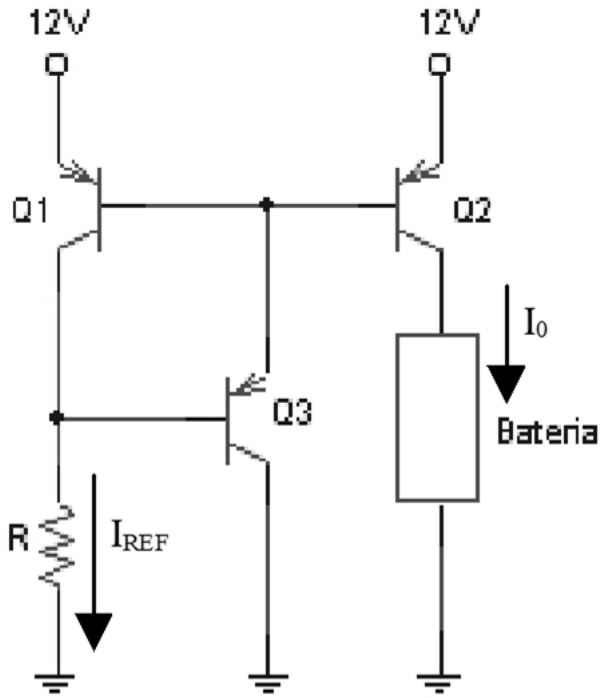
Projete então um circuito capaz de recarregar a bateria utilizando transistores bipolares PNP.



Note que para que o circuito forneça corrente constante, Q_2 deve estar na região ativa, ou seja, como Q_2 é pnp, $V_{B2} \geq V_{C2}$.

Por outro lado, como $V_{CC} - V_{EB2} = V_{B2}$, temos que $V_{CC} - V_{EB2} \geq V_{C2}$.

Como a bateria alcança 9 V (=V_{C2}), ou um pouco mais, ao estar carregada, temos que, para V_{EB2}=0,7 V, $V_{CC} \geq 9{,}7V$. Assim, utilizou-se V_{CC}=12 V.



$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - V_{EB1} - V_{EB3}}{R}$$

Para $I_{REF} = \frac{C}{10} = 20mA \Rightarrow \boxed{R = 530\Omega}$

Para $I_{REF} = \frac{C}{20} = 10mA \Rightarrow \boxed{R = 1K\Omega}$

O tempo de carga desta bateria é dado por:

$$t_{carga} = \frac{Capacidade\ \ da\ \ Bateria\ \ (em\ \ mAh)}{Corrente\ \ de\ \ Carga\ \ (em\ \ mA)} \times 1{,}5$$

Se a bateria estiver inicialmente descarregada, temos que, o tempo de carga será:

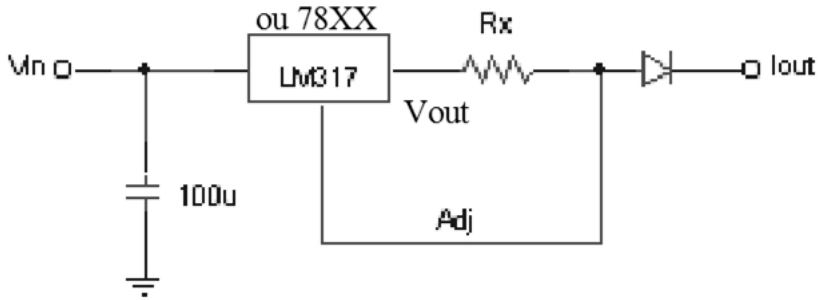
$\frac{200}{20} \times 1{,}5 = 15h$ (para $I_0 = 20mA$)

$\frac{200}{10} \times 1{,}5 = 30h$ (para $I_0 = 10mA$)

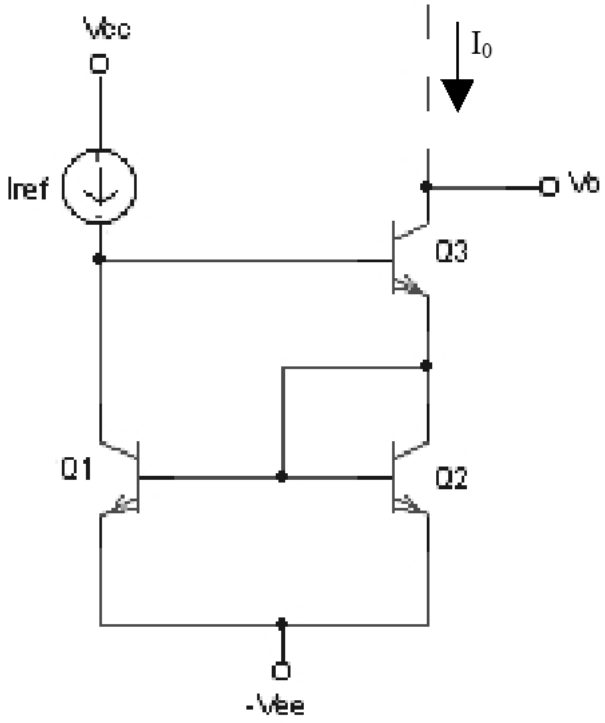
Para que não haja risco de danificar a bateria por sobrecarga, é recomendado utilizar uma corrente de carga de valor $I_0 = \frac{C}{50}$.

É possível construir uma fonte de corrente usando o chip LM317 ou algum componente da família 78XX (7805, 7812, etc),

onde $I_{out} = \frac{V_{out}}{R_X}$.



Espelho de Corrente Wilson



$$\frac{I_0}{I_{REF}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}}$$

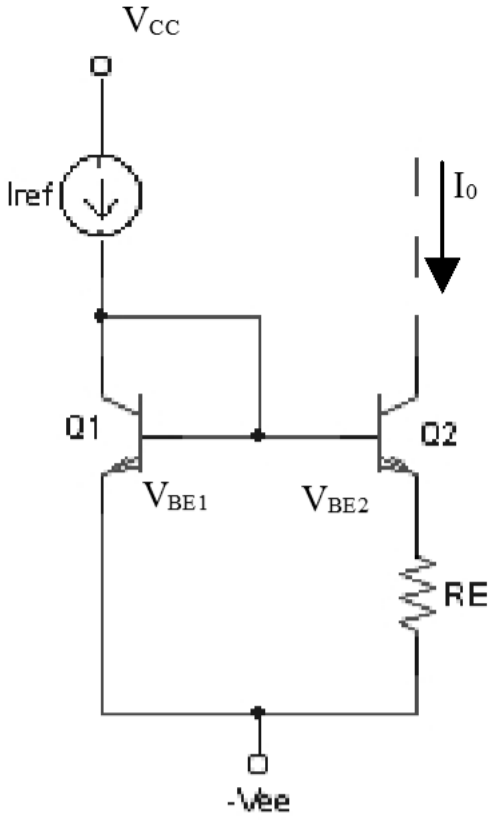
Substituindo os transistores da fonte de corrente pelo seu circuito equivalente, pode-se mostrar que a resistência de saída (R) é $\frac{\beta r_0}{2}$, ou seja, $\frac{\beta}{2}$ maior do que a fonte de corrente anterior.

Fonte de Corrente Widlar

Este tipo de fonte de corrente é bastante utilizado em CIs que implementam amplificadores operacionais, já que os amp. op. drenam pouca corrente.

Ou seja, a fonte de corrente de Widlar é capaz de fornecer baixos valores de corrente, mas utilizando baixos valores de resistência (ocupando assim uma menor área de silício em um CI).

Fonte de Corrente Widlar



$$I_{C1} \cong I_S . e^{V_{BE1}/V_T} \Rightarrow I_{REF} \cong I_{C1} \cong I_S . e^{V_{BE1}/V_T}$$

$$\Rightarrow \frac{I_{REF}}{I_S} = e^{V_{BE1}/V_T}$$

$$V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{REf}}{I_S}$$

$$V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_0}{I_S}$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{REf}}{I_0}$$

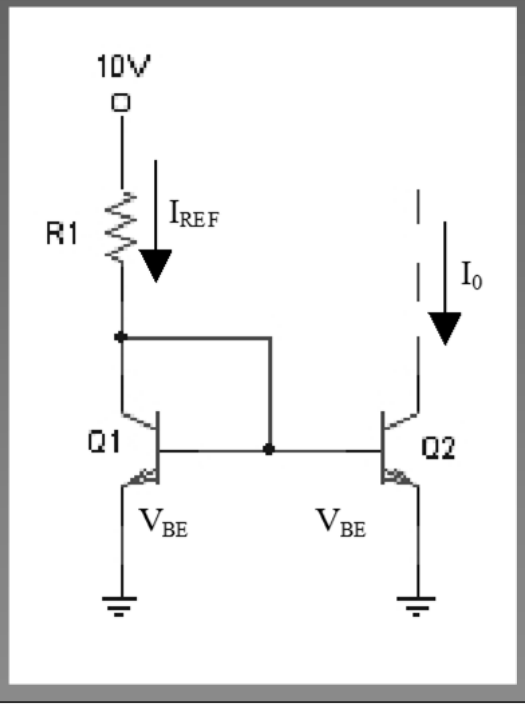
Do circuito, temos que

$$V_{BE1} - V_{BE2} - R_E I_0 = 0 \Rightarrow R_E I_0 = V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_0}$$

Exemplo

Projete uma fonte de corrente de $10\,\mu A$, baseada em fonte simples e fonte Widlar. Tente utilizar resistências de valores baixos. Compare as duas fontes projetadas. Use $V_{CC} = 10V$.

a) Fonte de Corrente Simples



Como queremos que $I_0 = 10\mu A \Rightarrow I_{REF} = 10\mu A$. Então, $R_1 = \dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{I_{REF}}$

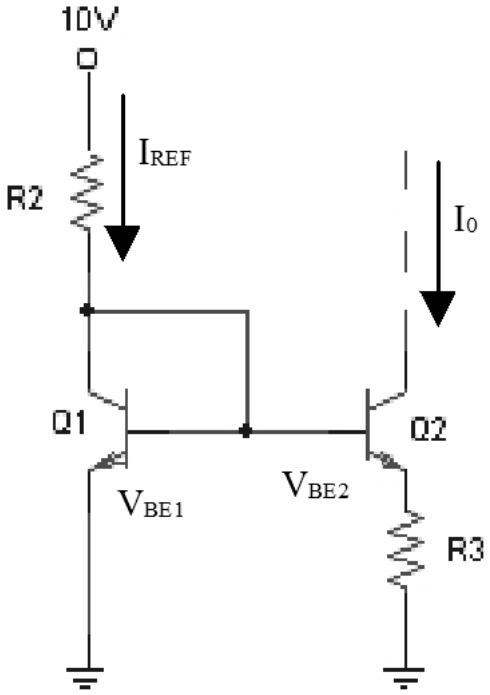
Mas, $V_{BE} = V_T \ln \dfrac{I_{REF}}{I_S} = 25 \times 10^{-3} \ln \dfrac{10 \times 10^{-6}}{10^{-15}} \Rightarrow \boxed{V_{BE} = 0,58\ V}$

$$\Rightarrow R_1 = \frac{10 - 0,58}{10 \times 10^{-6}} = 942K\Omega$$

Observe que este valor de resistência é muito grande, sendo anti-econômico utilizá-lo em um CI.

b) Fonte de Corrente Widlar

Queremos que $I_0 = 10\mu A$ e sabemos que $V_{BE2} = 0{,}58V$, mas I_{REF} e V_{BE1} são desconhecidos. Entretanto, sabemos que $R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{I_{REF}}$. Assim, se quisermos que R_2 tenha um valor baixo, devemos ter I_{REF} alto. Por exemplo, se I_{REF}= 1 mA, podemos obter V_{BE1} da expressão: $V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_S} = 25\times10^{-3} \ln \frac{10^{-3}}{10^{-15}} \Rightarrow$ $V_{BE1} = 0{,}7V$.



$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{I_{REF}} = \frac{10 - 0{,}7}{1\times10^{-3}} \Rightarrow \quad R_2 = 9{,}3K\Omega$$

$$R_E = R_3 = \frac{1}{I_0} V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_0}$$

$$R_3 = \frac{1}{10\times10^{-6}} 25\times10^{-3} \ln \frac{1\times10^{-3}}{10\times10^{-6}}$$

$$R_3 = 11{,}5K\Omega$$

Comparação Entre Fonte de Corrente Simples x Fonte de Widlar

Comparando ambos os projetos de fonte de corrente, note que a fonte de corrente simples possui desvantagem em relação ao tamanho do resistor requerido ($942K\Omega$) para fornecer a corrente de $10\mu A$.

Esse valor de resistência ocuparia uma grande área de silício de um chip, o que é anti-econômico na fabricação de um CI.

Outra desvantagem é que a resistência de saída da fonte simples ($R = r_0$) é menor do que a da fonte Widlar [$R = \left(1 + g_m R_E \,//\, r_\pi\right) r_0 + R_E \,//\, r_\pi$, onde $r_\pi = \left(\beta + 1\right) r_e$], $g_m \cong \dfrac{1}{r_e}$ e $r_e = \dfrac{V_T}{I_E}$.

Assim, a resistência de saída para cada uma das fontes de corrente é:

Fonte simples: $R = r_0 = \dfrac{V_A}{I_C} = \dfrac{100}{10 \times 10^{-6}} = 10M\Omega$

Fonte Widlar: $R = \left(1 + g_m R_E \,//\, r_\pi\right) r_0 + R_E \,//\, r_\pi$, ou seja, $\boxed{R \cong 52M\Omega}$.

Isto implica que a Fonte de Widlar é mais adequada a este projeto

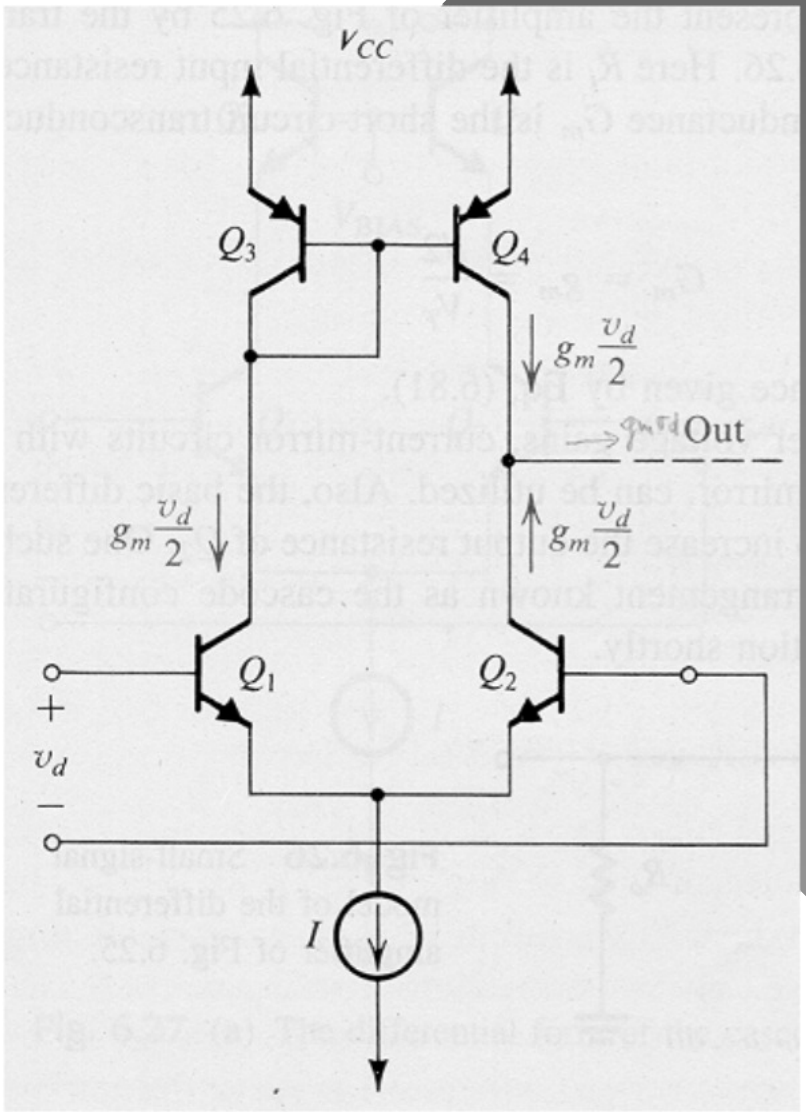
Amplificador Diferencial com Carga Ativa

Dispositivos ativos (transistores) ocupam muito menos área em um chip do que resistências de tamanho médio a grande

Por isto, muitos amplificadores diferenciais em CIs utilizam fontes de corrente constante como cargas, pois estas apresentam alta resistência de saída

Com isto, consegue-se ter um ganho de tensão mais alto do que quando se utilizam cargas passivas (resistores)

Amplificador Diferencial com Carga Ativa



$$v_0 = g_m v_d R_0$$

$$r_{02} = r_{04} \Rightarrow R_0 = \frac{r_0}{2} \Rightarrow \qquad v_0 = g_m v_d \frac{r_0}{2}$$

$$A_d = \frac{v_0}{v_d} = g_m \frac{r_0}{2}$$

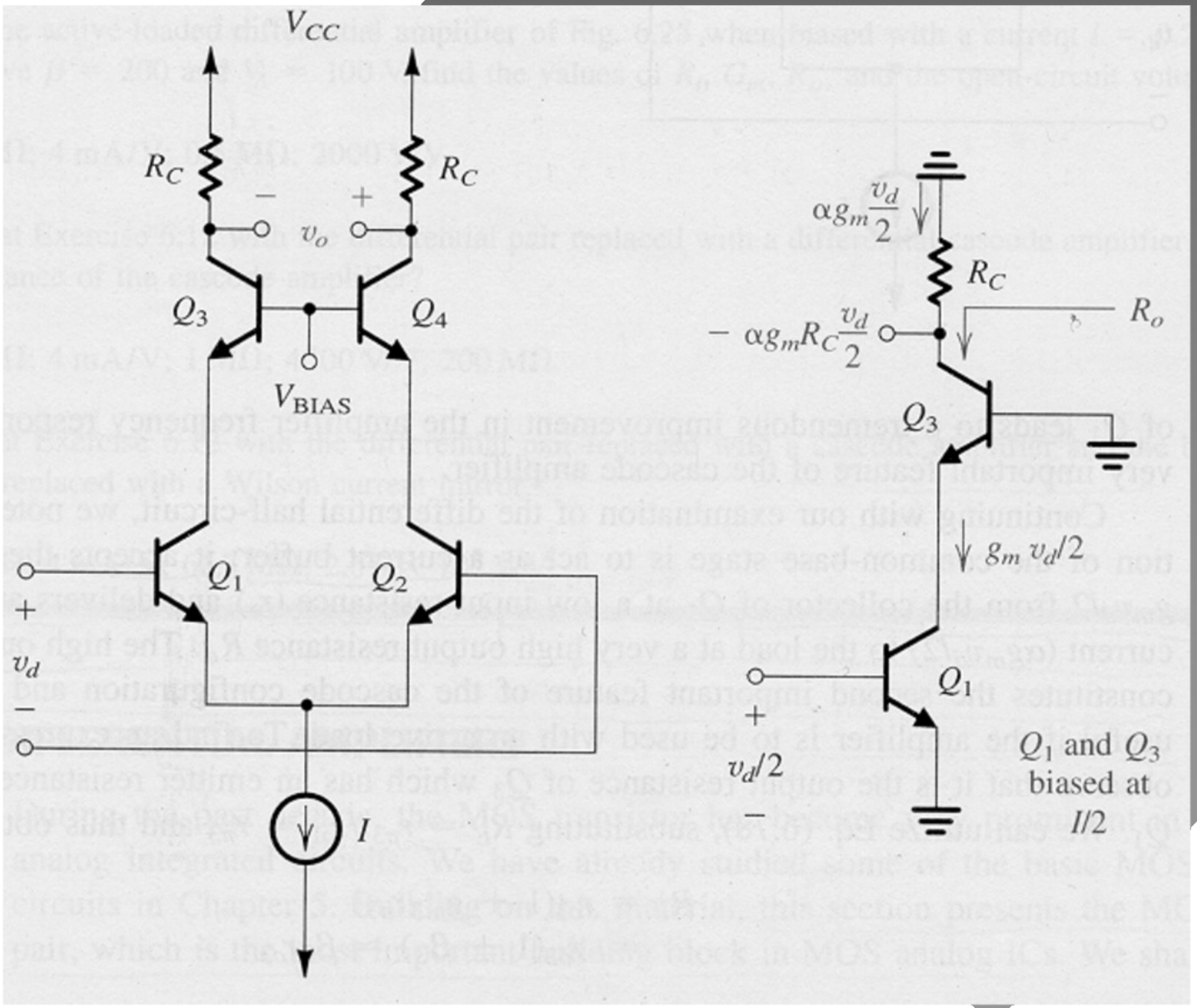
$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

$$r_0 = \frac{V_A}{I_C} \Rightarrow g_m r_0 = \frac{V_A}{V_T} = \frac{100}{25 \times 10^{-3}} = 4000$$

$$\Rightarrow A_d = 2000 \quad V/V$$

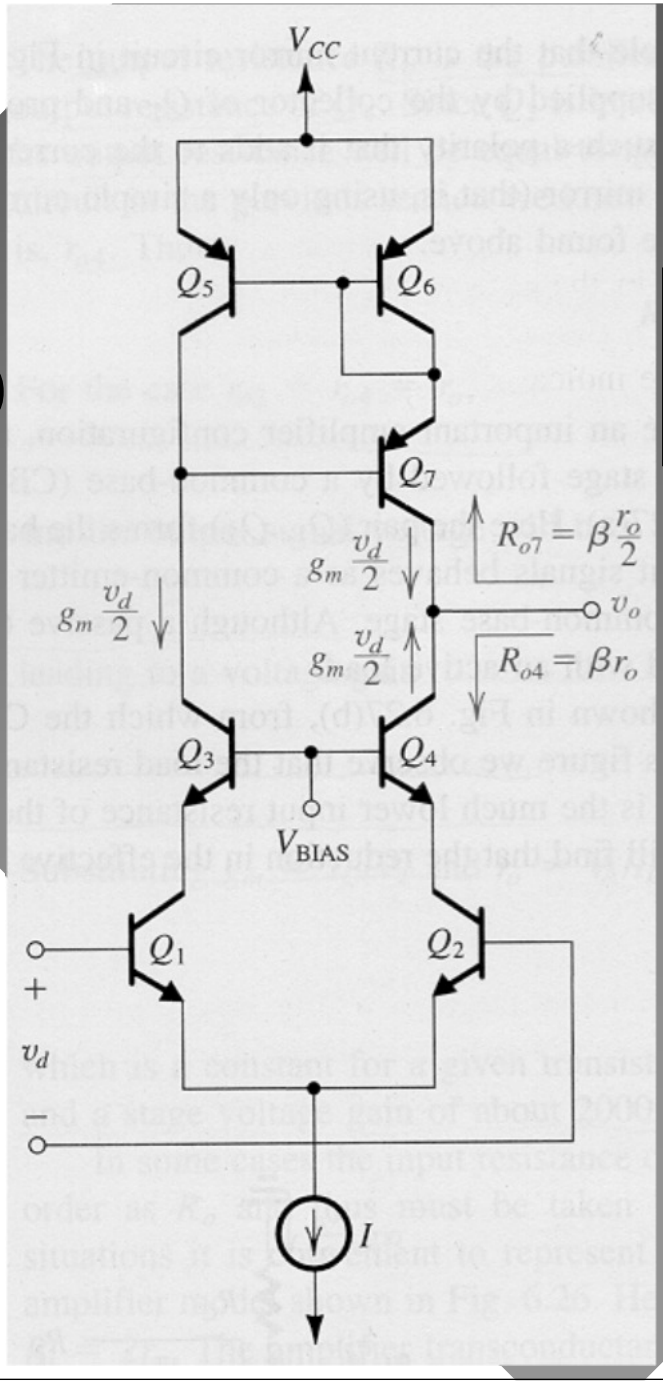
Note que uma fonte de corrente simples é utilizada no lugar das resistências de coletor

Configuração Cascode



$R_0=\beta.r_0$

Configuração Cascode Utilizando Espelho de Corrente de Wilson como Carga Ativa



$$R_0 = R_{07} // R_{04} = \frac{\beta \frac{r_0}{2} . \beta r_0}{\beta \frac{r_0}{2} + \beta r_0} = \frac{1}{3} \beta r_0$$

$$v_0 = g_m v_d R_0 \Rightarrow v_0 = g_m v_d \frac{1}{3} \beta r_0$$

$$g_m r_0 = \frac{V_A}{V_T} \Rightarrow \frac{v_0}{v_d} = \frac{1}{3} \beta \frac{V_A}{V_T}$$

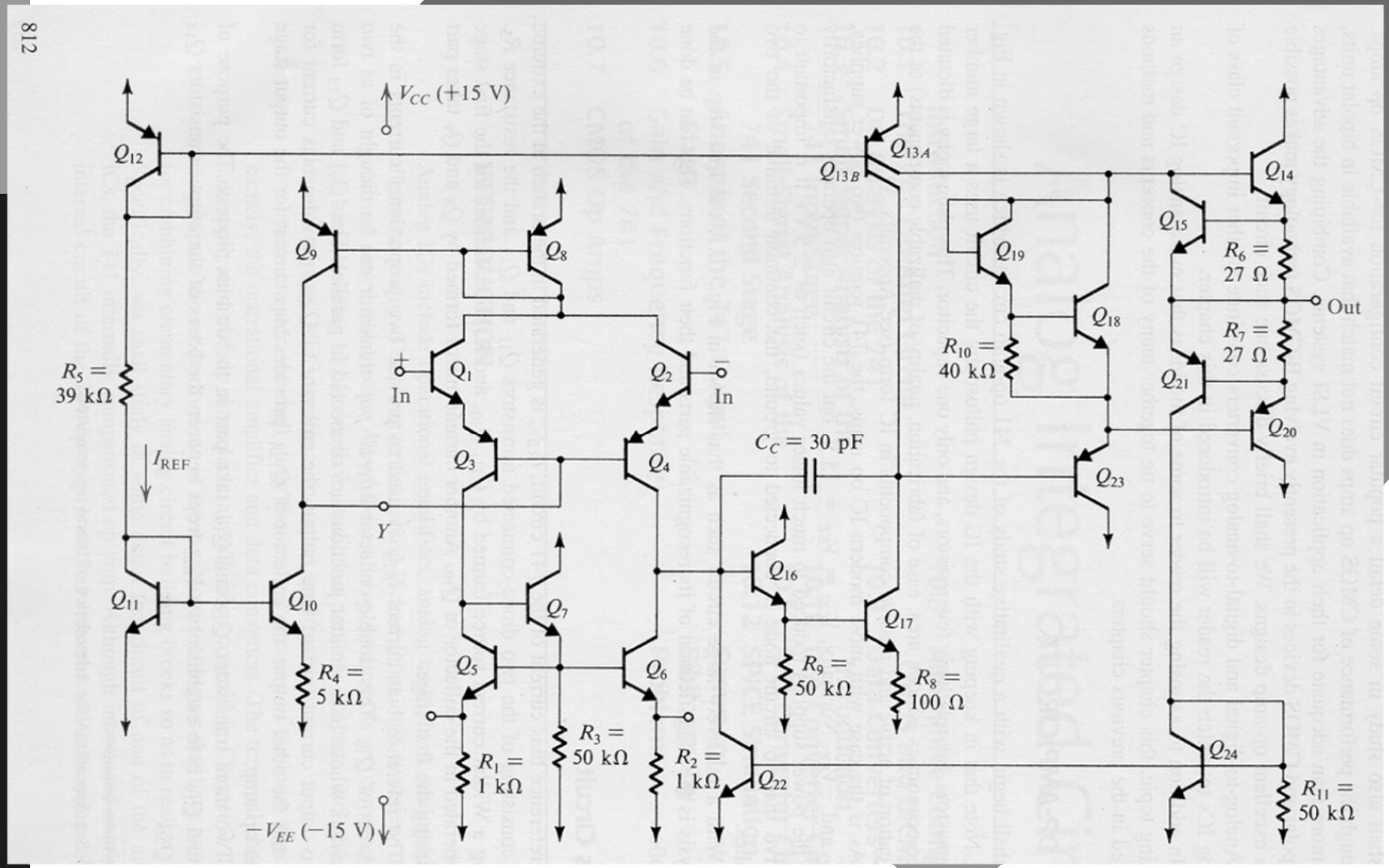
Para β=100, V_A=100 V e V_T=25 mV, o ganho desta configuração é de 133.000 V/V

Eletrônica Básica II

Amplificadores Diferenciais e Multiestágio

DALE CARNEGIE® TRAINING

Amplificadores Multi-Estágio



Amplificadores Multi-Estágio

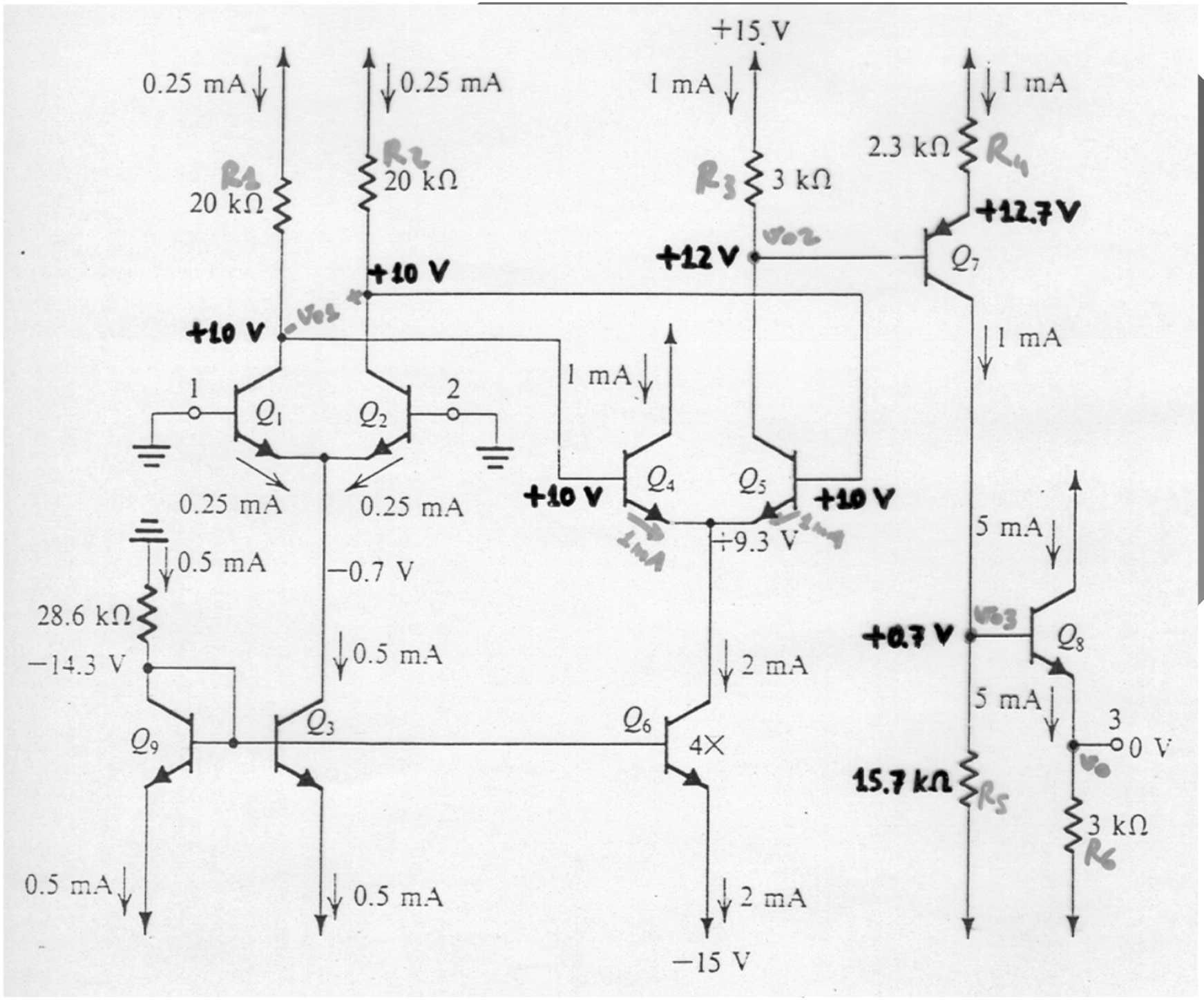
São amplificadores baseados em transistores, os quais estão conectados em cascata. Suas principais características são:

- Estágio de Entrada: Alta resistência de entrada (para evitar perdas de sinal) e alto CMRR
- Estágio Intermediário: Grande ganho de tensão, além de converter o sinal de modo diferencial para modo simples
- Estágio de Saída: Baixa resistência de saída (evita perda de ganho) e baixa dissipação de potência no chip

Exemplo

Para o amplificador multi-estágio da figura:

- Faça uma análise aproximada para calcular as tensões e correntes no amplificador e determine:
  - a dissipação de potência quiescente do circuito
  - a corrente de polarização de entrada do amplificador
  - a faixa de tensão de entrada em modo comum
  - a resistência de entrada diferencial
  - o ganho de tensão diferencial
  - a resistência de saída


+15 V
0.25 mA
0.25 mA
1 mA
1 mA
20 kΩ
20 kΩ
3 kΩ
2.3 kΩ
+12.7 V
+12 V
+10 V
+10 V
1 mA
1 mA
1
2
Q_1
Q_2
Q_4
Q_5
Q_7
+10 V
+10 V
0.25 mA
0.25 mA
5 mA
0.5 mA
−0.7 V
+9.3 V
28.6 kΩ
+0.7 V
Q_8
−14.3 V
0.5 mA
2 mA
5 mA
Q_3
Q_6
Q_9
4×
3
0 V
15.7 kΩ
R_5
3 kΩ
R_6
0.5 mA
0.5 mA
2 mA
−15 V

b) Para calcular a potência quiescente do circuito, ou seja, a potência dissipada no circuito para entradas iguais a zero, basta conhecer as correntes drenadas das fontes de +15 V e –15 V. Assim,

$$P_{+15V} = (0{,}25 + 0{,}25 + 1 + 1 + 1 + 5) \times 15 = 127{,}5mW$$

$$P_{-15V} = (0{,}5 + 0{,}5 + 2 + 1 + 5) \times 15 = 135mW$$

$$P_{TOTAL} = P_{+15V} + P_{-15V} = 262{,}5mW$$

c) Tal como definido anteriormente, a corrente de polarização de entrada é dada por $I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$.

Assim, para $I_{B1} = I_{B2} \Rightarrow I_B = I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{I_{E2}}{\beta + 1} = \frac{0{,}25mA}{\beta + 1}$,

ou seja, para $\beta = 100 \Rightarrow \boxed{I_B = 2{,}5\mu A}$

d) A tensão máxima e mínima que pode haver nas entradas do circuito pode ser obtida da condição na qual os transistores operam na região ativa, ou seja, $V_B < V_C$.

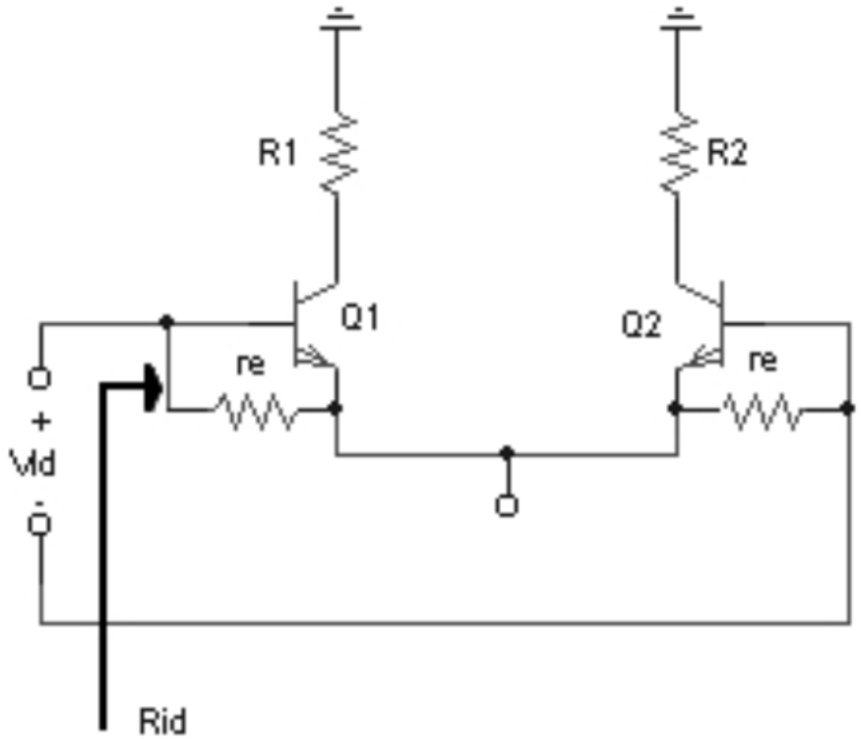
Assim, como os coletores de Q_1 e Q_2 possuem tensão de 10 V, temos que $V_B < 10V$.

Por outro lado, a fonte de corrente também deve fornecer corrente, o que só ocorre se $V_{B3} < V_{C3}$.

Mas, do circuito vemos que $V_{B3} = -14{,}3V$ e sabemos que $V_B - V_{BE} = V_{C3}$.

Então, $V_B - V_{BE} > -14{,}3 \Rightarrow \boxed{V_B > -13{,}6V}$. Assim, a faixa de tensão de entrada é $\boxed{-13{,}6 < V_B < 10\ V}$

e) Resistência de Entrada Diferencial



$$R_{id} = (\beta + 1)(2r_e)$$

$$r_e = r_{e1} = r_{e2} = \frac{V_T}{I_{E1}} = \frac{25mV}{0{,}25mA} = 100\Omega$$

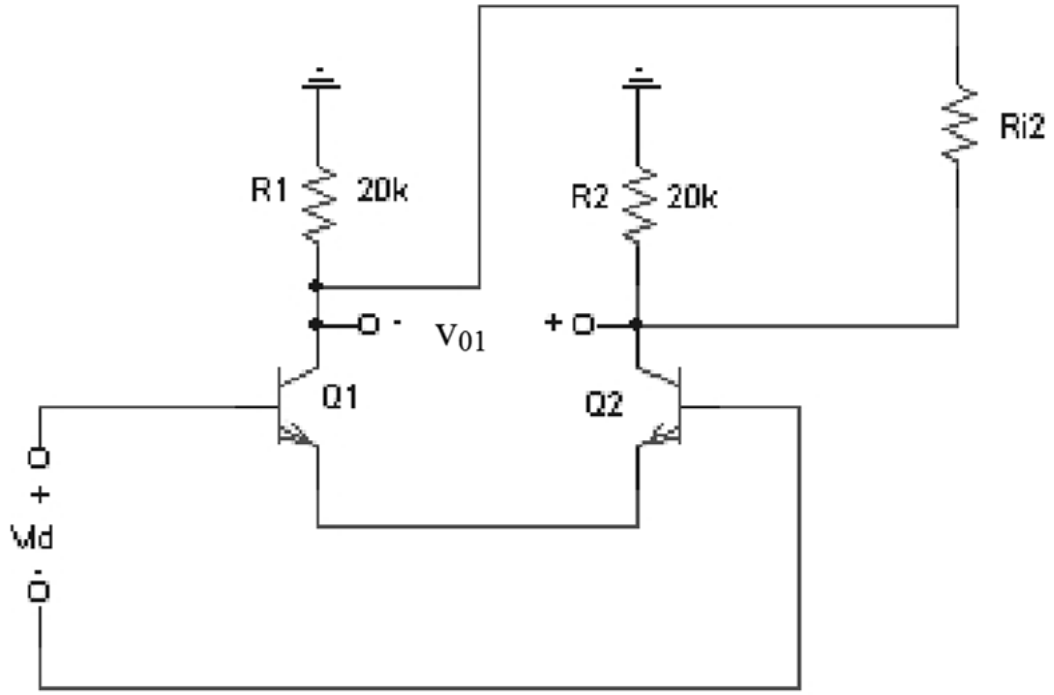
$$\Rightarrow R_{id} = 101 \times 2 \times 100 \Rightarrow$$

$$R_{id} = 20{,}2K\Omega$$

f) Ganho de Tensão do Circuito

O ganho de tensão v_0 / v_{id} pode ser obtido calculando o ganho em cada estágio e logo fazendo o produto dos ganhos.

