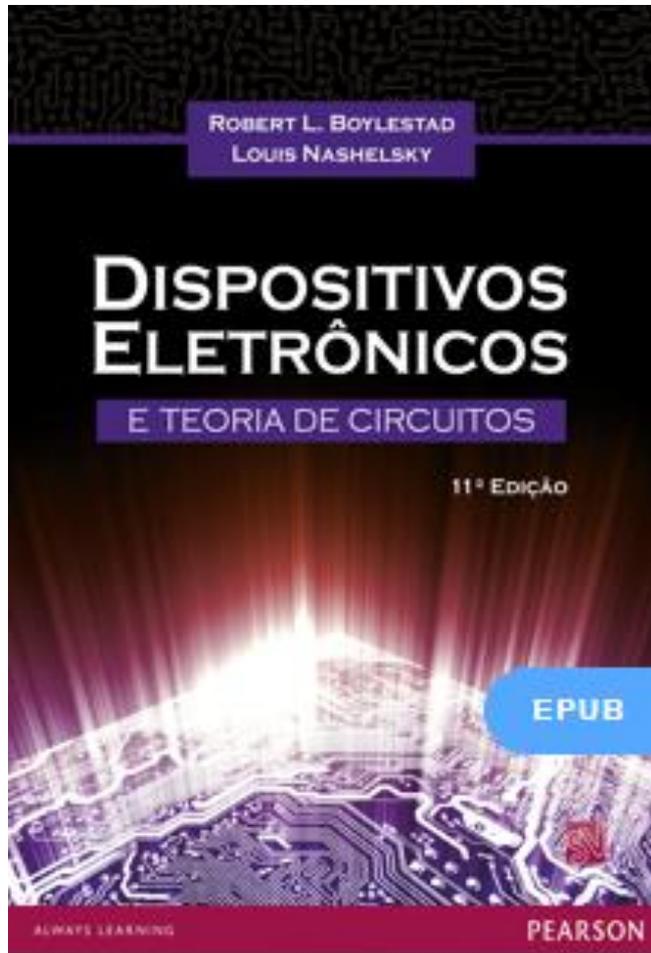
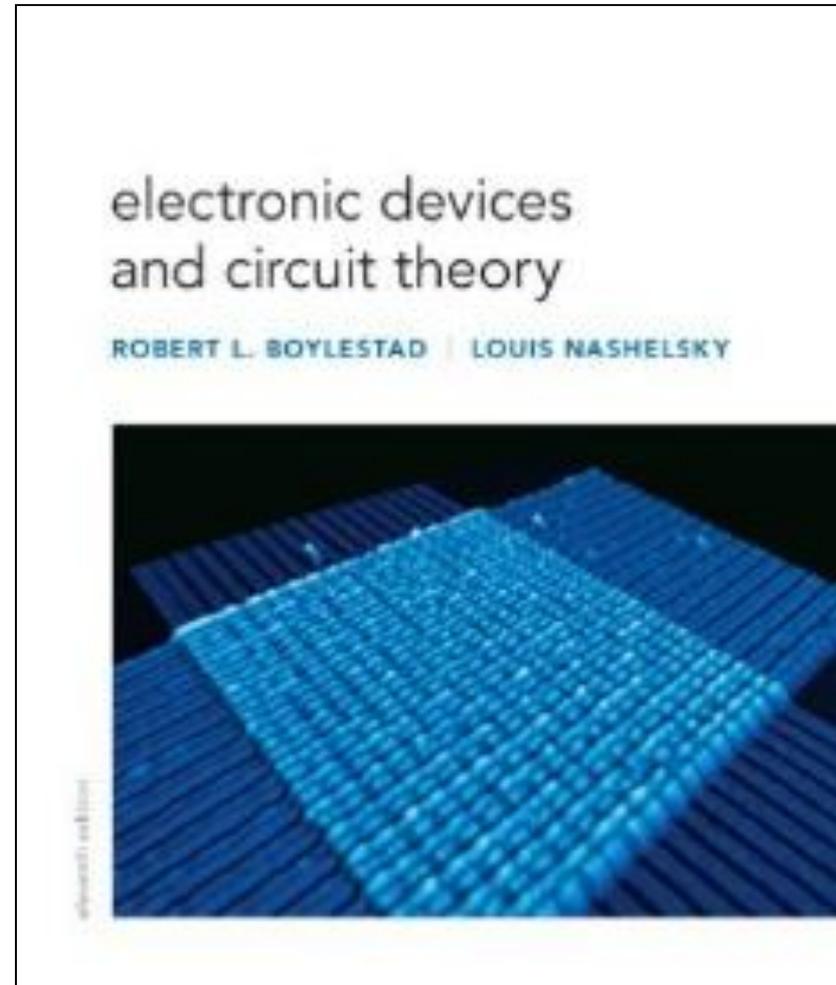


Referência Bibliográfica



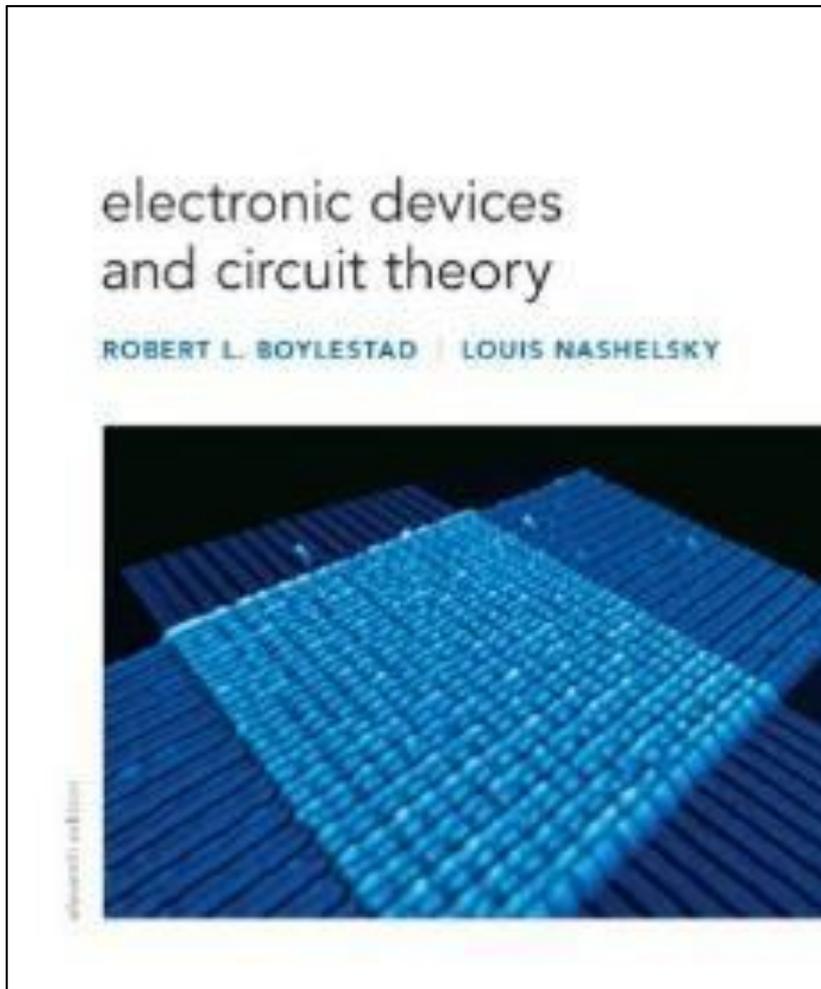
Pearson Education do Brasil
11ª edição - 2013



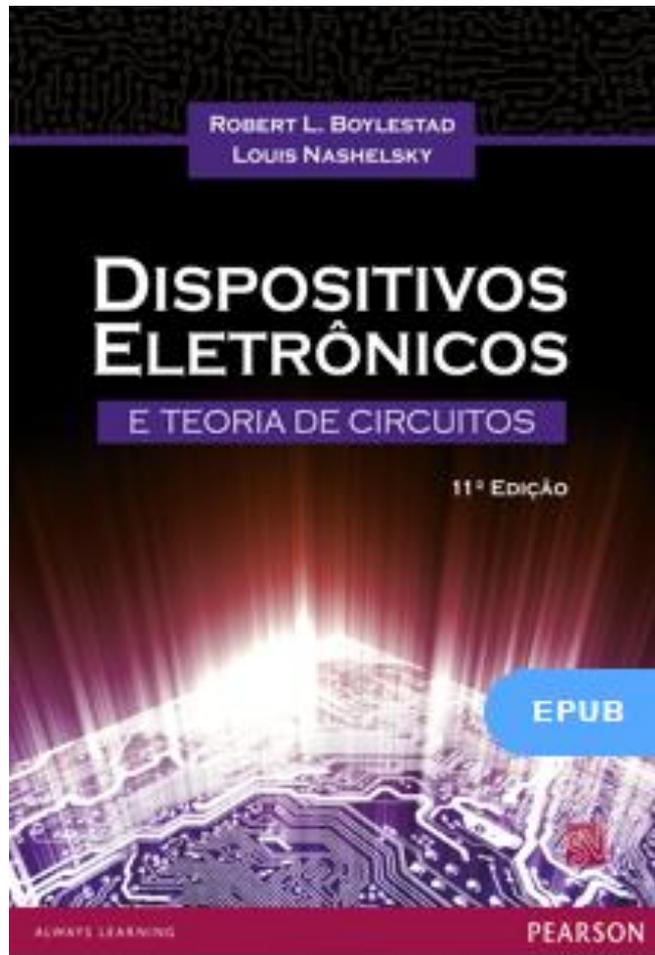
Pearson
11th edition - 2013

Referência Bibliográfica

Chapter 5 - DC Biasing BJTs (pg. 253)



Referência Bibliográfica



Pearson Education do Brasil,
11ª edição - 2013

ATENÇÃO



e-books temporariamente abertos

30 Março 2020

A pedido do pró-reitor de graduação da USP, professor Edmund Chada Baracat, a Comissão de Graduação da Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) da USP informa a liberação temporária do acesso a plataformas e-books da Person e da Elsevier - Science Direct. Seguem os dados para acesso:

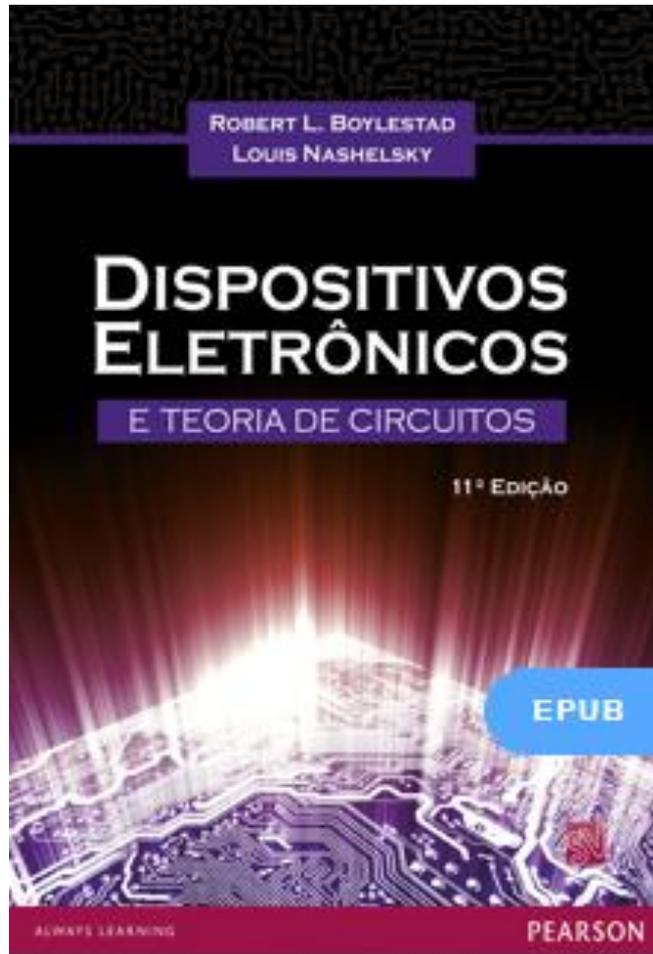
E-books da Person

Site: plataforma.bvirtual.com.br

Usuário: BV_USP@pearson.com

Senha: @Pearson123

Referência Bibliográfica



Chapter 5 Análise CA de Transistor BJT (pg. 220)

Pearson Education do Brasil,
11ª edição - 2013

Capítulo 5 - Análise AC de BJT

Objetivos

5.1

Introdução

5.2

Amplificação AC - Teorema da Superposição

Equivalente AC

5.3

Modelagem do BJT

Configuração EC

Tensão Early (V_A)

Configuração BC

5.4

Modelo r_e do BJT

Capítulo 5 - Análise AC de BJT

5.5

**Modelagem da Configuração EC
com Polarização Fixa**

5.6

**Modelagem da Configuração EC
com Divisor de Tensão**

5.7

**Modelagem da Configuração EC
com Polarização do Emissor**

5.8

Configuração Seguidor de Emissor

5.9

Configuração Base Comum

5.10

Configuração Realimentação de Coletor

5.11

Capítulo 5 - Análise AC de BJT

5.12

Efeito de R_L e R_s

5.13

Determinação de Ganho de Corrente

5.14

Tabela Resumo

5.16

Sistemas em Cascata

Amplificadores BJT com Acoplamento RC

Conexão Cascode

5.17

Conexão Darlington

Análise AC de BJT

Introdução

Modelo do BJT para Pequenos Sinais

Modelo π -híbrido completo

Modelo π -híbrido simplificado para frequências baixas e médias

Modelo π -híbrido simplificado para frequências altas

Amplificadores Básicos com BJT

Emissor Comum

Base Comum

Coletor Comum

Objetivos

- Familiarização com os modelos do BJT para pequenos sinais: r_e , híbrido equivalente e π híbrido
- Aprender a usar o modelo equivalente para determinar os parâmetros AC importantes para um amplificador.
- Compreender os efeitos de uma resistência de fonte e um resistor de carga no ganho global e nas características de um amplificador.
- Conhecer as características AC gerais de configurações com BJT.
- Entender as vantagens associadas ao método de sistemas de duas portas para amplificadores de um e de múltiplos estágios.
- Desenvolver habilidades para solução de problemas em circuitos amplificadores AC.

Uma das preocupações na análise AC senoidal dos circuitos a transistor é a amplitude do sinal de entrada. Isto determina se deve ser aplicada a técnica de **pequenos sinais** e de **grandes sinais**. A **análise para pequenos sinais** está no **Capítulo 5** do livro do Bolyestad – Nashelsky (11ª edição, 2013). A **análise para grande sinais** está no **Capítulo 12** (Amplificadores de Potência).

Há três modelos comumente usados na análise AC para pequenos sinais:

r_e

híbrido equivalente

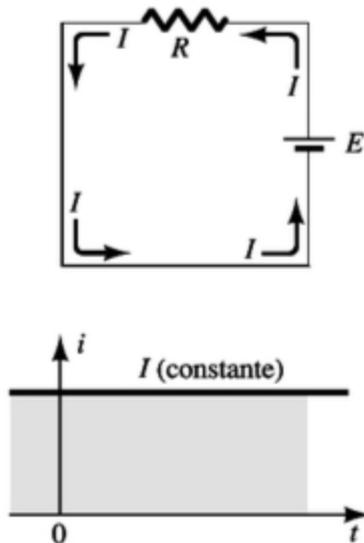
π híbrido.

Amplificação em AC

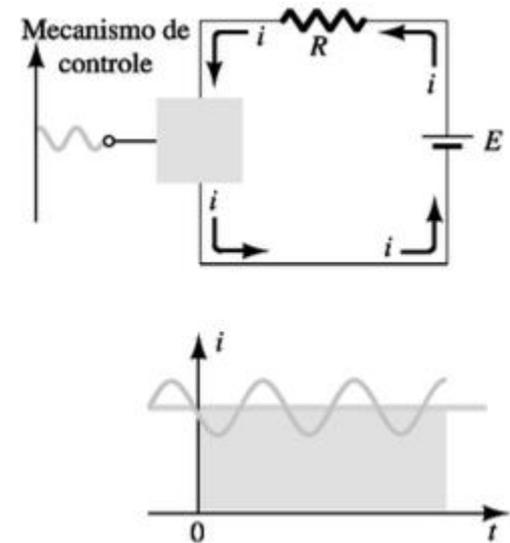
Teorema da Superposição

O teorema da superposição é aplicável à análise e ao projeto das componentes CC e CA de um circuito TBJ, permitindo a separação da análise das respostas CC e CA do sistema.

DC



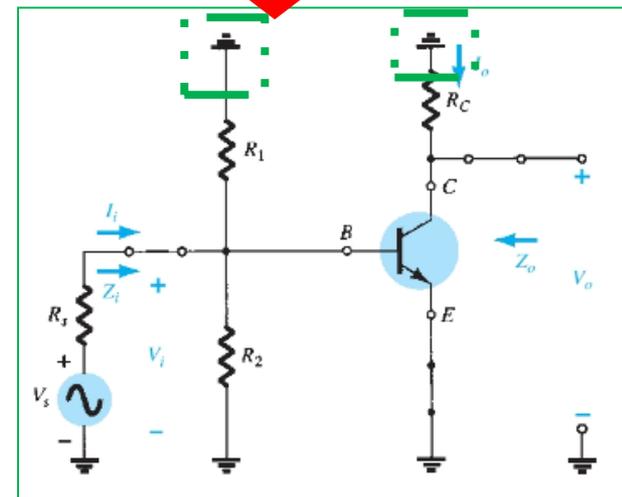
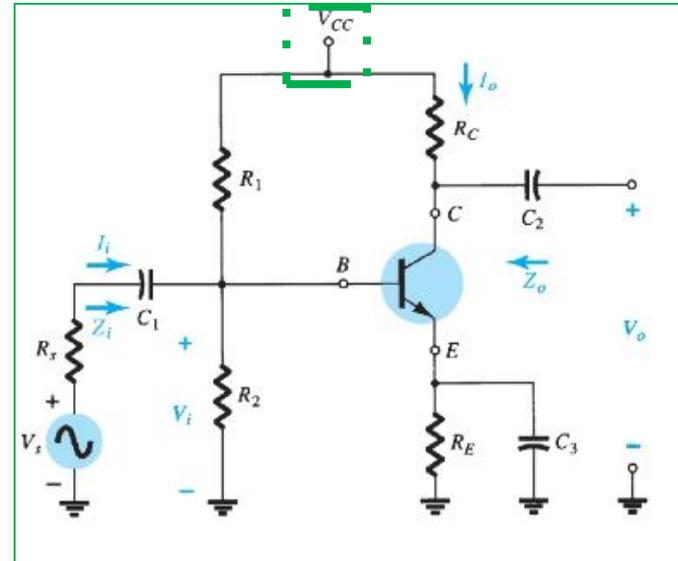
DC + AC



Equivalente AC

1. *Fixando-se todas as fontes de tensão CC em zero e substituindo-as por um curto-circuito equivalente.*

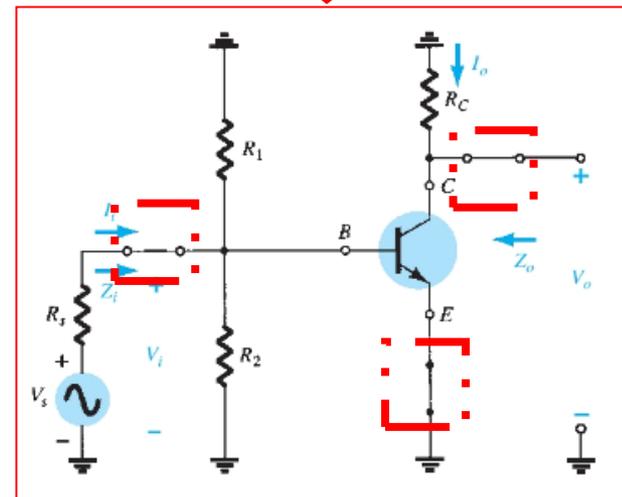
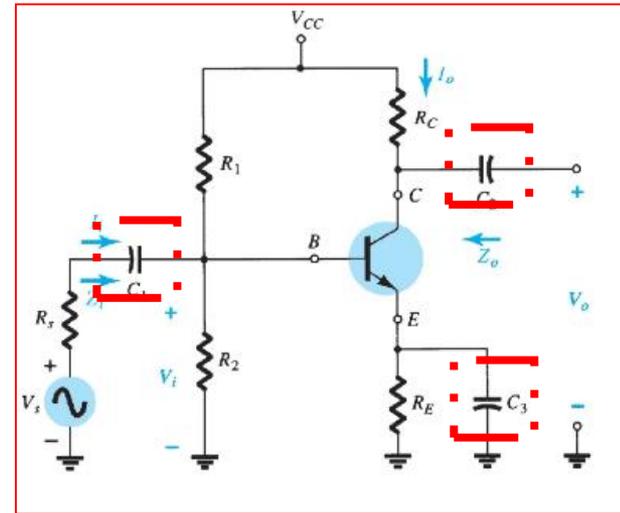
Considerando que o interesse é a resposta AC do circuito, todas as fontes CC podem ser substituídas por um potencial nulo equivalente (curto circuito) porque elas determinam somente a componente CC da tensão de saída e não amplitude de oscilação CA da saída. Os valores CC são importantes para determinar o ponto Q apropriado de operação. Uma vez determinando, os valores CC podem ser ignorados na análise CA.



Equivalente AC

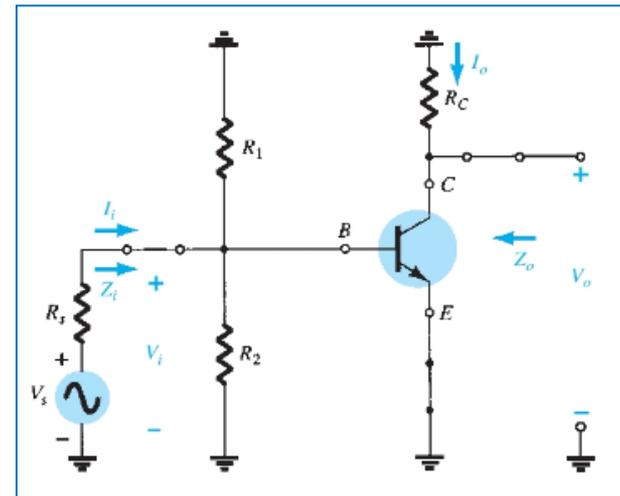
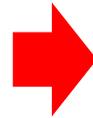
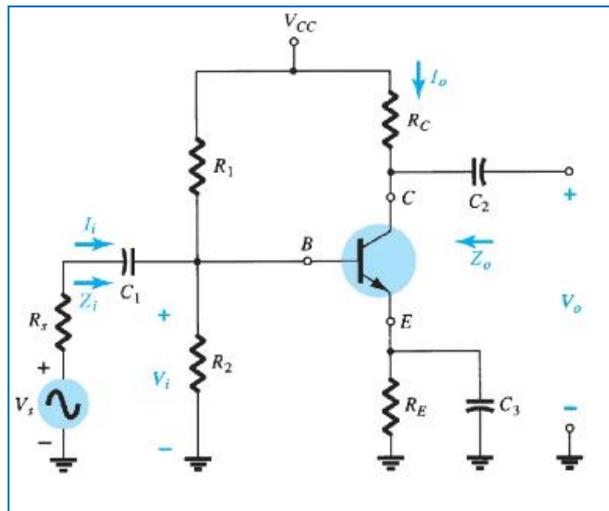
2. *Substituindo-se todos os capacitores por um curto-circuito equivalente.*

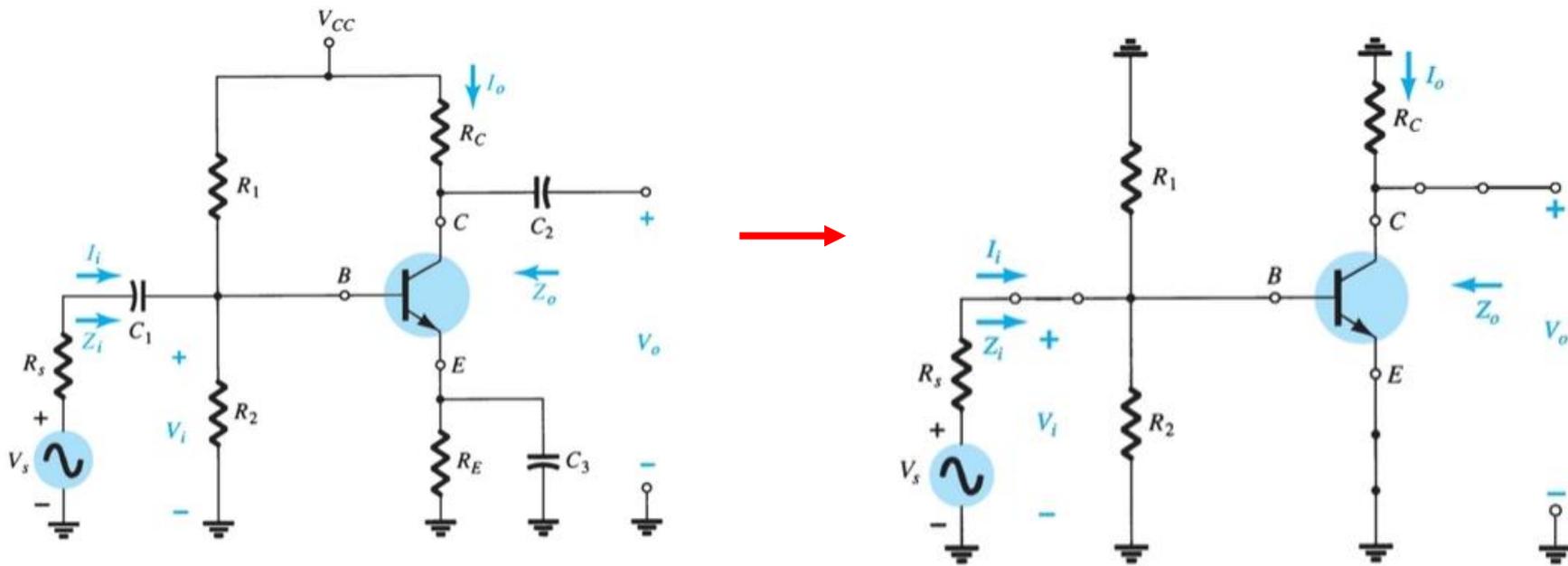
Os capacitores de acoplamento C_1 , C_2 e o capacitor C_3 devem ter uma reatância baixa na frequência de aplicação e, por isso, podem para fins práticos ser substituídos por caminho de baixa resistência ou curto-circuito.