Cálculo do Ganho do 1º Estágio



$$A_1 = \frac{v_{01}}{v_{id}} \cong \frac{\sum \text{Resistências dos coletores}}{\sum \text{Resistências dos emissores}}$$

$$A_1 = \frac{(R_1 + R_2) // R_{i2}}{r_{e1} + r_{e2}}$$

$$R_{i2} = (\beta + 1)(2r_{e4})$$

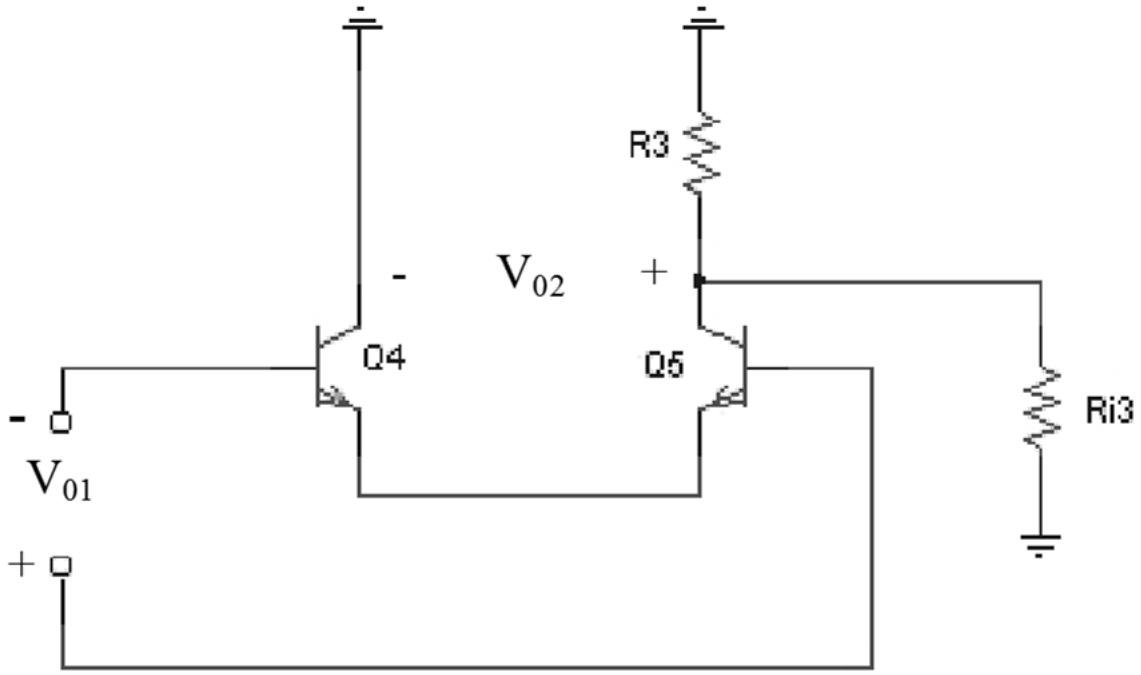
$$r_{e4} = r_{e5} = \frac{V_T}{I_{E4}} = \frac{25 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} = 25\Omega$$

$$\Rightarrow R_{i2} = 101 \times 2 \times 25 \Rightarrow R_{i2} = 5{,}05K\Omega$$

$$\Rightarrow A_1 = \frac{v_{01}}{v_{id}} = \frac{(20000 + 20000) // 5050}{100 + 100}$$

$$\Rightarrow A_1 = 22{,}4 \, {}^{V}/_{V}$$

Cálculo do Ganho do 2º Estágio



$$A_2 \cong \frac{v_{02}}{v_{01}} = \frac{-R_3 // R_{i3}}{r_{e4} + r_{e5}}$$

$$R_{i3} = (\beta + 1)(r_{e7} + R_4)$$

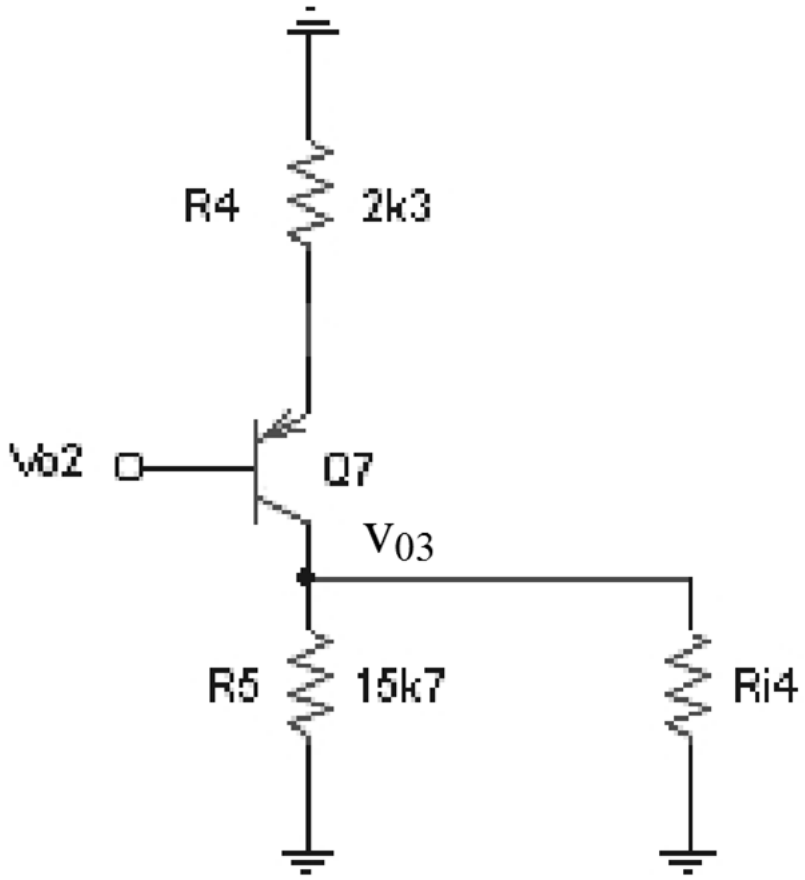
$$r_{e7} = \frac{V_T}{I_{E7}} = \frac{25 \times 10^{-3}}{1 \times 10^{-3}} = 25\Omega$$

$$R_{i3} = 234{,}8K\Omega$$

$$A_2 = \frac{v_{02}}{v_{01}} = \frac{-3K // 234{,}8K}{25 + 25} \Rightarrow$$

$$A_2 = -59{,}2\,{}^{V}/_{V}$$

Cálculo do Ganho do 3º Estágio



$$A_3 = \frac{v_{03}}{v_{02}} = \frac{-R_5 \,//\, R_{i4}}{r_{e7} + R_4}$$

$$R_{i4} = (\beta + 1)(r_{e8} + 3K)$$

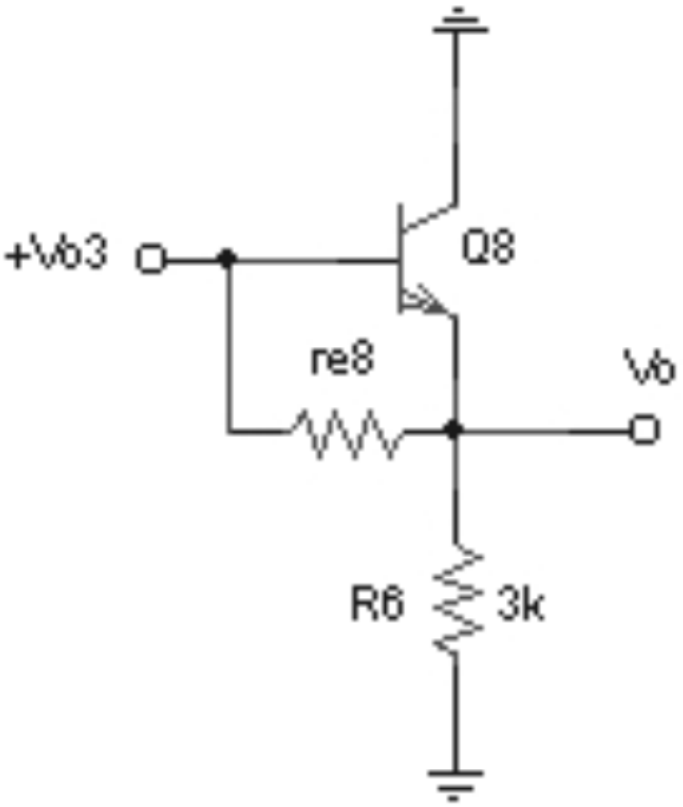
$$r_{e8} = \frac{V_T}{I_{E8}} = \frac{25 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-3}} = 5\Omega$$

$$R_{i4} = (100 + 1)(5 + 3000) \Rightarrow$$

$$R_{i4} = 303{,}5K\Omega$$

$$A_3 = -6{,}42\, {}^{V}/_{V}$$

Cálculo do Ganho do 4º Estágio



Para este estágio, note que não podemos utilizar a regra do ganho, pois a saída não está no coletor.

$$v_0 = \frac{R_6}{R_6 + r_{e8}} v_{03} \Rightarrow A_4 = \frac{v_0}{v_{03}} = \frac{R_6}{R_6 + r_{e8}} \Rightarrow$$

$$A_4 = 0{,}998 \cong 1$$

buffer de tensão (baixa impedância e ganho unitário)

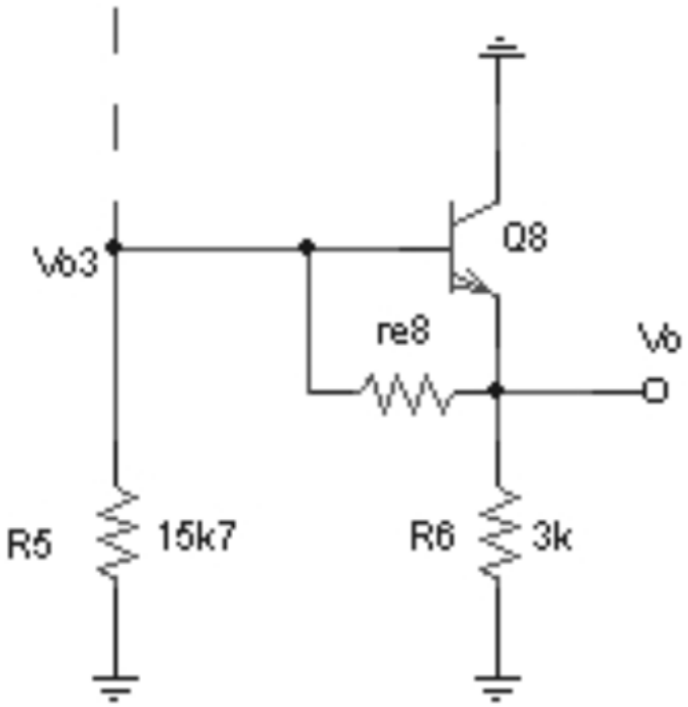
Ganho Total do Amplificador

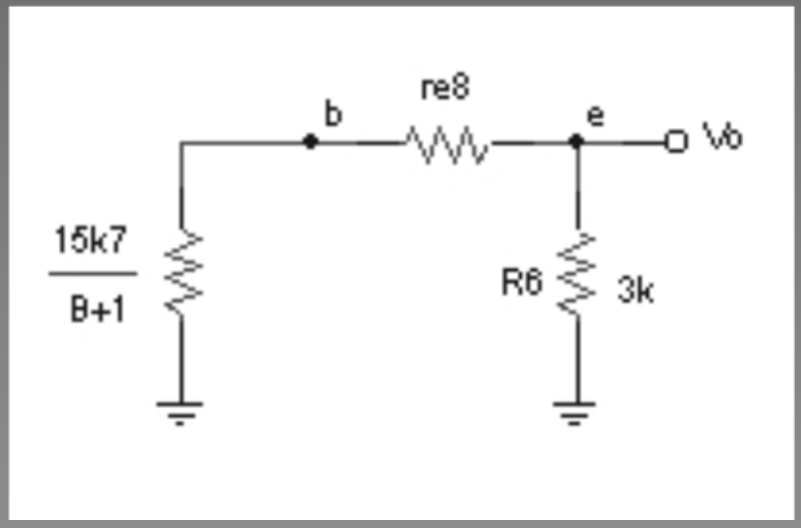
$$A = \frac{v_0}{v_{id}} = \frac{v_0}{v_{03}} \times \frac{v_{03}}{v_{02}} \times \frac{v_{02}}{v_{01}} \times \frac{v_{01}}{v_{id}}$$

$$A = A_4 \times A_3 \times A_2 \times A_1$$

$$A = 8513\,{}^{V}\!/_{V} = 78{,}6dB$$

g) Resistência de Saída





$$R_0 = R_6 // \left(r_{e8} + \frac{R_5}{\beta + 1} \right)$$

$$R_0 = 152\Omega$$

- Simulação do circuito usando o MicroSim

Eletrônica Básica II

Resposta em Frequência

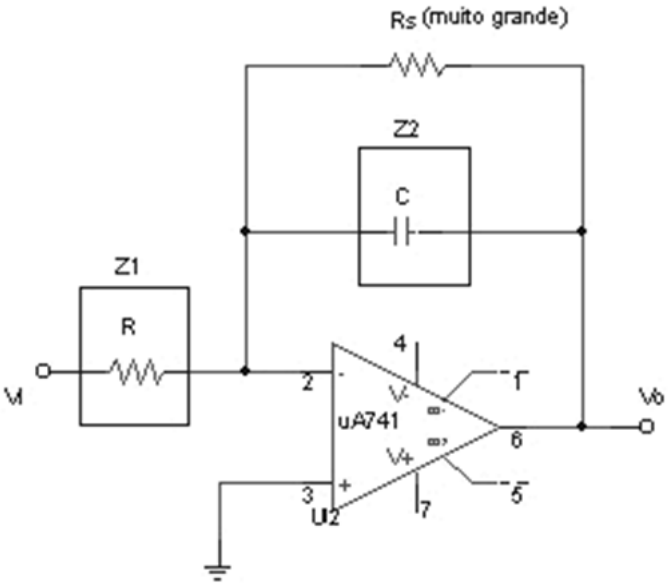
DALE CARNEGIE®
TRAINING

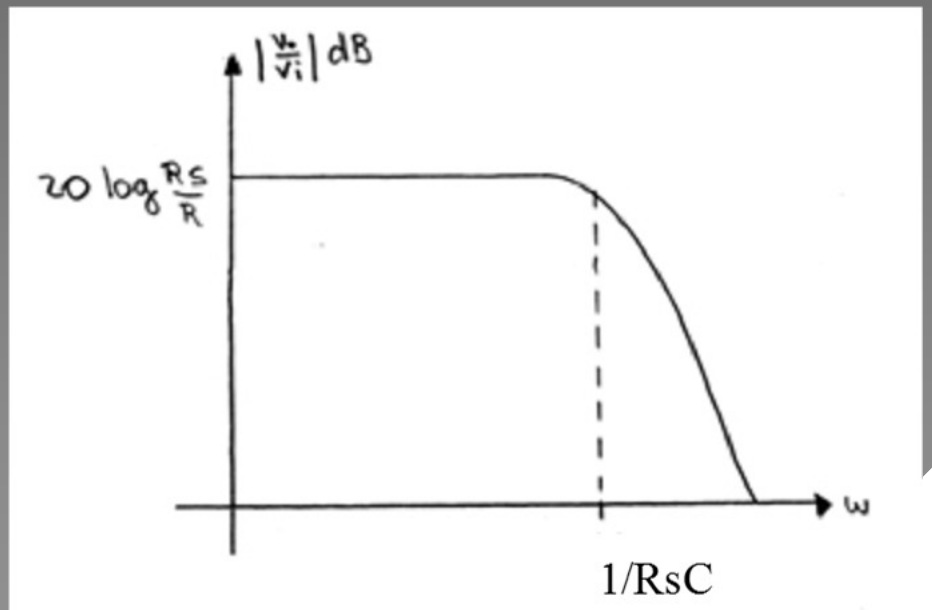
Resposta em Frequência

Uma importante caracterização de um amplificador é sua resposta a entradas de diferentes freqüências, ou seja, sua resposta em freqüência

DALE CARNEGIE® TRAINING

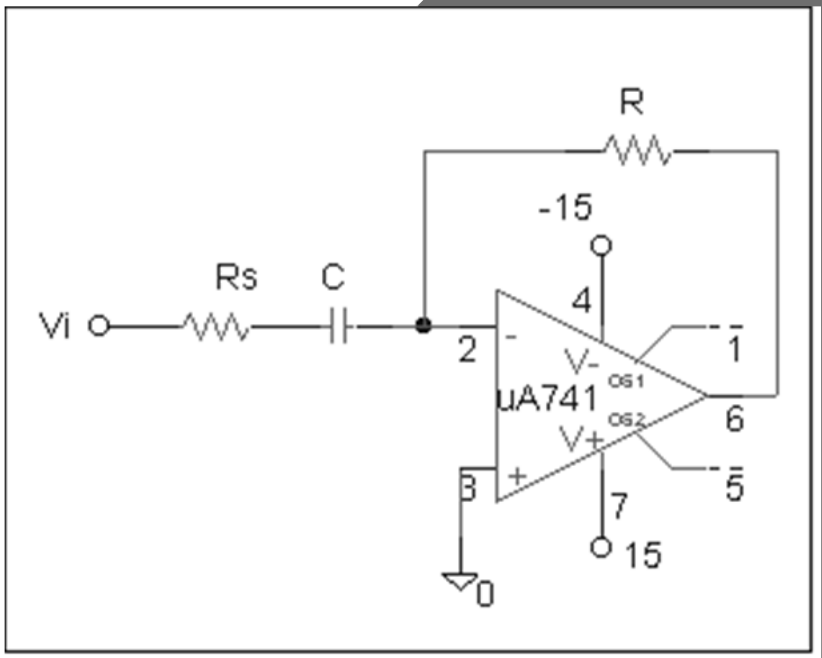
Filtro Passa-Baixas

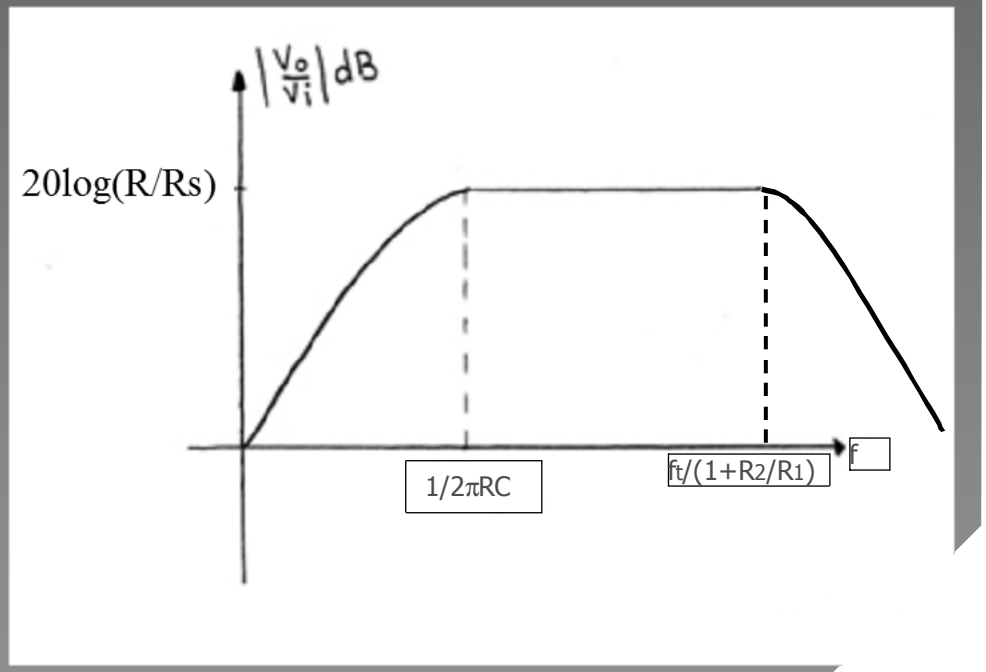




$$f_H = \frac{1}{2\pi R_S C}$$

Filtro Passa-Altas (na verdade, um Passa-Banda)

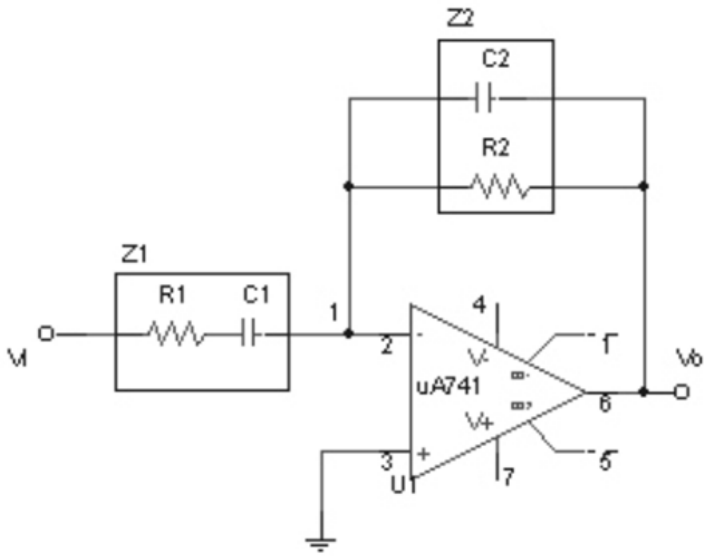


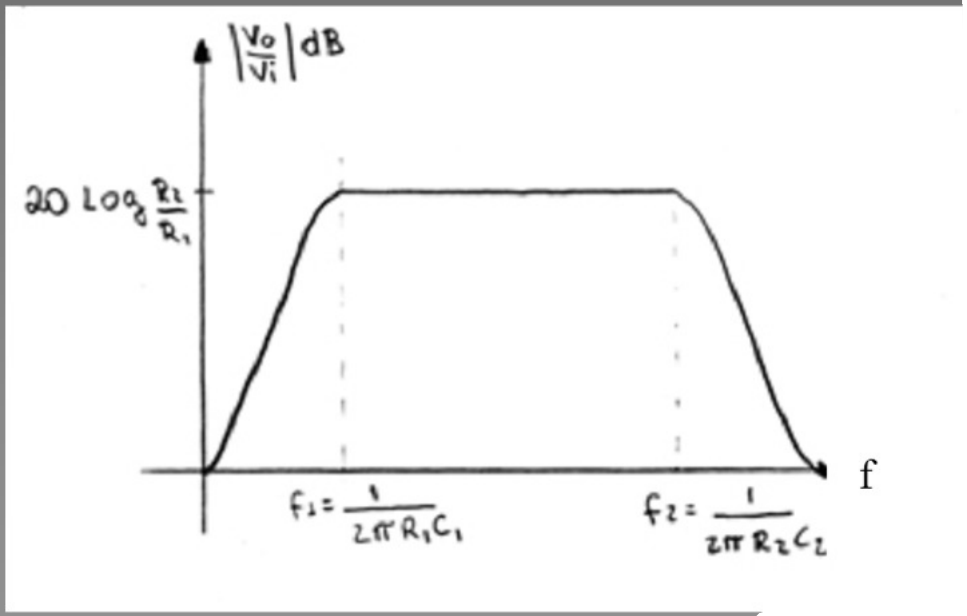


$$f_L = \frac{1}{2\pi R_S C}$$

$$f_H = \frac{10^6}{1 + R / Rs}$$

Filtro Passa-Banda





$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C}$$

$$BW = \omega_H - \omega_L$$

Resposta em Frequência de Amplificadores Baseados em Transistores

Um amplificador é projetado tal que a sua largura de banda coincida com o espectro do sinal que se quer amplificar

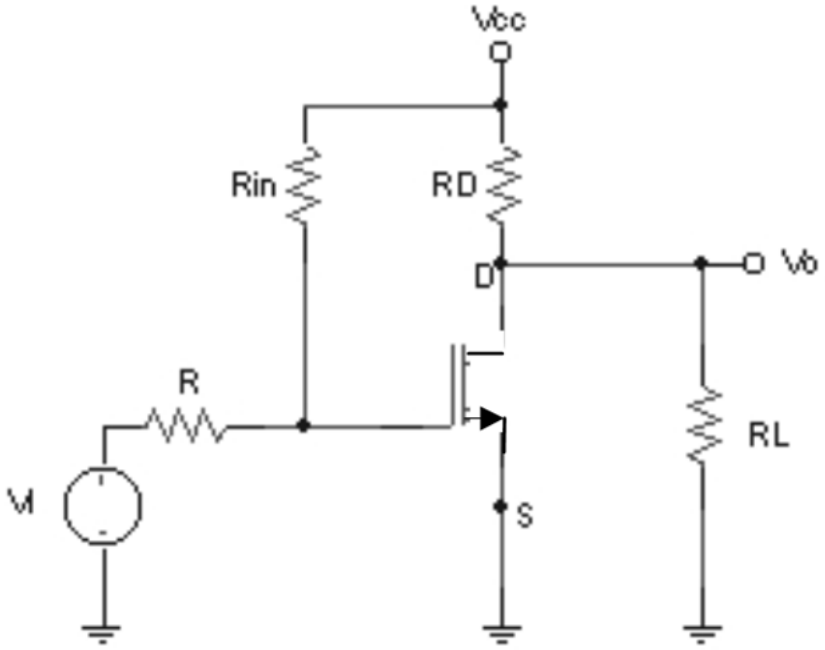
Se isto não ocorrer, haverá distorção no sinal de saída e perda de ganho

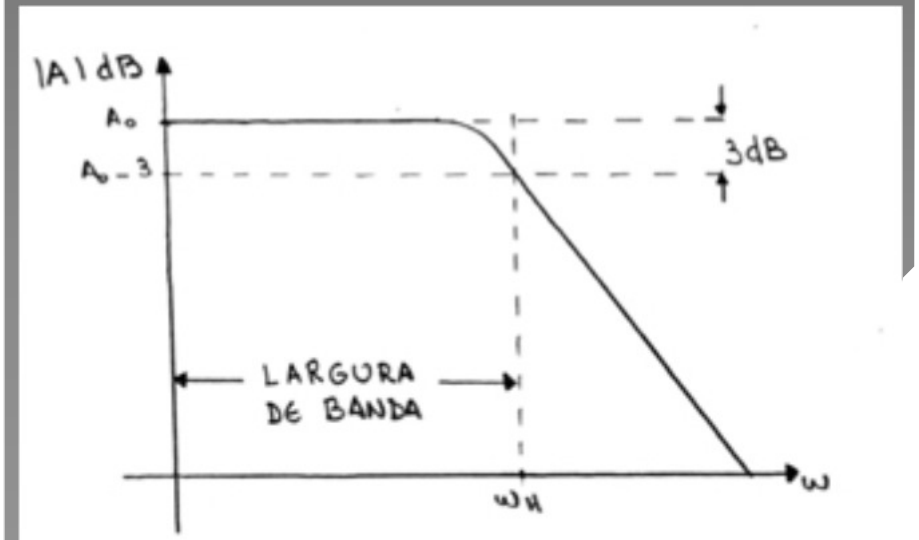
A largura de banda é definida como

$$BW = \omega_H - \omega_L$$

Respostas Típicas

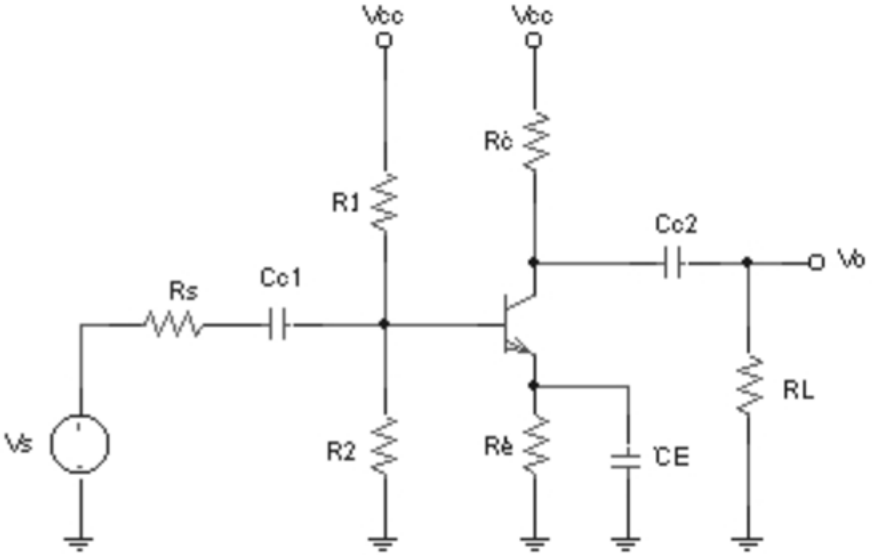
Amplificador Diretamente Acoplado (DC — Directly Coupled)

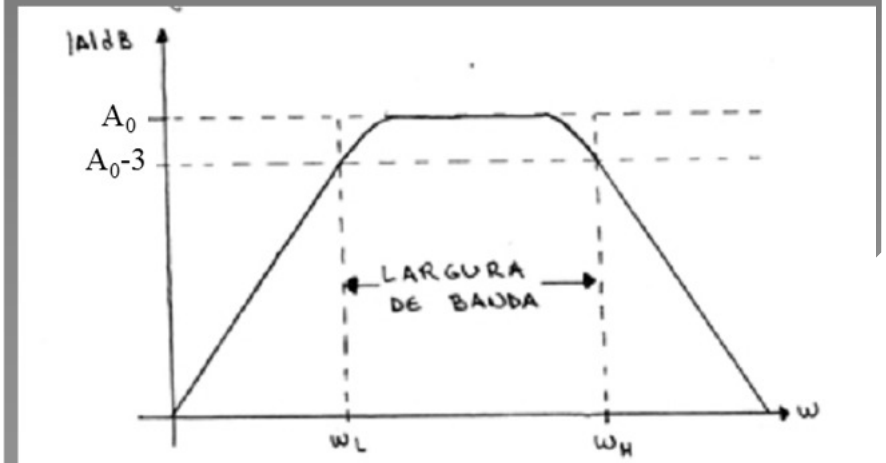




Respostas Típicas

Amplificador Capacitivamente Acoplado (AC – Alternatively Coupled)





Determinação da Frequência de Corte Superior (w_H)

A determinação da freqüência de corte superior ω_H pode ser obtida por:

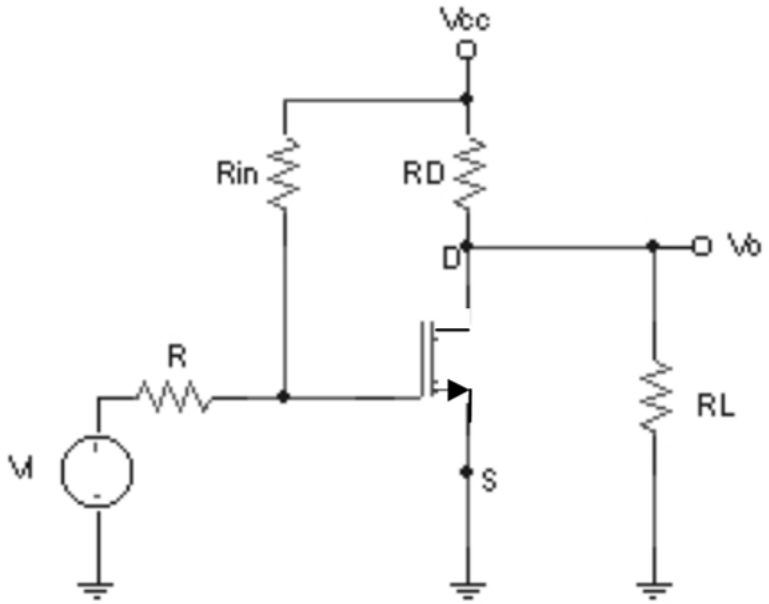
$$\omega_H \approx \frac{1}{\sum C_i R_{i0}} \quad \text{ou} \quad \omega_H \approx \frac{1}{\tau_1 + \tau_2 + \ldots + \tau_n}$$

, onde $\tau_i = C_i R_{i0}$.

Isto é, utilizando o modelo de alta freqüência do transistor, determina-se a resistência vista por um capacitor considerando os outros como circuito aberto e a fonte de sinal como curto-circuito

Exemplo

Para o amplificador abaixo, encontre o ganho de tensão na banda média (A_M) e a freqüência 3dB superior (f_H). Considere:



$$C_{gs} = C_{gd} = 1pF$$

$$g_m = 4m\,{}^{A}\!/_{V}$$

$$R = 100K\Omega$$

$$R_{in} = 420K\Omega$$

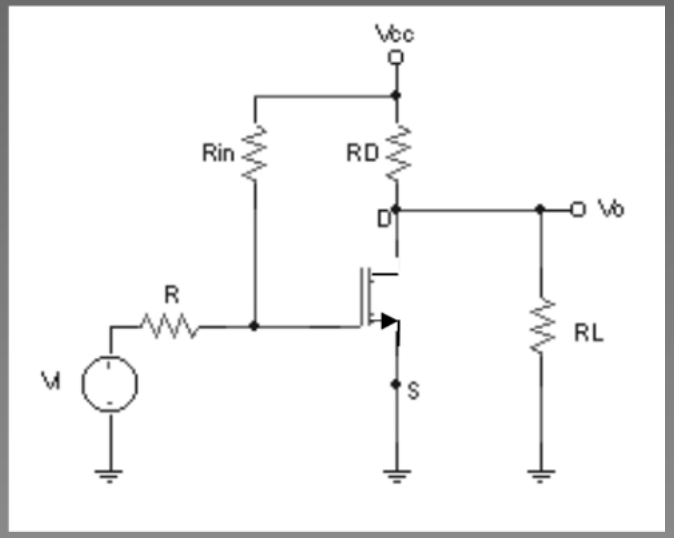
$$R_L // R_D // r_0 = R_L' = 3{,}33K\Omega$$

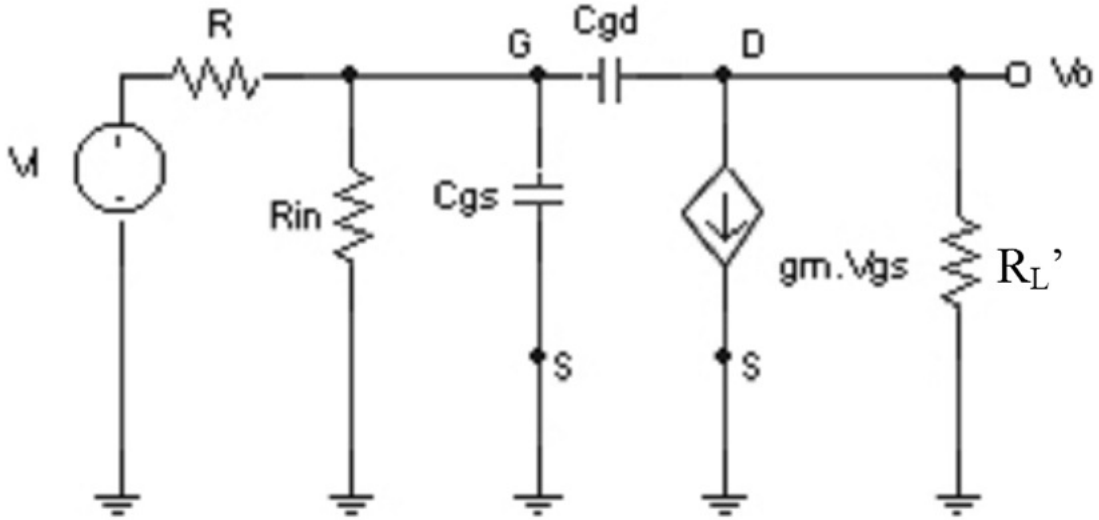
Determinação do Ganho em Banda Média (A_M)

A determinação do ganho em banda média (A_M) é feita analisando o circuito equivalente do amplificador, mas considerando:

- os capacitores externos do amplificador como curto-circuito
- os capacitores internos do transistor como circuito aberto

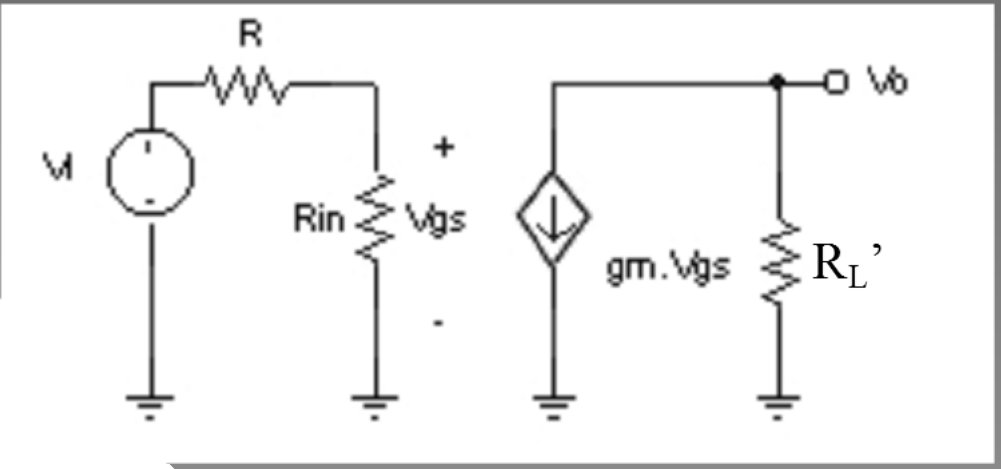
Substituindo o FET pelo seu circuito equivalente de alta frequência, temos:





Determinação de $A_M \equiv \dfrac{v_0}{v_d}$

(considerando os capacitores internos do FET como circuito aberto).



Temos então que

$$v_0 = -g_m V_{gs} R_L'$$

$$V_{gs} = \frac{R_{in}}{R_{in} + R} v_i$$

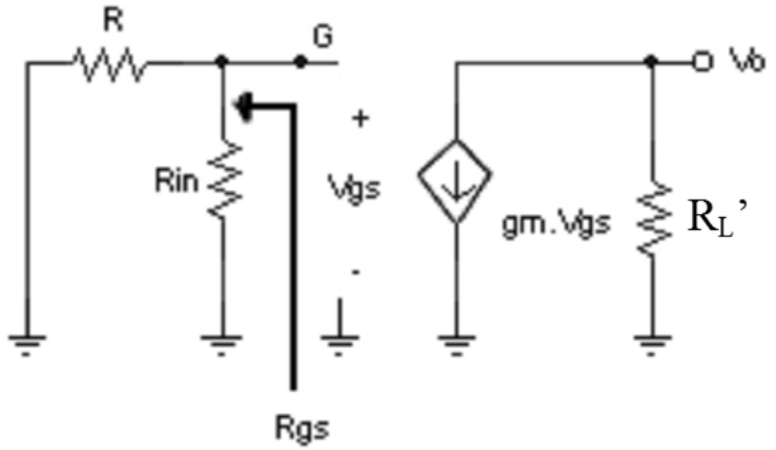
$$\Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = \boxed{A_M = -\frac{R_{in}}{R_{in} + R} g_m R_L'} \Rightarrow A_M = -10{,}8\, {}^{V}\!/_{V} = 10{,}8 \angle 180^\circ = 20{,}7\, dB$$

Determinação de ω_H

Resistência vista por C_{gs}

(substituindo C_{gd} por circuito aberto e curto-circuitando fonte de sinal).

O circuito fica:



Do circuito, $R_{gs}=R//R_{in}=100k//420k$, ou seja, $R_{gs}=80,8\ k\Omega$.

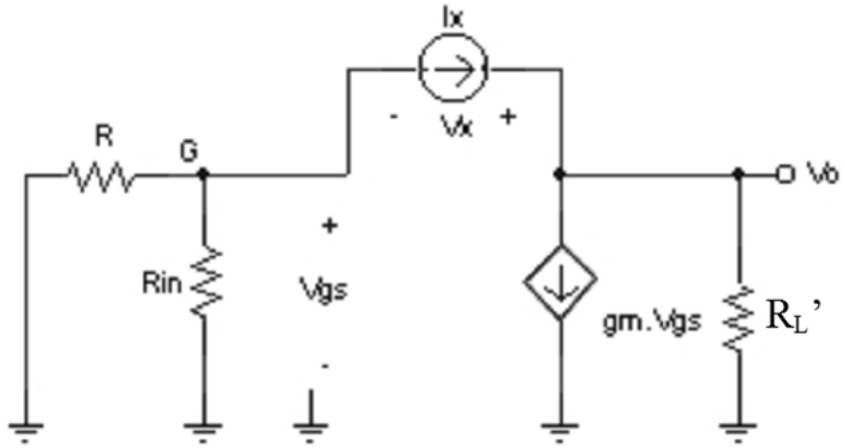
Assim, a constante de tempo de C_{gs} é:

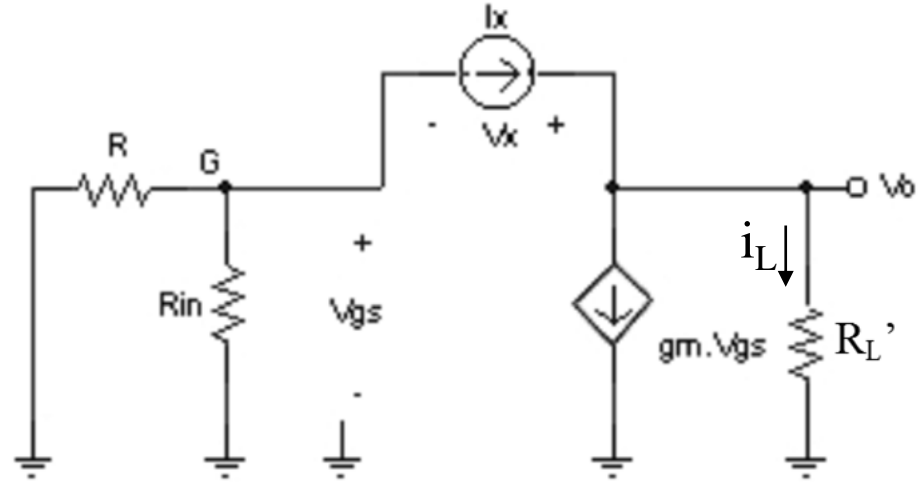
$\tau_{gs}=C_{gs}.R_{gs}=80,8$ ns.

Resistência R_{gd} vista por C_{gd} (abrindo C_{gs} e aterrando v_i)

Para obter a resistência R_{gd} vista por C_{gd}, substituímos o capacitor C_{gd} por uma fonte de corrente de valor I_X, que possui uma tensão sobre a mesma de valor V_X.

Assim, R_{gd} será dado por $R_{gd} = \frac{V_X}{I_X}$. O circuito fica:





No nó (G): $\frac{V_{gs}}{R} + \frac{V_{gs}}{R_{in}} + I_X = 0$ (1)

No nó (D): $-I_X + g_m V_{gs} + i_L = 0$ (2) e $V_{gs} + V_X - R_L' i_L = 0$ (3)

Fazendo $R' = \frac{R.R_{in}}{R + R_{in}}$, temos que $\frac{V_X}{I_X} \equiv R_{gd} = R' + R_L' + g_m R_L' R'$

$$R_{gd} = 1{,}16 M\Omega \Rightarrow \tau_{gd} = C_{gd} R_{gd} \Rightarrow \tau_{gd} = 1160 nS$$

Determinação de ω_H

$$\omega_H = \frac{1}{\tau_{gs} + \tau_{gd}} = 806K\ {}^{rad}/_{s} \Rightarrow$$

$$f_H = 128{,}3KHz$$

Obs: O capacitor dominante é o que tem o maior valor de constante de tempo, τ.

No caso, note que C_{gd} é a capacitância dominante no circuito, pois $\tau_{gd} >> \tau_{gs}$.

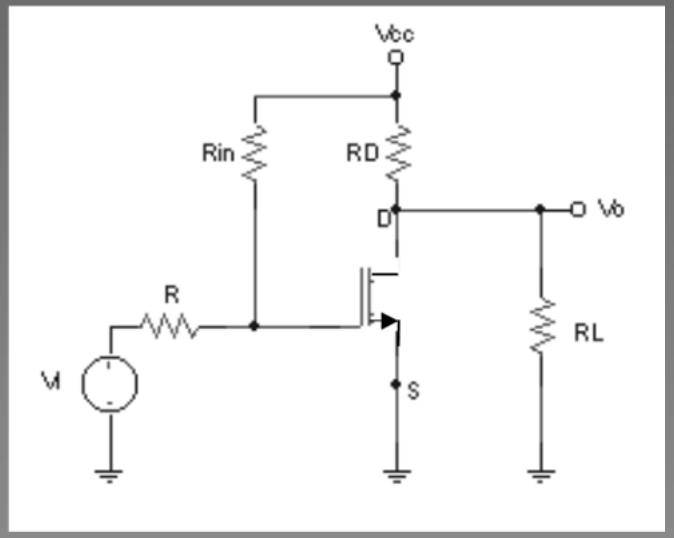
Assim, para aumentar f_H , devemos trocar o FET por outro com menor C_{gd} , ou reduzir R_{gd} (usando valores menores para R' ou R_L').

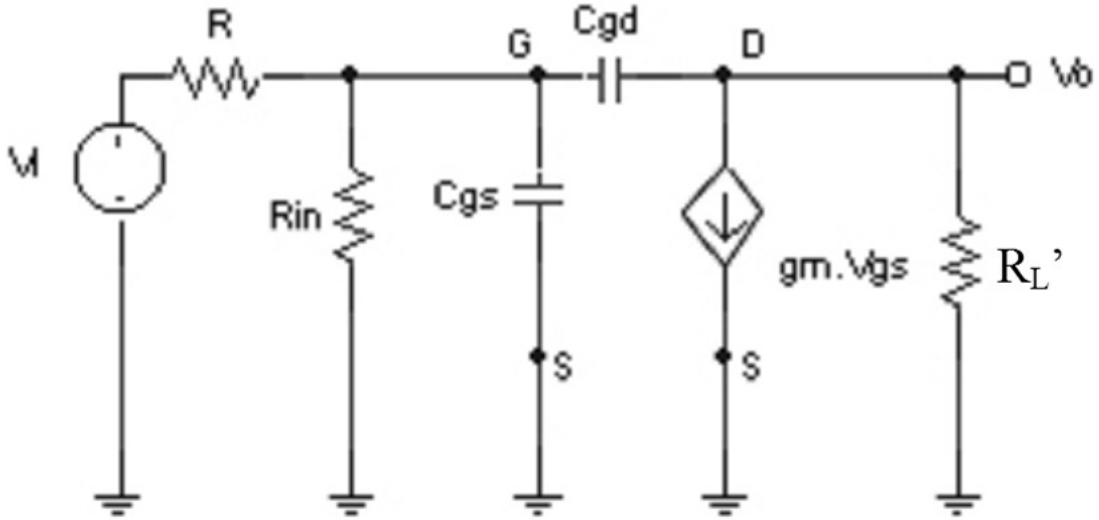
Entretanto, modificar R' significa alterar o ponto de polarização do FET, então somente nos resta diminuir R_L'.

Mas, se diminuirmos R_L', reduzimos o ganho em banda média, pois A_M é diretamente proporcional a R_L'.

Este é um compromisso entre se ter um alto ganho ou uma grande largura de banda.

- Simulação do circuito usando o MicroSim





Eletrônica Básica II

Resposta em Frequência

DALE CARNEGIE®
TRAINING

Resposta de Baixa Frequência

A freqüência 3dB inferior, ω_L , pode ser obtida através da expressão:

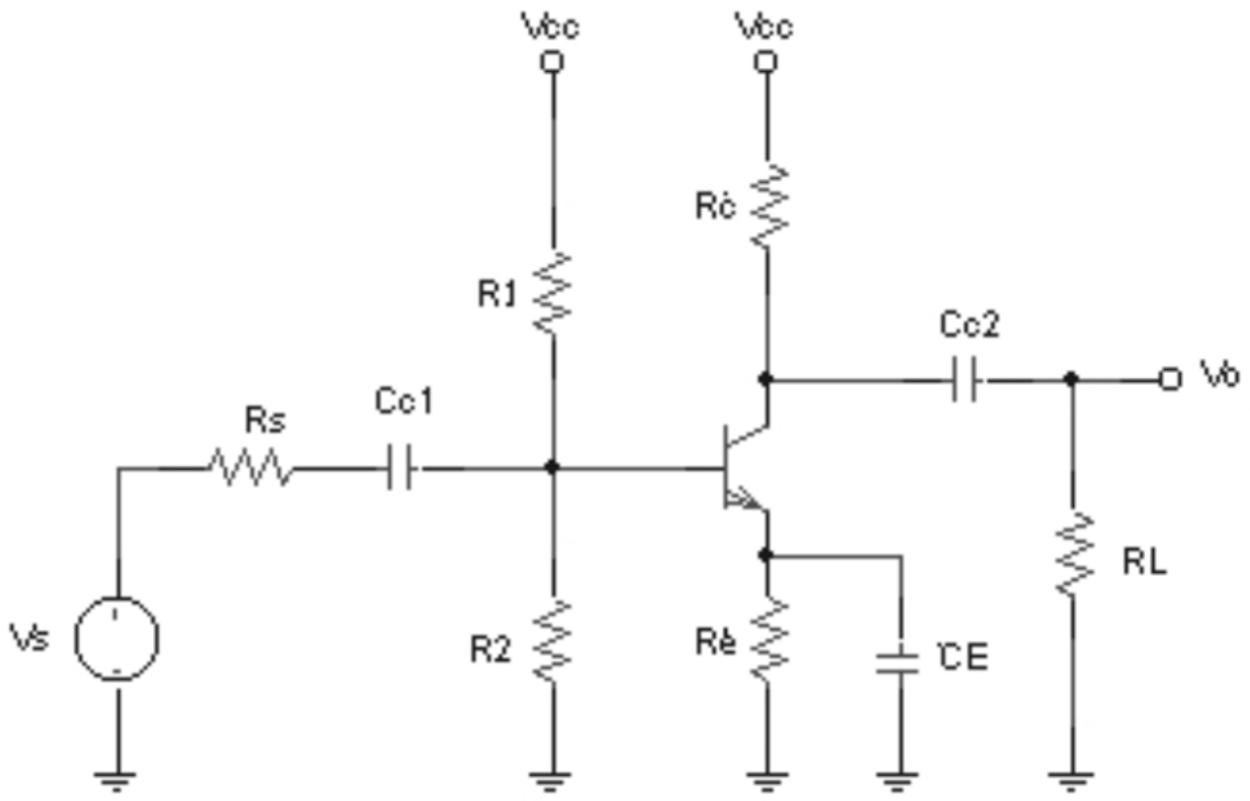
$$\omega_L \approx \sum \frac{1}{C_i R_{is}}$$ ou $$\omega_L \approx \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} + \ldots + \frac{1}{\tau_n}$$, onde $\tau_i = C_i R_{iS}$.

- Utiliza-se o circuito equivalente de baixa freqüência
- Considera-se um capacitor de cada vez, estando os outros curto-circuitados, com a fonte de sinal desativada

Dale Carnegie® Training

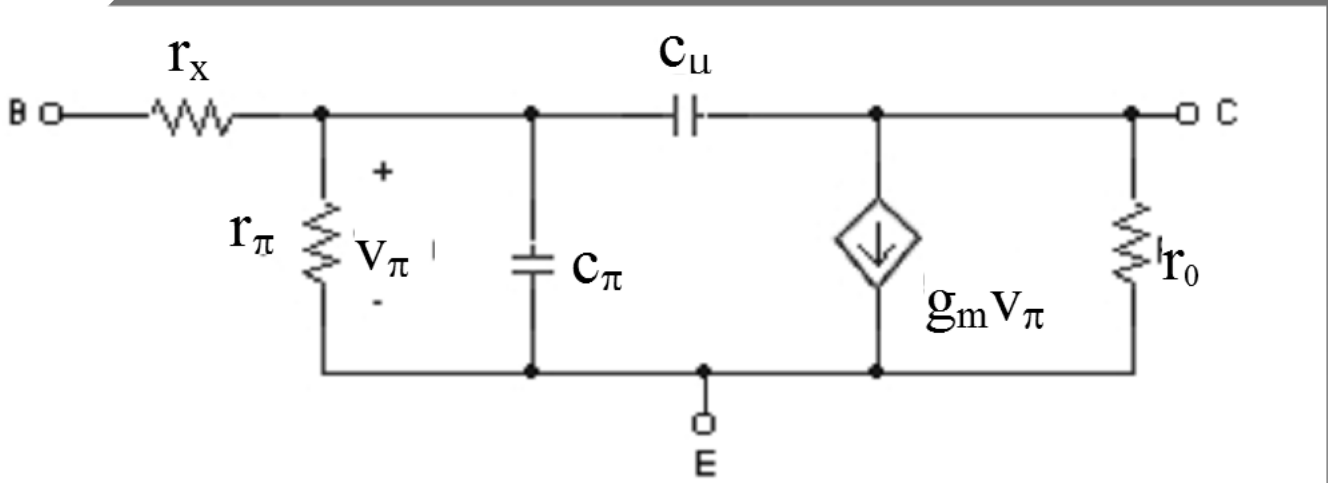
Exemplo

Para o amplificador abaixo, encontre a frequência de corte inferior



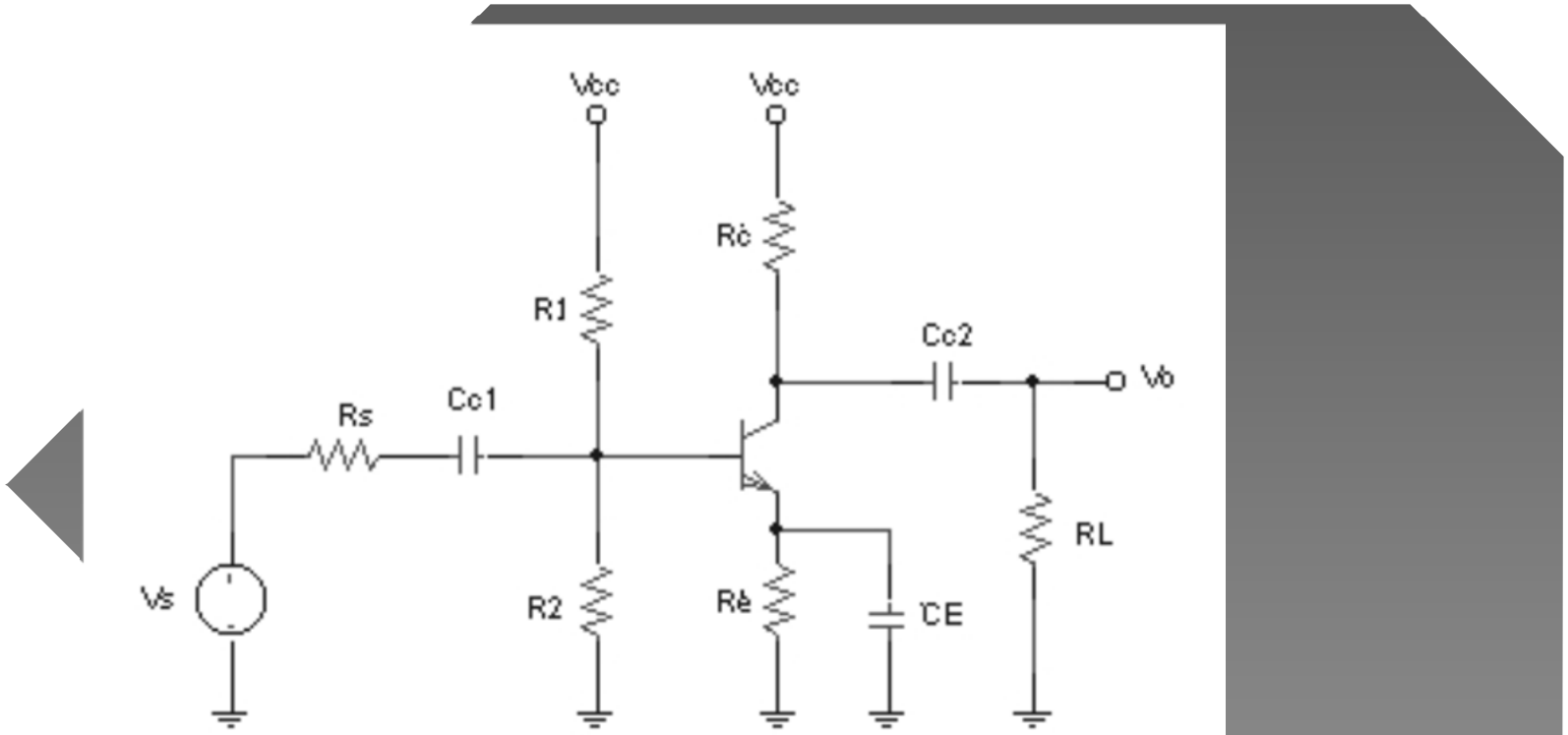
Dale Carnegie® Training

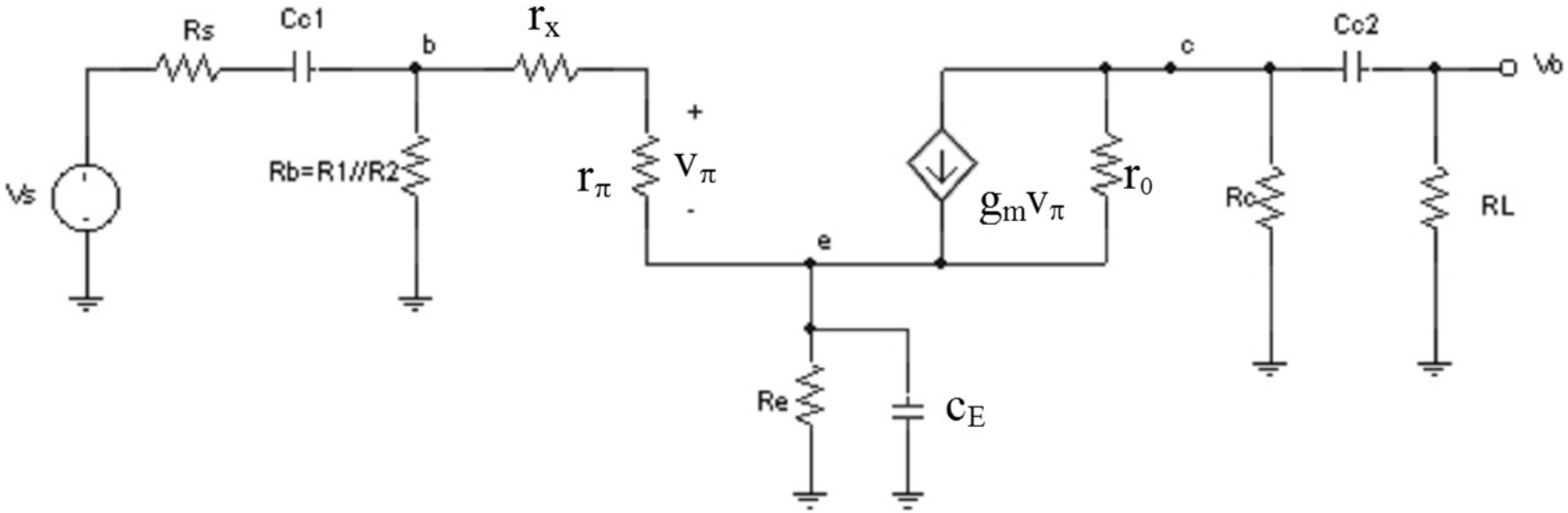
O modelo π híbrido de alta freqüência de um transistor bipolar é ($r_x << r_\pi$ e $r_\pi = (\beta+1)\, r_e$):



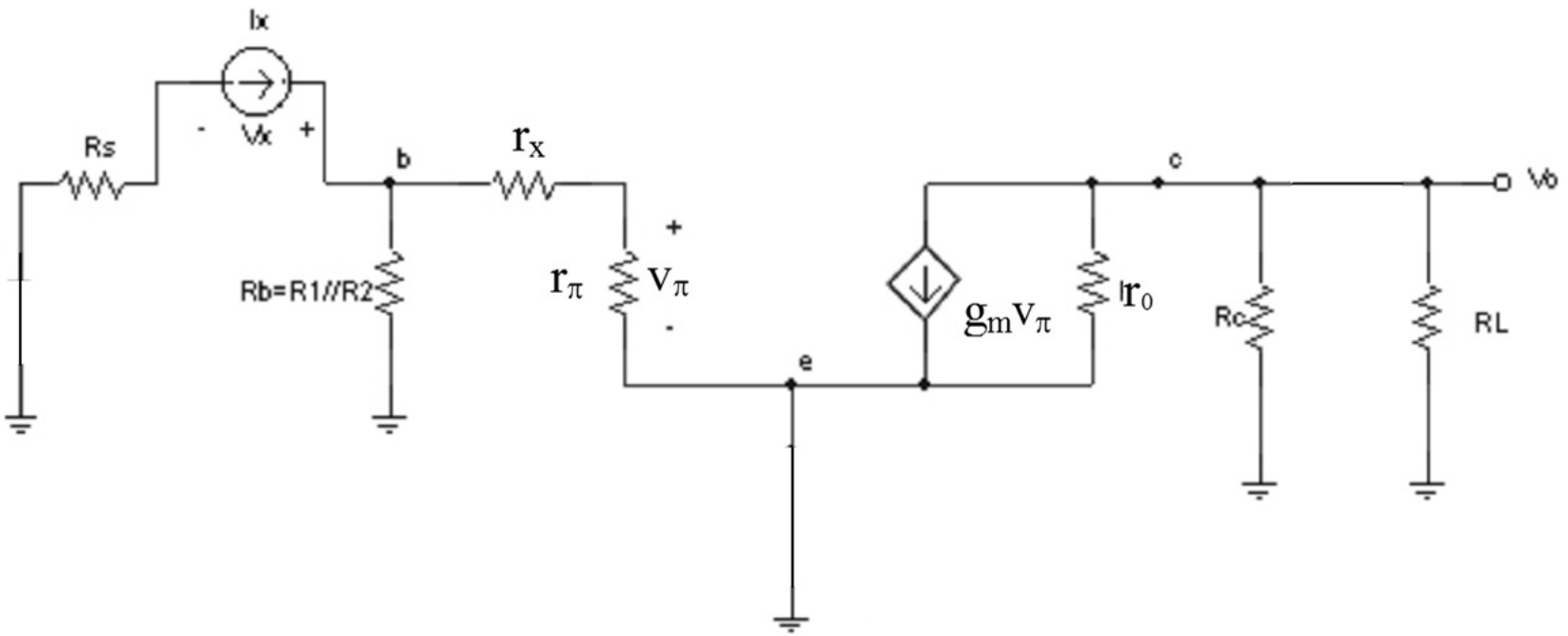
O modelo de baixa frequência é o mesmo, mas com os capacitores em aberto.

Dale Carnegie® Training


Vcc
Vcc
Rc
R1
Cc2
Vo
Rs
Cc1
RL
Vs
R2
Re
CE


Rs
Cc1
b
r_x
c
Cc2
Vo
+
Vs
Rb=R1//R2
r_π
V_π
-
$g_m V_\pi$
r_0
Rc
RL
e
Re
c_E

1) Determinação da Resistência R_{C1} vista por C_{C1} (curto-circuitando C_E e C_{C2} e aterrando V_S)

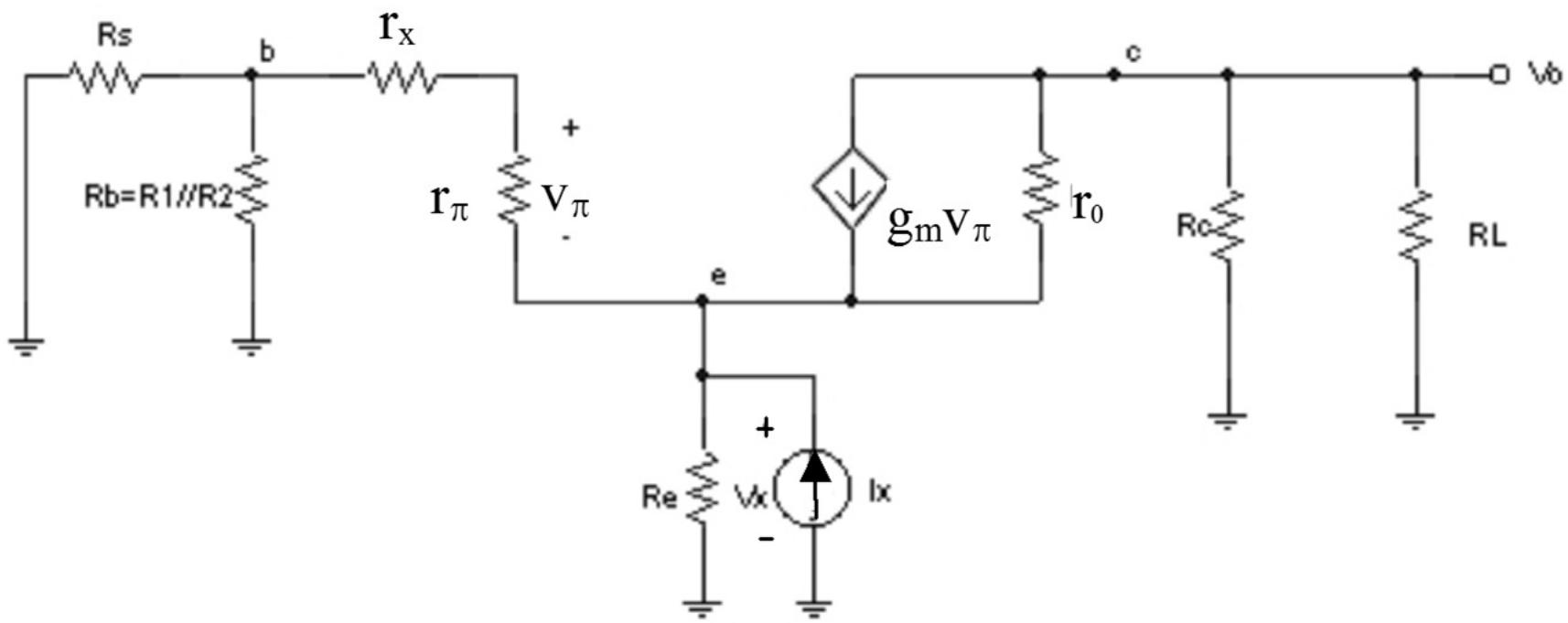


$$0 - R_S I_X + V_X - \left[R_b // \left(r_x + r_\pi\right)\right] I_X = 0$$

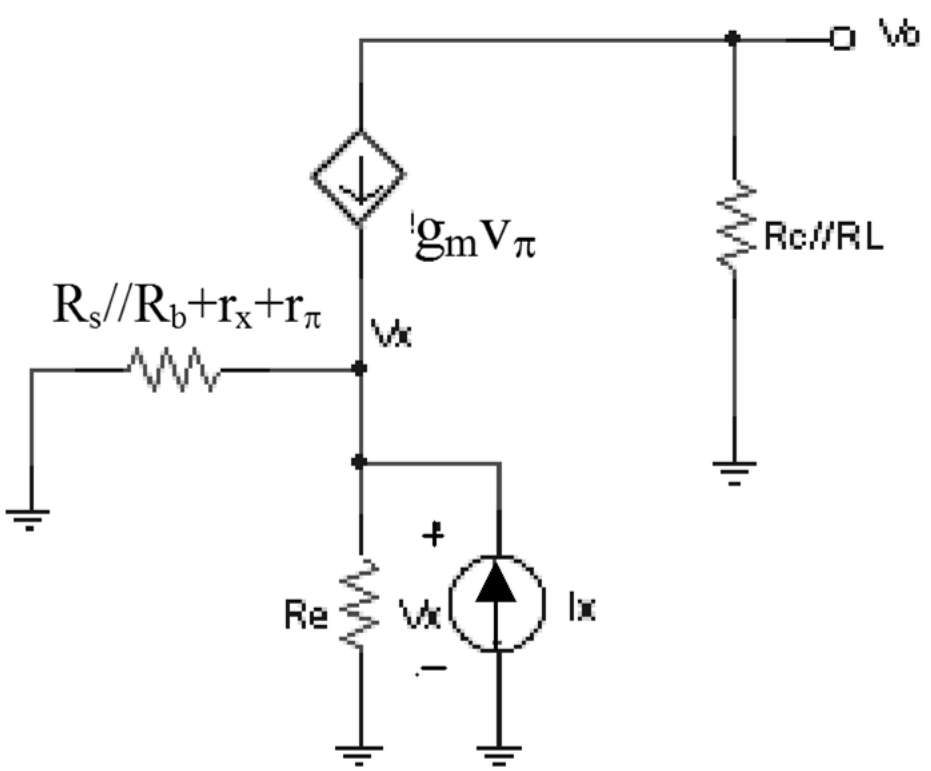
$$R_{C1} = \frac{V_X}{I_X} = R_S + R_b // \left(r_x + r_\pi\right)$$

DALE CARNEGIE® TRAINING

2) Determinação da resistência R_E' vista por C_e (curto-circuitando C_{C1} e C_{C2} e aterrando Vs, e considerando r_0 muito grande)



DALE CARNEGIE® TRAINING



$$\frac{V_X}{R_S // R_b + r_\pi + r_x} + \frac{V_X}{R_e} - g_m V_\pi - I_X = 0$$

$$i_b = -\frac{V_X}{R_S // R_b + r_x + r_\pi}$$

$$g_m V_\pi = \beta i_b$$

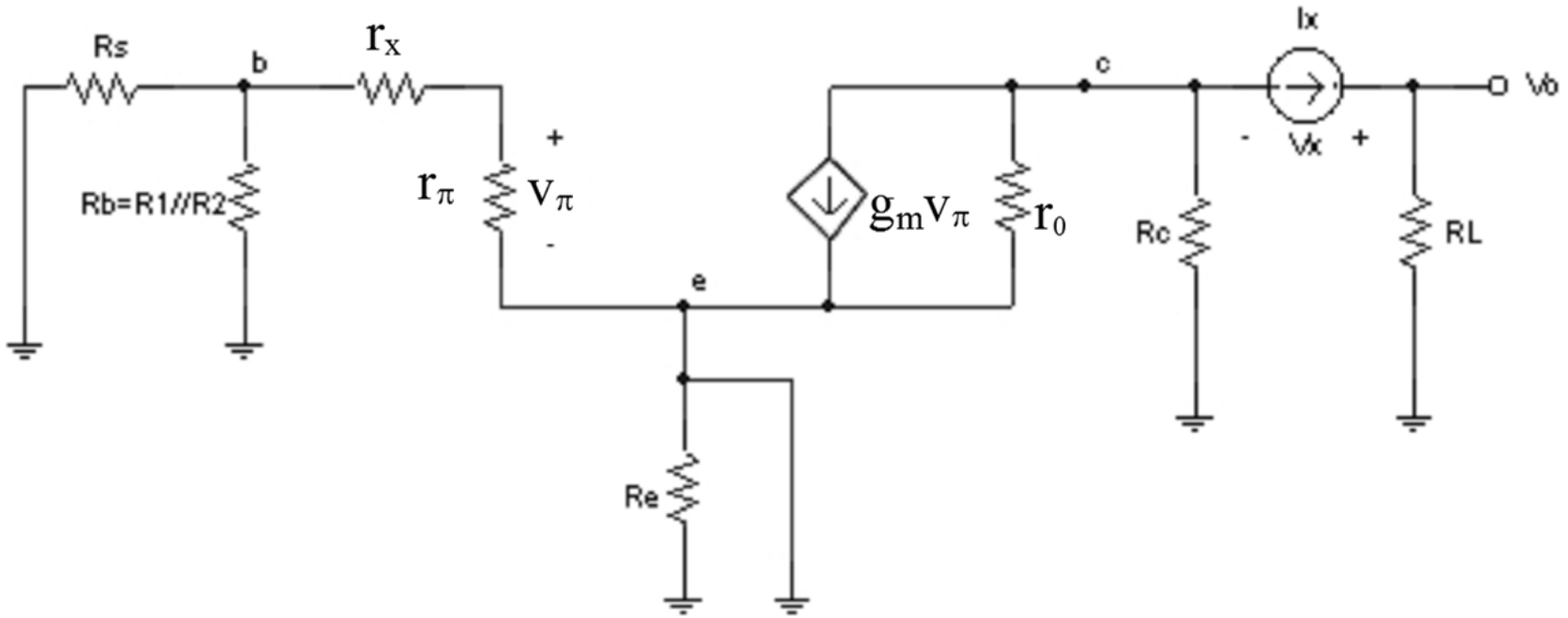
$$\frac{V_X}{R_S // R_b + r_x + r_\pi} + \frac{V_X}{R_e} + \frac{\beta V_X}{R_S // R_b + r_x + r_\pi} - I_X = 0$$

$$R_E' = \frac{V_X}{I_X} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{R_S // R_b + r_x + r_\pi}{\beta + 1}} + \frac{1}{R_e}}$$

$$R_E' = \left[\frac{R_S // R_b + r_x + r_\pi}{\beta + 1}\right] // R_e$$

DALE
TRAINING

3) Determinação de R_{C2} vista por C_{C2} (curto-circuitando C_{C1} e C_e e aterrando Vs).



$$R_{C2} = r_0 // R_C + R_L$$

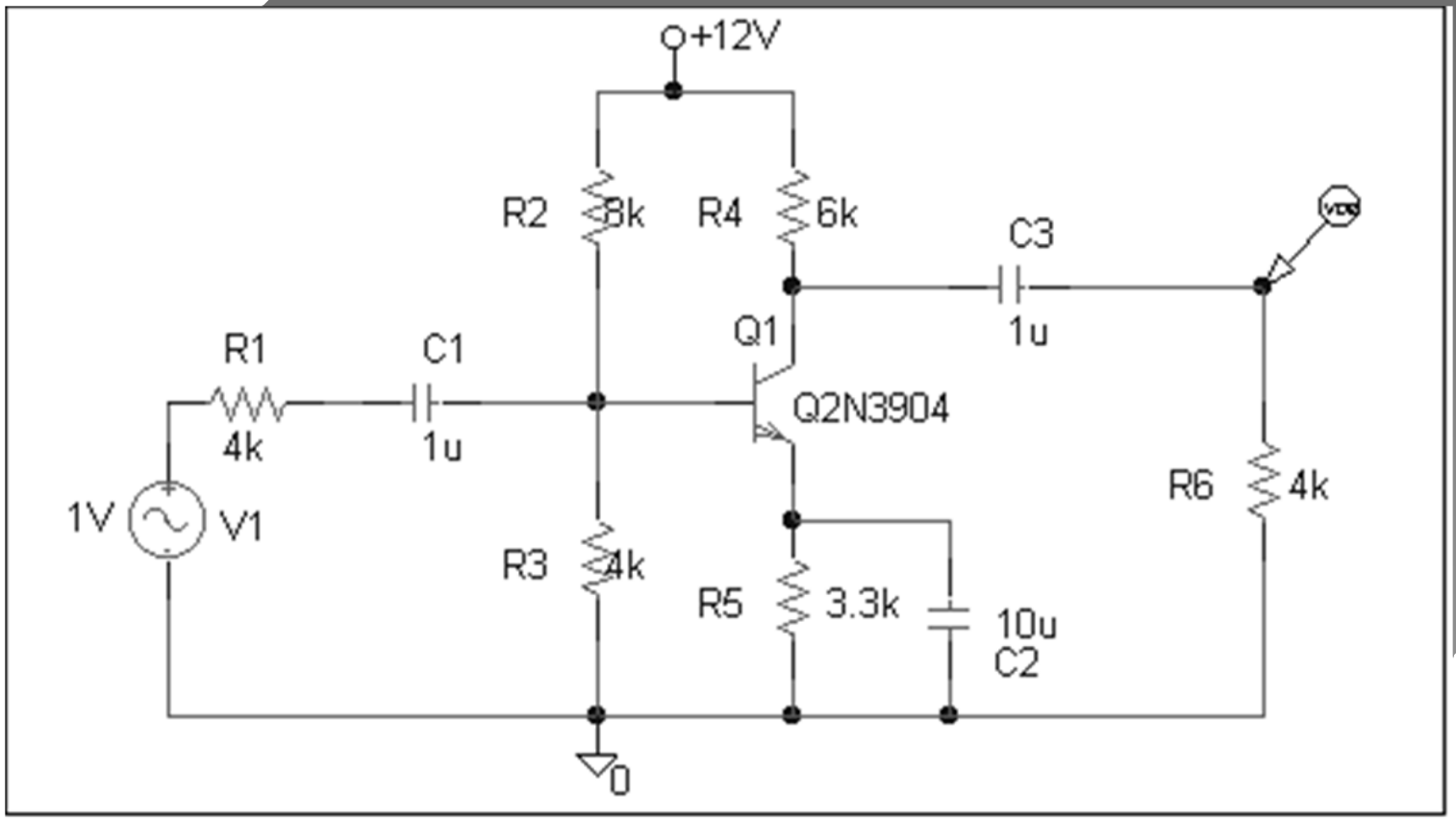
DALE CARNEGIE® TRAINING

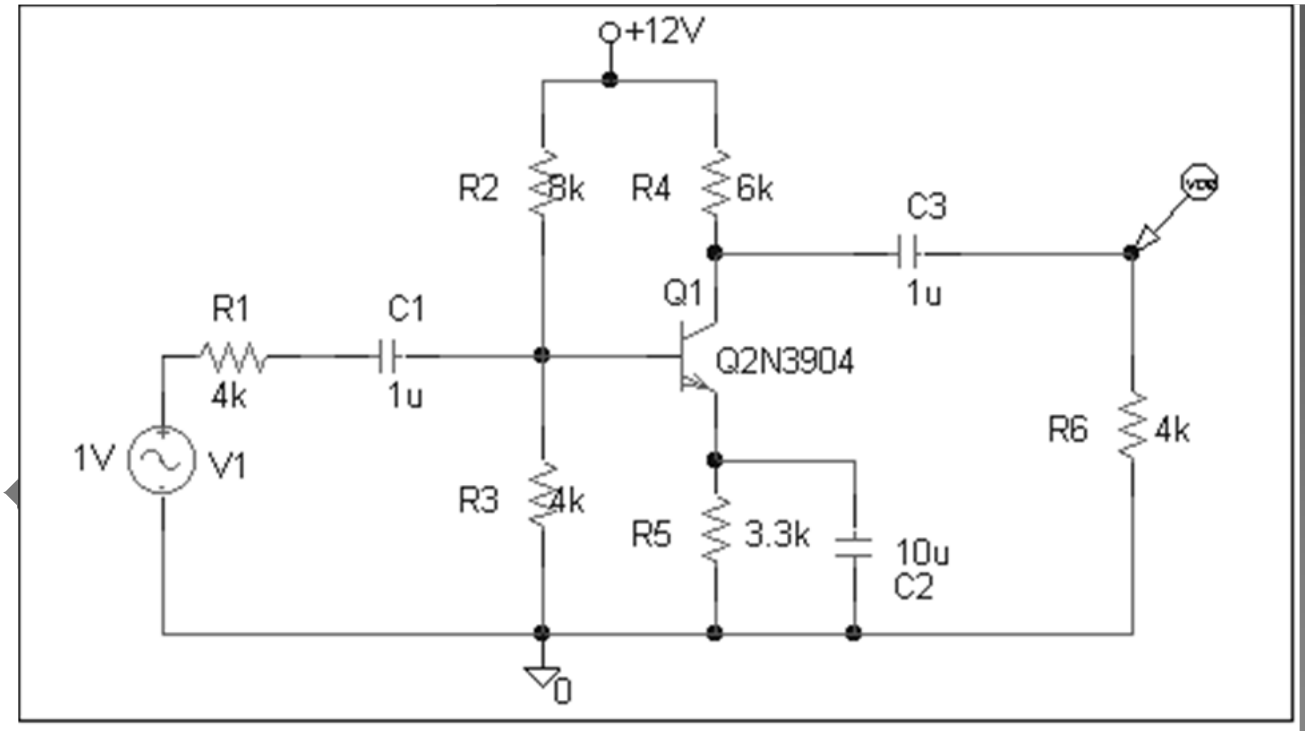
Determinação da Frequência de Corte Inferior (w_L)

$$\omega_L \cong \frac{1}{C_{C1}R_{C1}} + \frac{1}{C_eR_E'} + \frac{1}{C_{C2}R_{C2}}$$