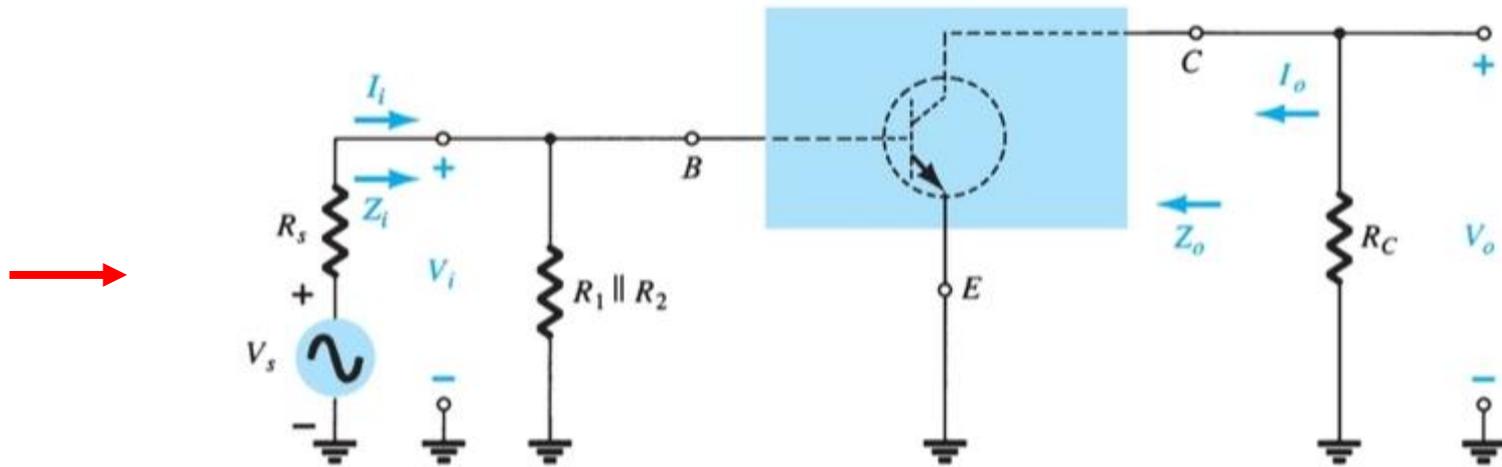
Equivalente AC

3. *Removendo-se todos os elementos em paralelo com os curtos-circuitos equivalentes introduzidos nas etapas 1 e 2.*
4. *Redesenhando-se o circuito de um modo mais conveniente e lógico.*





Circuito CA equivalente do transistor para pequenos sinais

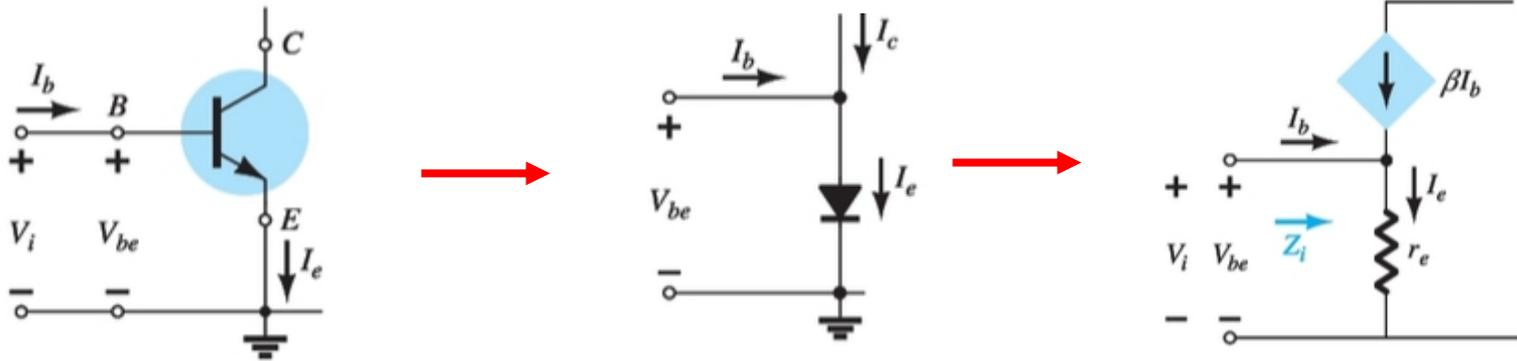


Um modelo é a combinação de elementos de circuito, apropriadamente selecionados, que se assemelham tanto quanto possível ao funcionamento real de um dispositivo semicondutor sob condições específicas de operação.

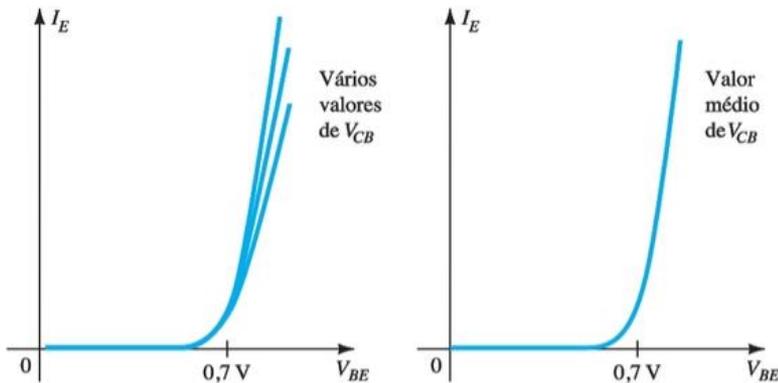
5.4

Modelo r_e do BJT

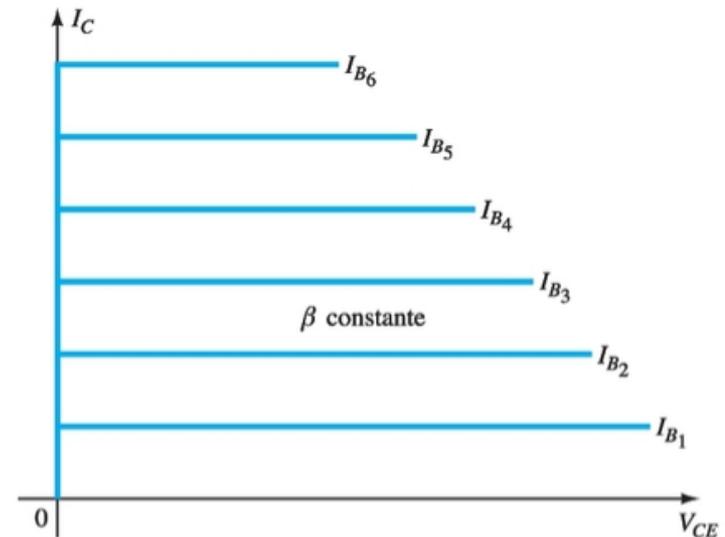
Para a configuração EC o circuito equivalente utiliza a curva característica do dispositivo e uma série de aproximações.



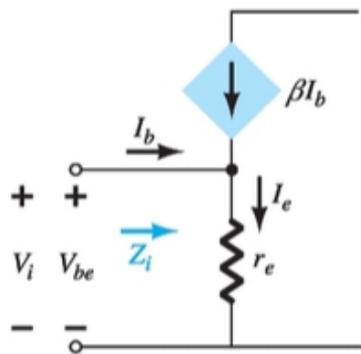
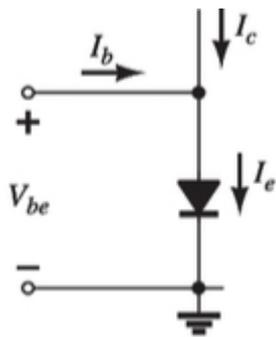
Circuito de entrada equivalente da configuração EC



Curva Entrada



Curva Saída Ideal



$$Z_i = \frac{V_i}{I_b} = \frac{V_{be}}{I_b}$$

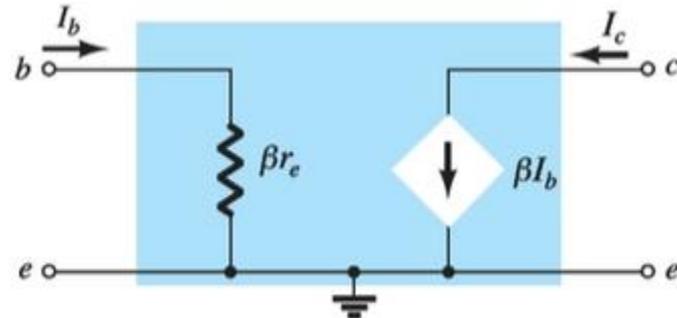
$$r_D = 26 \text{ mV}/I_D \longrightarrow r_e = 26 \text{ mV}/I_E$$

Influência da polarização
DC na análise AC !

$$\begin{aligned} V_{be} &= I_e r_e = (I_c + I_b) r_e = (\beta I_b + I_b) r_e \\ &= (\beta + 1) I_b r_e \end{aligned}$$

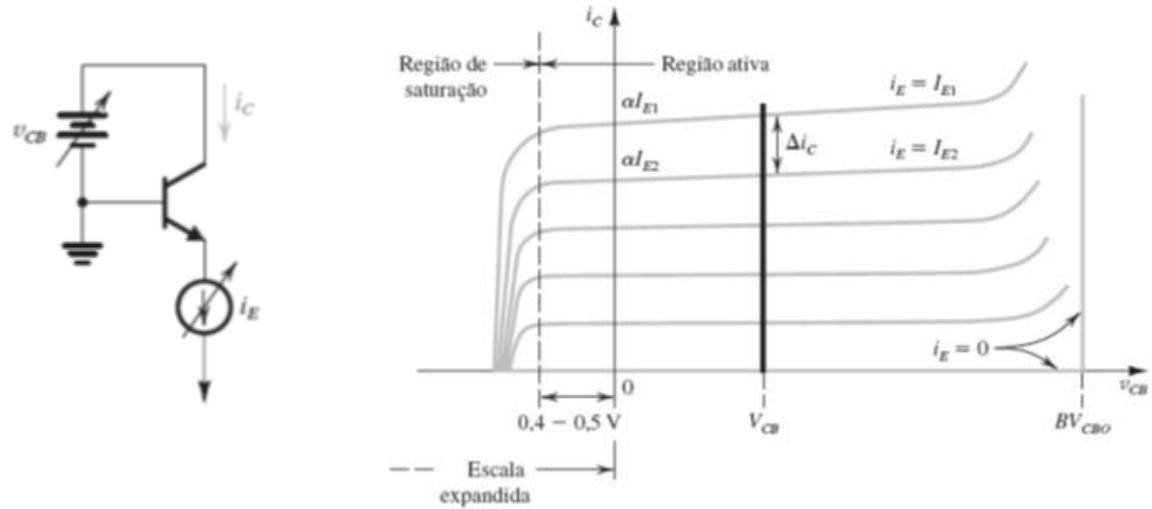
$$\longrightarrow Z_i = \frac{(\beta + 1) I_b r_e}{I_b}$$

$$\longrightarrow Z_i = (\beta + 1) r_e \cong \beta r_e$$

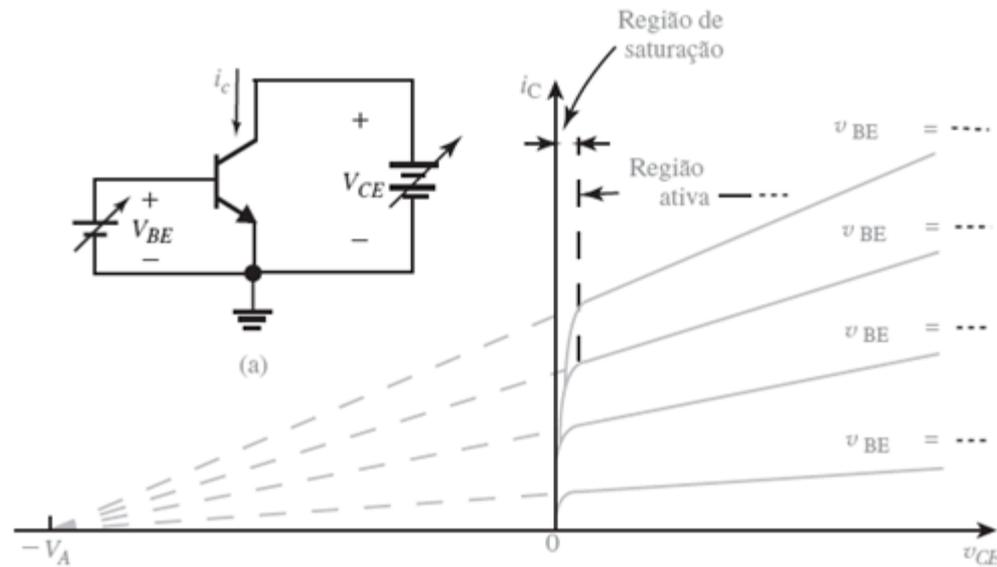


Os circuitos de entrada e
saída estão isolados. Uma
forma mais fácil de analisar
circuitos !