DALE CARNEGIE® TRAINING

Laboratório: Determine f_H e f_L para o amplificador abaixo





$$R_{C1} = R_S + R_b // (r_x + r_\pi)$$

$$R_{C1} = 5K$$

$$R_{C3} = r_0 // R_C + R_L$$

$$R_{C2} = 10K$$

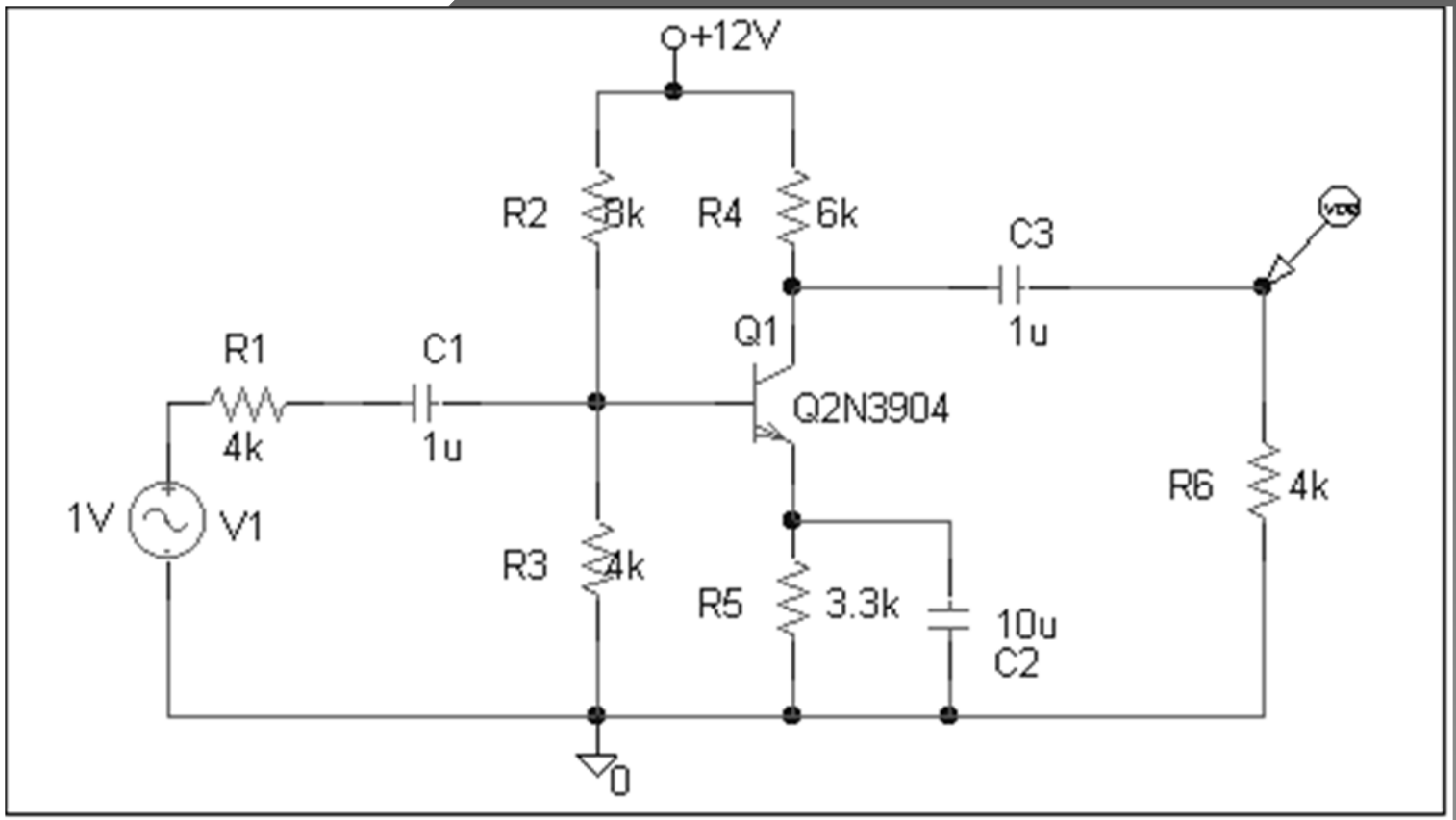
$$R_{C2} = \left[\frac{R_S // R_b + r_x + r_\pi}{\beta + 1} \right] // R_e$$

$$R_E' = 40\Omega$$

$$\omega_L \cong \frac{1}{C_{C1}R_{C1}} + \frac{1}{C_e R_E'} + \frac{1}{C_{C2}R_{C2}}$$

$$\omega_L \cong \frac{1}{1\mu.5K} + \frac{1}{10\mu.40} + \frac{1}{1\mu.10K}$$

$$w_L \approx \frac{1}{10\mu.40} \Rightarrow f_L \approx 400Hz$$

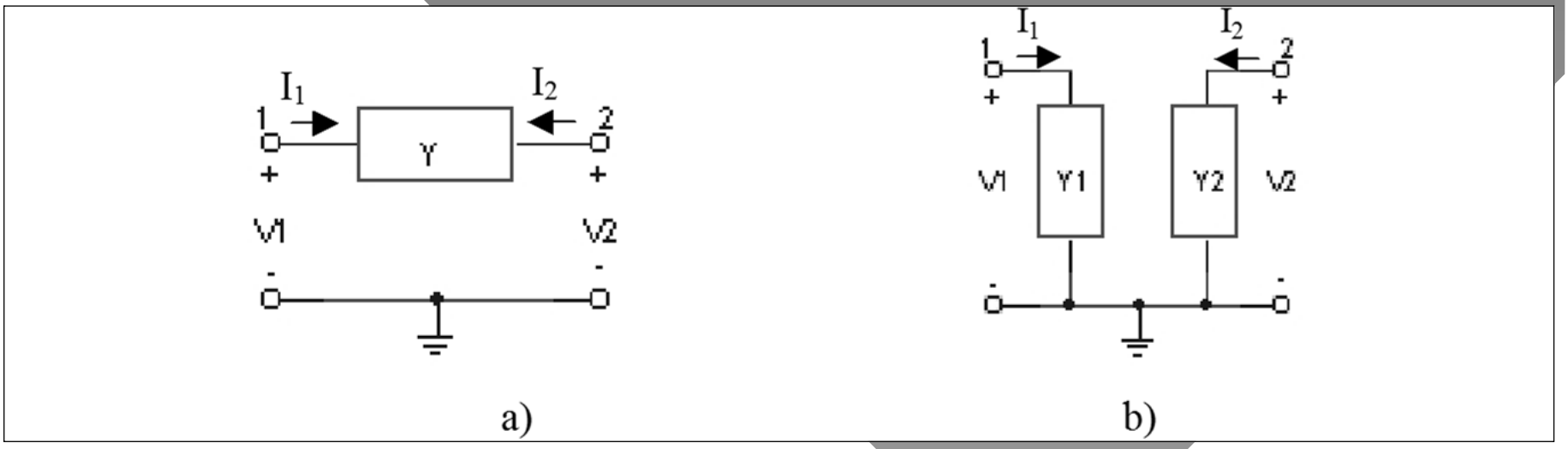


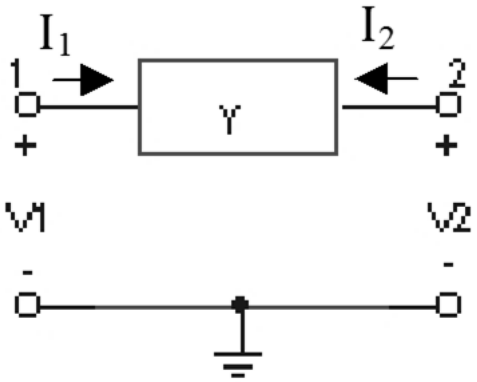
- Simulação do circuito usando o MicroSim

Determinação da Frequência de Corte Superior (w_H) Utilizando o Teorema de Miller

O Teorema de Miller é um teorema de circuito que permite substituir um elemento que faz "ponte" entre dois nós, por dois elementos, cada um desde um nó para terra

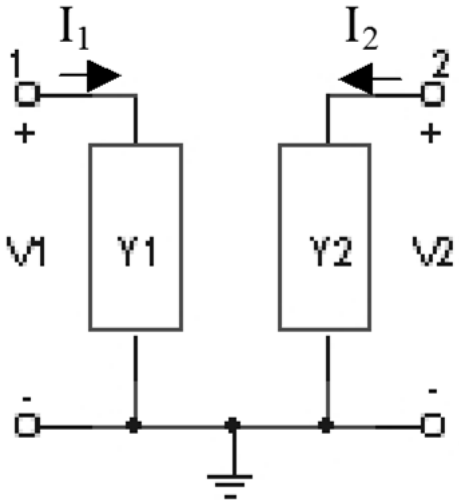
Exemplo: Suponha um elemento de circuito, com admitância Y, conectado entre dois nós. Para substituirmos esse elemento por dois outros elementos conectados de cada um dos nós para terra, o circuito a) deve ser equivalente ao circuito b).





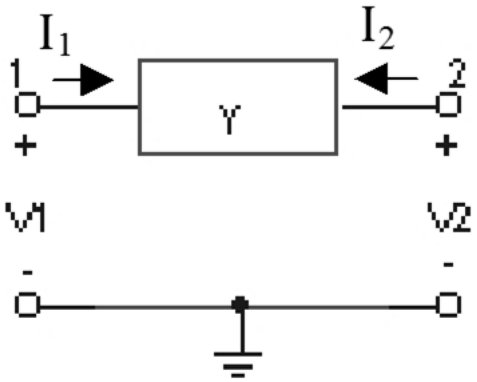
$$I_1 = (V_1 - V_2)Y = YV_1\left(1 - {V_2}/{V_1}\right)$$

Fazendo $K = \dfrac{V_2}{V_1}$ (ganho do nó 2 para o nó 1), temos: $I_1 = YV_1(1-K)$



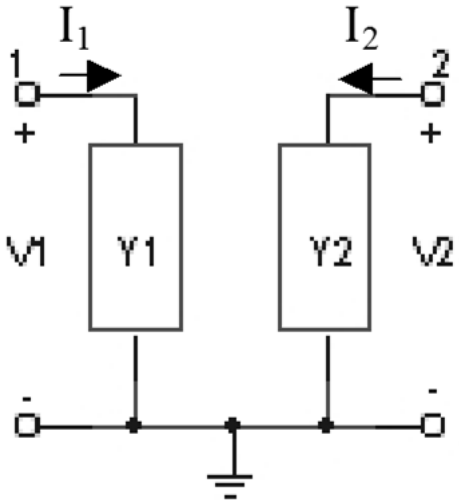
$$I_1 = Y_1 V_1$$

$$V_1 Y_1 = YV_1(1-K) \Rightarrow \quad Y_1 = Y(1-K)$$



$$I_2 = Y\left(V_2 - V_1\right) \Rightarrow I_2 = YV_2\left(1 - {V_1}/{V_2}\right) \Rightarrow$$

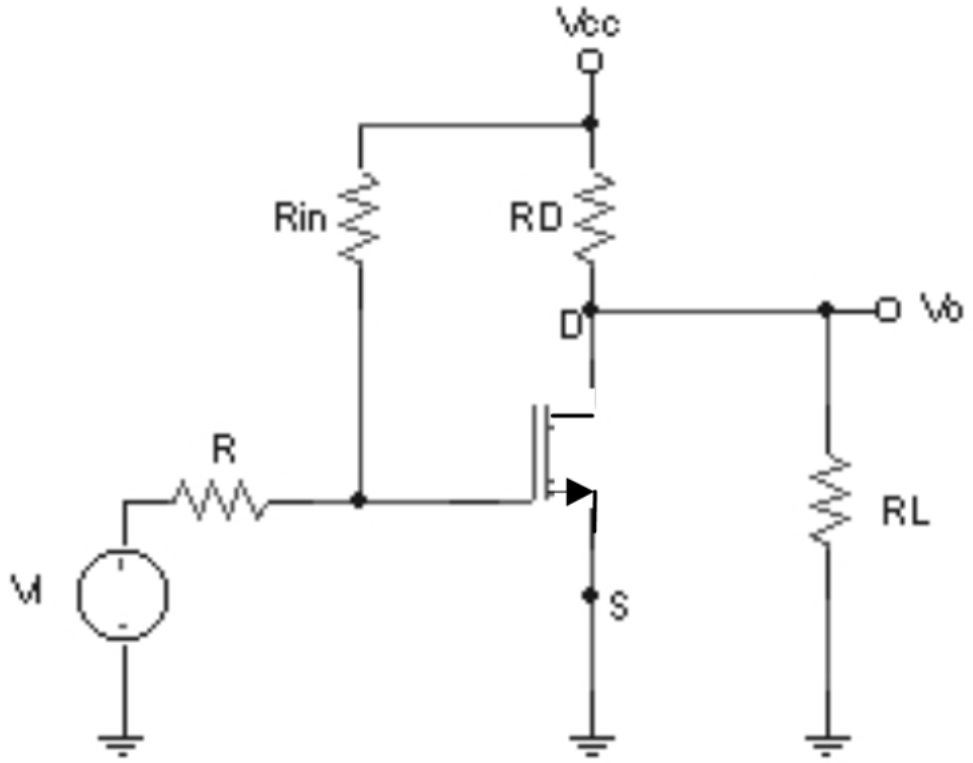
$$I_2 = YV_2\left(1 - {1}/{K}\right)$$

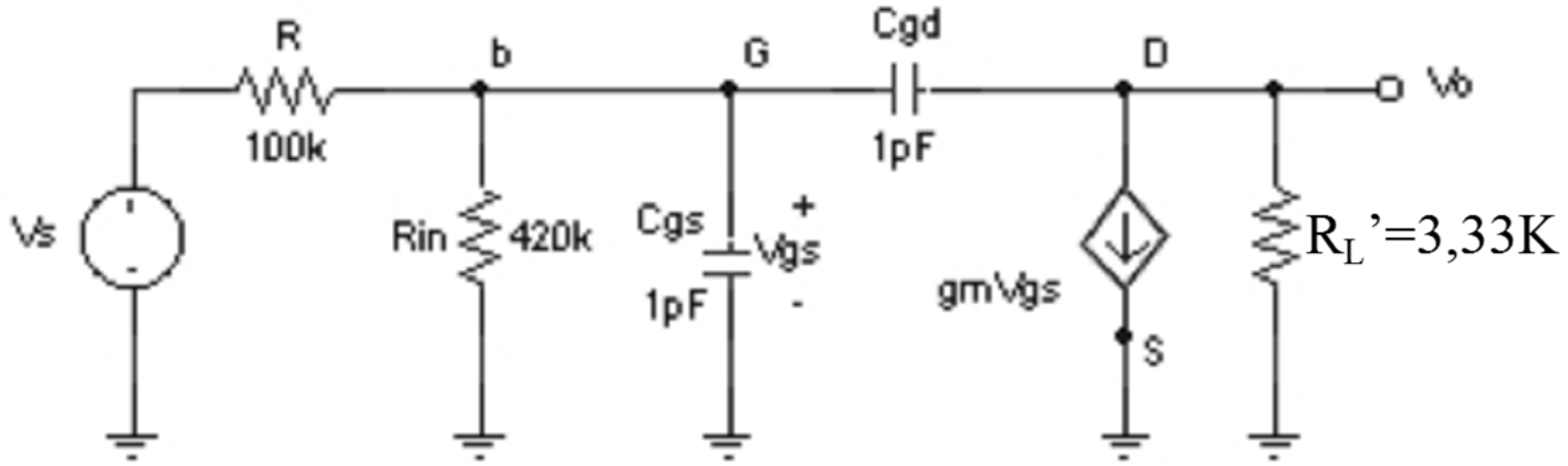


$$I_2 = V_2 Y_2$$

$$Y_2 = Y\left(1 - {1}/{K}\right)$$

Exemplo: Determine novamente o valor de f_H para o amplificador com FET, usando o teorema de Miller



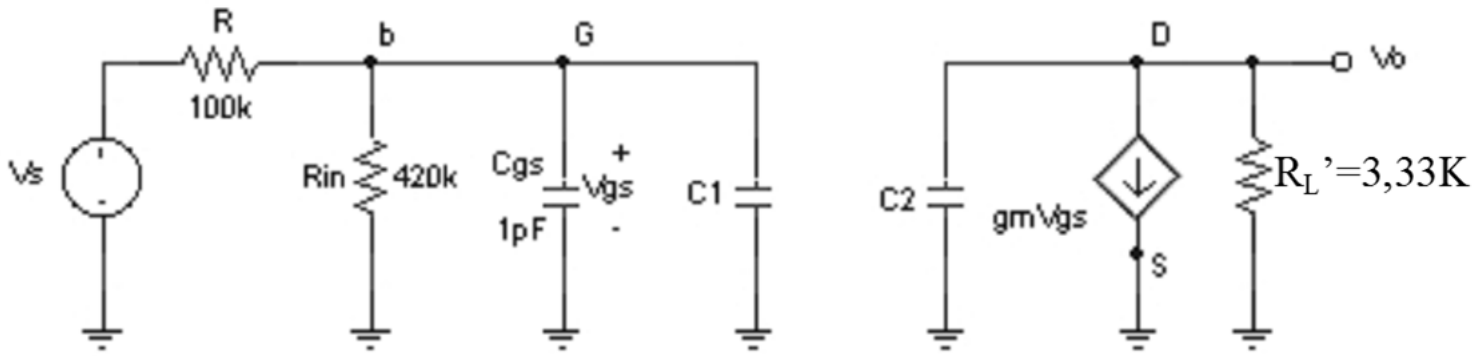


Note que como C_{gd} tem pequeno valor (1pF), a sua reatância $\left(X_C = \frac{1}{SC_{gd}} \right)$ é muito alta, ou seja, C_{gd} drena pouca corrente $(\cong 0)$. Assim,

$$V_0 \cong -g_m V_{gs} R_L'$$

$$K = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_D}{V_G} = \frac{V_0}{V_{gs}} = -g_m R_L'$$

Usando o Teorema de Miller, o circuito fica da seguinte forma:



$$Y_1 = Y(1-K) \qquad SC_1 = SC_{gd}\left[1-\left(-g_m R_L'\right)\right]$$

$$C_1 = 1pF\left(1+4\times10^{-3}\times3{,}3\times10^{3}\right)$$
$$C_1 = 14{,}3\,pF$$

A capacitância equivalente, C_T, entre C_{gs} e C_1 é 15,3 pF.

$$C_2 = C_{gd}\left(1-1/K\right) = 1pF\left(1+\frac{1}{4\times10^{-3}\times3{,}3\times10^{3}}\right) \Rightarrow C_2 = 1{,}075\,pF$$

Como a constante de tempo de C_T é muito maior do que a constante de tempo de C_2, então C_T é dominante. Assim, f_H é majoritariamente influenciado por C_T.

Determinação da Frequência de Corte Superior, w_H

$$\omega_H = \frac{1}{C_T R_T}$$

$$R_T = R // R_{in} = 100K // 420K = 80{,}8K$$

$$\omega_H \cong 808{,}9K \, {rad}/{s} \Rightarrow$$

$$f_H \cong 128{,}8 \quad kHz$$

Eletrônica Básica II

Realimentação: Importância Para Projetos de Amplificadores Estáveis

DALE CARNEGIE® TRAINING

No projeto de amplificadores, a realimentação negativa é aplicada para obter uma ou mais das seguintes propriedades:

- Dessensibilizar o ganho, ou seja, tornar o ganho do amplificador menos sensível a variações dos elementos
- Reduzir as distorções do sinal, fazendo o ganho praticamente constante
- Reduzir o ruído
- Controlar as impedâncias de entrada e saída do amplificador
- Aumentar a largura de banda

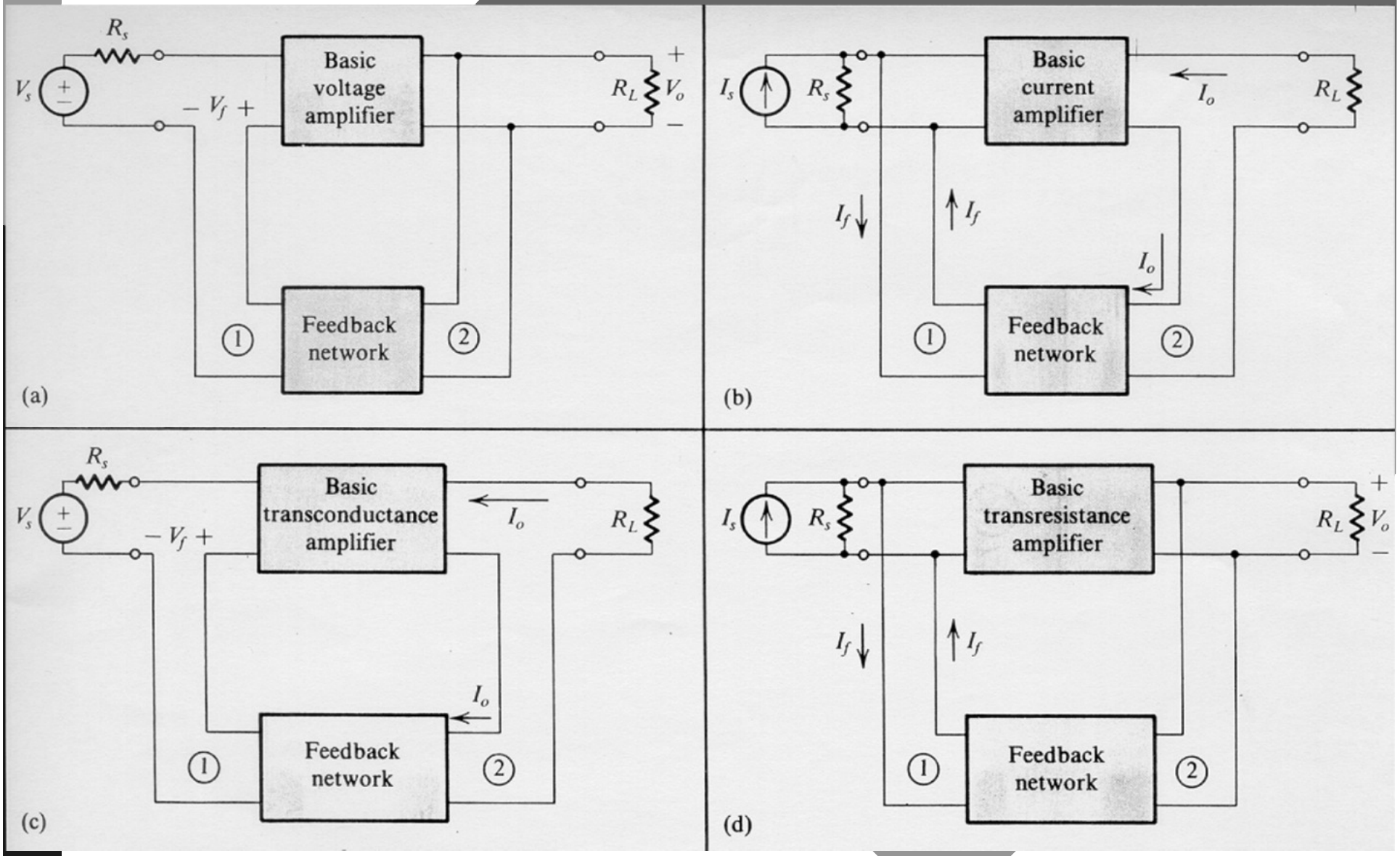
Todas essas vantagens são obtidas à custa de uma redução no ganho

DALE CARNEGIE® TRAINING

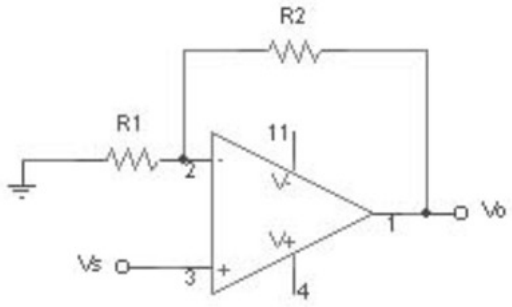
Controle das Impedâncias de Entrada e Saída

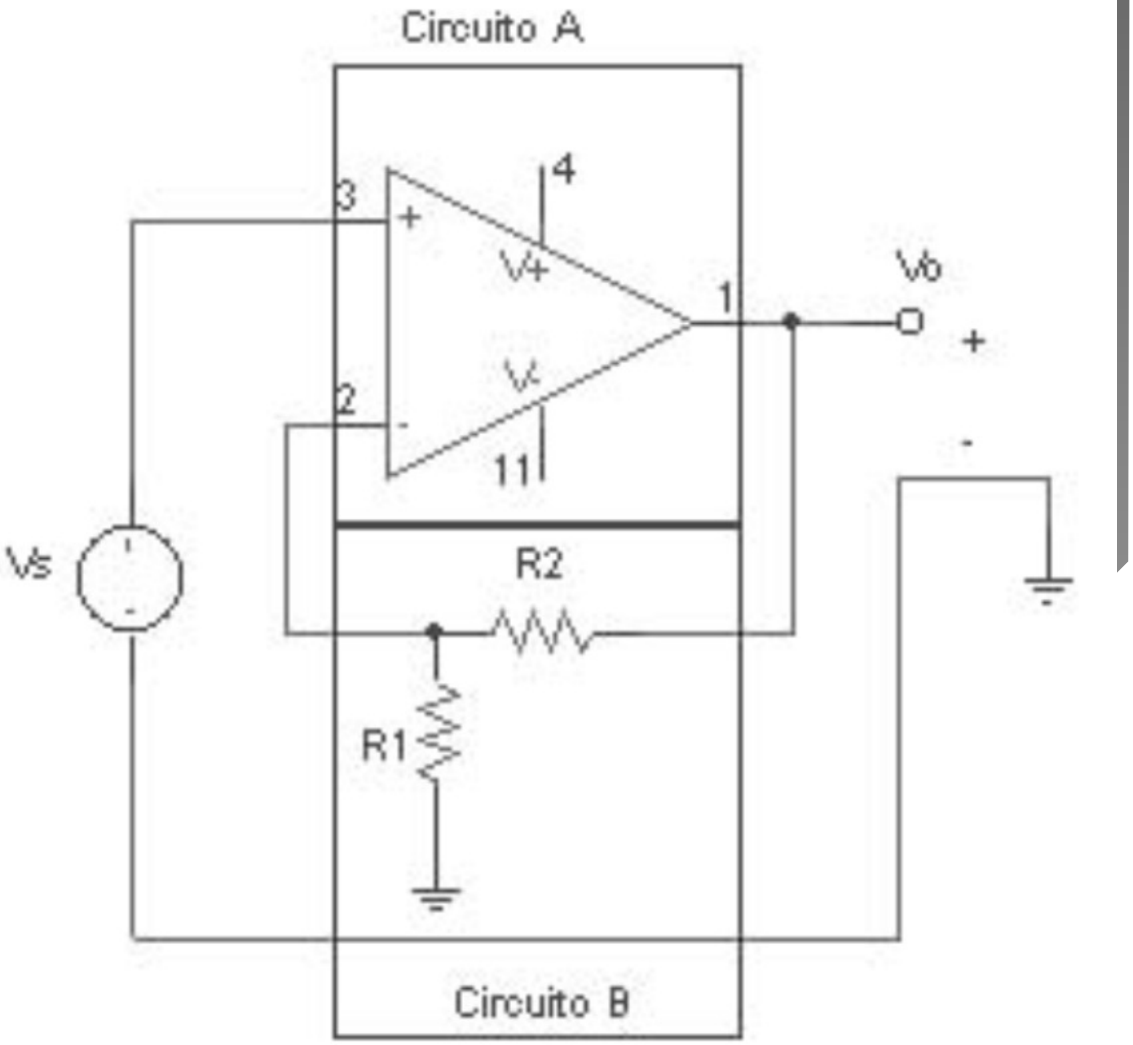
Pode-se ter alta ou baixa impedância na entrada ou saída em um amplificador, utilizando quatro topologias de realimentação:

- Realimentação Série-Paralelo (amplificador de tensão): entrada alta, saída baixa
- Realimentação Paralelo-Série (amplificador de corrente): entrada baixa, saída alta
- Realimentação Série-Série (amplificador de transcondutância): entrada alta, saída alta
- Realimentação Paralelo-Paralelo (amplificador de transresistência): entrada baixa, saída baixa

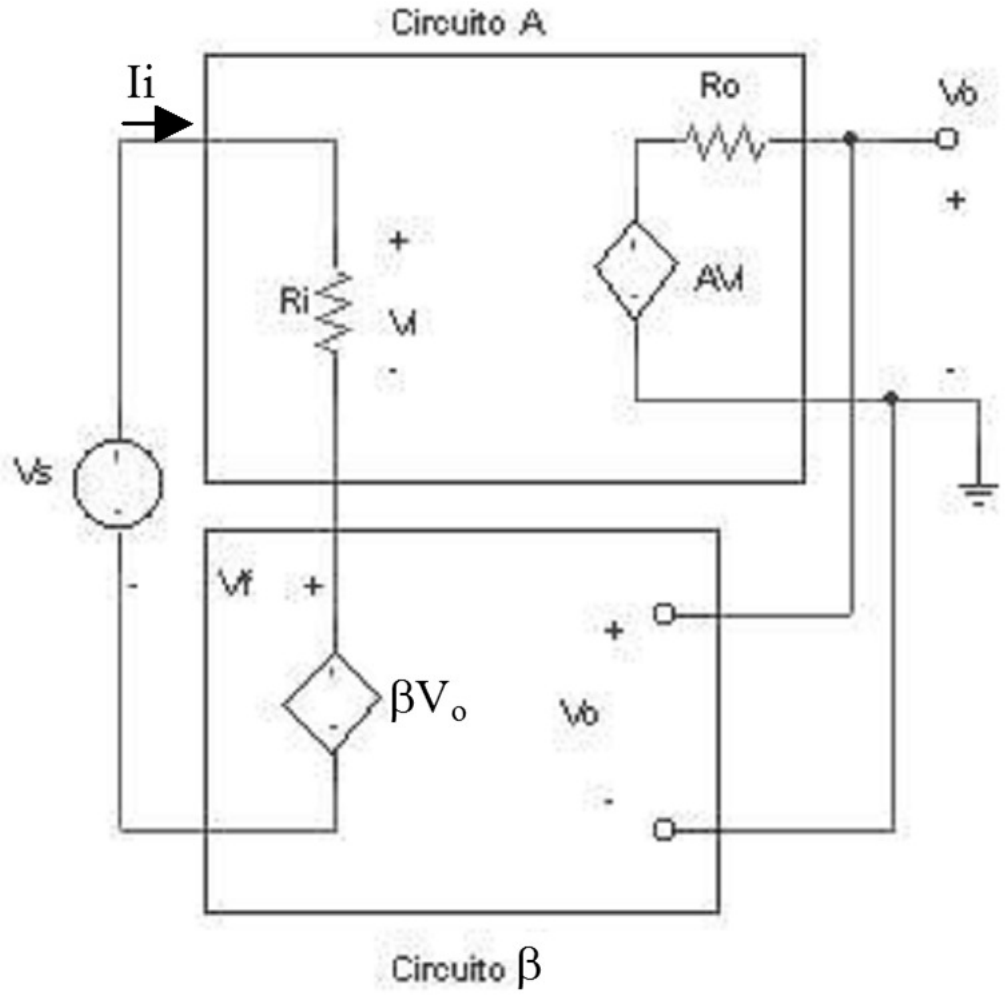

R_s
V_s
$-\ V_f\ +$
Basic voltage amplifier
R_L
V_o
Feedback network
1
2
(a)
I_s
R_s
Basic current amplifier
I_o
R_L
I_f
I_f
I_o
Feedback network
1
2
(b)
R_s
V_s
$-\ V_f\ +$
Basic transconductance amplifier
I_o
R_L
I_o
Feedback network
1
2
(c)
I_s
R_s
Basic transresistance amplifier
R_L
V_o
I_f
I_f
Feedback network
1
2
(d)

Exemplo: Determinar as resistências de entrada e saída do amplificador:





Resistência de Entrada



$$R_{if} \equiv \frac{V_S}{I_i}$$

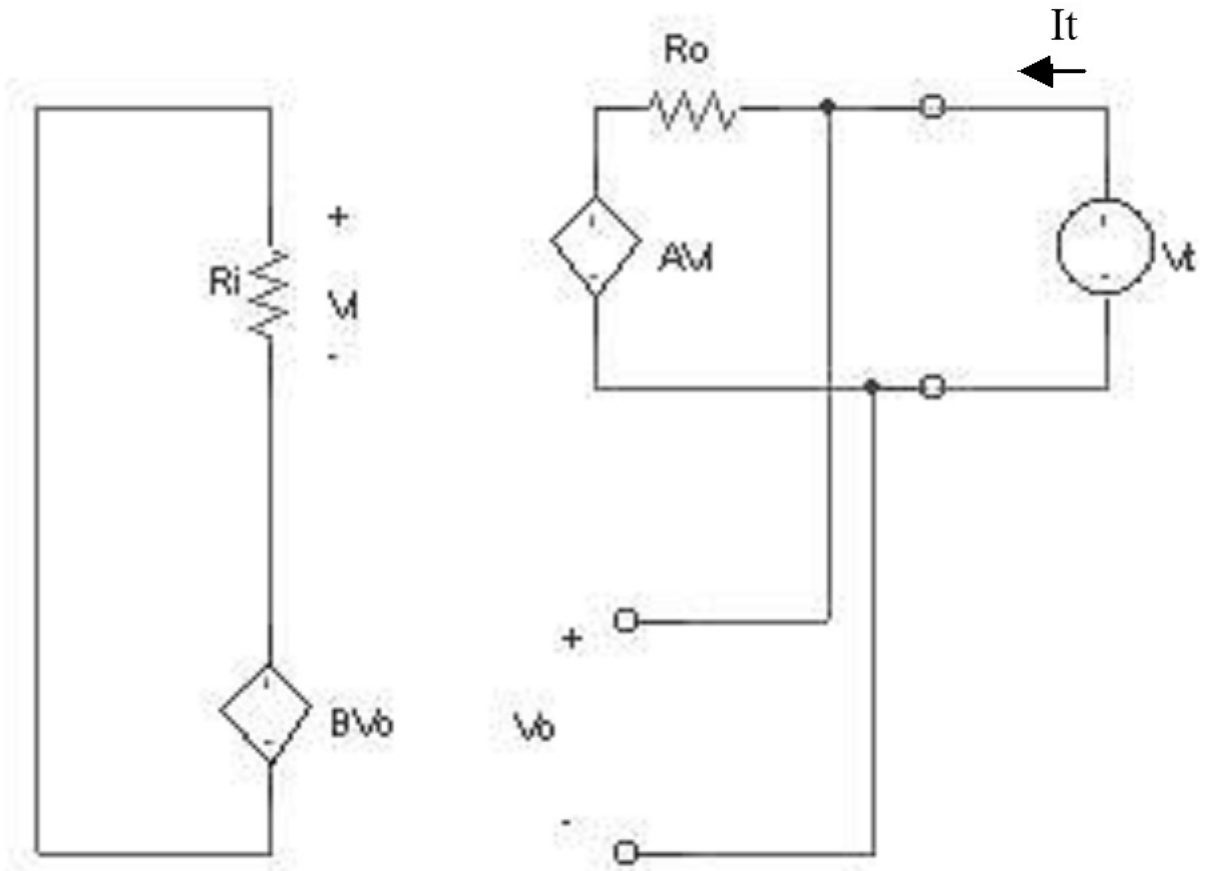
$$V_S = V_i + \beta V_0 \;\; ; \;\; V_0 = AV_i \;\; ; \;\; V_i = R_i I_i$$

$$V_S = V_i + A\beta V_i \Rightarrow V_S = V_i\left(1 + A\beta\right) \Rightarrow$$

$$R_{if} \equiv \frac{V_S}{I_i} = R_i\left(1 + A\beta\right)$$

$$A_f \equiv \frac{V_o}{V_S} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Resistência de Saída



$$R_{of} \equiv \frac{V_t}{I_t}$$

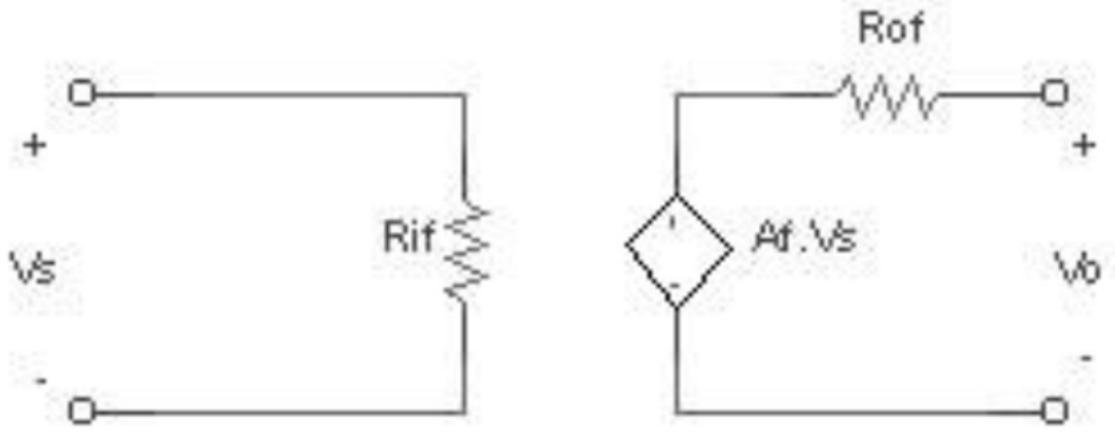
$$I_t = \frac{V_t - AV_i}{R_0}$$

$$\Rightarrow V_i = -\beta V_0; \quad V_0 = V_t$$

$$I_t = \frac{V_t + A\beta V_t}{R_0} \Rightarrow$$

$$R_{of} \equiv \frac{V_t}{I_t} = \frac{R_0}{1 + A\beta}$$

Circuito Equivalente



$$R_{of} = \frac{R_0}{1 + A\beta}$$

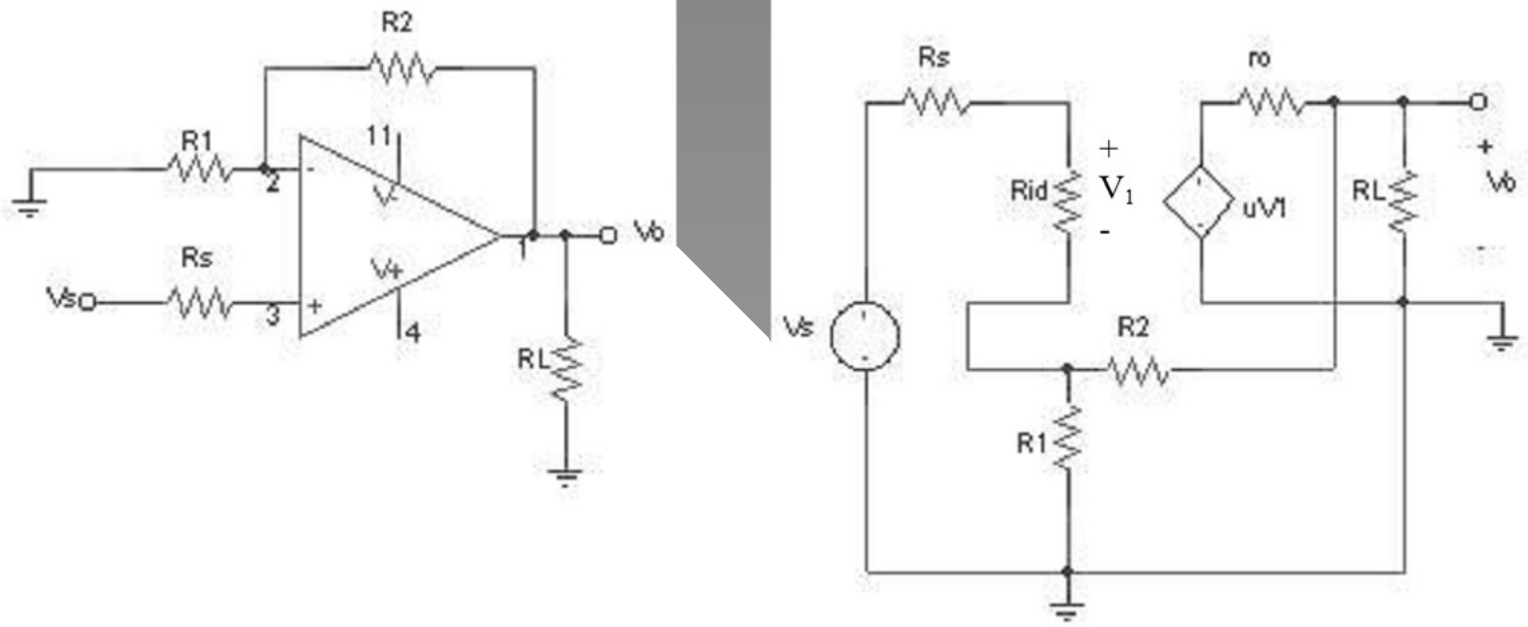
$$R_{if} = R_i(1 + A\beta)$$

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Exemplo: Para o amplificador, encontre:

- A (ganho em malha aberta, desfeita a realimentação)
- β (ganho de realimentação)
- Af (ganho em malha fechada)
- Rin (resistência de entrada)
- Rout (resistência de saída)

$$\mu = 10^4,\ \ R_{id} = 100K,\ \ r_0 = 1K,\ \ R_L = 2K,\ \ R_1 = 1K,\ \ R_2 = 1M \ \ e \ \ R_S = 10K$$



Quadripolos

$$V_1 = h_{11} I_1 + h_{12} V_2$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} V_2$$

$h_{11} = \frac{V_1}{I_1}|_{V_2=0}$, impedância de entrada, com porta 2 curto-circuitada.

$h_{12} = \frac{V_1}{V_2}|_{I_1=0}$, inverso do ganho, com porta 1 em circuito aberto

$h_{21} = \frac{I_2}{I_1}|_{V_2=0}$, ganho de corrente, com porta 2 curto-circuitada

$h_{22} = \frac{I_2}{V_2}|_{I_1=0}$, admitância de saída, com entrada em circuito aberto.

Regra para Encontrar h_{11} e h_{22}

$h_{11} = \frac{V_1}{I_1}|_{V_2=0}$, impedância de entrada, com porta 2 curto-circuitada.

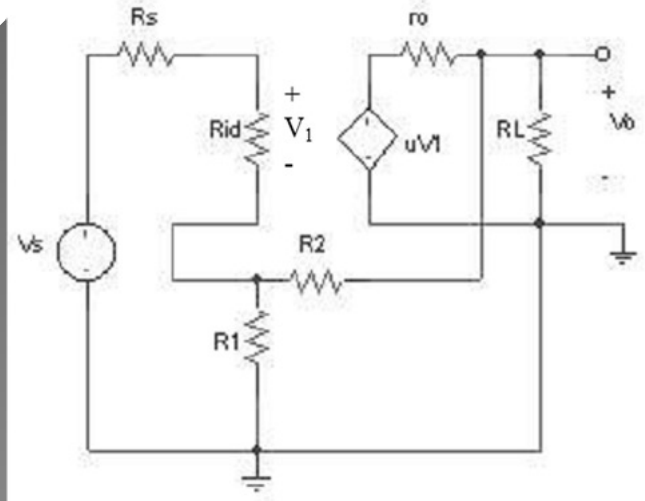
Note que para obter h_{11}, devemos curto-circuitar V_2. Entretanto, como a porta 2 da rede de realimentação está conectada em paralelo com a saída, se a curto-circuitarmos, destruiremos a realimentação!

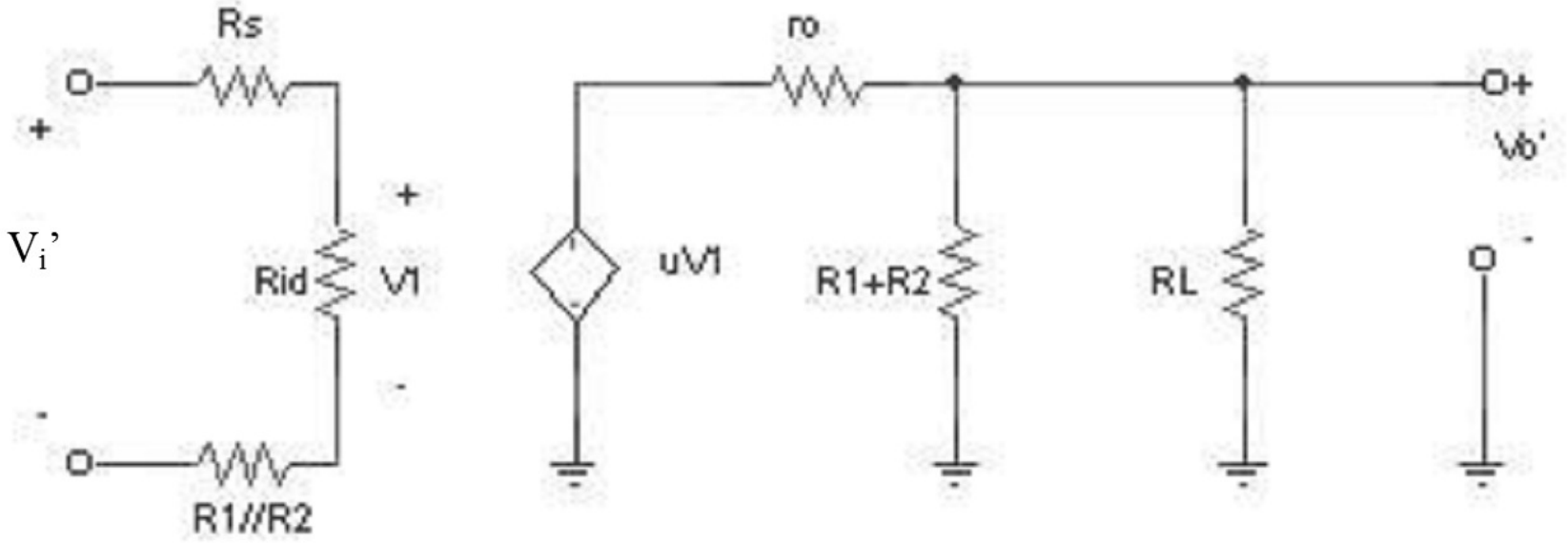
$h_{22} = \frac{I_2}{V_2}|_{I_1=0}$, admitância de saída, com entrada em circuito aberto.

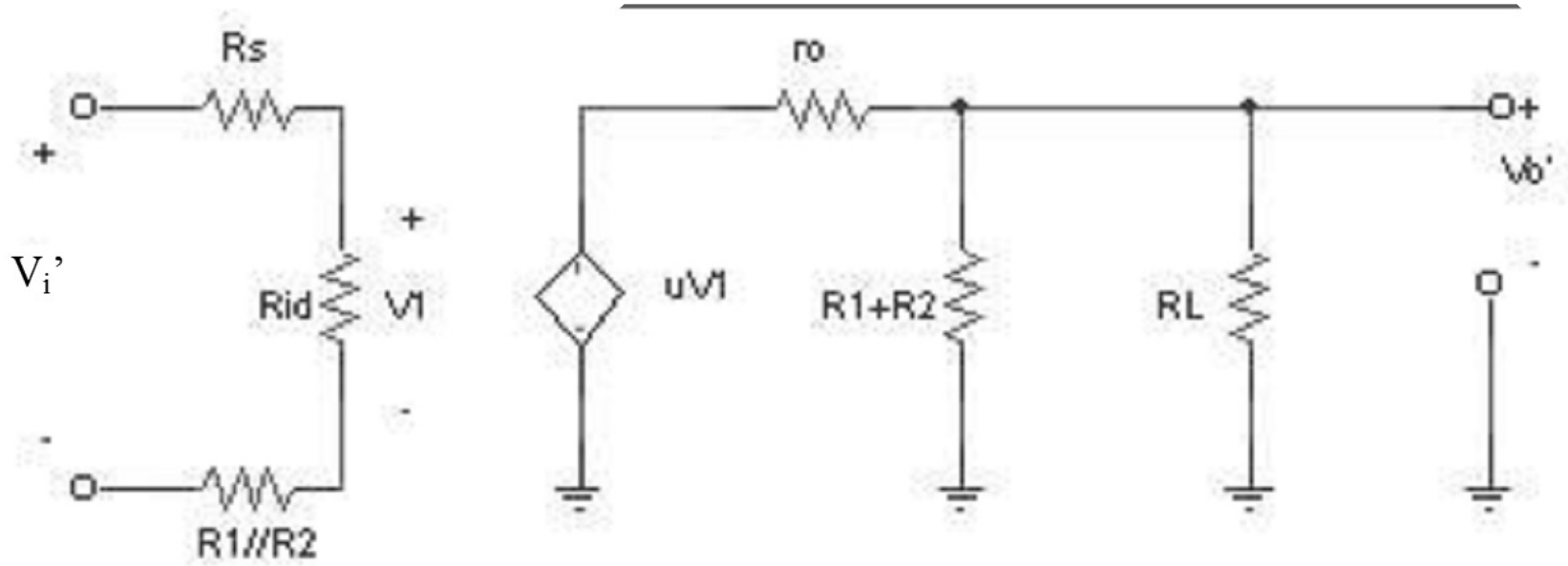
Similarmente, para obter h_{22}, devemos abrir os terminais da porta 1. Entretanto, como a porta 1 da rede de realimentação está em série com a entrada do amplificador, se a abrirmos, destruiremos a realimentação!

Assim, uma regra simples para encontrar h_{11} e h_{22} é obter a resistência de uma porta, enquanto a outra é curto-circuitada ou aberta, de forma a destruir a realimentação; se a conexão é paralela, devemos curto-circuitá-la; se for série, devemos abri-la!

Aplicação da Regra para o Amplificador







$$A \equiv \frac{V_0'}{V_i'}$$

$$V_1 = \frac{R_{id}}{R_{id} + R_S + R_1 // R_2} V_i'$$

$$V_0' = \frac{R_L // (R_1 + R_2)}{R_1 // (R_1 + R_2) + r_0} \mu V_1$$

$$A = \frac{V_0'}{V_i'} = \frac{\mu [R_L // (R_1 + R_2)]}{R_L // (R_1 + R_2) + r_0} \cdot \frac{R_{id}}{R_{id} + R_S + R_1 // R_2}$$

$$A \cong 6000 \, V/V$$

$$R_i = R_S + R_{id} + R_1 // R_2$$

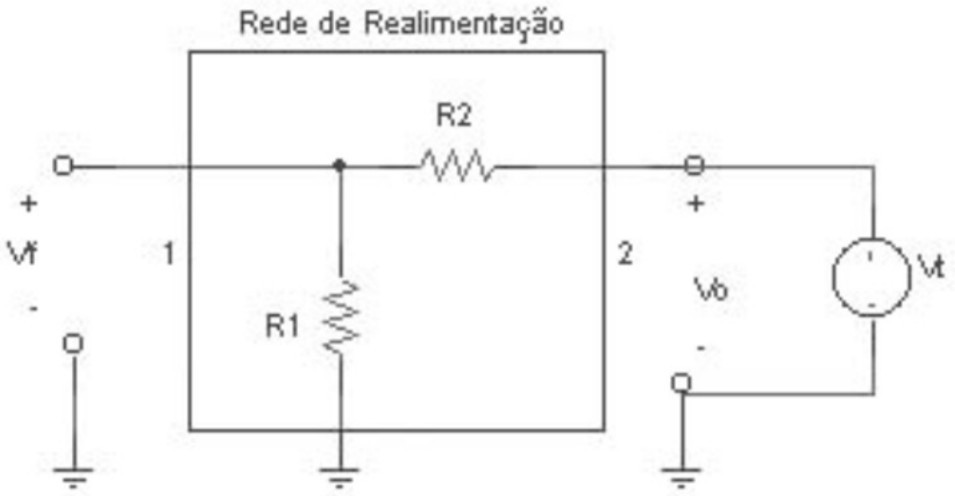
$$R_0 = r_0 // (R_1 + R_2) // R_L$$

Determinação de β

$$\beta = h_{12}$$

$$h_{12} = \frac{V_1}{V_2}\Big|_{I_1=0}$$

Ou seja, para encontrar β, devemos aplicar uma tensão de teste na saída da rede de realimentação e medir a tensão que aparece na porta de entrada com ela em circuito aberto.



$$V_f = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_t$$

$$\beta \equiv \frac{V_1}{V_2} = \frac{V_f}{V_t} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\beta = 10^{-3}\, V/V$$

Determinação de A_f, R_{in} e R_{out}

Determinação de A_f:

$$A_f \equiv \frac{V_0}{V_S} = \frac{A}{1+A\beta} = \frac{6000}{1+6000\times10^{-3}} \Rightarrow \quad A_f = 857\,V/V$$

Determinação de $R_{in} = R_{if} - R_S$:

A resistência R_{if} é a resistência de entrada do circuito vista a partir da fonte, e a resistência R_{in} é a resistência vista a partir da resistência da fonte

$$R_{if} = R_i\left(1+A\beta\right) = 111K\left(1+6\right) \Rightarrow \quad R_{if} = 777K\Omega$$

$$R_{in} = 777K - 10K \qquad R_{in} = 767K\Omega$$

Determinação de R_{out}:

A resistência R_{of} é a resistência de saída total do circuito, enquanto a resistência R_{out} é a resistência vista a partir da resistência de carga, para dentro do circuito

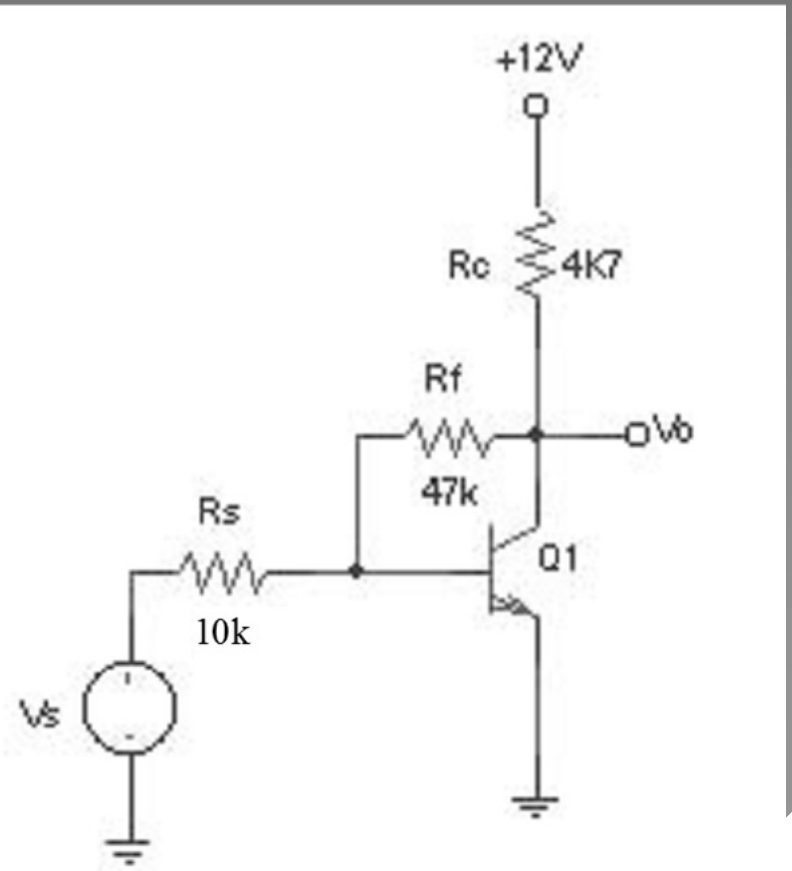
$$R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}} \qquad R_{of} = \frac{R_0}{1+A\beta} = \frac{667}{1+6} = 95.3\Omega \qquad R_{out} = 100\Omega$$

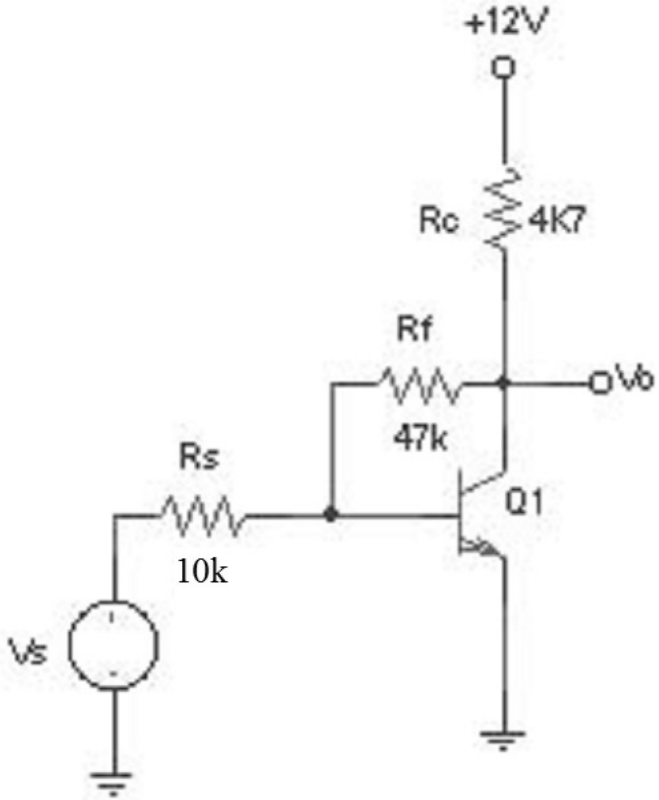
Eletrônica Básica II

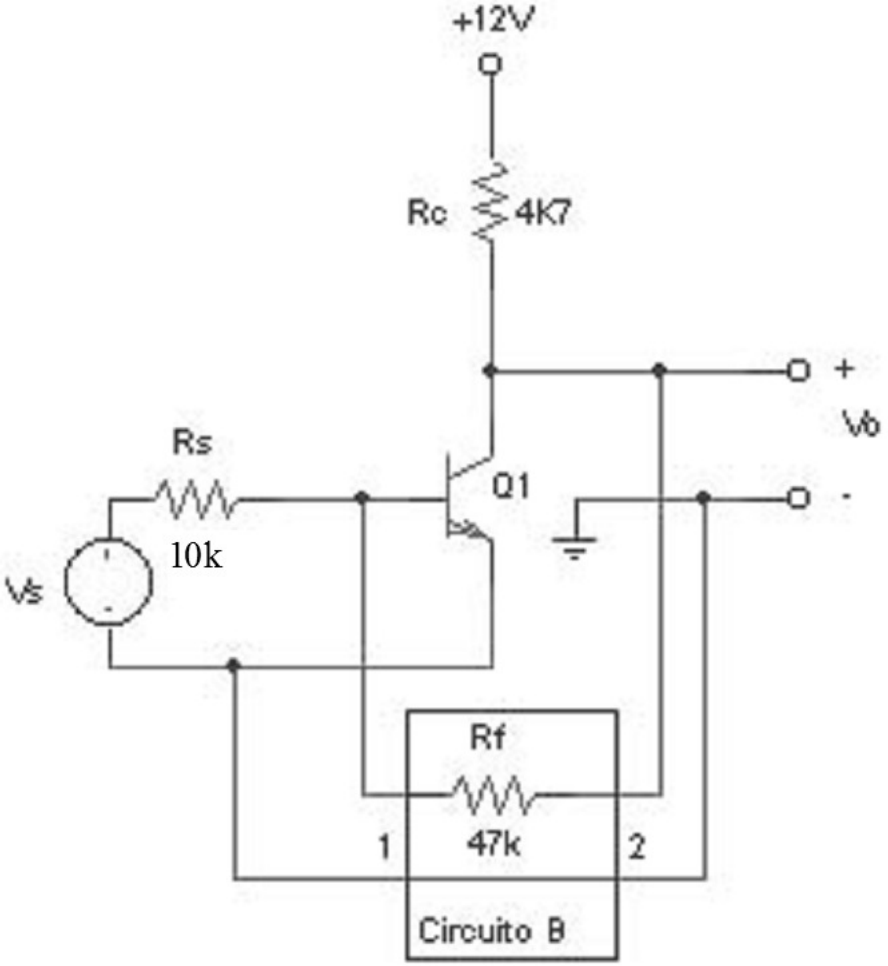
Realimentação: Importância Para Projetos de Amplificadores Estáveis

DALE CARNEGIE® TRAINING

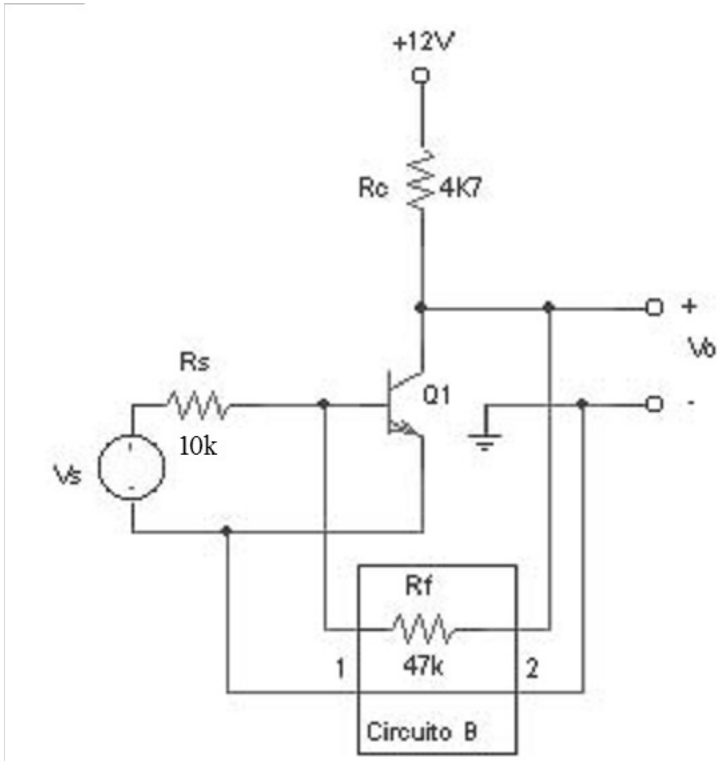
Exemplo: Determinar o ganho de tensão V0/VS, Resistência de entrada Rin e resistência de saída Rout para o circuito abaixo. Desenhe a forma de onda do sinal de saída, se a entrada é senoidal de 10 mV de amplitude



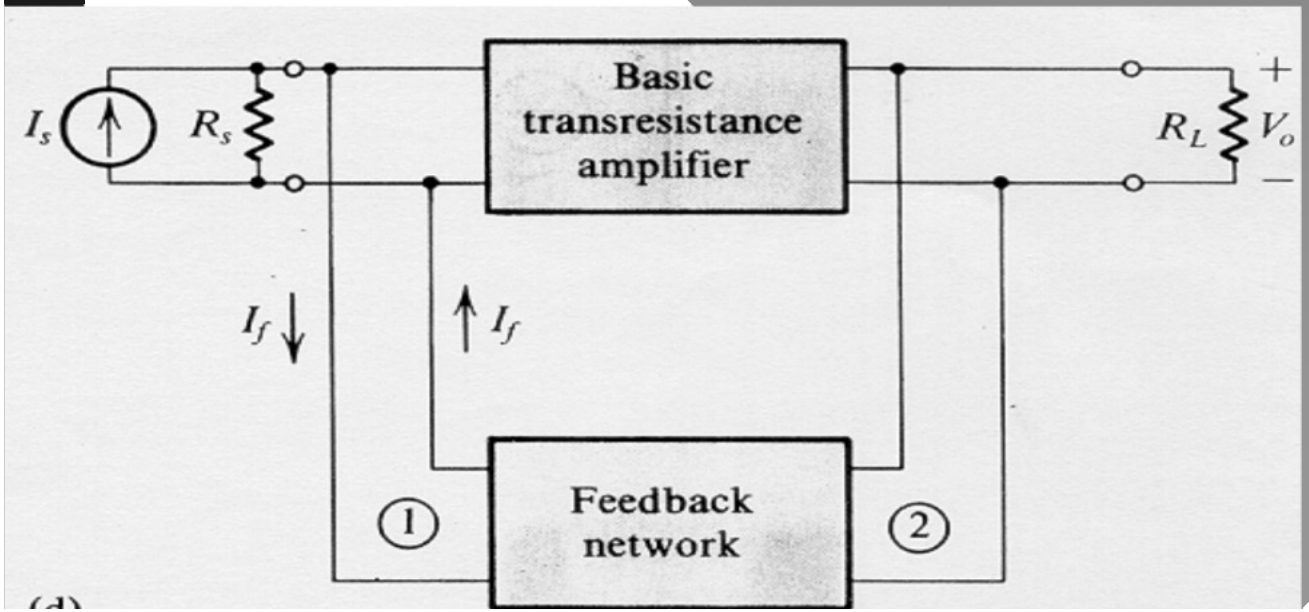




DALE CARNEGIE®
TRAINING



- A realimentação é de corrente e não de tensão
- Realimentação paralelo-paralelo (transresistência)
- A entrada deve ser representada pelo equivalente de Norton



Amplificador de Transresistência (Realimentação Paralelo-Paralelo)

Na realimentação paralelo-paralelo, as resistências de entrada e saída devem ser baixas, dadas por $R_{if} = \frac{R_i}{1 + A\beta}$ e $R_{of} = \frac{R_0}{1 + A\beta}$.

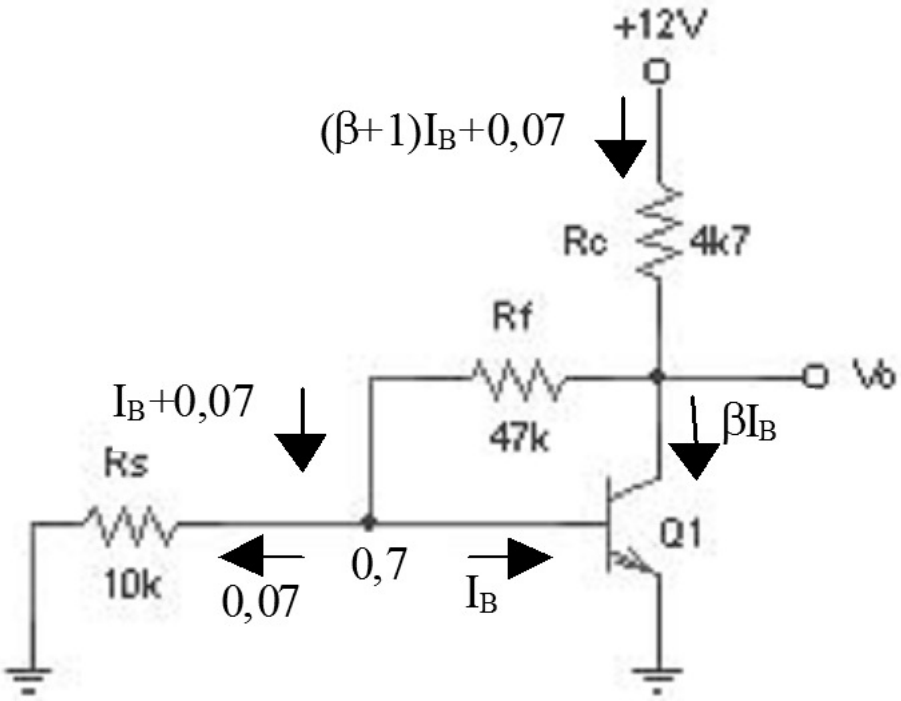
Por outro lado, as resistências R_{in} e R_{out} podem ser obtidas por $R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_S}}$ e $R_{out} = \frac{1}{\frac{1}{R_{of}} - \frac{1}{R_L}}$. Para este circuito, como não existe R_L, $R_{out}=R_{of}$.

Para um circuito com realimentação paralela-paralela (transresistência), o valor da transresistência é dado por $A_f = \frac{V_0}{I_S}$ (que tem dimensão de resistência), onde

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

Para obter o valor de β, temos que $\beta = \frac{I_1}{V_2}|_{V_1=0}$, ou seja, deve ser obtida, na rede de realimentação, a relação entre a corrente na sua porta de entrada e a tensão na sua porta de saída, estando a porta de entrada curto-circuitada.

Determinação do Ponto Quiescente

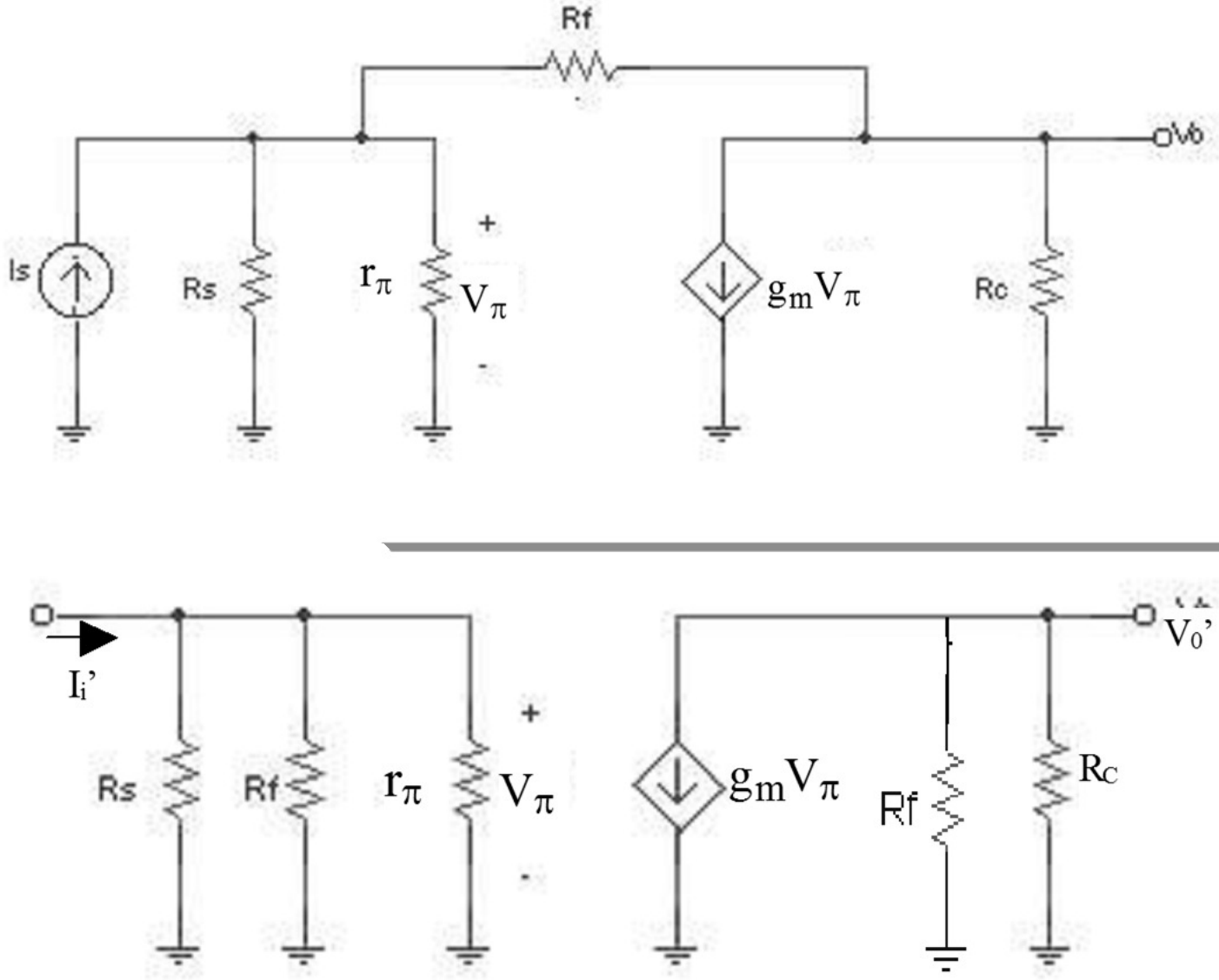


$$V_0 - 0{,}7 = 47\left(I_B + 0{,}07\right)$$
$$12 - V_0 = 4{,}7\left[0{,}07 + \left(\beta + 1\right)I_B\right]$$

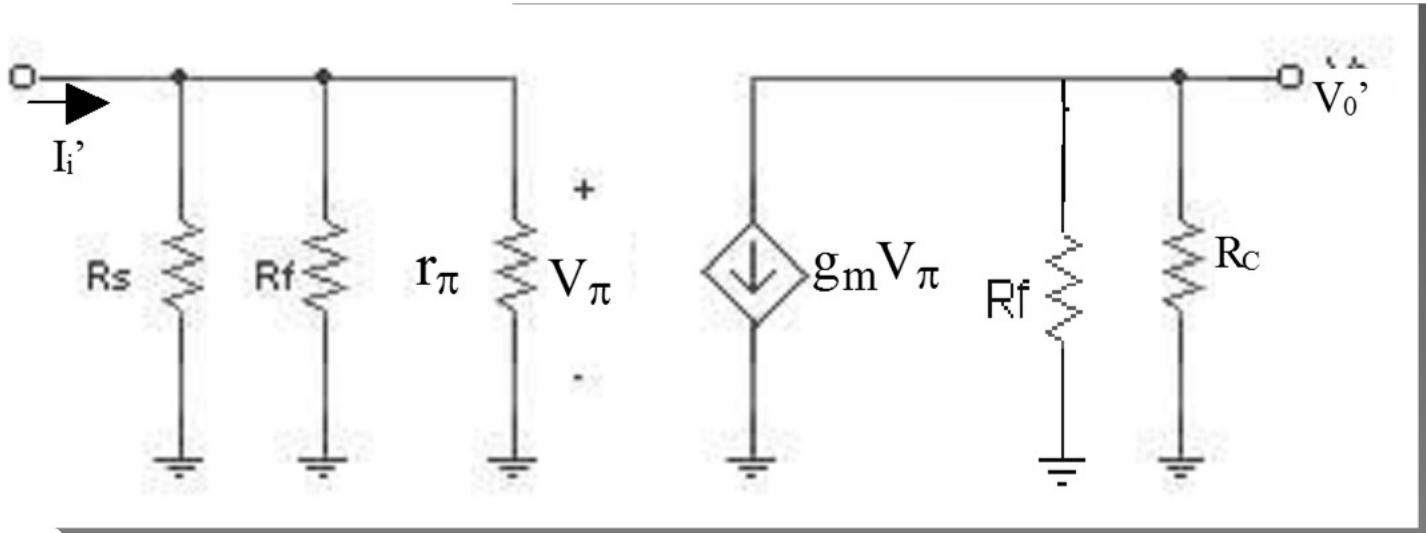
$$\Rightarrow I_B = 0{,}015mA \Rightarrow I_C = 1.5mA \Rightarrow$$

$$V_0 = 4{,}7V$$

Inclusão do Modelo do Transistor e Aplicação da Regra de Realimentação



Dale Carnegie® Training



$$V_\pi = \left(R_S \,//\, R_f \,//\, r_\pi\right) I_i'$$

$$V_0' = -g_m V_\pi \left(R_f \,//\, R_C\right)$$

$$A \equiv \frac{V_0'}{I_i'} = -g_m \left(R_S \,//\, R_f \,//\, r_\pi\right)\left(R_f \,//\, R_C\right)$$

$$A = -358{,}7K\Omega$$

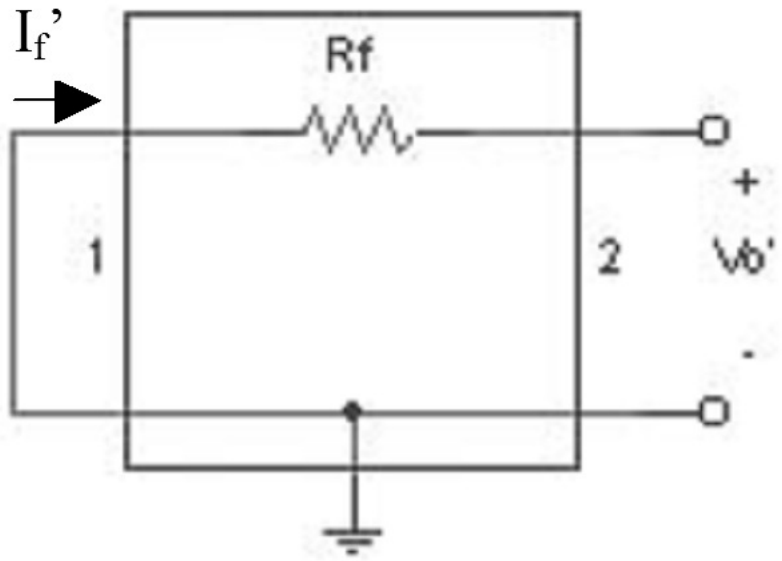
$$R_i = R_S \,//\, R_f \,//\, r_\pi = 1{,}4K\Omega$$

$$R_0 = R_f \,//\, R_C = 4{,}27K\Omega$$

DALE CARNEGIE® TRAINING

Determinação de β

Para obter o valor de β, temos que $\beta = \frac{I_1}{V_2}|_{V_1=0}$, ou seja, deve ser obtida, na rede de realimentação, a relação entre a corrente na sua porta de entrada e a tensão na sua porta de saída, estando a porta de entrada curto-circuitada.