**Característica
 $i_c - V_{CB}$ de um TBJ npn**



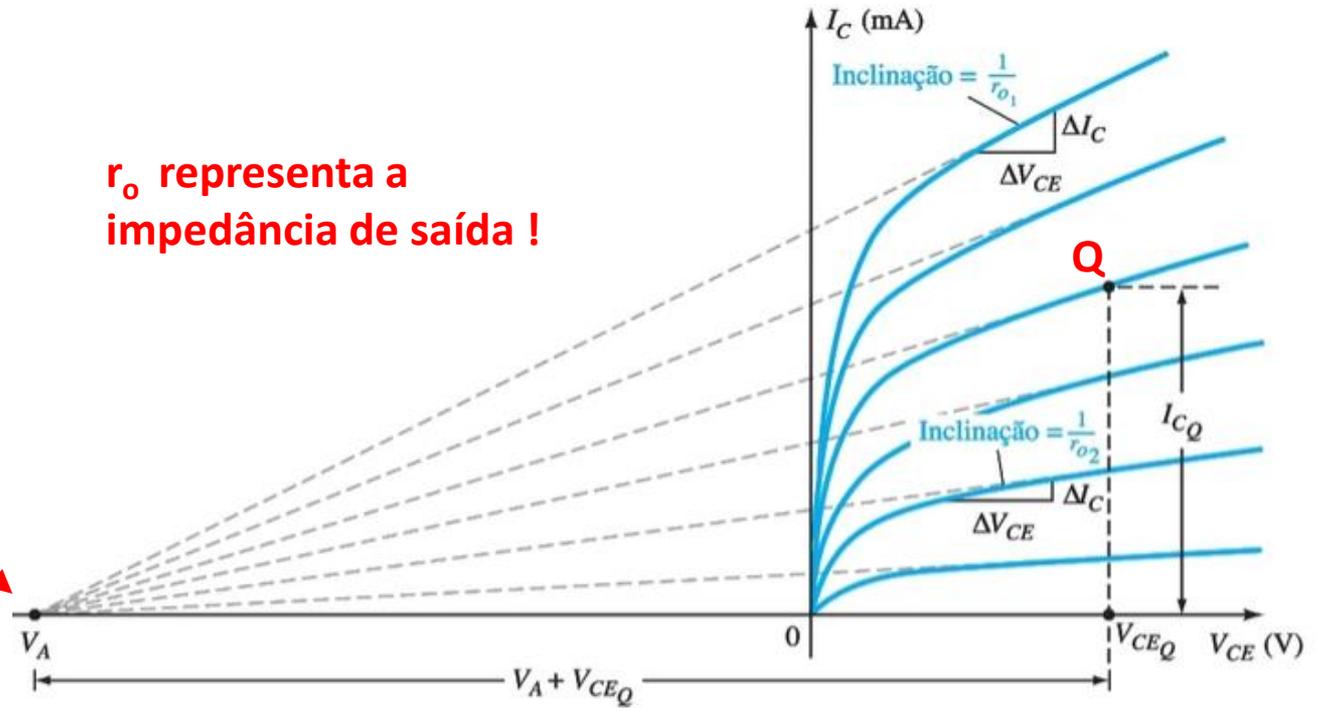
**Característica
 $i_c - V_{CE}$ de um TBJ npn**



Tensão Early (V_A)

r_o representa a impedância de saída !

Esta interseção foi descoberta em 1952 por James M Early

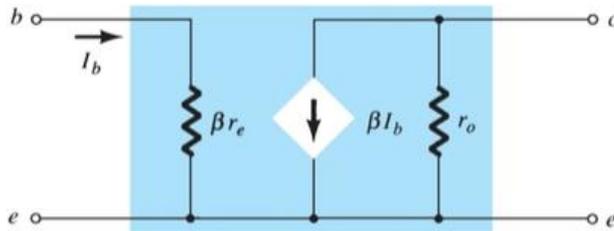


Em um ponto Q:

$$r_o = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{V_A + V_{CEQ}}{I_{CQ}}$$



$$r_o \cong \frac{V_A}{I_{CQ}}$$



Modelo r_e para EC

Curva Saída Real

Se V_A não é fornecido em um datasheet:

$$\text{Inclinação} = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{r_o}$$

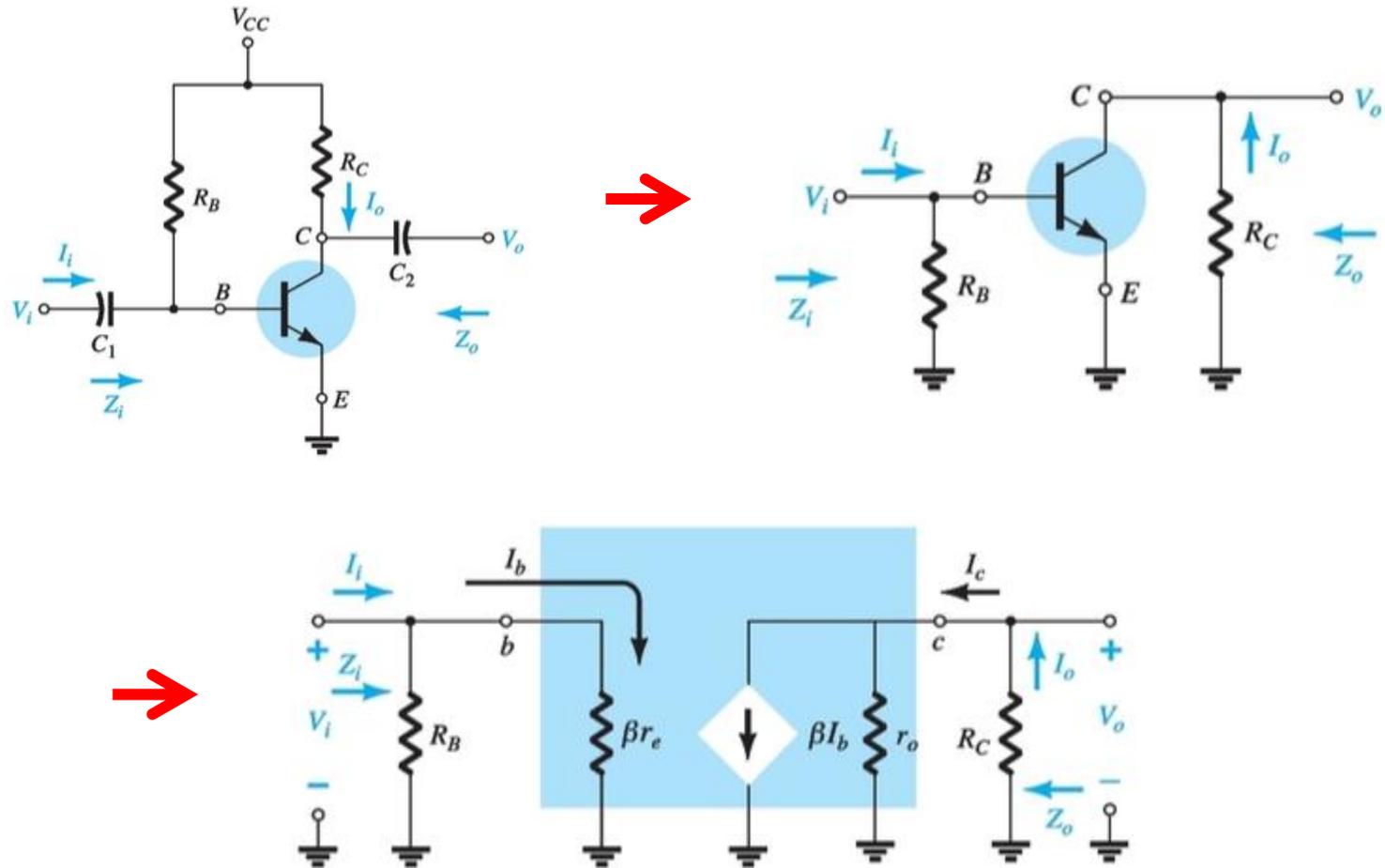


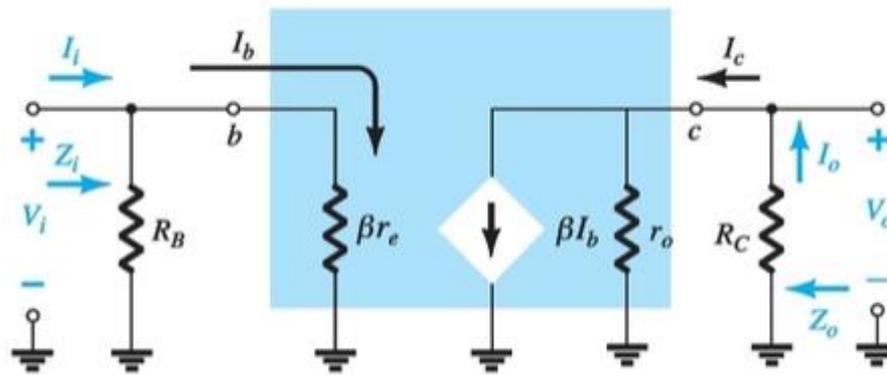
$$r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

Configuração EC

5.5

Modelagem da Configuração EC com Polarização Fixa





Impedância de Entrada (Z_i)

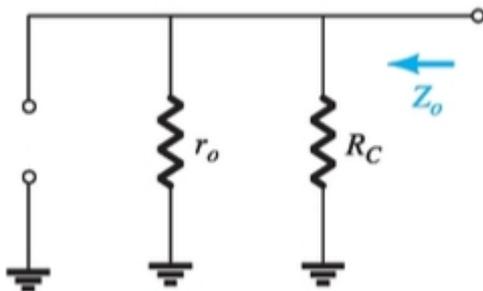
$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e$$



$$Z_i \cong \beta r_e$$

$$R_B \geq 10\beta r_e$$

Impedância de Saída (Z_o)



A resistência de saída de qualquer circuito é definida como a impedância Z_o quando $V_i = 0$. Então $I_i = 0$ e, portanto, $I_b = 0$ e a fonte de corrente é representada por um circuito aberto.



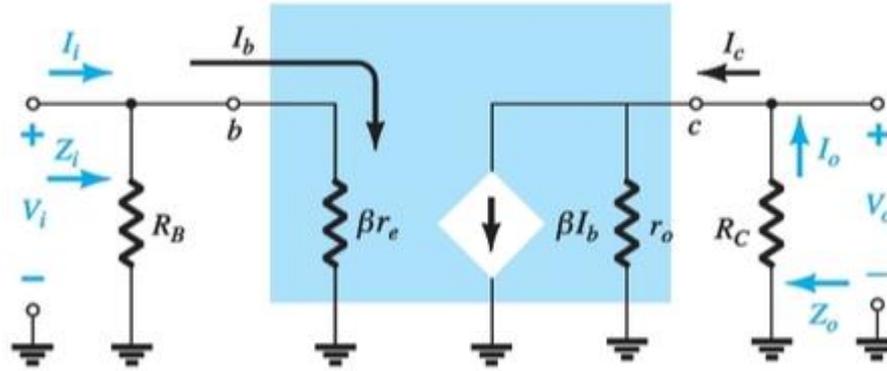
$$Z_o = R_C \parallel r_o$$



$$Z_o \cong R_C$$

$$r_o \geq 10R_C$$

Ganho de Tensão (A_v)



$$V_o = -\beta I_b (R_C \parallel r_o)$$

$$I_b = \frac{V_i}{\beta r_e}$$

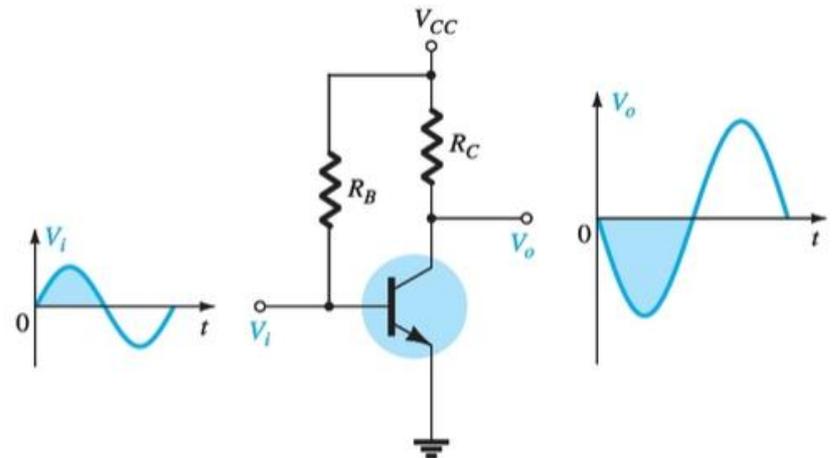
$$\Rightarrow V_o = -\beta \left(\frac{V_i}{\beta r_e} \right) (R_C \parallel r_o)$$



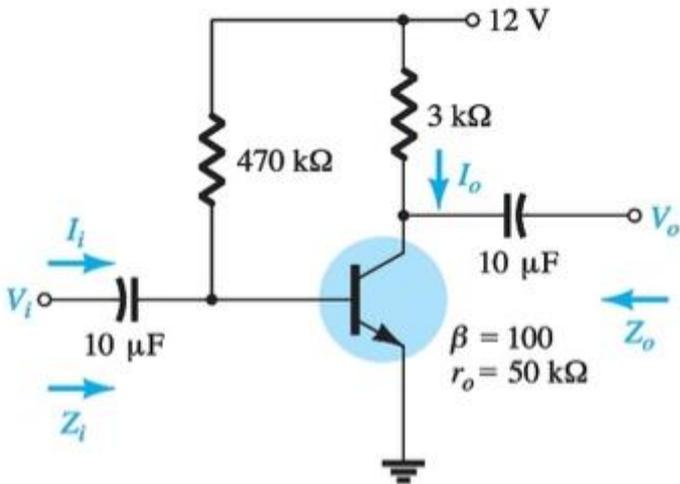
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{(R_C \parallel r_o)}{r_e}$$