$$\beta = \frac{I_f'}{V_0'}$$

$$V_0' = -R_f I_f' \Rightarrow \frac{I_f'}{V_0'} = \beta = \frac{-1}{R_f}$$

$$\beta = -21{,}3\mu \cup$$

DALE CARNEGIE® TRAINING

Determinação de Af, Rin e Rout

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta} \Rightarrow$$

$$A_f = -41{,}6K\Omega = \frac{V_0}{I_S}$$

$$V_S = I_S R_S \Rightarrow \frac{V_0}{V_S} = \frac{V_0}{R_S I_S} = \frac{A_f}{R_S}$$

$$\frac{V_0}{V_S} = -4{,}16\,{}^{V}\!/_{V}$$

$$R_{if} = \frac{R_i}{1 + A\beta} \Rightarrow$$

$$R_{if} = 162{,}2\Omega$$

$$R_{of} = \frac{R_0}{1 + A\beta} \Rightarrow$$

$$R_{of} = R_{out} = 495\Omega$$

$$R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_{if}} - \frac{1}{R_S}} \Rightarrow$$

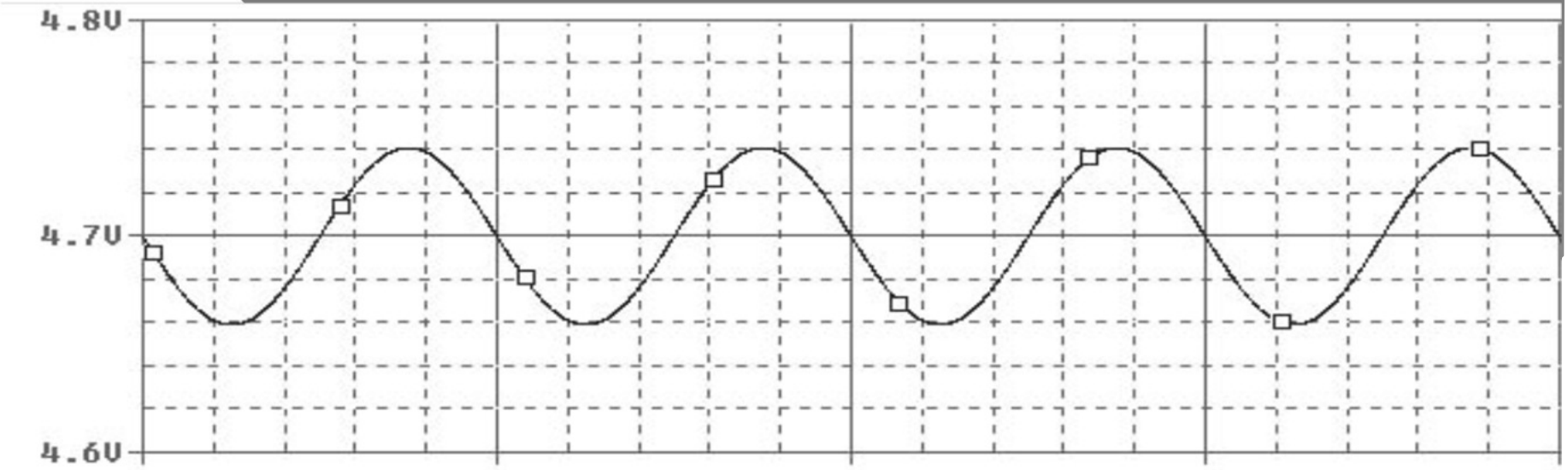
$$R_{in} = 164{,}2\Omega$$

DALE CARNEGIE® TRAINING

Sinal de Saída

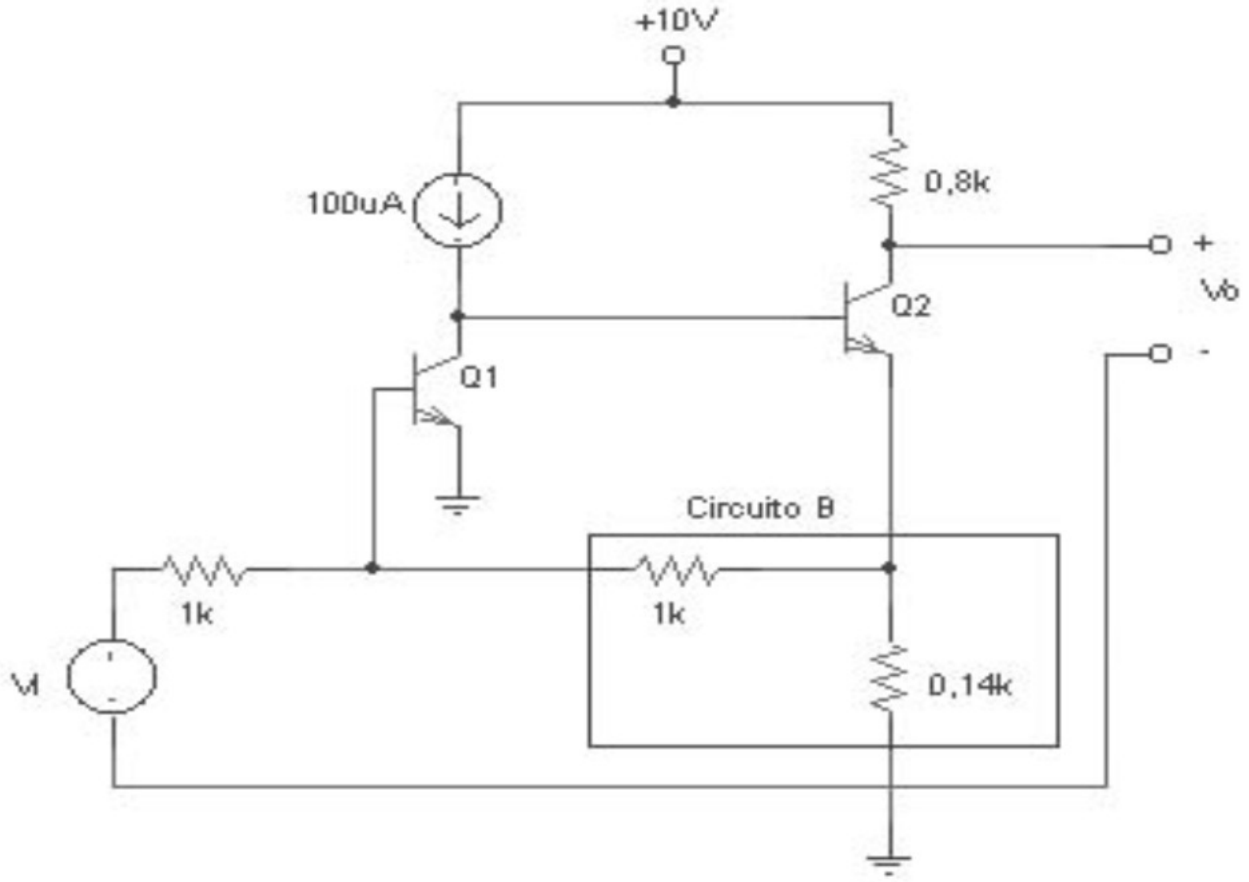
$$v_0 = -4{,}16 \times 10 x 10^{-3} \operatorname{sen} \omega t + 4{,}7$$

$$v_0 = 4{,}7 - 41{,}6 \times 10^{-3} \operatorname{sen} \omega t$$



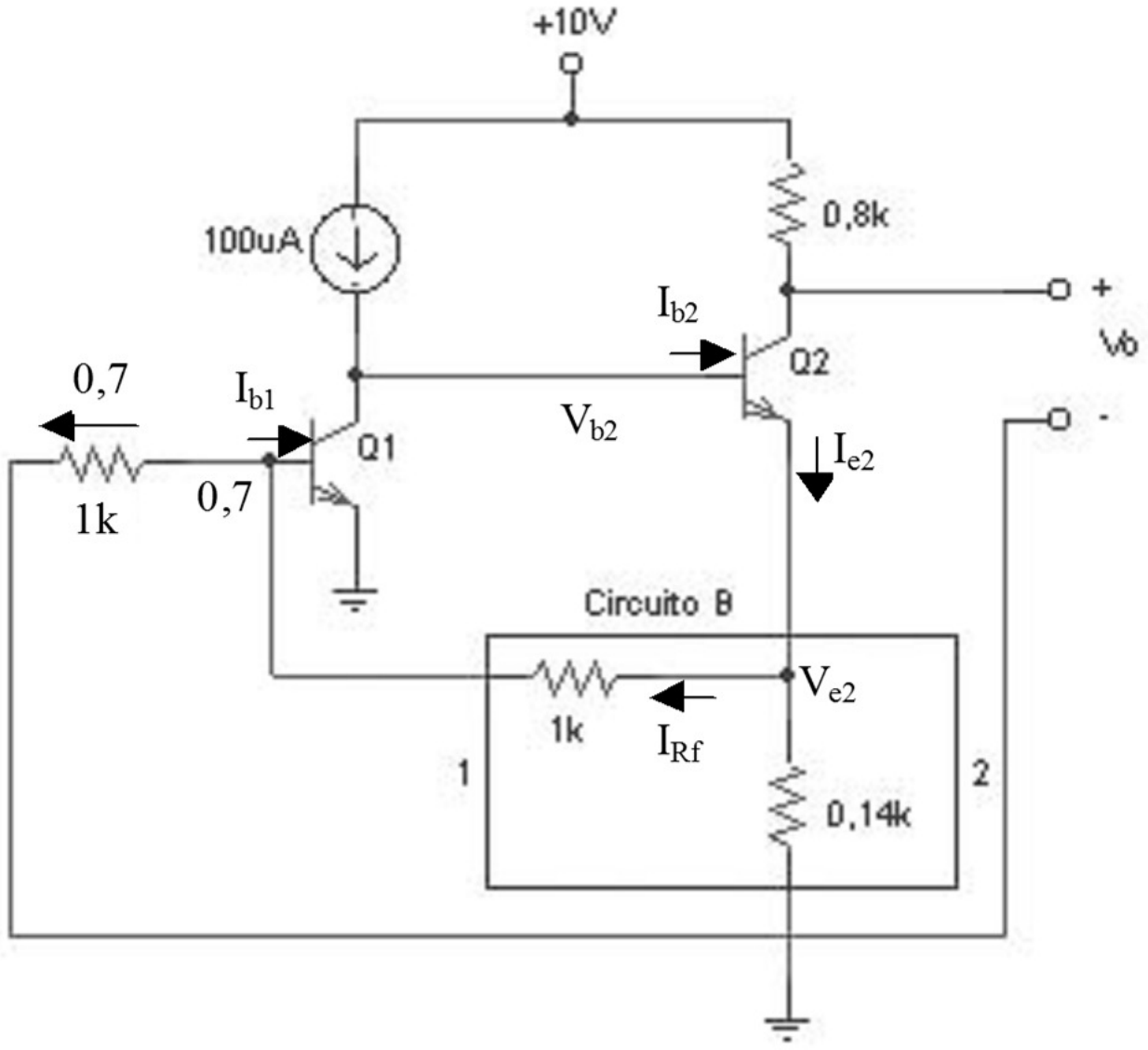
Dale Carnegie® Training

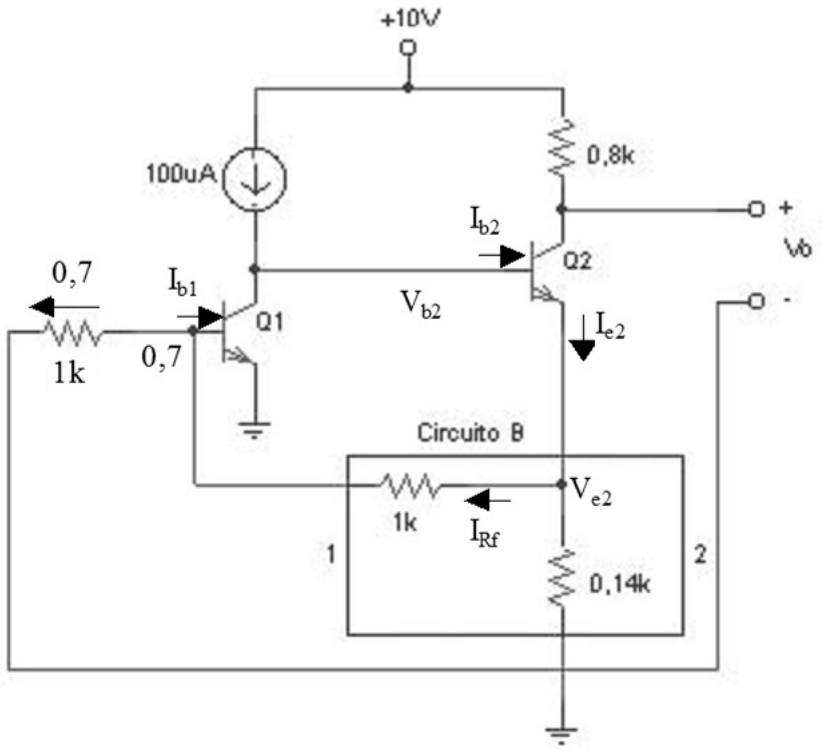
Exemplo: Para o amplificador de corrente abaixo, desenhe a forma de onda do sinal de saída, se a entrada é senoidal de 10 mV de amplitude



Dale Carnegie® Training

Determinação do Ponto Quiescente





Considerando $i_{b2}=0$

$$i_{b1}=\frac{100\mu}{100}\Rightarrow \quad i_{b1}=1\mu A$$

$$i_{e1}=(\beta+1)i_{b1}=101\mu A$$

$$i_{Rf}=i_{b1}+0,7m\Rightarrow \quad i_{Rf}=701\mu A$$

$$V_{e2}-1K\times i_{Rf}=0,7\Rightarrow V_{e2}=0,7+1K\times 0,701m\Rightarrow$$

$$V_{e2}=1,4V$$

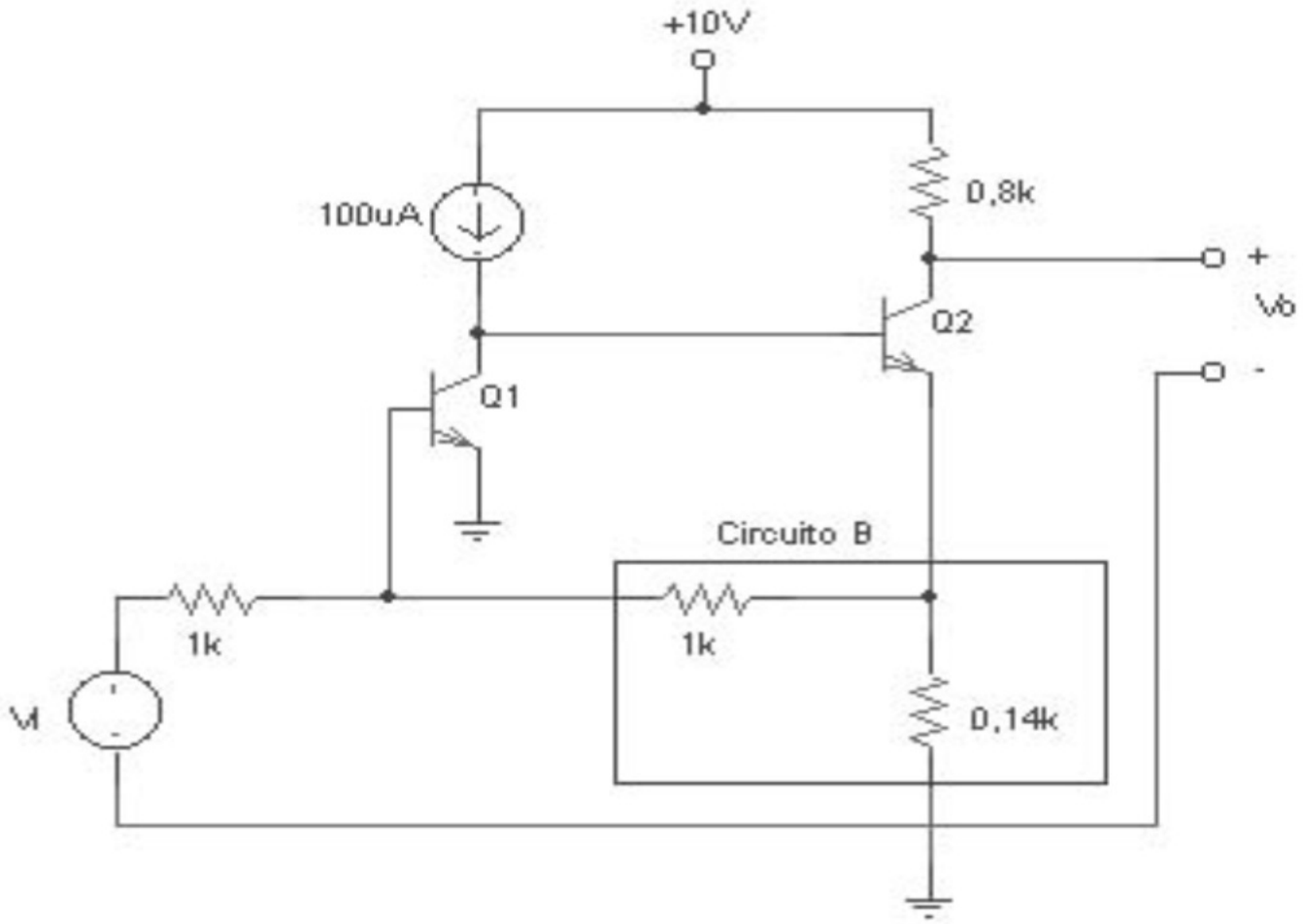
$$i_{e2}=i_{Rf}+\frac{V_{e2}}{0,14K}=0,701m+\frac{1,4m}{0,14}\Rightarrow$$

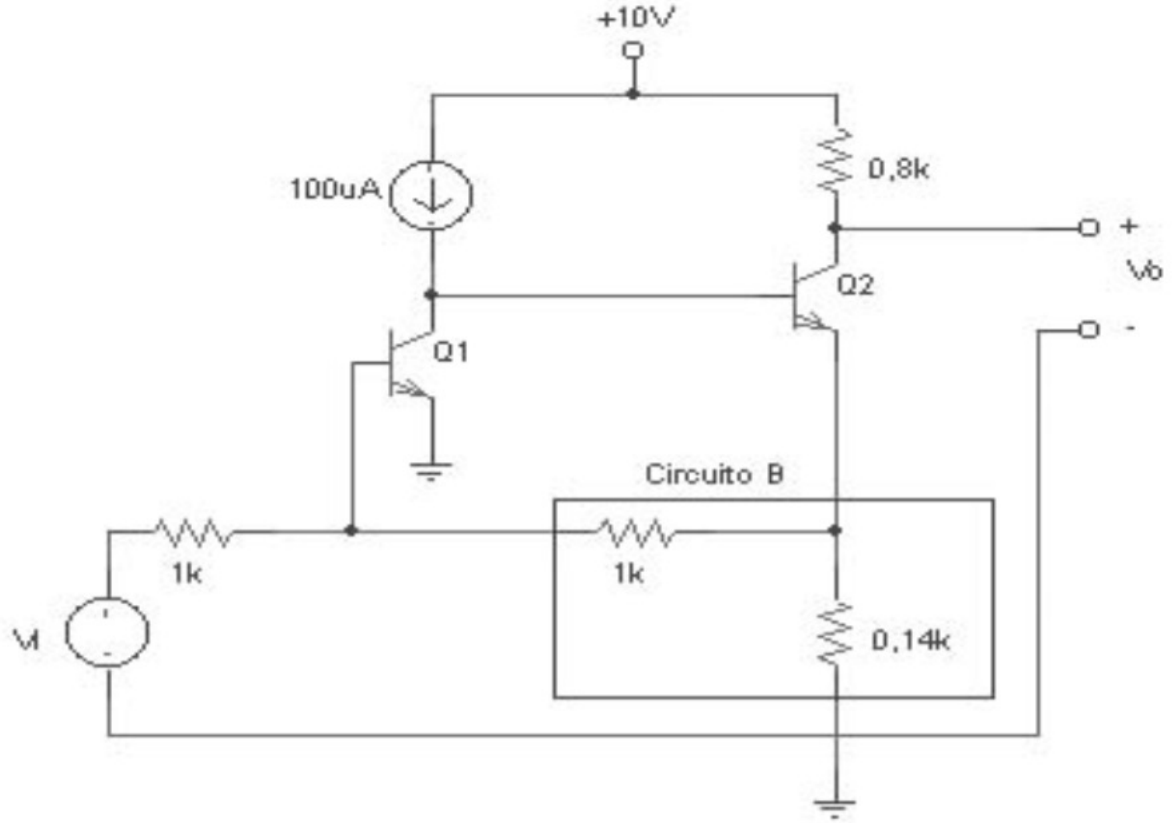
$$i_{e2}=10,7mA \qquad i_{b2}=105\mu A \qquad i_{c2}\cong 10,7mA$$

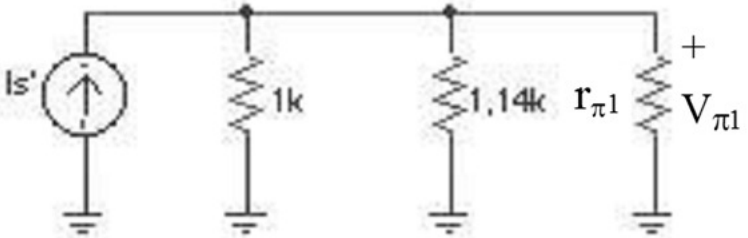
$$V_0=10-0,8\times 10,7\Rightarrow \quad V_0=1,44V$$

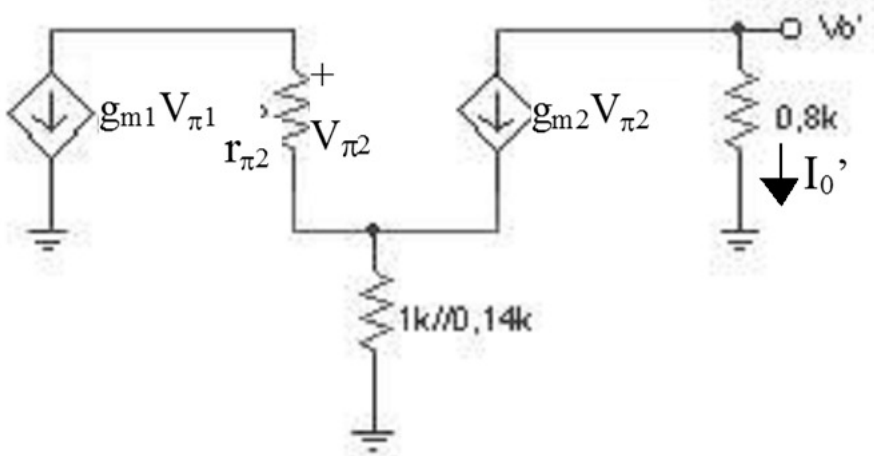
Inclusão dos modelos dos transistores e aplicação da regra de realimentação

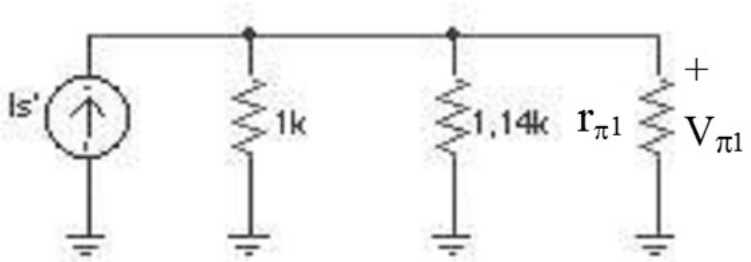
Como trata-se de um amplificador de corrente, a realimentação é paralelo-série.

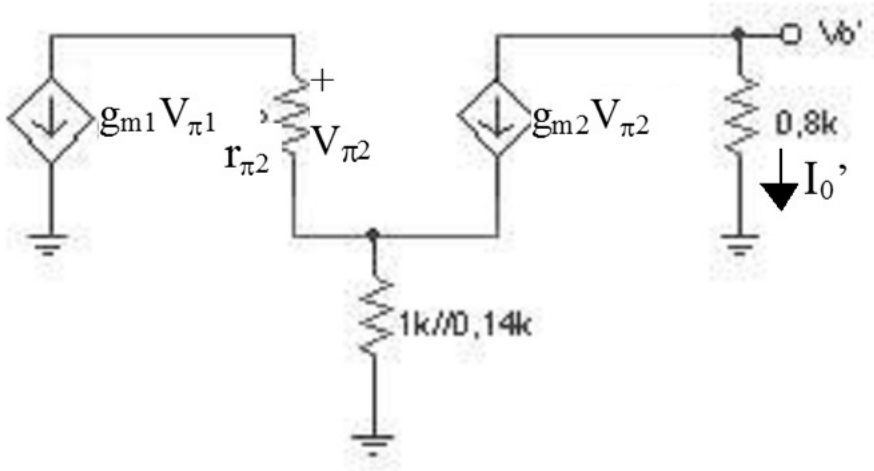



+10V
100uA
0,8k
+
Vo
Q2
-
Q1
Circuito B
1k
1k
Vi
0,14k


Is'
1k
1,14k
$r_{\pi 1}$
+
$V_{\pi 1}$


$g_{m1}V_{\pi 1}$
+
$r_{\pi 2}$
$V_{\pi 2}$
$g_{m2}V_{\pi 2}$
Vo'
0,8k
I_0'
1k//0,14k





$$v_{\pi 1} = \left(1K \,//\, 1{,}14K \,//\, 25K\right) I_S' \Rightarrow V_{\pi 1} = 522 I_S'$$

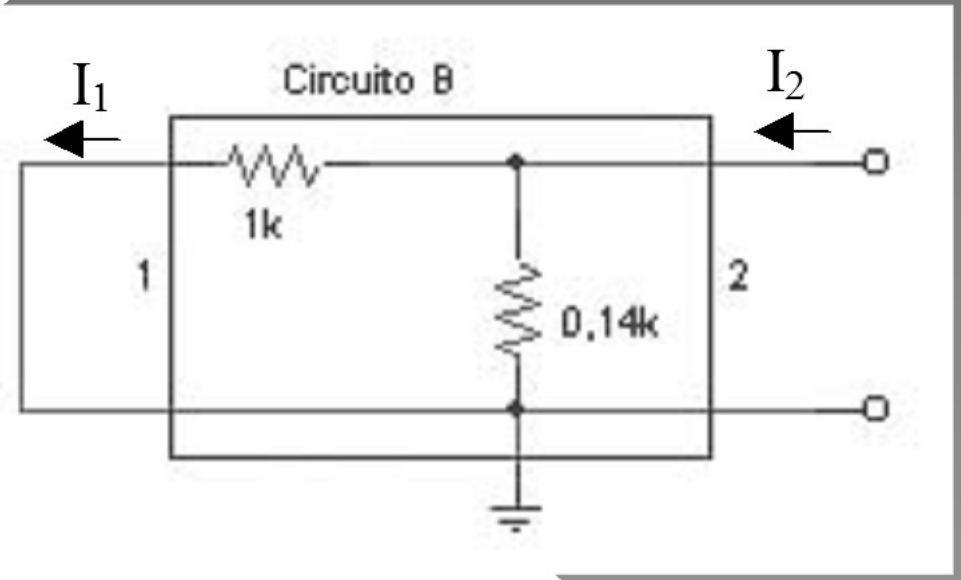
$$V_{\pi 2} = -g_{m1} V_{\pi 1} r_{\pi 2}$$

$$I_0' = -g_{m2} V_{\pi 2}$$

$$A \equiv \frac{I_0'}{I_S'} = 215 \, A/A$$

Determinação de β

Para encontrar o valor de β, devemos analisar a rede de realimentação, sabendo que para um amplificador de corrente (realimentação paralelo-série), β pode ser obtido por $\beta = \frac{I_1}{I_2}|_{V_1=0}$,



$$\beta = \frac{I_1}{I_2}|_{V_1=0}$$

$$I_1 = \frac{0,14}{0,14+1} I_2$$

$$\beta = \frac{I_1}{I_2}|_{V_1=0} = \frac{0,14}{0,14+1}$$

$$\beta = 0,123 \quad \Omega/\Omega$$

Determinação de Af

$$A_f = \frac{I_0}{I_S} = \frac{A}{1 + A\beta} = \frac{215}{1 + 215 \times 0{,}123} \Rightarrow$$

$$A_f = 7{,}8\, A/A$$

$$V_0 = 0{,}8K \times I_0$$

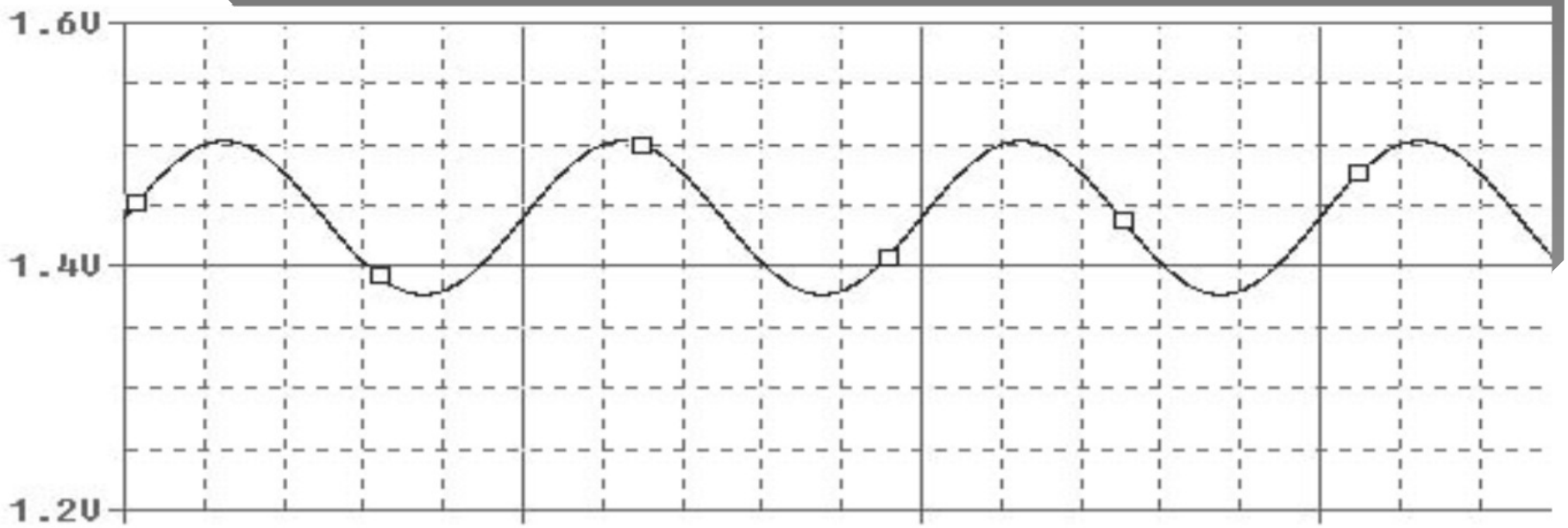
$$V_S = R_S I_S$$

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{0{,}8K \times I_0}{1K \times I_S} = 0{,}8 \times 7{,}8 \Rightarrow$$

$$\frac{V_0}{V_S} = 6{,}3\, V/V$$

Sinal de Saída

O sinal de saída terá uma amplitude de 63 mV e estará acoplado a um nível CC de 1,44 V.

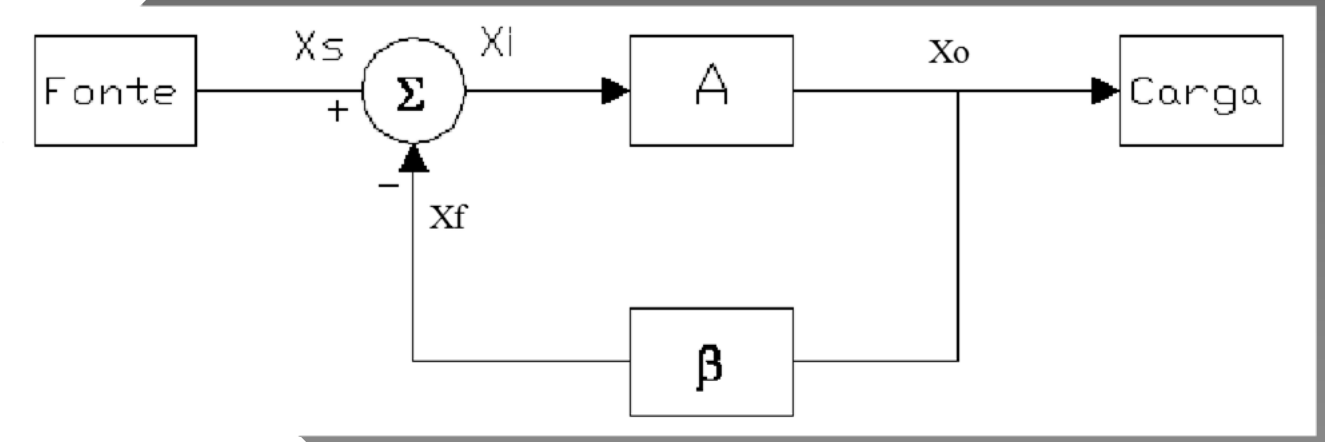


Eletrônica Básica II

Estrutura Básica de um Amplificador Realimentado

DALE CARNEGIE® TRAINING

Diagrama de Blocos de um Amplificador Realimentado



$$X_0 = AX_i$$

$$X_f = \beta X_0$$

$$X_i = X_S - X_f$$

$$A_f = \frac{X_0}{X_S}$$

$$A_f = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Aβ é denominado Ganho de Malha (ou de “loop”)

Para a realimentação ser negativa, Aβ deve ser positivo

Estabilidade de Amplificadores

$$A_f(S) = \frac{A(S)}{1 + A(S)\beta(S)} \Rightarrow$$

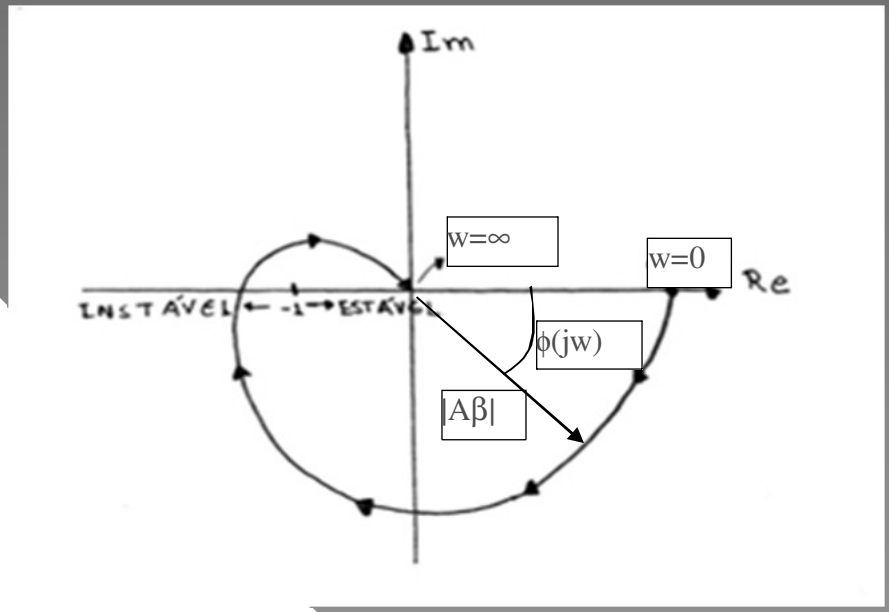
$$A_f(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)\beta(j\omega)}$$

Fazendo $L(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega) \Rightarrow L = \left|A(j\omega)\beta(j\omega)\right| e^{j\phi(j\omega)}$

A forma como o ganho de loop, $L(j\omega)$, varia com a freqüência determina a estabilidade ou instabilidade do amplificador.

Gráfico de Nyquist

O gráfico de Nyquist é uma das formas para verificar estabilidade de qualquer sistema de controle. A figura seguinte mostra um exemplo do gráfico de Nyquist, que é um gráfico polar de ganho de loop (Aβ) versus frequência.



Para frequência variando de 0 a infinito, vemos que o gráfico de Nyquist intercepta o eixo real negativo quando $\phi(jw)=180^{\circ}$. Assim,

- Se a interseção com o eixo real ocorre à esquerda do ponto (-1,0), implica em instabilidade do amplificador.
- Se a interseção for à direita do ponto (-1,0), o amplificador será estável.
- Se a interseção ocorrer em (-1,0), o amplificador é na verdade um oscilador.

Verificação de Estabilidade por Localização dos Pólos do Sistema

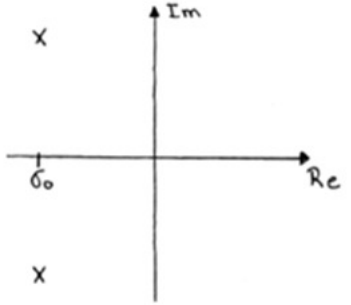
Exemplo: Se o transitório de um circuito (por exemplo ao ligar-se o circuito) for modelado como: $v(t) = e^{\sigma_0 t}\left(e^{+j\omega t} + e^{-j\omega t}\right)$, verifique graficamente a estabilidade, instabilidade ou oscilação do sistema, se o amplificador tem um par de pólos em $S = \sigma_0 \pm j\omega$.

Como e^{jwt}=cos(wt) + j.sen(wt), temos que $v(t) = 2e^{\sigma_0 t}\cos\omega$, que é uma senóide modulada por uma envoltória exponencial

1) Para σ_0 negativo

$\Rightarrow$ exponencial decrescente $\Rightarrow$ oscilações decrescem exponencialmente para zero. Isto indica que as perturbações amortecerão e o sistema será estável.

Isto também pode ser obtido da análise da localização dos pólos no plano S. Como σ_0 é negativo $\Rightarrow$ pólos estarão à esquerda do plano S, o que indica que o sistema é estável.

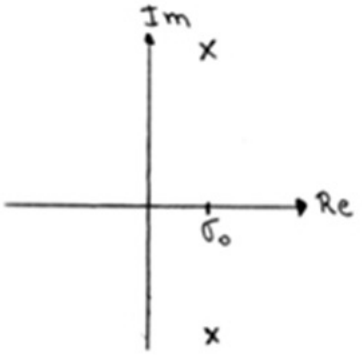


Verificação de Estabilidade por Localização dos Pólos do Sistema

2) Para σ_0 positivo

$\Rightarrow$ exponencial crescente $\Rightarrow$ oscilações crescem exponencialmente ($v(t) = 2e^{\sigma_0 t}\cos\omega$) até que alguma não-linearidade limite o seu crescimento. Este é um sistema instável.

Pela análise de localização de pólos no plano S, vemos que ao estarem os pólos à direita do plano S, o sistema será instável.

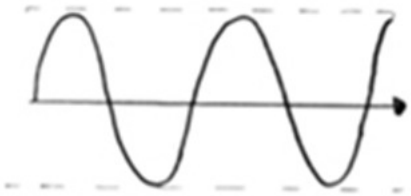


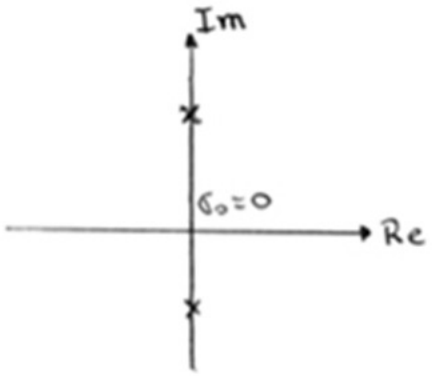
Verificação de Estabilidade por Localização dos Pólos do Sistema

3) Para σ_0 igual a zero

Neste caso, não existirá envoltória exponencial ($v(t) = 2e^{\sigma_0 t}\cos\omega$) e a oscilação será sustentada.

Em termos de análise de localização de pólos no plano S, os pólos estarão localizados sobre o eixo imaginário, o que indica que o sistema será oscilatório.





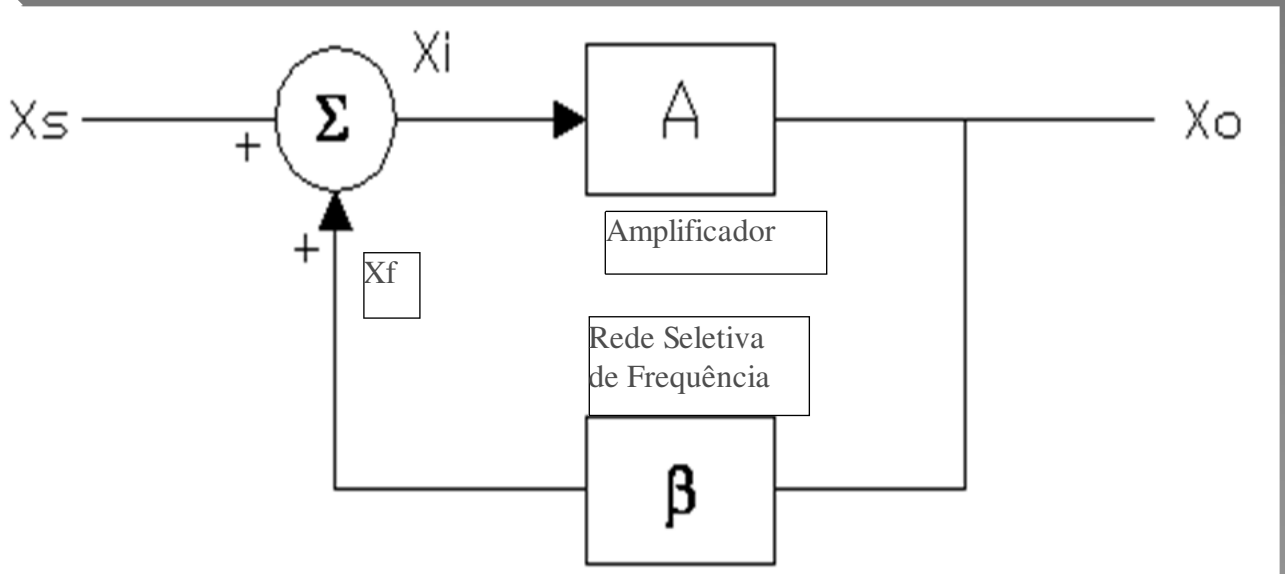
Osciladores

Importantes para:

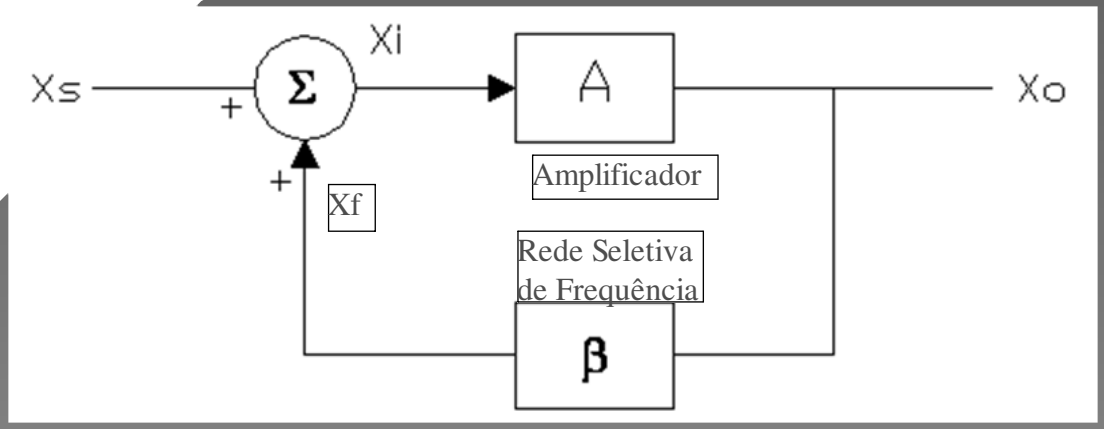
- Teste e Caracterização de sistemas eletrônicos: onda senoidal, quadrada, triangular, pulso
- Computadores e sistemas de controle: pulsos de *clock* para, entre outras finalidades, temporização
- Sistemas de comunicação: sinais de várias formas de onda como portadoras de informação
- Motores ultra-sônicos: ondas senoidais para funcionarem

Osciladores Senoidais

É a forma de onda mais comumente utilizada. A estrutura de um oscilador senoidal consiste de um amplificador e uma rede seletiva de frequência conectada em um loop de realimentação positiva.



Osciladores Senoidais



$$A_f(S) = \frac{A(S)}{1 - A(S)\beta(S)} \Rightarrow \frac{X_0}{X_S} = \frac{A(S)}{1 - L(S)}$$

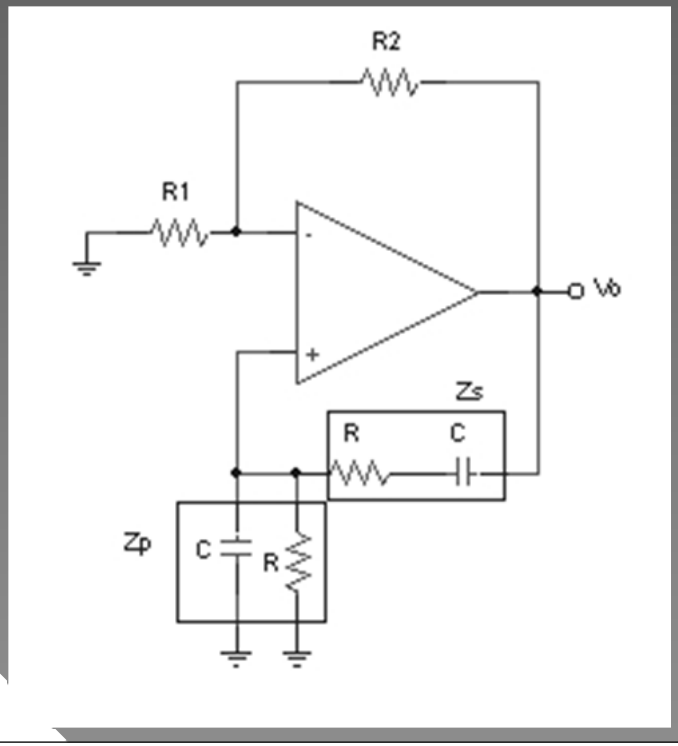
Entretanto, note que se $1 - L(S) = 0 \Rightarrow \frac{X_0}{X_S} = \infty \Rightarrow X_0 = \infty X_S$.

Então, como ao ligar o circuito, são induzidos ruídos em todos os nós do circuito, existirá sempre uma saída (senoidal) mesmo se não houver sinal de entrada, pois neste caso, X_s=0, mas existe um pequeno sinal de ruído induzido pelo transitório produzido ao ligar o circuito.

Por outro lado, de acordo com Fourier, como qualquer sinal pode ser representado como uma somatória de senóides de todas as frequências possíveis, e como a rede seletiva de frequências filtrará apenas uma frequência, o sinal de saída será senoidal e com frequência definida pelo filtro existente na rede de realimentação.

Critério de Barkhausen ou Critério de Oscilação: $L(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega) = 1$

Osciladores RC: Ponte de Wien

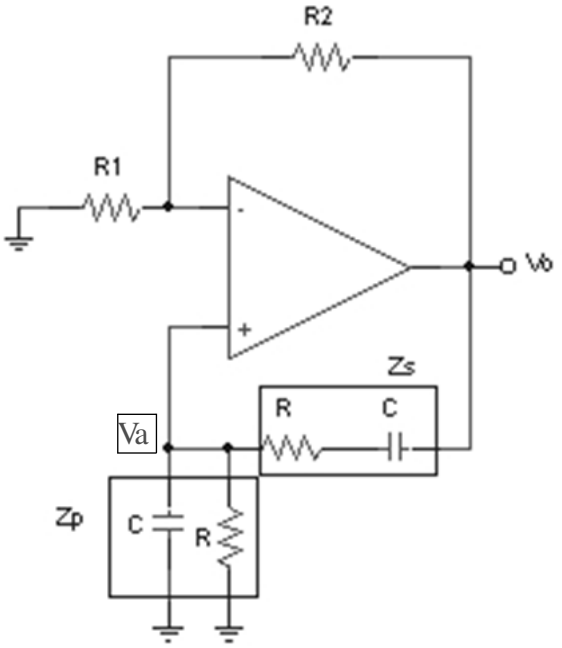


A relação entre a saída e o sinal na entrada não-inversora desta configuração é o próprio A, que é dado por $A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$.

Por outro lado, note que uma rede RC é colocada na realimentação positiva, onde, tal como vimos anteriormente, ao se tratar de uma realimentação série-paralelo (amplificador de tensão), o valor de β pode ser obtido como:

$\beta = \frac{V_1}{V_2}|_{I_1=0}$, ou seja, é a relação entre a tensões da porta de entrada e da porta de saída da rede de realimentação, para entrada em circuito aberto.

Osciladores RC: Ponte de Wien



$$L(S) = A(S)\beta(S) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{\frac{R}{1 + SRC}}{\frac{R}{1 + SRC} + \frac{1 + SRC}{SC}}\right)$$

Denominando a tensão na porta de entrada da rede de realimentação como V_a e sabendo que a tensão da porta de saída é V_0, temos que $\beta = \frac{V_a}{V_0}$.

Do circuito: $V_a = \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} V_0$, onde $Z_p = \frac{1}{SC} // R$, ou seja, $Z_p = \frac{R}{1 + SRC}$ e $Z_s = \frac{1}{SC} + R$

$Z_s = \frac{1 + SRC}{SC}$.

Osciladores RC: Ponte de Wien

$$L(S) = A(S)\beta(S) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(\frac{\frac{R}{1 + SRC}}{\frac{R}{1 + SRC} + \frac{1 + SRC}{SC}}\right)$$

$$L(S) = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{SRC} + 2 + SRC} \Rightarrow \quad L(j\omega) = \frac{1 + {R_2}/{R_1}}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

De acordo com o Critério de Barkhausen, sabemos que para que haja oscilação, $L(j\omega) = 1 \Rightarrow$ Módulo = 1 e Fase = zero. Assim,

- Para que a fase de $L(j\omega)$ seja zero:

$$\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0 \Rightarrow \omega = \frac{1}{RC} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$$

  - Para que o módulo seja um (para fase zero):

$$\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{3} = 1 \Rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 2 \Rightarrow$$ Pólos sobre o eixo imaginário!

Osciladores RC: Ponte de Wien

Vemos que no sentido matemático, a oscilação é garantida se $\frac{R_2}{R_1} = 2$.

Entretanto, quando a temperatura varia, se $A\beta < 1 \Rightarrow$ a oscilação não mais existirá, pois os pólos do sistema ficarão à esquerda do plano S, tornando o sistema estável, o que provocará o amortecimento da oscilação.

Se por outro lado o valor de $A\beta > 1 \Rightarrow$ a oscilação crescerá em amplitude, pois os pólos do sistema ficarão à direita do plano S, tornando o sistema instável.

É, portanto, necessário um mecanismo para forçar o valor de $A\beta$ a permanecer igual a um. Isto se consegue utilizando uma rede de elementos não-lineares (diodos ou transistores) para efetuar o controle do ganho (e consequentemente a manutenção da oscilação).

Na prática, primeiro fazemos com que o circuito tenha um valor de $A\beta$ levemente maior do que um (pólos à direita do plano S), o que significa um aumento da amplitude de oscilação, e usamos a rede elementos não-lineares para, sempre que a amplitude tenda a aumentar, reduzir o valor de $A\beta$ para um.

Exemplo

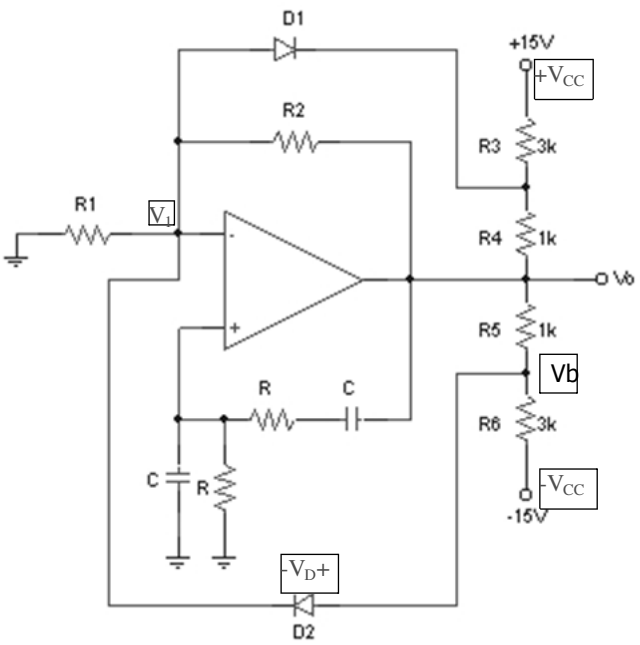
Projete um circuito que gere uma onda senoidal com frequência de 1 kHz e amplitude de 10 V

$\frac{R_2}{R_1} > 2 \Rightarrow$ Por exemplo, para $R_1 = 10\ K\Omega$, $R_2 > 20\ K\Omega$, $R_2 = 20{,}3\ K\Omega$ (1,5% maior).

Por outro lado, sabemos que a frequência de oscilação é dada por $f = \frac{1}{2\pi RC}$.

Assim, para f=1 kHz, temos que $1000 = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow RC = 1{,}6 \times 10^{-4}\ s$. Se atribuirmos $R = 10\ K\Omega \Rightarrow C = 16\ nF$.

Introduzindo agora a rede de elementos não-lineares na Ponte de Wien, temos o circuito mostrado abaixo.



Assim, no nó b (considerando que os diodos não estão conduzindo), temos, usando o Princípio de Superposição:

1º Aterrando v_0: $V_b' = \frac{R_5}{R_5 + R_6} \times (-V_{CC})$

2º Aterrando a fonte $-V_{CC}$: $V_b'' = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \times (V_0)$

Temos então que $V_b = \frac{R_5}{R_5 + R_6} \times (-V_{CC}) + \frac{R_6}{R_5 + R_6} V_0$ (1)

No momento da condução do diodo:
$V_D = V_b - V_1 \Rightarrow V_b = V_1 + V_D$ (2).

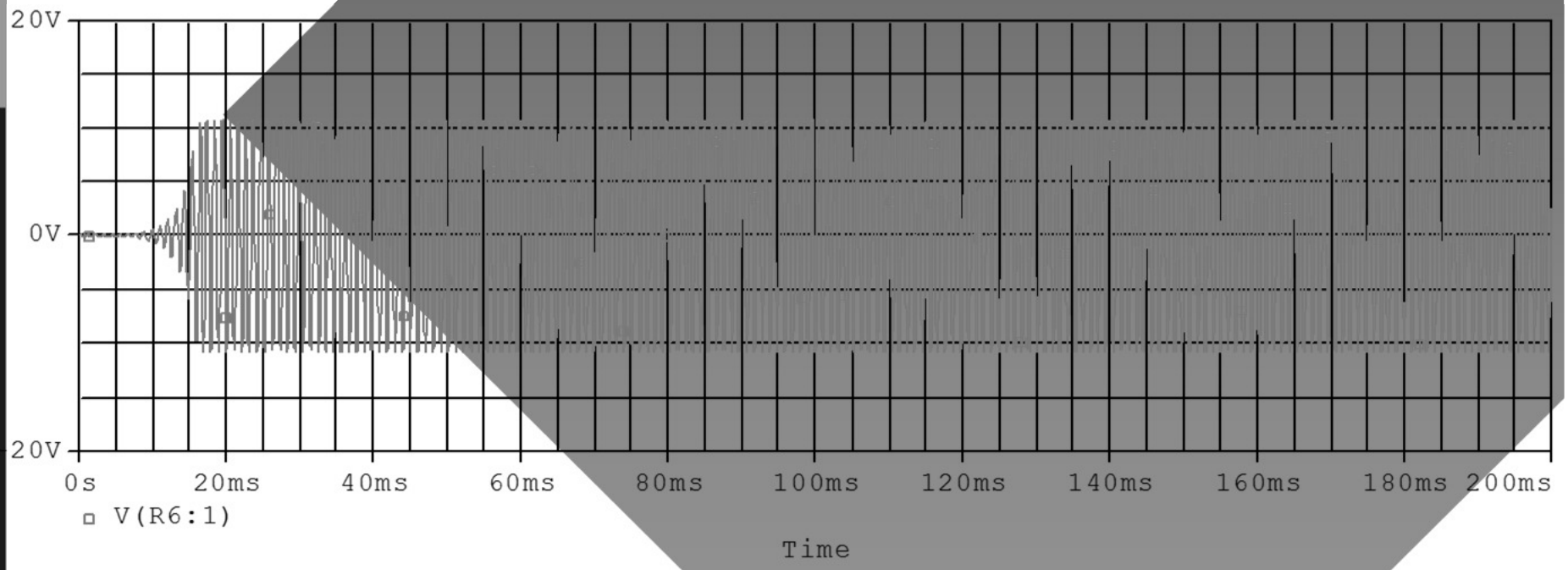
Temos também que:
$V_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1$ (3).

Como $R_2/R_1 \approx 2$, temos, de (3):
$V_0 \cong 3V_1$.

Como o diodo começa a conduzir a partir de V_D=0,5 V, temos, de (2):
$V_b = {}^{V_0}\!/_{3} + 0{,}5$ (4).

Então, fazendo (4)=(1) e atribuindo valores para V_{CC}=15 V, R_5=1 kΩ e V_0= 10 V, obtemos o valor de R_6= 3 kΩ. Por simetria, R_3= 3 kΩ e R_4=1 kΩ.

Resultado da Simulação



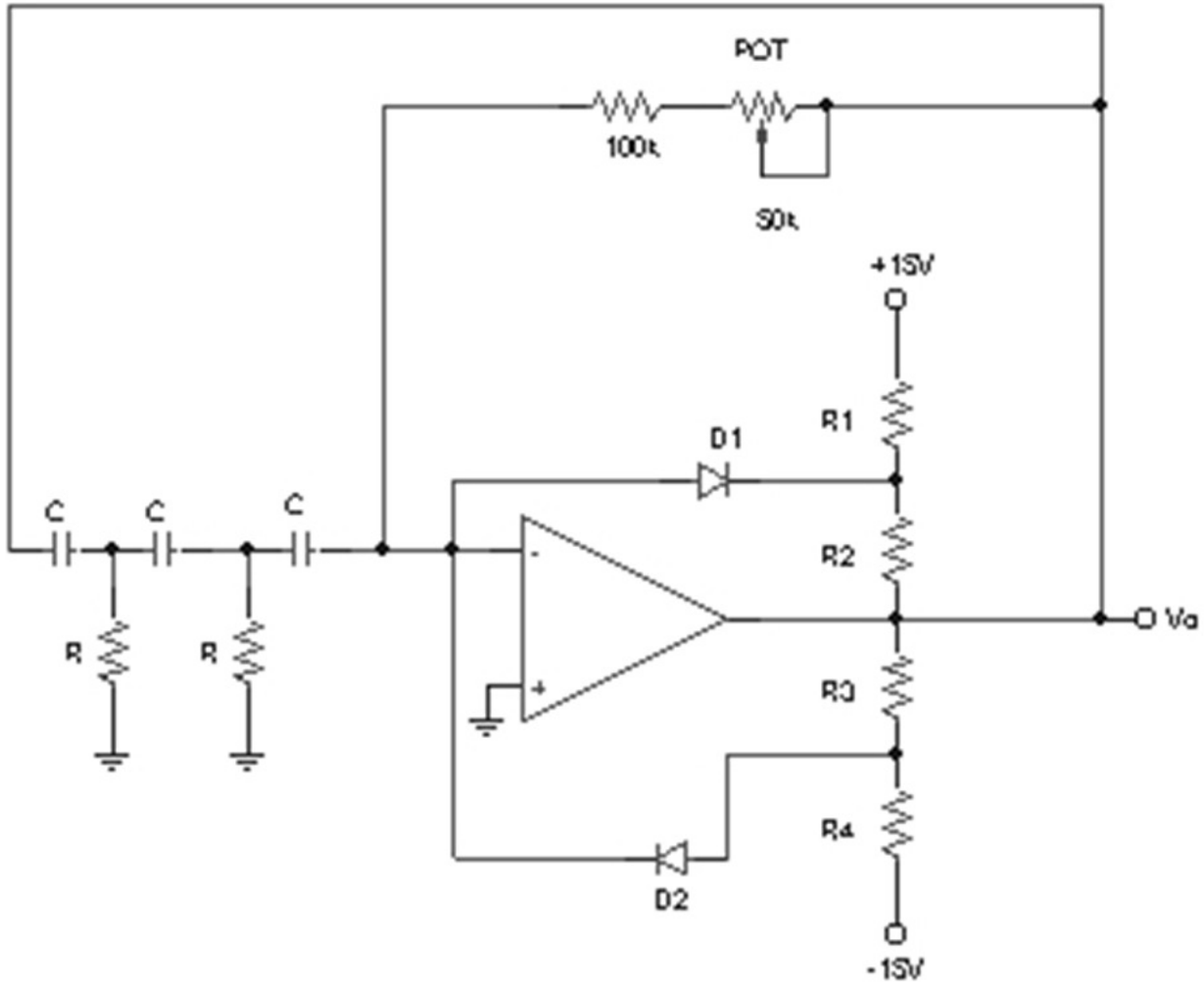
- Simulação do circuito usando o MicroSim

Eletrônica Básica II

Osciladores

DALE CARNEGIE®
TRAINING

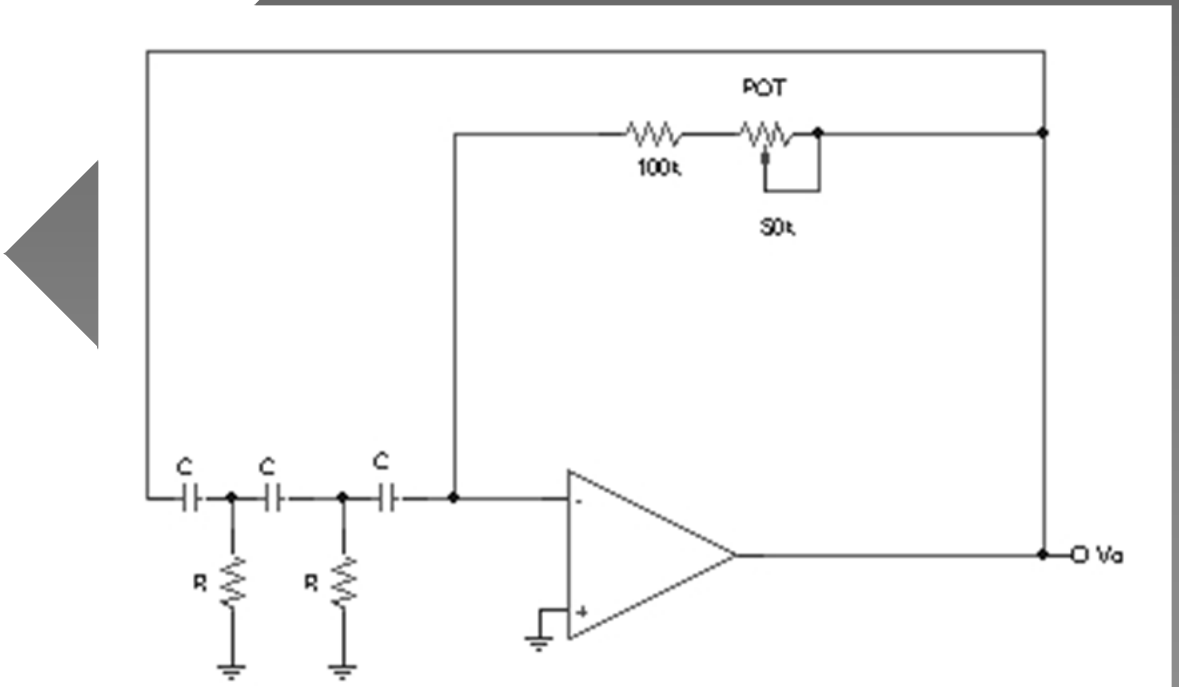
Oscilador em Rotação de Fase



Dale Carnegie® Training

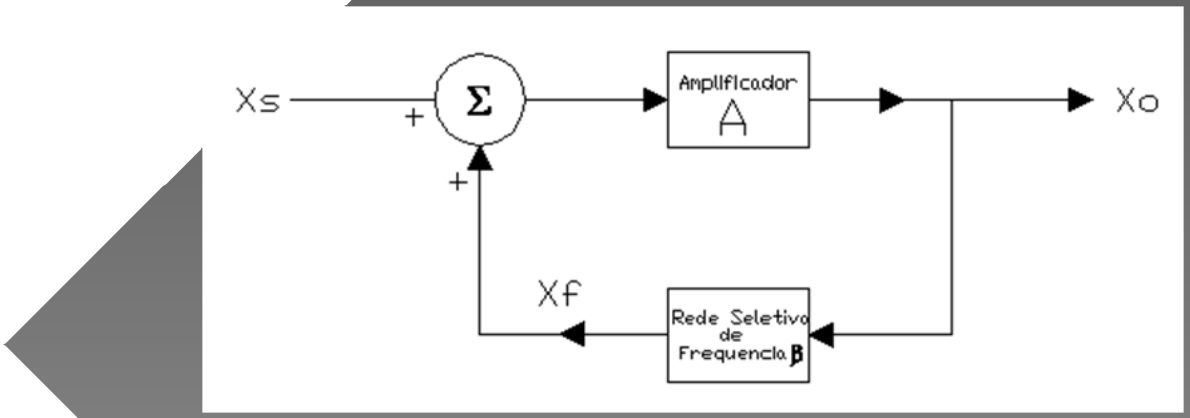
Oscilador em Rotação de Fase

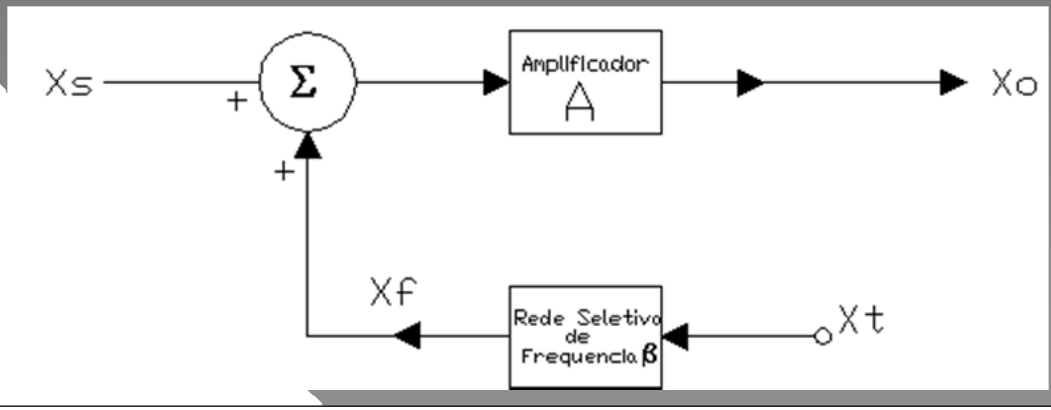
(sem rede de elementos não-lineares)



- A realimentação é negativa, mas o circuito oscila
- Pode-se mostrar que a rede RC introduz aproximadamente 180º de diferença de fase, pois o amp. op. introduz outros 180º
- Deslocamento de fase total de 360º (ou zero) ⇒ atende critério de oscilação se L=1

Obtenção do Ganho de Loop L





Se abrirmos a realimentação na saída e injetarmos um sinal X_t no ponto onde o circuito foi aberto, temos que $X_f=\beta X_t$.

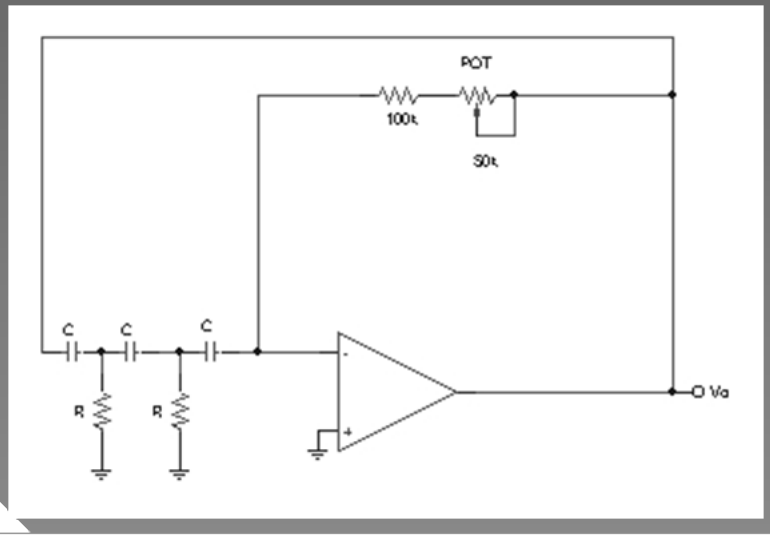
Mas, em um oscilador $X_S=0$, assim, temos que $X_0=A\beta X_t$.

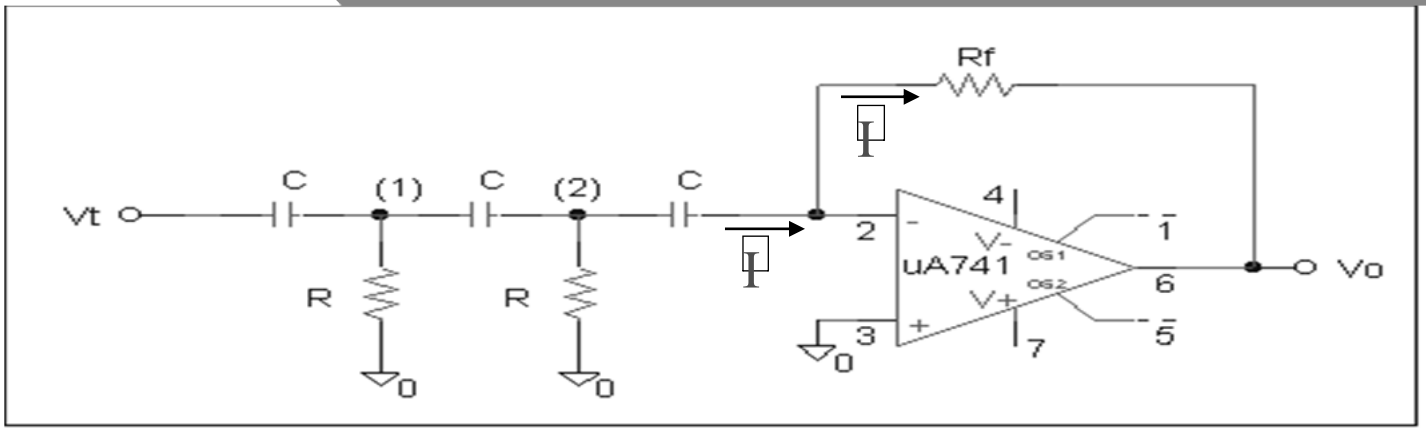
Como sabemos que $(L = A\beta)$, vemos que podemos obter o ganho de loop através da expressão: $L = \frac{X_0}{X_t}$.

DALE CARNEGIE TRAINING

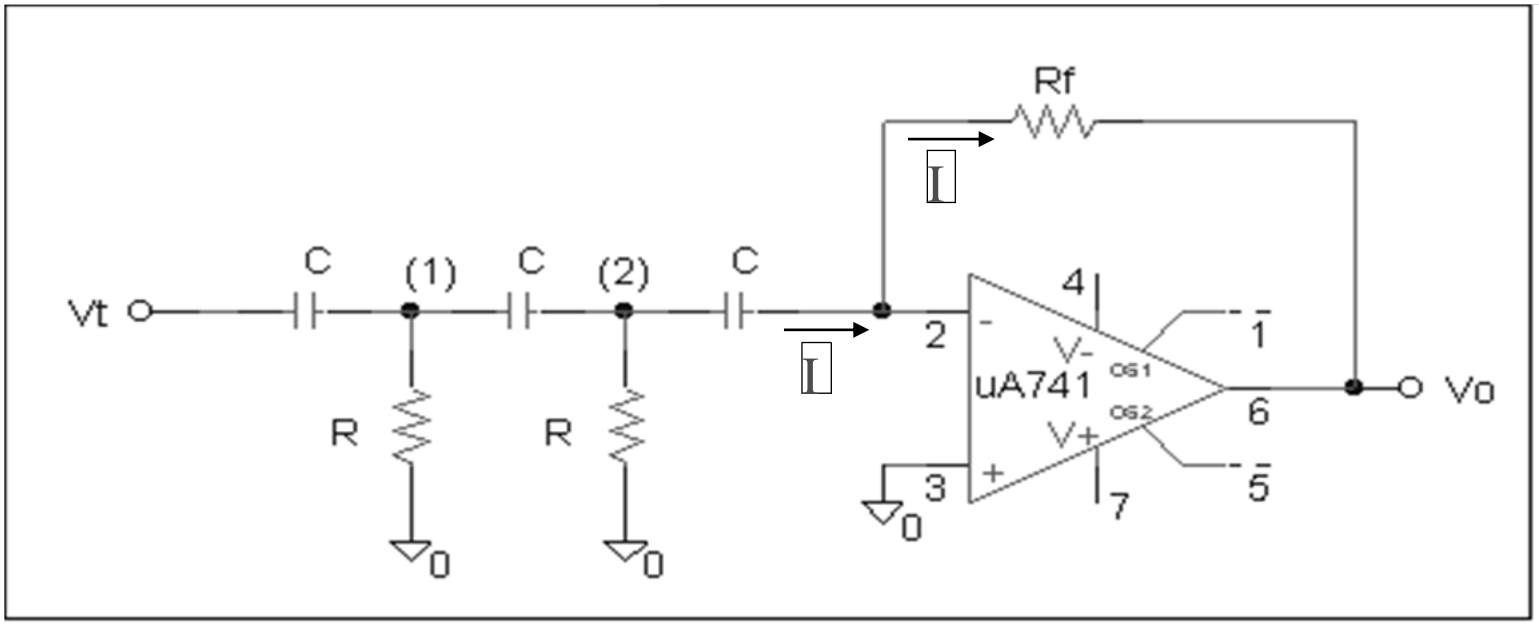
Obtenção do Ganho de Loop L

(abrindo a realimentação)





$$L = \frac{V_0}{V_t}$$



$$V_0 = -R_f.I$$
$$V_2 = \frac{1}{SC} \times I \Rightarrow V_2 = -\frac{V_0}{SR_fC} \quad (1)$$

$$(V_1 - V_t)SC + \frac{V_1}{R} + (V_1 - V_2)SC = 0 \Rightarrow \frac{V_1}{SC}\left(SC + \frac{1}{R} + SC\right) - V_2 = V \quad (2)$$

$$(V_2 - V_1)SC + \frac{V_2}{R} + (V_2 - 0)SC = 0 \Rightarrow V_1 = V_2\left(2 + \frac{1}{SRC}\right) \quad (3)$$

(1) em (3): $\Rightarrow V_1 = -\frac{V_0}{SR_fC}\left(2 + \frac{1}{SRC}\right)$ (4)

(4) e (1) em (2): $\frac{V_0}{V_t} = \frac{-SR_fC}{3 + \frac{4}{SRC} + \frac{1}{S^2R^2C^2}} \equiv L$

$$L = \frac{\omega^2 R_f RC^2}{4 + j\left(3\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

DALE CARNEGIE® TRAINING

$$L = \frac{\omega^2 R_f RC^2}{4 + j\left(3\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}$$

Para que haja oscilação, a fase de $L(j\omega)$ deve ser zero e o módulo igual a um:

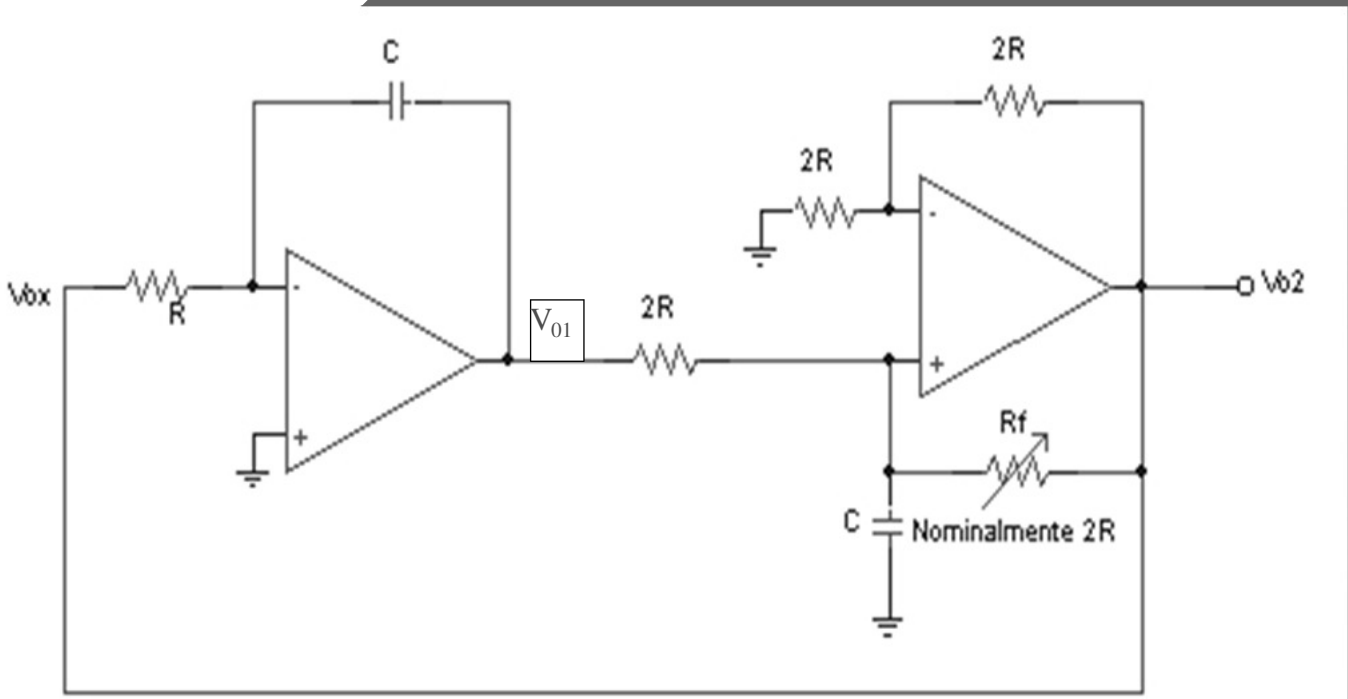
para fase zero: $3\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0 \Rightarrow \omega = \frac{1}{\sqrt{3}RC} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi\sqrt{3}RC}$

Módulo um para fase zero: $\frac{\left(\frac{1}{\sqrt{3}RC}\right)^2 R_f RC^2}{4} = 1 \Rightarrow R_f = 12R$

Na prática, R_f deve ser um pouco maior que 12R.