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e}$$

$$r_o \geq 10R_C$$



Exemplo



Determine:

a) Z_i , Z_o ($r_o = \infty \Omega$) e A_v ($r_o = \infty \Omega$)

b) Z_o e A_v se $r_o = 50k \Omega$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 24,04 \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (101)(24,04 \mu\text{A}) = 2,428 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{2,428 \text{ mA}} = 10,71 \Omega$$

$$\beta r_e = (100)(10,71 \Omega) = 1,071 \text{ k}\Omega$$

$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e = 470 \text{ k}\Omega \parallel 1,071 \text{ k}\Omega = 1,07 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o \approx R_C \longrightarrow Z_o = 3 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{3 \text{ k}\Omega}{10,71 \Omega} = -280,11$$

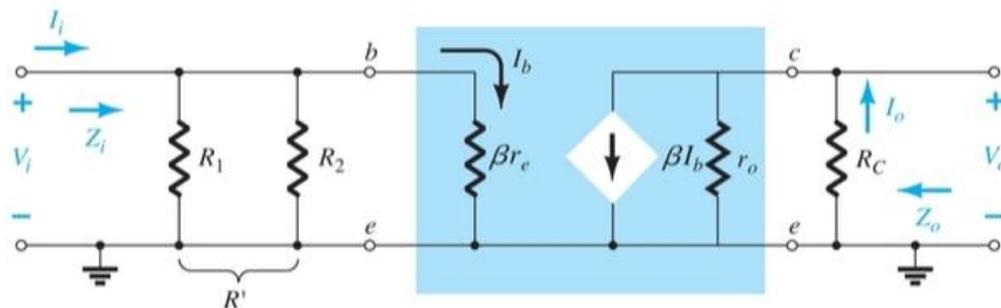
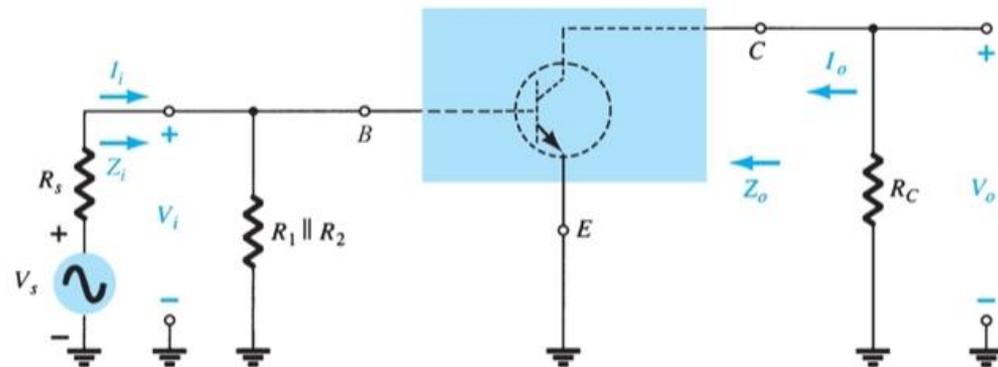
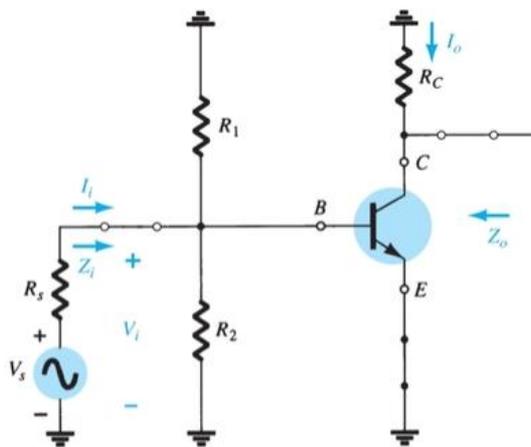
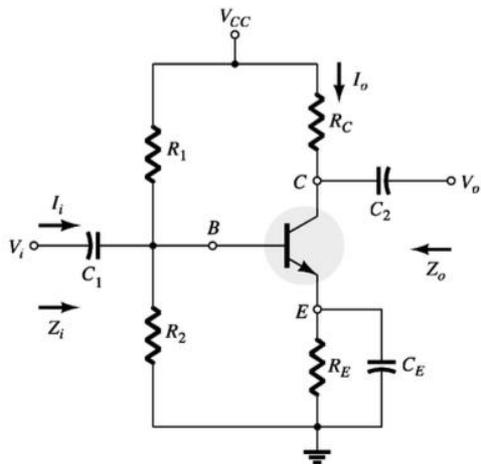
Z_o e A_v Incluindo r_o :

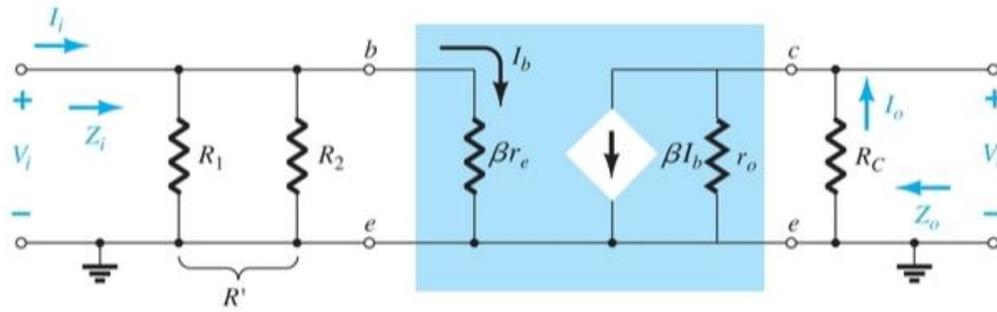
$$Z_o = r_o \parallel R_C = 50 \text{ k}\Omega \parallel 3 \text{ k}\Omega = 2,83 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = -\frac{r_o \parallel R_C}{r_e} = \frac{2,83 \text{ k}\Omega}{10,71 \Omega} = -264,24$$

5.6

Modelagem da Configuração EC com Divisor de Tensão





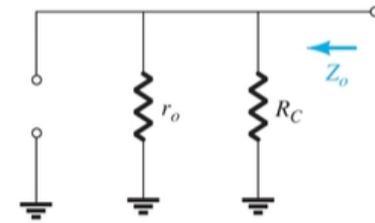
Impedância de Entrada (Z_i)

$$R' = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$Z_i = R' \parallel \beta r_e$$

Impedância de Saída (Z_o)

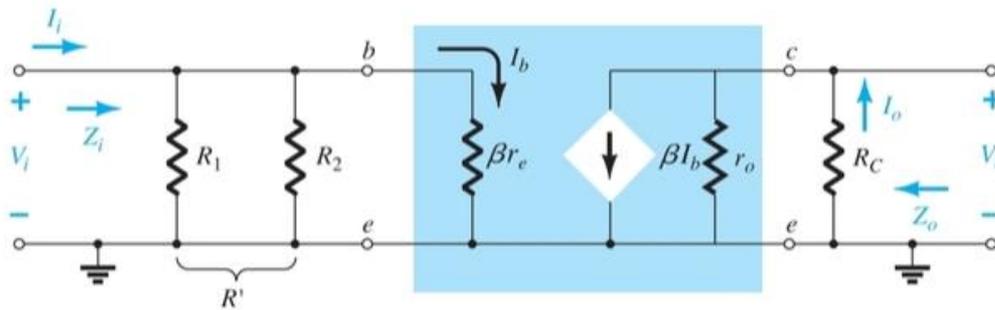
A resistência de saída de qualquer circuito é definida como a impedância Z_o quando $V_i = 0$. Então $I_i = 0$ e $I_b = 0$ e a fonte de corrente é representada por um circuito aberto.



$$Z_o = R_C \parallel r_o$$

$$Z_o \cong R_C \quad \text{se } r_o \geq 10R_C$$

Ganho de Tensão (A_v)



$$V_o = -(\beta I_b)(R_C \parallel r_o)$$

$$I_b = \frac{V_i}{\beta r_e}$$

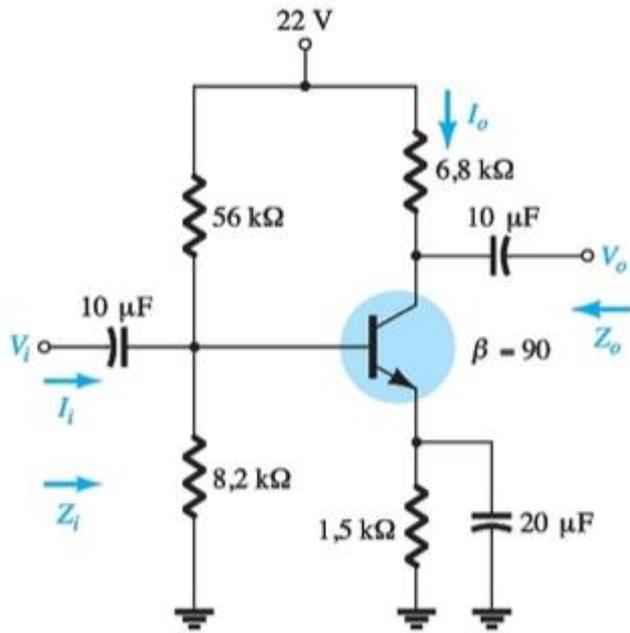
$$\Rightarrow V_o = -\beta \left(\frac{V_i}{\beta r_e} \right) (R_C \parallel r_o) \Rightarrow$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel r_o}{r_e}$$



$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{r_e} \quad \text{se } r_o \geq 10R_C$$

Exemplo



Determine:

a) Z_i , Z_o ($r_o = \infty \Omega$) e A_v ($r_o = \infty \Omega$)

b) Z_o e A_v se $r_o = 50k \Omega$

- Teste da polarização aproximada ($\beta R_E > 10R_2$):
 $(90)(1,5K\Omega) > 10(8,2K\Omega)$
 $135K\Omega > 82k\Omega$ (satisfeito!)

- $V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{(8,2 k\Omega)(22 V)}{56 k\Omega + 8,2 k\Omega} = 2,81 V$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2,81 V - 0,7 V = 2,11 V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2,11 V}{1,5 k\Omega} = 1,41 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1,41 \text{ mA}} = \mathbf{18,44 \Omega}$$

$$R' = R_1 \parallel R_2 = (56 k\Omega) \parallel (8,2 k\Omega) = 7,15 k\Omega$$

$$Z_i = R' \parallel \beta r_e = 7,15 k\Omega \parallel (90)(18,44 \Omega) = \mathbf{1,35 k\Omega}$$

- $Z_o = R_C = \mathbf{6,8 k\Omega}$

- $A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{6,8 k\Omega}{18,44 \Omega} = \mathbf{-368,76}$

- Z_o e A_v Incluindo r_o :

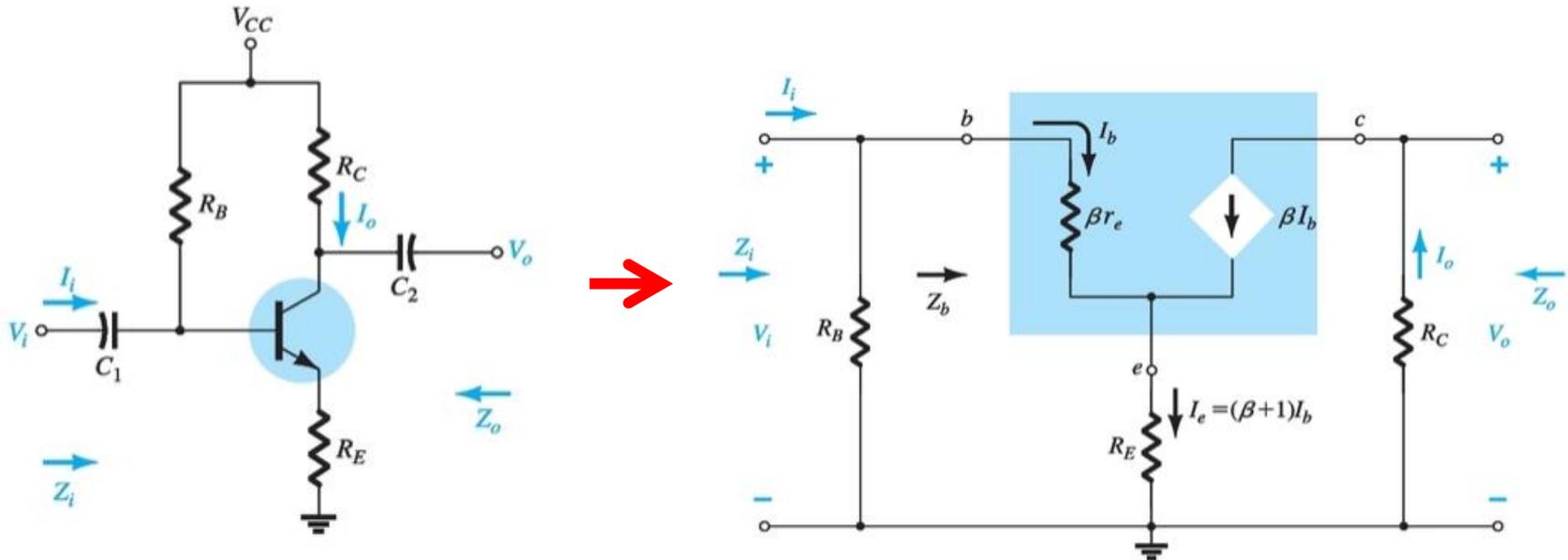
$$Z_o = R_C \parallel r_o = 6,8 k\Omega \parallel 50 k\Omega = \mathbf{5,98 k\Omega}$$

$$A_v = -\frac{R_C \parallel r_o}{r_e} = -\frac{5,98 k\Omega}{18,44 \Omega} = \mathbf{-324,3}$$

5.7

Modelagem da Configuração EC com Polarização do Emissor

Sem desvio (sem capacitor C_E para desvio de corrente em AC)



Circuito r_e equivalente em AC
(sem a presença de r_o)

Impedância de Entrada (Z_i)

$$V_i = I_b \beta r_e + I_e R_E \rightarrow V_i = I_b \beta r_e + (\beta + 1) I_b R_E$$

$$Z_b = \frac{V_i}{I_b} = \beta r_e + (\beta + 1) R_E \rightarrow \boxed{Z_b \cong \beta(r_e + R_E)} \rightarrow \boxed{Z_b \cong \beta R_E}$$

$$\rightarrow \boxed{Z_i = R_B \parallel Z_b}$$

Impedância de Saída (Z_o)

Com $V_i = 0$, $I_b = 0$, então βI_b é um circuito aberto:

$$\boxed{Z_o = R_C}$$

Ganho de Tensão (A_v)

$$I_b = \frac{V_i}{Z_b}$$

$$V_o = -I_o R_C = -\beta I_b R_C = -\beta \left(\frac{V_i}{Z_b} \right) R_C \rightarrow \boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta R_C}{Z_b}}$$

Independente
de β !

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E) \rightarrow \boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{r_e + R_E}} \rightarrow \boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{R_E}}$$

No modelo equivalente do circuito com polarização de emissor a resistência r_o não foi considerada.

Efeito de r_o

Impedância de Entrada (Z_i)

Mostra-se que:

$$Z_b = \beta r_e + \left[\frac{(\beta + 1) + R_C/r_o}{1 + (R_C + R_E)/r_o} \right] R_E$$

$$R_C/r_o \ll (\beta + 1), \quad \rightarrow \quad Z_b \cong \beta r_e + \frac{(\beta + 1)R_E}{1 + (R_C + R_E)/r_o}$$

$$\text{Se } r_o \geq 10(R_C + R_E) \quad \rightarrow \quad Z_b \cong \beta r_e + (\beta + 1)R_E \quad \rightarrow \quad Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$$

$$\rightarrow \quad Z_i = R_B \parallel Z_b$$

$$\text{Se } r_o \geq 10(R_C + R_E)$$

Mesma equação de Z_i
sem a presença de r_o !

Efeito de r_o

Impedância de Saída (Z_o)

Mostra-se que:

$$Z_o = R_C \parallel \left[r_o + \frac{\beta(r_o + r_e)}{1 + \frac{\beta r_e}{R_E}} \right]$$

$$r_o \gg r_e \rightarrow Z_o \cong R_C \parallel r_o \left[1 + \frac{\beta}{1 + \frac{\beta r_e}{R_E}} \right] \rightarrow Z_o \cong R_C \parallel r_o \left[1 + \frac{1}{\frac{1}{\beta} + \frac{r_e}{R_E}} \right]$$

$$\rightarrow Z_o \cong R_C$$

Mesma equação de Z_o
sem a presença de r_o !

Exemplo: $\beta = 100$, $r_e = 10 \Omega$ e $R_E = 1k\Omega$:

$$\frac{1}{\frac{1}{\beta} + \frac{r_e}{R_E}} = 50$$

$$Z_o = R_C \parallel 51r_o \approx R_C$$

Efeito de r_o

Ganho de Tensão (A_v)

Mostra-se que:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\frac{\beta R_C}{Z_b} \left[1 + \frac{r_e}{r_o} \right] + \frac{R_C}{r_o}}{1 + \frac{R_C}{r_o}}$$

$$\frac{r_e}{r_o} \ll 1 \quad \rightarrow \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong \frac{-\frac{\beta R_C}{Z_b} + \frac{R_C}{r_o}}{1 + \frac{R_C}{r_o}}$$

$$\text{Se } r_o \geq 10R_C \quad \rightarrow \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{\beta R_C}{Z_b} \quad \rightarrow \quad \text{Mesma equação de } A_v \text{ sem a presença de } r_o!$$

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E) \quad \rightarrow \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{r_e + R_E} \quad \rightarrow \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{R_E}$$

\rightarrow Todas as equações sem a presença de r_o podem ser utilizadas com a presença de r_o

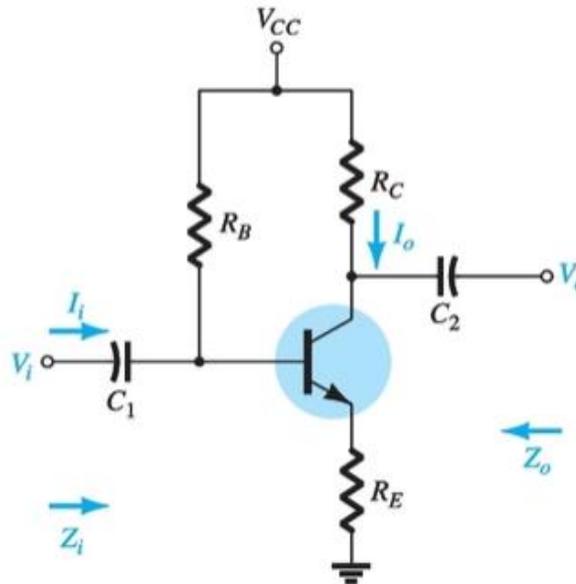
Polarização de Emissor

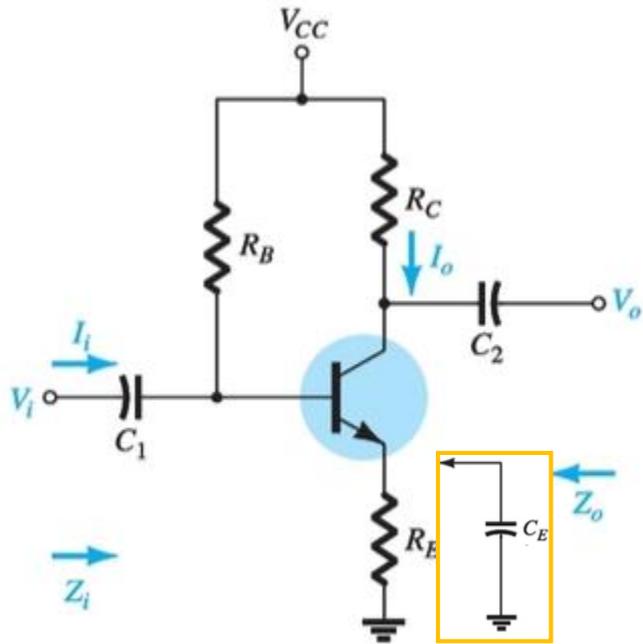
Comparação

Sem desvio (sem capacitor C_E para desvio de corrente em AC)

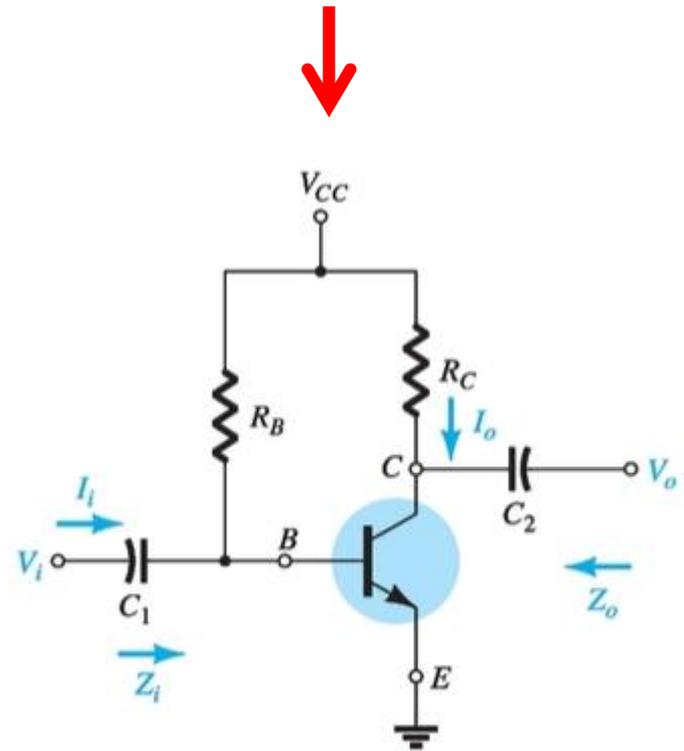
X

Com desvio (com capacitor C_E para desvio de corrente em AC)





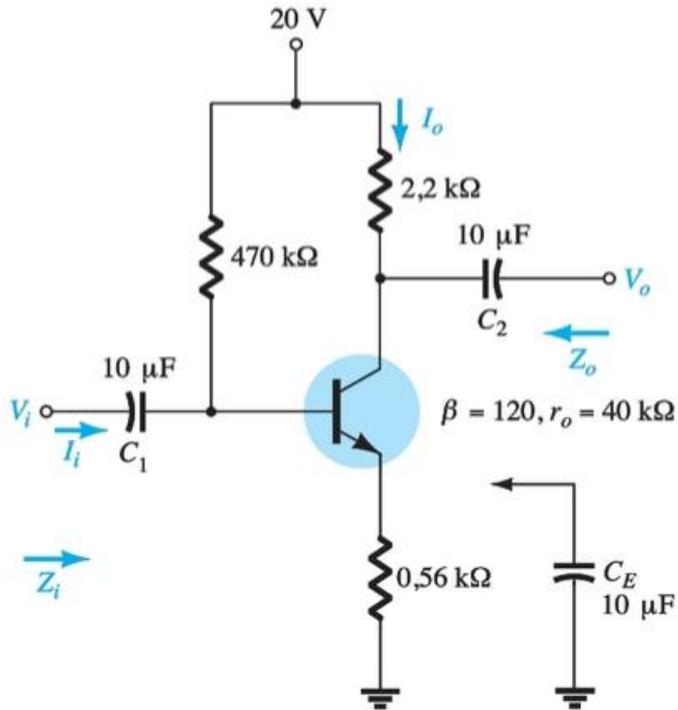
Se R_E for circuito-circuitado por um capacitor C_E entre emissor e terra o circuito resulta em:



Exemplo : No circuito abaixo com polarização de emissor determine :

a) **Sem C_E** : r_e , Z_i , Z_o e A_v

b) **Com C_E** : r_e , Z_i , Z_o e A_v



Sem C_E

■ Polarização DC

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$

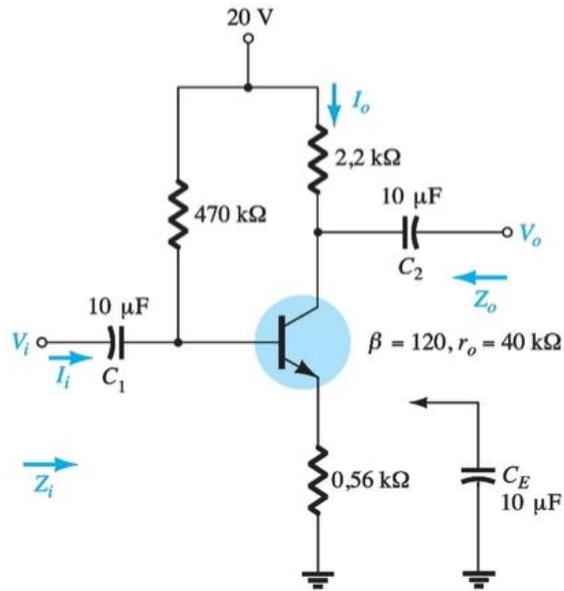
$$= \frac{20\text{ V} - 0,7\text{ V}}{470\text{ k}\Omega + (121)0,56\text{ k}\Omega} = 35,89\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (121)(35,89\ \mu\text{A}) = 4,34\text{ mA}$$

■ r_e

$$\rightarrow r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{4,34\text{ mA}} = 5,99\ \Omega$$

Sem C_E



Z_i

Testando a condição $r_o \geq 10(R_C + R_E)$

$$40 \text{ k}\Omega \geq 10(2,2 \text{ k}\Omega + 0,56 \text{ k}\Omega)$$

$$40 \text{ k}\Omega \geq 10(2,76 \text{ k}\Omega) = 27,6 \text{ k}\Omega \text{ (satisfeita)}$$

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E) = 120(5,99 \Omega + 560 \Omega) = 67,92 \text{ k}\Omega$$

$$Z_i = R_B \parallel Z_b = 470 \text{ k}\Omega \parallel 67,92 \text{ k}\Omega = \mathbf{59,34 \text{ k}\Omega}$$

Z_o

$$Z_o = R_C = \mathbf{2,2 \text{ k}\Omega}$$

A_v

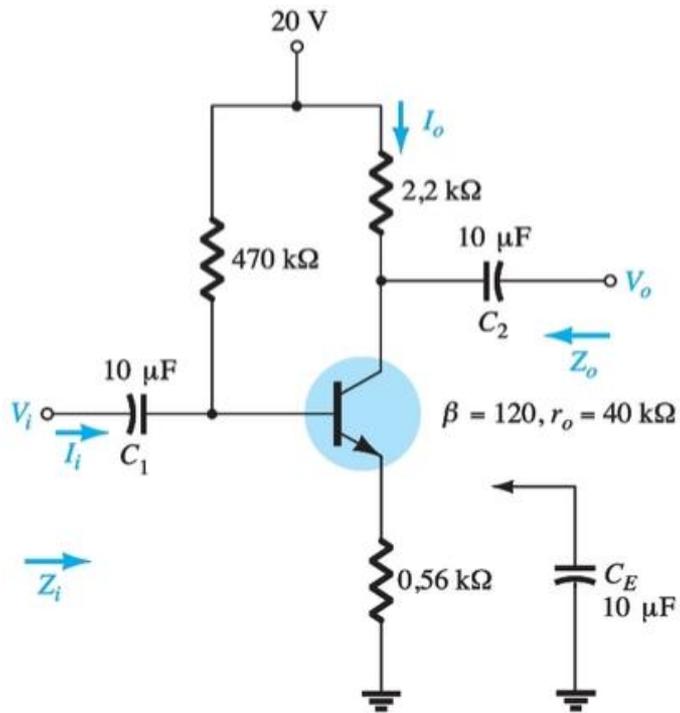
$r_o \geq 10R_C$ é satisfeita.