- Simulação do circuito usando o Microsim

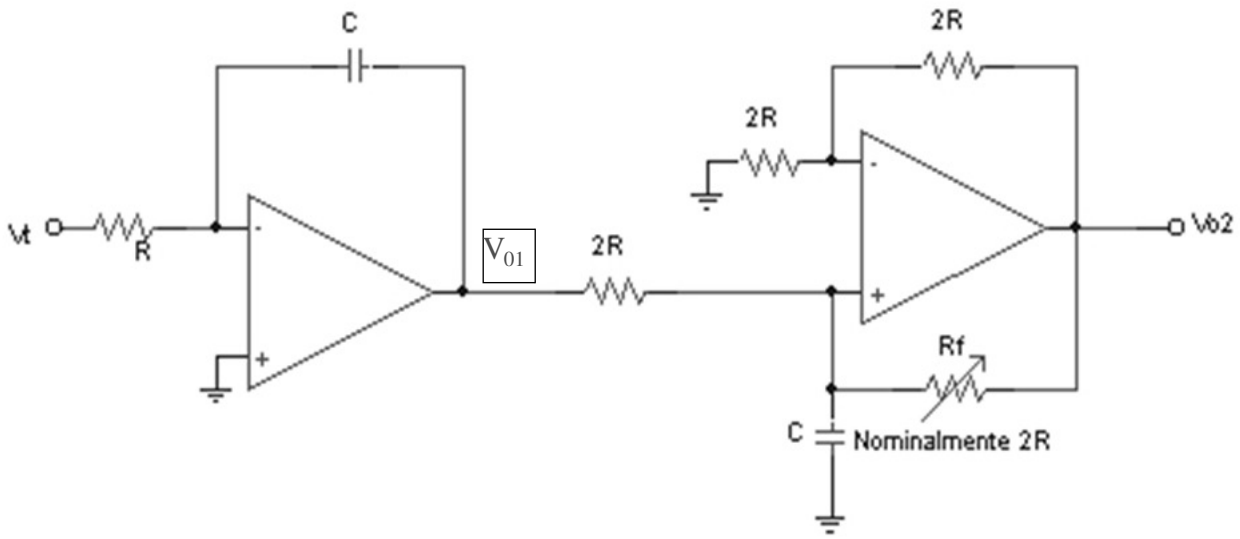
Oscilador de Quadratura



- A saída do 2º integrador é um sinal senoidal (V_{02}) que é a integral de V_{01} (diferença de fase de 90º).
- O nome "oscilador de quadratura" vem de que o circuito fornece dois sinais senoidais com diferença de fase de 90º: a saída do 1º integrador é um seno e a saída do 2º integrador é um cosseno

Obtenção do Ganho de Loop L

(abrindo a realimentação)



$$L \equiv \frac{V_{02}}{V_t}$$

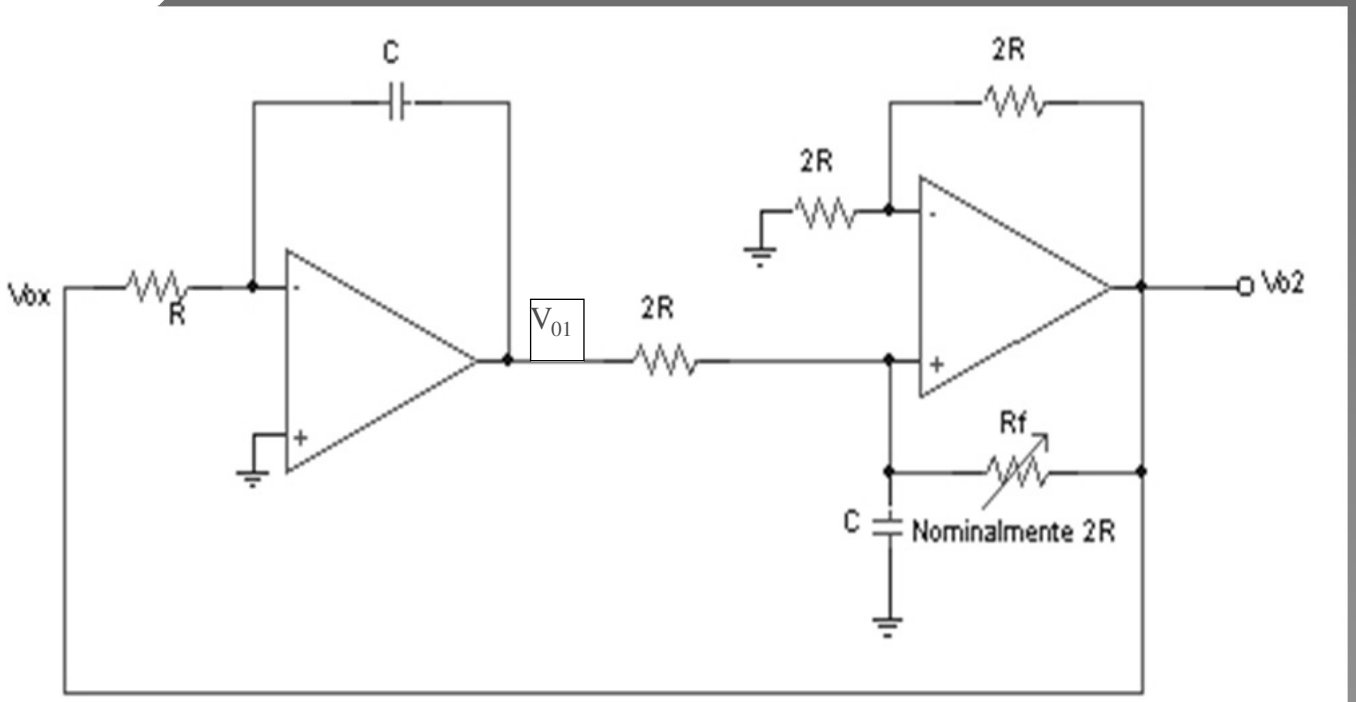
$$V_{01} = \frac{-1}{SRC} V_t \qquad V_{02} = \frac{2}{S(2R)C} V_{01}$$

$$\Rightarrow V_{02} = \frac{2}{2SRC} \times \left(\frac{-1}{SRC} V_t \right) \Rightarrow \frac{V_{02}}{V_t} = L = \frac{-1}{S^2 R^2 C^2} \Rightarrow$$

$$L = \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2} \Rightarrow \text{Fase já é zero!}$$

Para se ter módulo de L igual a um, temos que $1 = \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$.

Simulação do Circuito



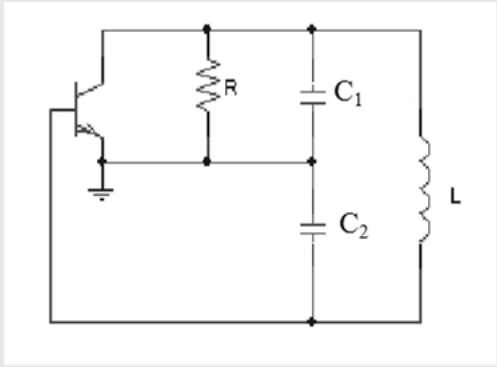
- Simulação do circuito usando o Microsim

Osciladores LC (Colpits e Hartley)

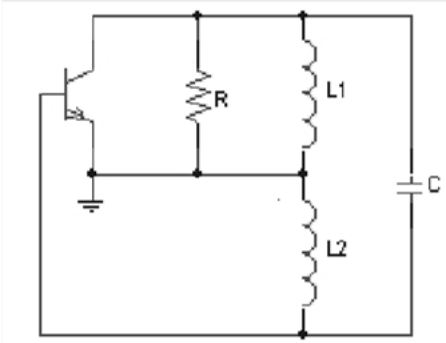
Osciladores RC são normalmente utilizados na faixa de 10 Hz a 100 kHz

Osciladores LC funcionam bem na faixa de 100 kHz até centenas de MHz

Colpits

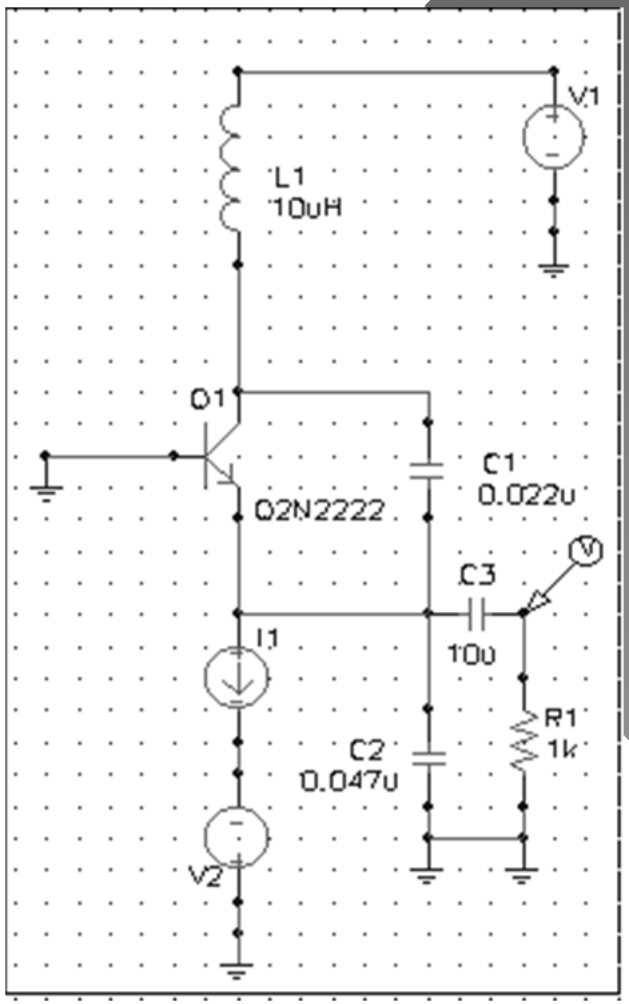


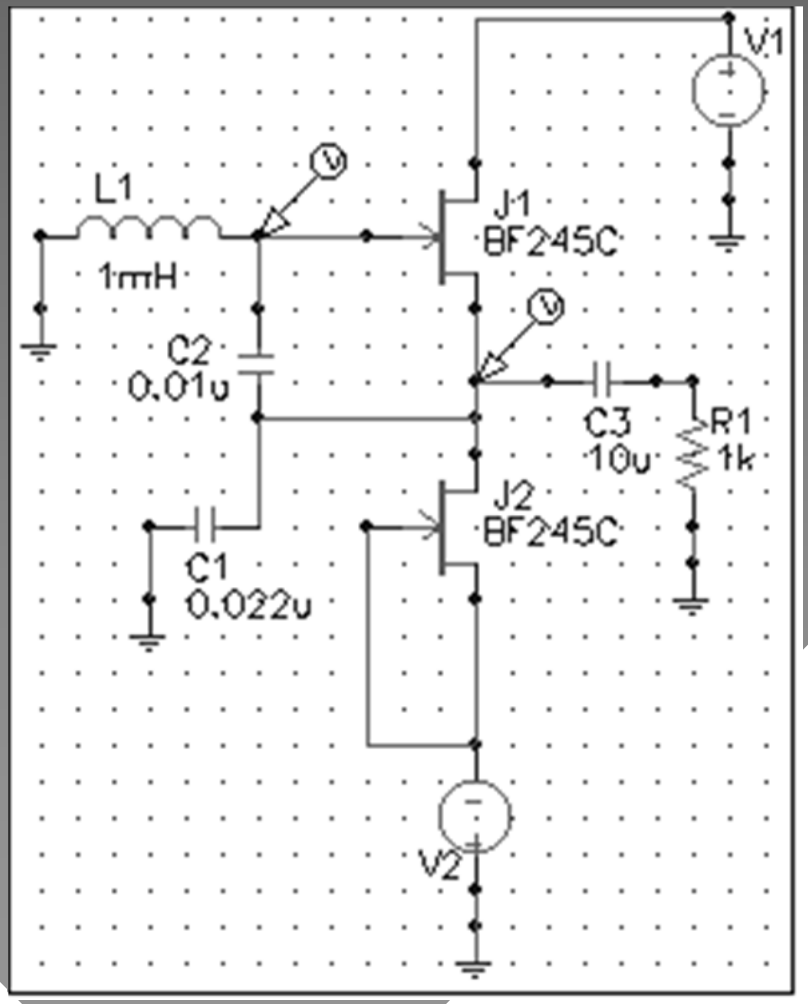
Harley



Dale Carnegie® Training

Exemplo de Osciladores LC (Colpits)



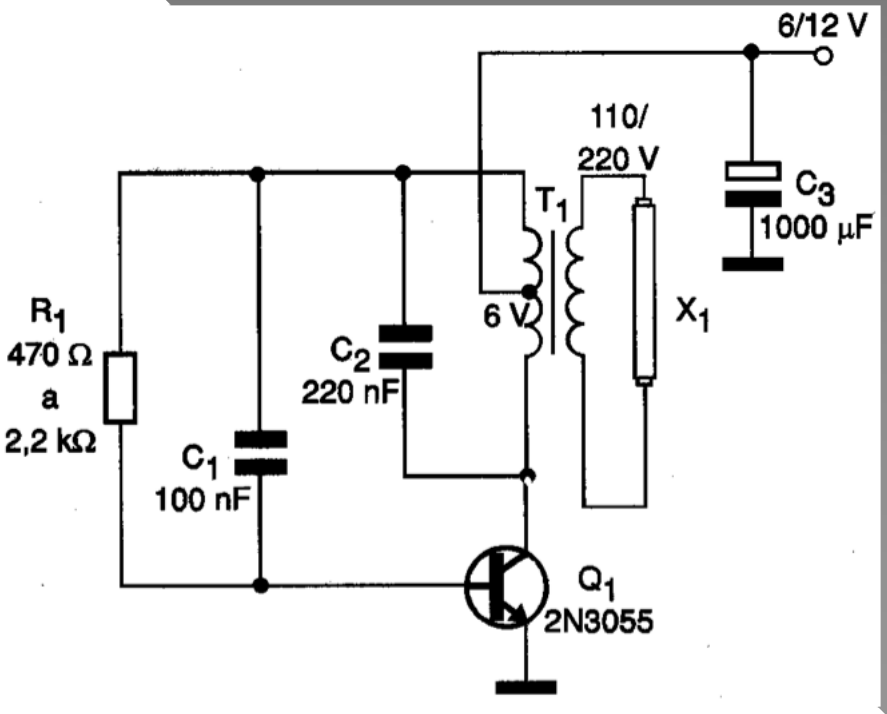


- Simulação do circuito usando o Microsim

Dale Carnegie Training

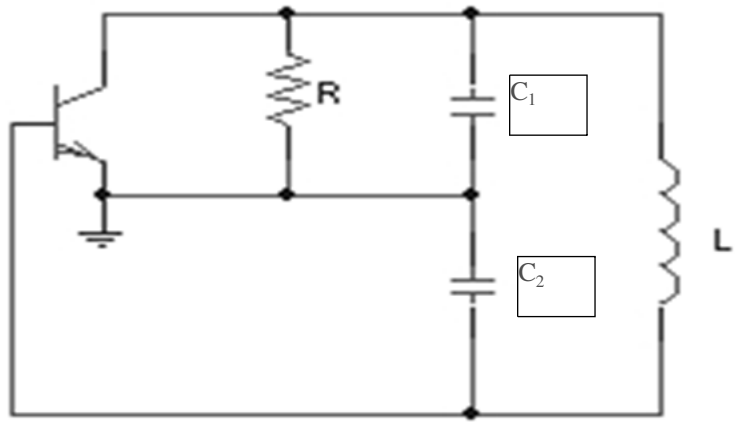
Exemplo de Osciladores LC (Colpits)

Lâmpada de emergência de baixa potência (fluorescente de 5 a 10 W)

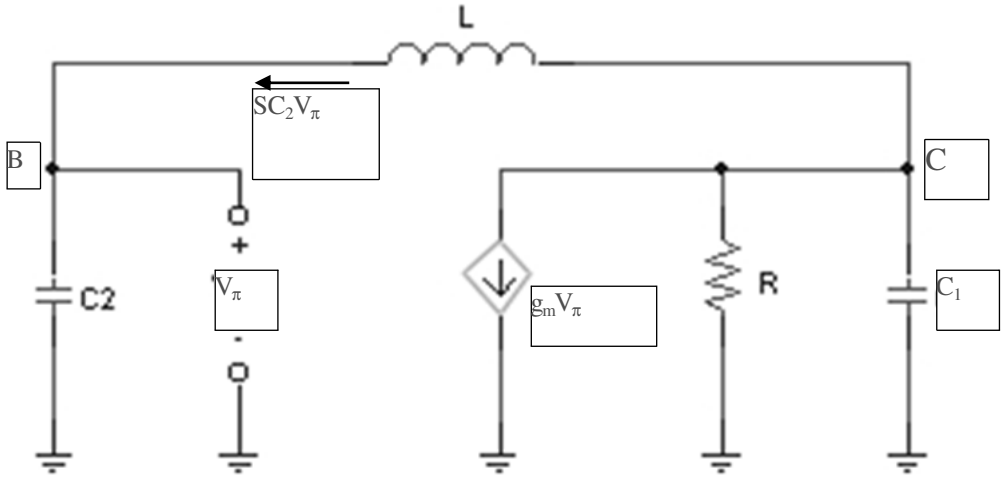


Dale Carnegie® Training

Análise do Oscilador LC (Colpits)

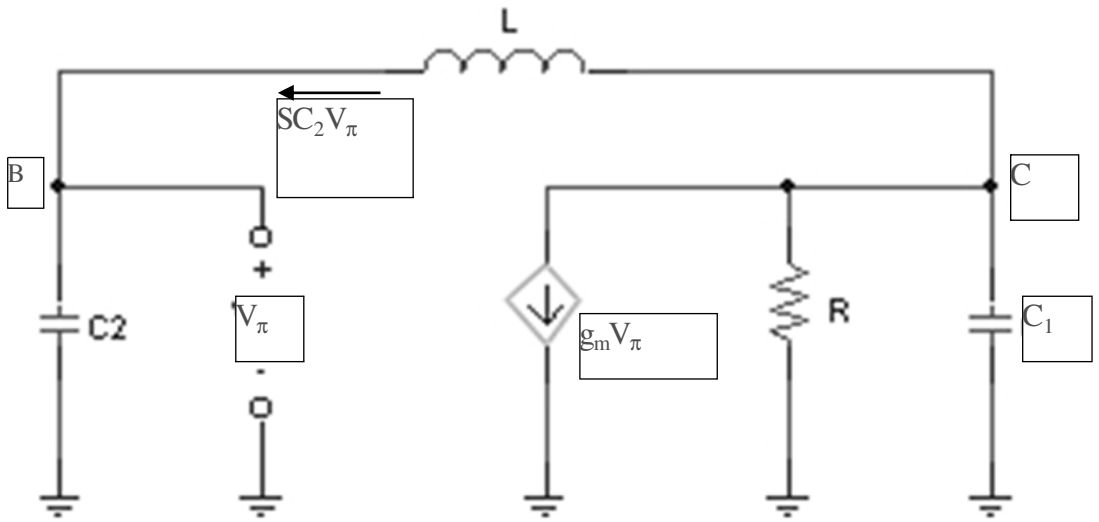


Para análise do circuito oscilador de Colpits, usamos o modelo do transistor, considerando r_π muito alto, desprezando C_μ e incluindo C_π como parte de C_2 e r_0 como parte de R



DALE CARNEGIE® TRAINING

Análise do Oscilador LC (Colpits)



No nó C, temos que

$$V_C - V_\pi = SL \times SC_2V$$

$$\Rightarrow V_C = V_\pi\left(1 + S^2LC_2\right)$$

usando a LCK no nó C, temos que:

$$SC_2V_\pi + g_mV_\pi + \frac{V_C}{R} + V_C SC_1 = 0$$

$$SC_2V_\pi + g_mV_\pi + \frac{V_\pi\left(1 + S^2LC_2\right)}{R} + V_\pi\left(1 + S^2LC_2\right)SC_1 = 0$$

$$V_\pi\left[SC_2 + g_m + \left(1 + S^2LC_2\right)\left(\frac{1}{R} + SC_1\right)\right] = 0$$

Dale Carneg
Training

Análise do Oscilador LC (Colpits)

$$V_\pi \left[SC_2 + g_m + \left(1 + S^2 LC_2\right)\left(\frac{1}{R} + SC_1\right)\right] = 0$$

Mas, para existir oscilação, V_π não pode ser zero. Então, fazendo S=jw, temos que:

$$-j\omega^3 LC_1C_2 - \omega^2 L\frac{C_2}{R} + j\omega\left(C_1 + C_2\right) + g_m + \frac{1}{R} = 0$$

$$\left(g_m + \frac{1}{R} - \frac{\omega^2 LC_2}{R}\right) + j\left[-\omega^3 LC_1C_2 + \omega\left(C_1 + C_2\right)\right] = 0$$

DALE CARNEGIE® TRAINING

Análise do Oscilador LC (Colpits)

$$\left(g_m + \frac{1}{R} - \frac{\omega^2 LC_2}{R} \right) + j\left[-\omega^3 LC_1 C_2 + \omega(C_1 + C_2) \right] = 0$$

A oscilação começará se esta equação for satisfeita

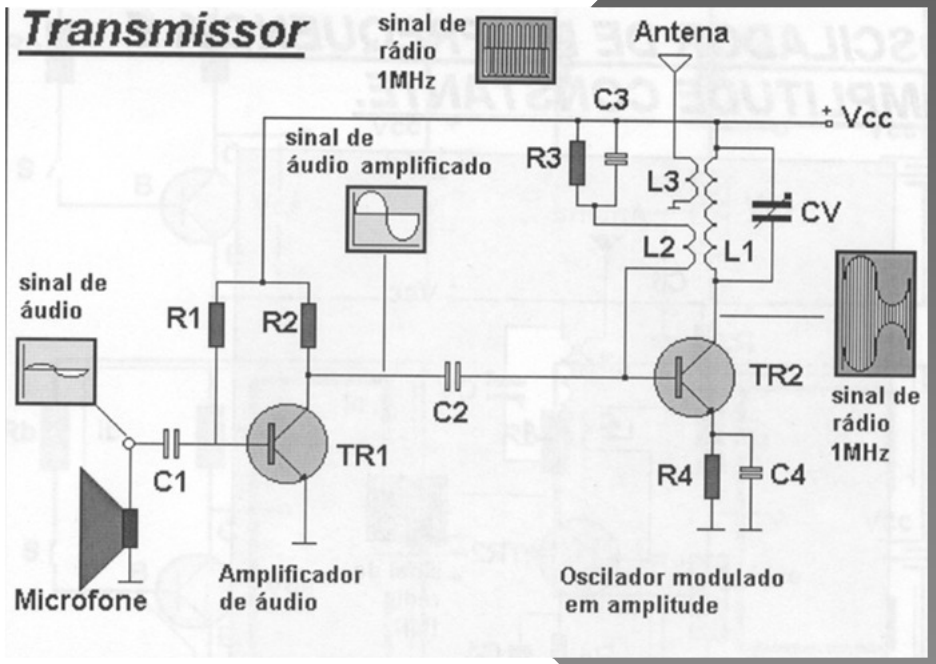
Parte imaginária igual a zero: $-\omega^3 LC_1 C_2 + \omega(C_1 + C_2) = 0 \Rightarrow \; f = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{LC_1 C_2}{C_1 + C_2}}}$

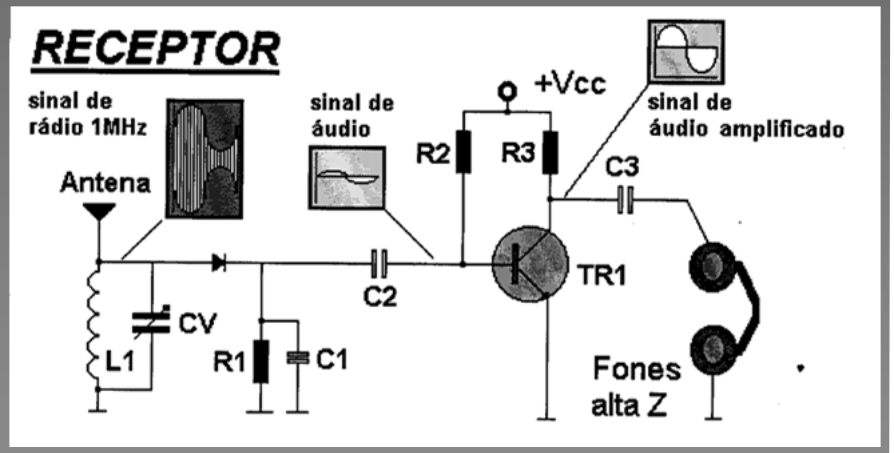
Parte real igual a zero: $g_m + \dfrac{1}{R} - \dfrac{\omega^2 LC_2}{R} = 0 \Rightarrow \; g_m R = \dfrac{C_2}{C_1}$

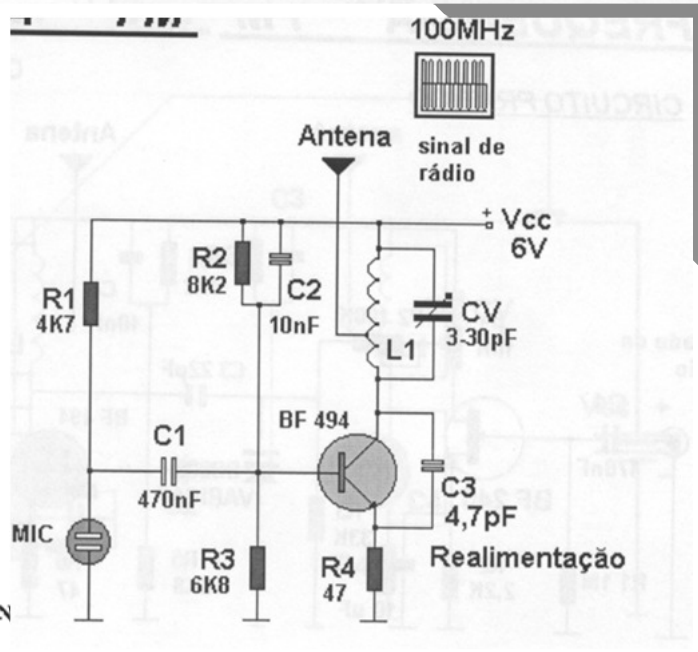
Na prática, $g_m R > \dfrac{C_2}{C_1}$

Os osciladores LC são circuitos “auto-limitantes”, pois a amplitude da oscilação se mantém constante

Transmissores Modulados em AM (1 MHz) e FM (100 MHz)



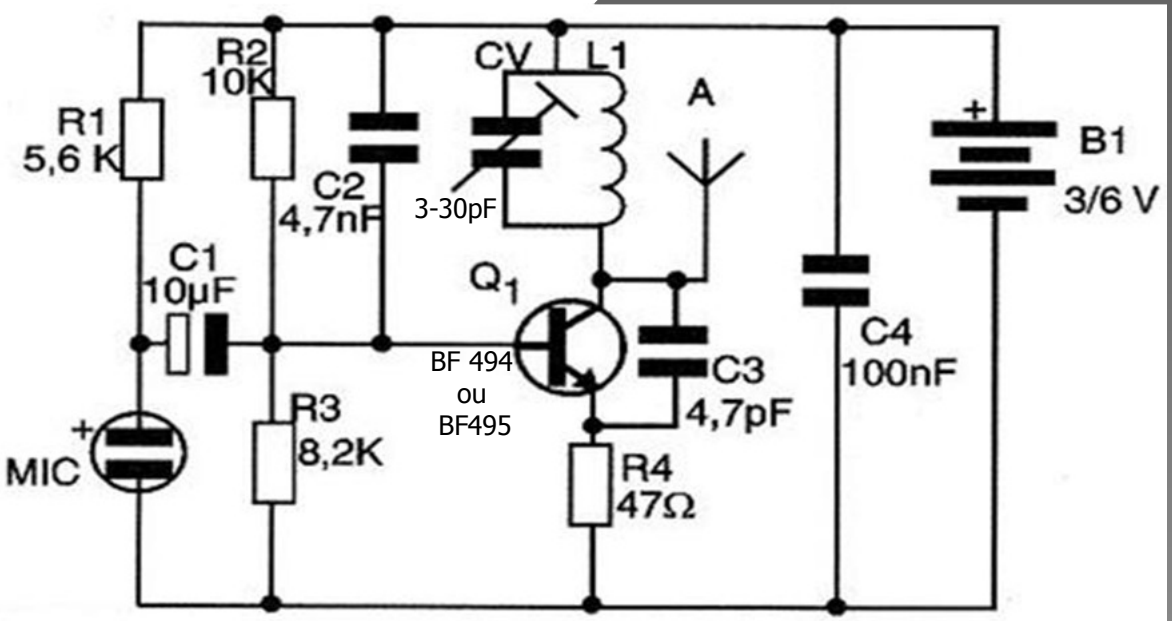


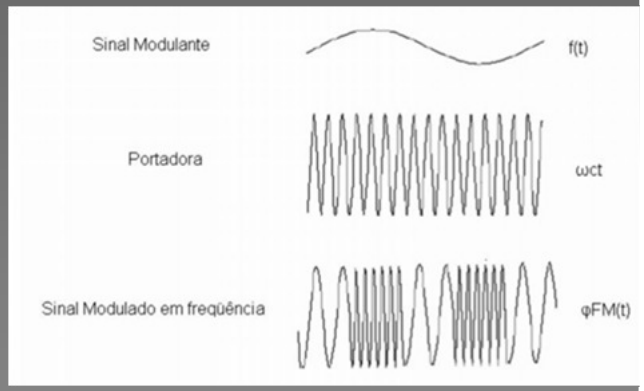


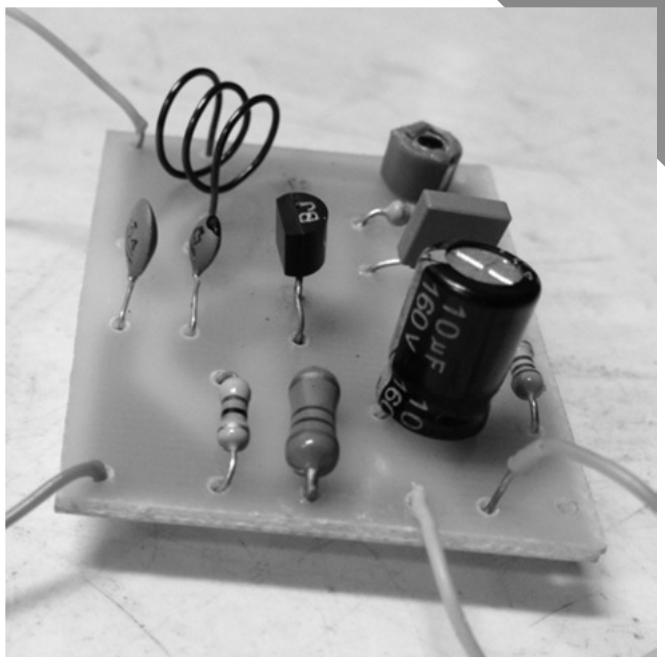
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L.CV}}$$

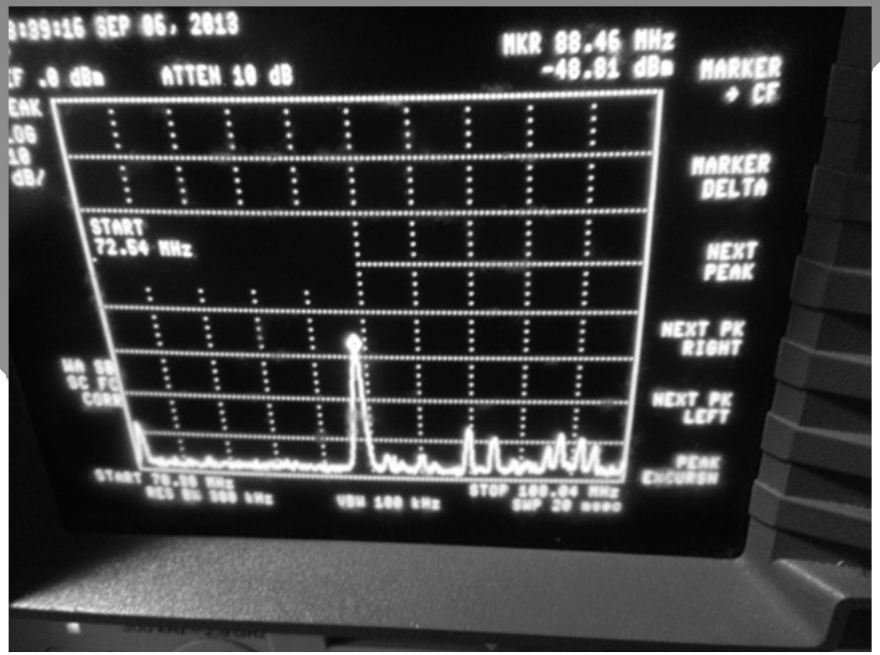
DALE CARN TRAINING

Exemplo de Transmissor FM (Faixa de 80-140 MHz)



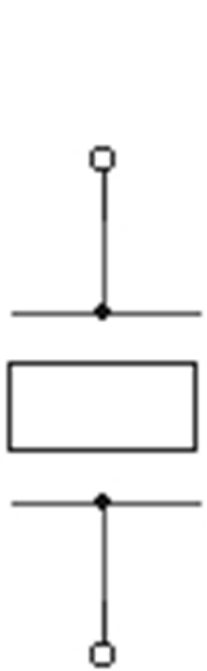


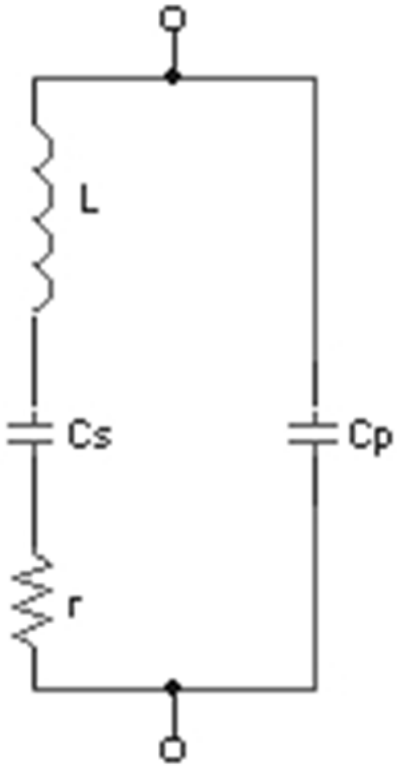




Osciladores a Cristal

Cristais piezelétricos, como o quartzo, fornecem sinais senoidais para frequências na faixa de alguns kHz até centenas de MHz. São muito precisos e estáveis (no tempo e temperatura).

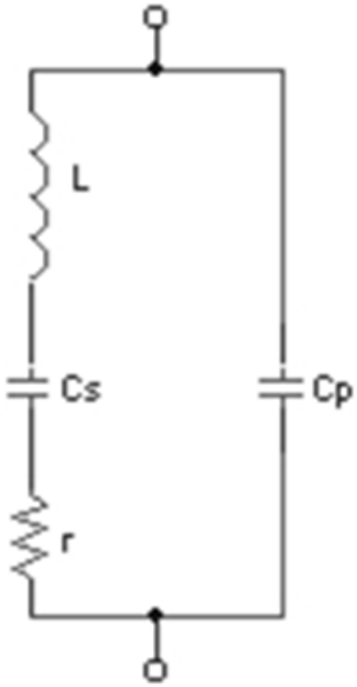




C_p é a capacitância entre as placas, e $C_p >> C_s$

Dale Carnegie® Training

Modelo do Cristal



Desprezando a resistência r,
temos que a impedância do circuito é:

$$Z(S) = \left(SL + \frac{1}{SC_s} \right) // \frac{1}{SC_p}$$

$$Z(S) = \frac{1 + S^2 LC_s}{S^3 LC_s C_p + S\left(C_p + C_s\right)}$$

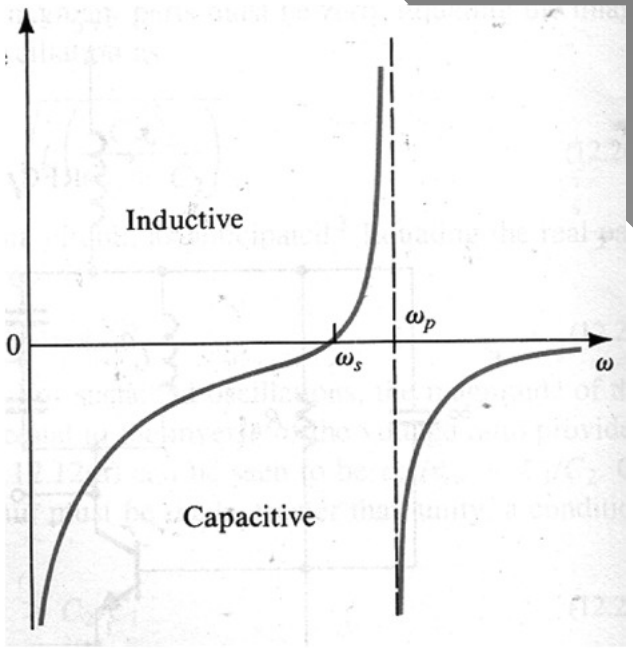
$$Z(j\omega) = \frac{1 - \omega^2 LC_s}{j\left[-\omega^3 LC_s C_p + \omega\left(C_p + C_S\right)\right]}$$

Dale Carnegie® Training

Modelo do Cristal

$$Z(j\omega) = \frac{1 - \omega^2 LC_s}{j\left[-\omega^3 LC_s C_p + \omega\left(C_p + C_S\right)\right]}$$

Existem então duas frequências de ressonância: uma ressonância série e uma ressonância paralela.



Assim: para, $1 - \omega^2 LC_s = 0 \Rightarrow f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_s}}$

Para $-\omega^3 LC_s C_p + \omega\left(C_p + C_s\right) = 0 \Rightarrow f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{LC_s C_p}{C_s + C_p}}}$

Note que como $C_p >> C_s \Rightarrow f_p \cong f_s$

DALE CARNEGIE® TRAINING

Referências Bibliográficas

- Sedra, A.S., Smith, K.C., Microelectronic Circuits, Fourth Edition, Oxford University Press, 1997.
- Nilsson, J. W., Riedel, S. A., Electric Circuits, Fifth Edition, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1996.
- Martin, F. Oberoi, P., Sargent, R., The 6.270 Robot Builder's Guide for the 1992 M.I.T. LEGO Robot Design Competition, 2nd Edition, 1992. Obtido em cherupakha.media.mit.edu.
- Jones, J.L, Flynn, A.M., Mobile Robots: Inspiration to Implementation, A K Peters Ltd., 1999.
- McComb, G., The Robot Builder's Bonanza. 99 Inexpensive Robotics Projects, TAB Books, 1987.
- Davies, B., Electric Motors and Mechanical Devices for Hobbyists and Engineers, Werd Technology Inc., 1998.
- Revista Saber Eletrônica, Nº 333, Outubro, 2000.
- Bastos Filho, T. F., Apostila do Curso de Oficina de Robótica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, UFES, 2000.
- Fu, K.S., Gonzalez, R.C., Lee, C.S.G., Robotics. Control, Sensing, Vision, and Intelligence, McGraw-Hill International Editions, 1987.
- Klafter, R.D., Chmielewski, T.A., Negi, M., Robotic Engineering. An Integrated Approach, Prentice-Hall International, Inc., 1989.
- Critchlow, A.J., Introduction to Robotics, Macmillan Publishing Company, 1985.
- Ferraté, G., Amat, J., Ayza, J., Basañez, L., Ferrer, F., Huber, R., Torres, C., Robótica Industrial, Marcombo, S.A., 1986.
- Tompkins, W.J., Webster, J.G., Interfacing Sensors to the IBM PC, Prentice Hall, 1988.
- Intel, Embedded Controller Aplications Handbook, 1993-1994.

DALE CARNEGIE TRAINING

Site de Componentes Eletrônicos

No Brasil

FARNELL e NEWARK
www.farnell.com/brasil/index.html

RS DO BRASIL
www.rsdobrasil.com

Portal Santa Efigênia
www.portalsantaefigenia.com.br

No Exterior

JAMECO
www.jameco.com

JDR
www.jdr.com

FUTURE ELECTRONICS
www.futureelectronics.com

DIGIKEY
www.digikey.com

MPJA
www.mpja.com

FUTURE ACTIVE
www.future-active.com

DALE CARNEGIE® TRAINING