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{\beta R_C}{Z_b} = -\frac{(120)(2,2 \text{ k}\Omega)}{67,92 \text{ k}\Omega} = \mathbf{-3,89}$$

Observar que:

$$A_v \cong -R_C/R_E = -3,93$$

Com C_E



r_e

A polarização não é afetada por C_E :

$\rightarrow r_e = 5,99\Omega$

Z_i

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$$

Se R_E é curto circuitada por C_E :

$$Z_i = R_B \parallel Z_b = R_B \parallel \beta r_e = 470 \text{ k}\Omega \parallel (120)(5,99 \Omega) \cong 717,70 \Omega$$

Z_o

$$Z_o = R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$$

A_v

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2,2 \text{ k}\Omega}{5,99 \Omega} = -367,28$$

Sem C_E

$r_e = 5,99\Omega$

$Z_i = 59,34K\Omega$

$Z_o = 2,2K\Omega$

$A_v = -3,93$

Com C_E

$r_e = 5,99\Omega$

$Z_i = 717,70\Omega$

$Z_o = 2,2K\Omega$

$A_v = -367,38$

Resultado

diminuição significativa !

aumento significativo !

Polarização Com Divisor de Tensão

Comparação

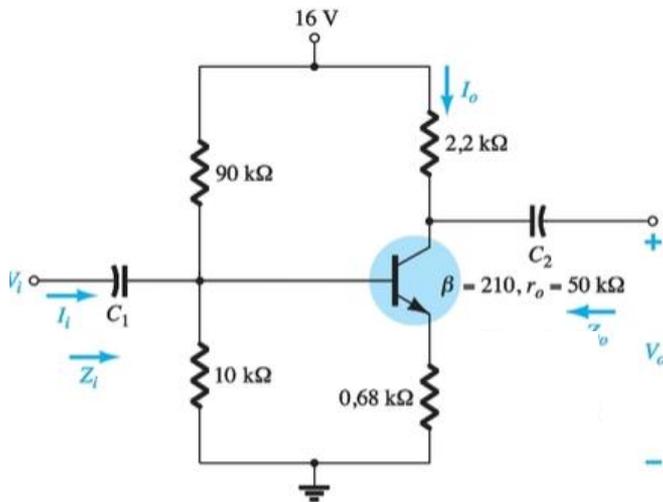
Sem desvio (**sem capacitor C_E** para desvio de corrente em AC)

X

Com desvio (**com capacitor C_E** para desvio de corrente em AC)

Exemplo : No circuito abaixo com polarização por divisor de tensão determine, usando as aproximações adequadas : a) **Sem C_E** : r_e , Z_i , Z_o e A_v ; b) **Com C_E** : r_e , Z_i , Z_o e A_v

Sem C_E



Polarização DC

Testando $\beta R_E > 10R_2$,

$$(210)(0,68 \text{ k}\Omega) > 10(10 \text{ k}\Omega)$$

$$142,8 \text{ k}\Omega > 100 \text{ k}\Omega \text{ (satisfeita)}$$

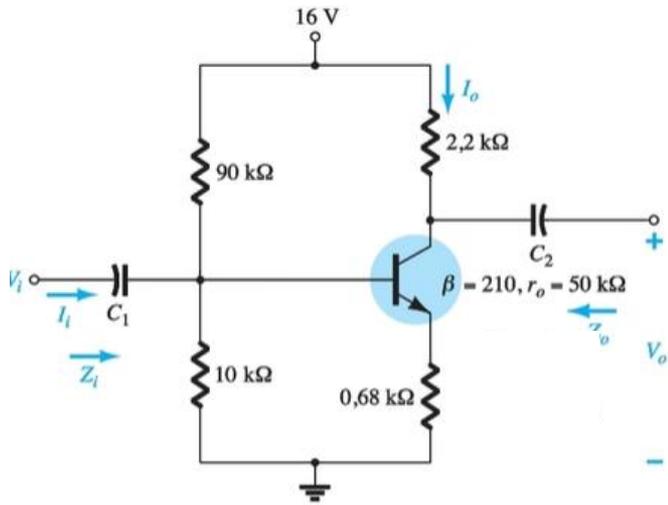
$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{90 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} (16 \text{ V}) = 1,6 \text{ V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1,6 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 0,9 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{0,9 \text{ V}}{0,68 \text{ k}\Omega} = 1,324 \text{ mA}$$

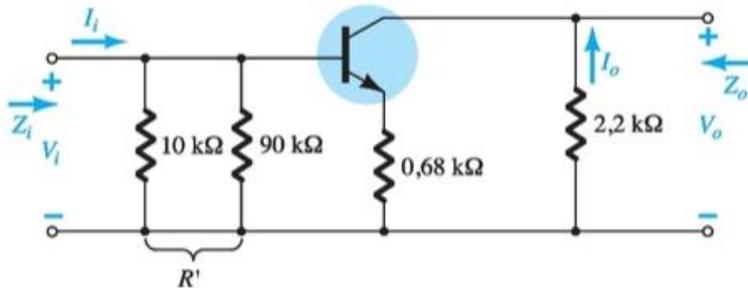
r_e

$$\rightarrow r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1,324 \text{ mA}} = 19,64 \Omega$$



■ Z_i

O equivalente AC é o circuito abaixo:



$$Z_i = R' \parallel \beta r_e$$

$$R_B = R' = R_1 \parallel R_2 = 9 \text{ k}\Omega$$

As condições de teste de $r_o \geq 10(R_C + R_E)$ e $r_o \geq 10R_C$ são ambas satisfeitas.

$$Z_b \cong \beta R_E = 142,8 \text{ k}\Omega$$

$$Z_i = R_B \parallel Z_b = 9 \text{ k}\Omega \parallel 142,8 \text{ k}\Omega = 8,47 \text{ k}\Omega$$

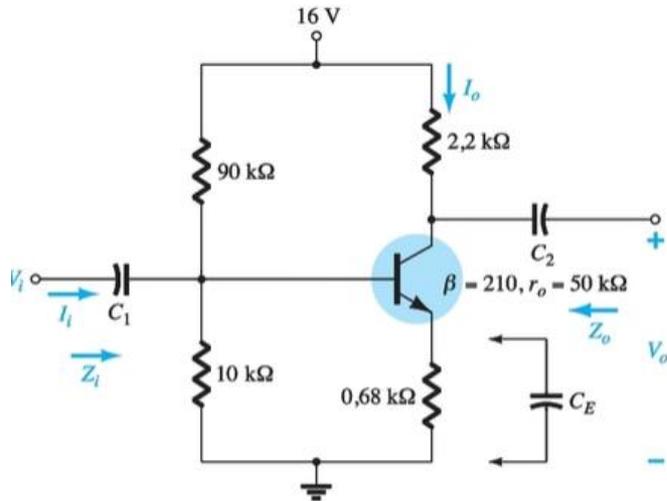
■ Z_o

$$Z_o = R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$$

■ A_v

$$A_v = -\frac{R_C}{R_E} = -\frac{2,2 \text{ k}\Omega}{0,68 \text{ k}\Omega} = -3,24$$

Com C_E



r_e

A polarização não é afetada por C_E :

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1,324 \text{ mA}} = \mathbf{19,64 \Omega}$$

Z_i

$$Z_b = \beta r_e = (210)(19,64 \Omega) \cong 4,12 \text{ k}\Omega$$

$$Z_i = R_B \parallel Z_b = 9 \text{ k}\Omega \parallel 4,12 \text{ k}\Omega = \mathbf{2,83 \text{ k}\Omega}$$

Z_o

$$Z_o = R_C = \mathbf{2,2 \text{ k}\Omega}$$

A_v

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2,2 \text{ k}\Omega}{19,64 \Omega} = \mathbf{-112,02}$$

Sem C_E

☐ $r_e = 19,64\Omega$

☐ $Z_i = 8,47K\Omega$

☐ $Z_o = 2,2K\Omega$

☐ $A_v = -3,24$

Com C_E

☐ $r_e = 19,64\Omega$

☐ $Z_i = 2,83K\Omega$

☐ $Z_o = 2,2K\Omega$

☐ $A_v = -112,02$

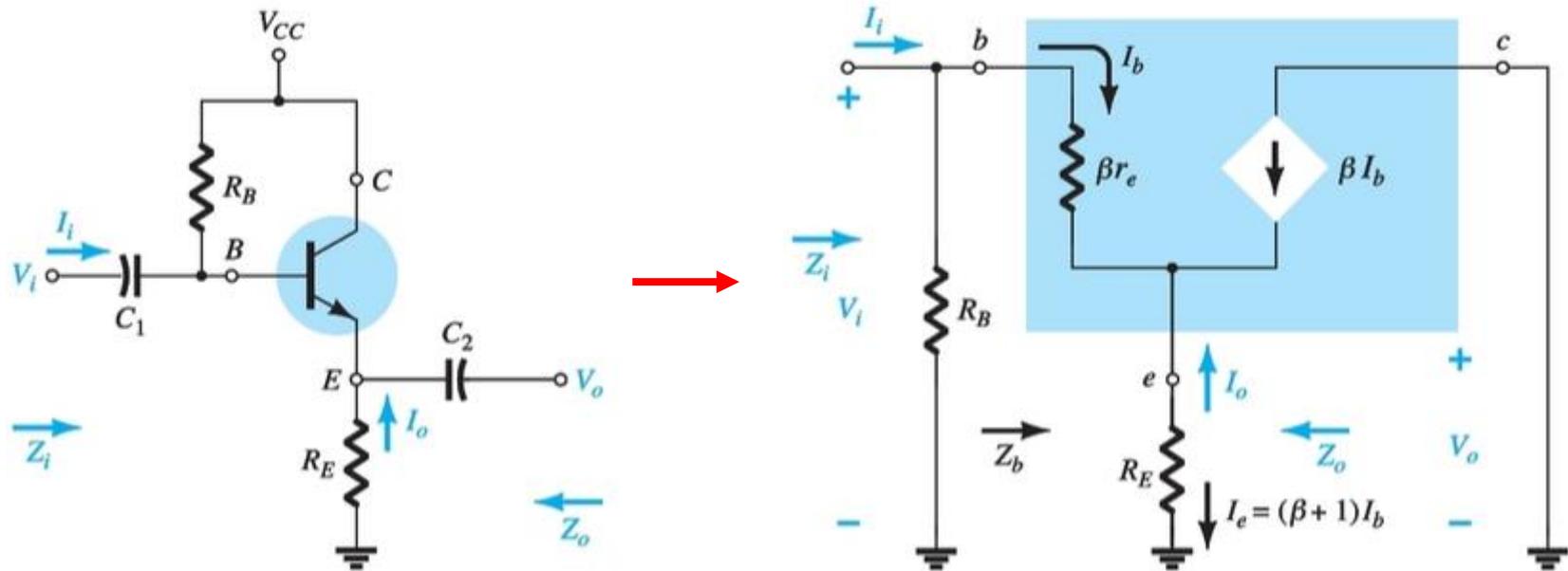
Resultado

diminuição significativa !

aumento significativo !

5.8

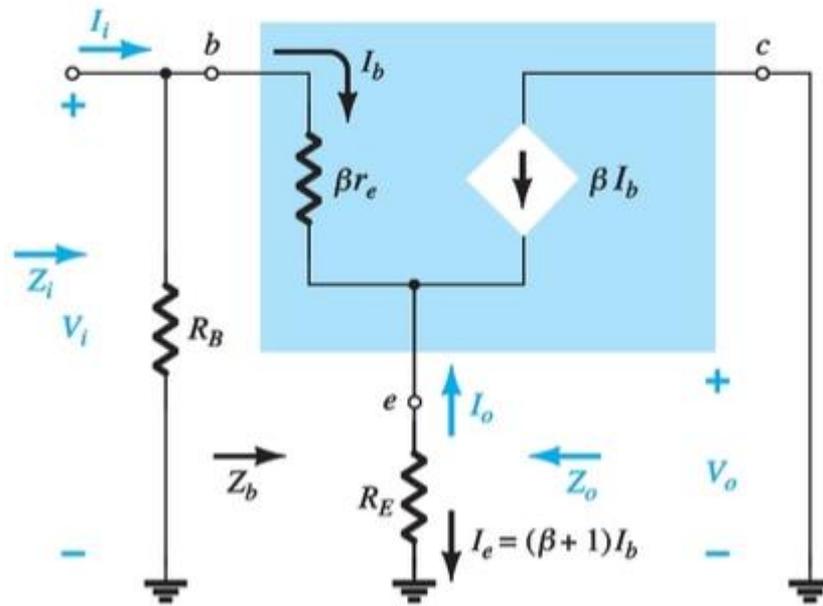
Configuração Seguidor de Emissor



A tensão de saída sempre é um pouco menor do que o sinal de entrada devido a queda de tensão base-emissor.

Diferentemente da tensão de coletor, **a tensão de emissor está em fase com o sinal V_i (seguidor de emissor).**

Essa configuração apresenta uma **alta impedância de entrada e baixa impedância de saída** e é frequentemente usada para fins de casamento de impedância.



■ Z_i

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E$$

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$$

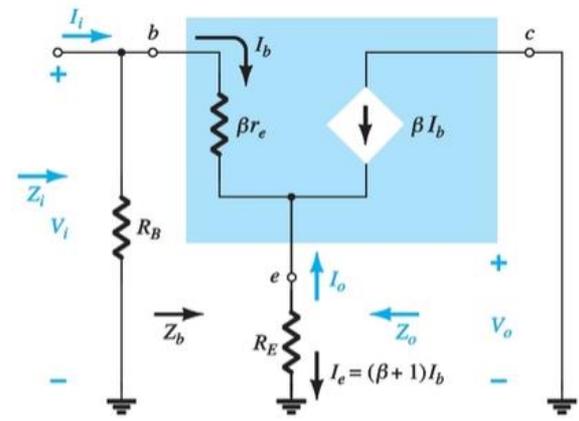


$$Z_b \cong \beta R_E \quad R_E \gg r_e$$



$$Z_i = R_B \parallel Z_b$$

■ Z_o



$$I_b = \frac{V_i}{Z_b} \longrightarrow I_e = (\beta + 1)I_b = (\beta + 1)\frac{V_i}{Z_b} \longrightarrow I_e = \frac{(\beta + 1)V_i}{\beta r_e + (\beta + 1)R_E}$$

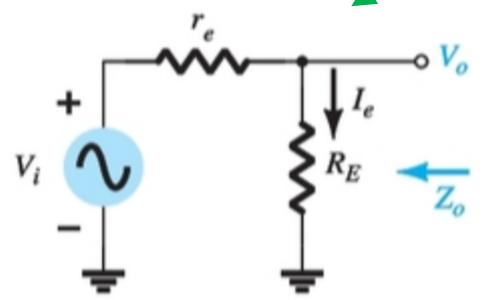
$$\longrightarrow I_e = \frac{V_i}{[\beta r_e / (\beta + 1)] + R_E}$$

$$(\beta + 1) \cong \beta$$

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

$$I_e \cong \frac{V_i}{r_e + R_E}$$

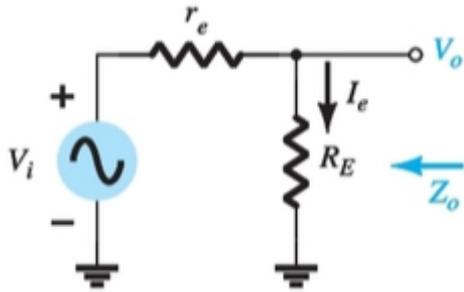
Para determinar Z_o , V_i é zerada !



$$Z_o = R_E \parallel r_e$$

$$Z_o \cong r_e$$

■ A_v



$$V_o = \frac{R_E V_i}{R_E + r_e}$$



$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong 1$$

Efeito de r_o

■ Z_i

$$Z_i = R_B \parallel Z_b$$

Mostra-se que

$$Z_b = \beta r_e + \frac{(\beta + 1)R_E}{1 + \frac{R_E}{r_o}}$$

$r_o \geq 10R_E$

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E$$



$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$$

■ Z_o

Mostra-se que

$$Z_o = r_o \parallel R_E \parallel \frac{\beta r_e}{(\beta + 1)}$$



$$Z_o = r_o \parallel R_E \parallel r_e$$

$r_o \gg r_e$



$$Z_o \approx R_E \parallel r_e$$

■ A_v

Mostra-se que $A_v = \frac{(\beta + 1)R_E/Z_b}{1 + \frac{R_E}{r_o}}$ $\xrightarrow{r_o \geq 10R_E}$ $A_v \cong \frac{\beta R_E}{Z_b}$

$Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$ $\xrightarrow{\quad}$ $A_v \cong \frac{\beta R_E}{\beta(r_e + R_E)}$ $\xrightarrow{\quad}$ $A_v \cong \frac{R_E}{r_e + R_E}$ $r_o \geq 10R_E$

Os efeitos de r_o em Z_i , Z_o e A_v podem ser ignorados !

sem r_o

$$Z_i = R_B \parallel Z_b$$

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$$

$$Z_o = R_E \parallel r_e$$

$$Z_o \cong r_e$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong 1$$

com r_o

$$Z_i = R_B \parallel Z_b$$

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$$

$$Z_o = r_o \parallel R_E \parallel r_e$$

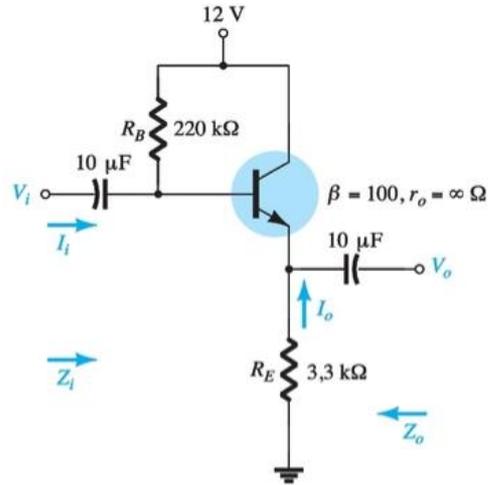
$$Z_o \approx R_E \parallel r_e$$

$$A_v \cong \frac{R_E}{r_e + R_E} \quad r_o \geq 10R_E$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong 1$$

Os efeitos de r_o em Z_i , Z_o e A_v podem ser ignorados !

Exemplo: Determine no circuito seguidor de emissor abaixo: r_e , Z_i , Z_o e A_v . Repita o cálculo desses parâmetros considerando o efeito de $r_o = 25\text{k}\Omega$.



■ Polarização DC

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$

$$= \frac{12\text{ V} - 0,7\text{ V}}{220\text{ k}\Omega + (101)3,3\text{ k}\Omega} = 20,42\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B$$

$$= (101)(20,42\ \mu\text{A}) = 2,062\text{ mA}$$

■ r_e

$$r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{2,062\text{ mA}} = 12,61\ \Omega$$

Z_i

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E = (100)(12,61 \Omega) + (101)(3,3 \text{ k}\Omega) = 334,56 \text{ k}\Omega \cong \beta R_E$$

→ $Z_i = R_B \parallel Z_b = 220 \text{ k}\Omega \parallel 334,56 \text{ k}\Omega = 132,72 \text{ k}\Omega$

Z_o

$$Z_o = R_E \parallel r_e = 3,3 \text{ k}\Omega \parallel 12,61 \Omega = 12,56 \Omega \cong r_e$$

A_v

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e} = \frac{3,3 \text{ k}\Omega}{3,3 \text{ k}\Omega + 12,61 \Omega} = 0,996 \cong 1$$

Efeito de r_o

A condição $r_o > 10R_E$ não é satisfeita porque $25\text{K}\Omega < 10(3.3\text{k}\Omega) = 33\text{K}\Omega$. Então:

Z_i

$$Z_b = \beta r_e + \frac{(\beta + 1)R_E}{1 + \frac{R_E}{r_o}} = (100)(12,61 \Omega) + \frac{(100 + 1)3,3 \text{ k}\Omega}{1 + \frac{3,3 \text{ k}\Omega}{25 \text{ k}\Omega}} = 295,7 \text{ k}\Omega$$

→ $Z_i = R_B \parallel Z_b = 220 \text{ k}\Omega \parallel 295,7 \text{ k}\Omega = 126,15 \text{ k}\Omega$

■ Z_o

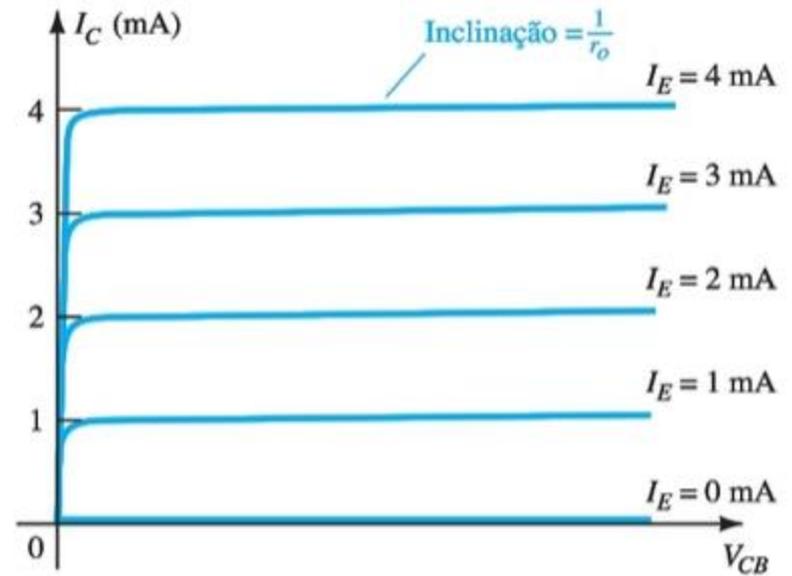
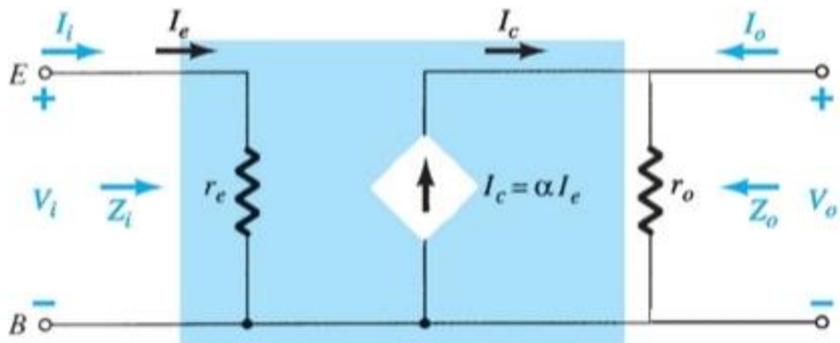
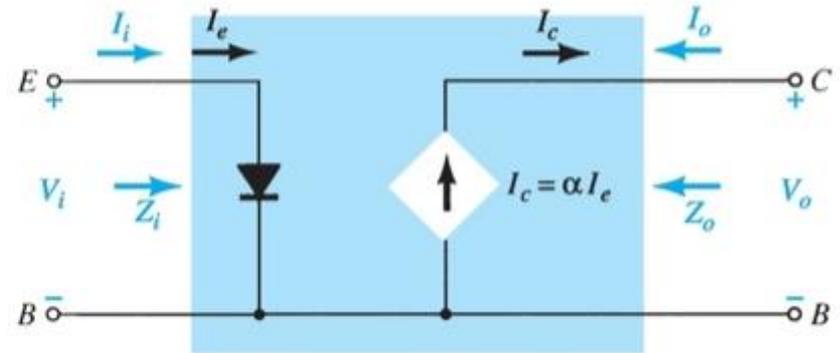
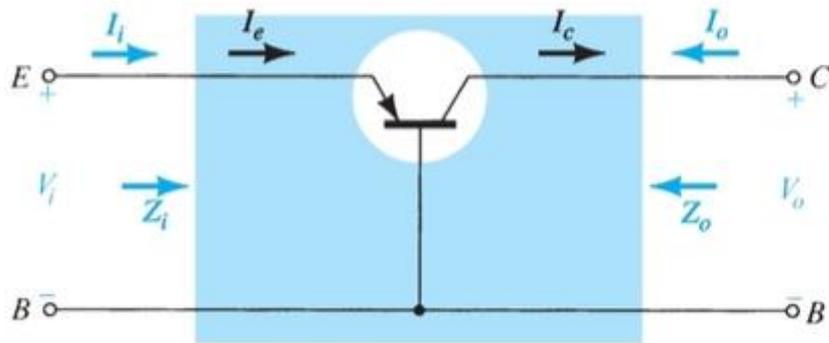
$$Z_o = R_E \parallel r_e = 12,56 \Omega$$

■ A_v

$$A_v = \frac{(\beta + 1)R_E/Z_b}{\left[1 + \frac{R_E}{r_o}\right]} = \frac{(100 + 1)(3,3 \text{ k}\Omega)/295,7 \text{ k}\Omega}{\left[1 + \frac{3,3 \text{ k}\Omega}{25 \text{ k}\Omega}\right]} = 0,996 \cong 1$$

Considerando-se os resultados, os efeitos de r_o podem ser ignorados !

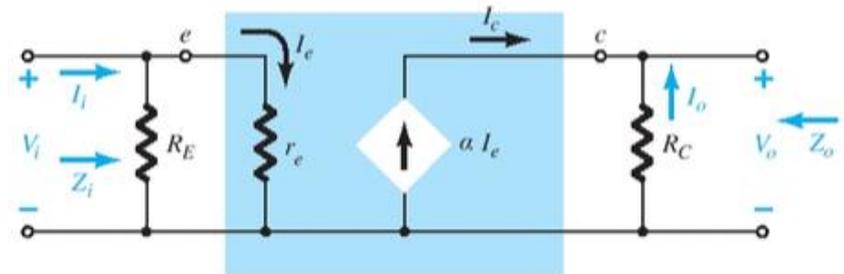
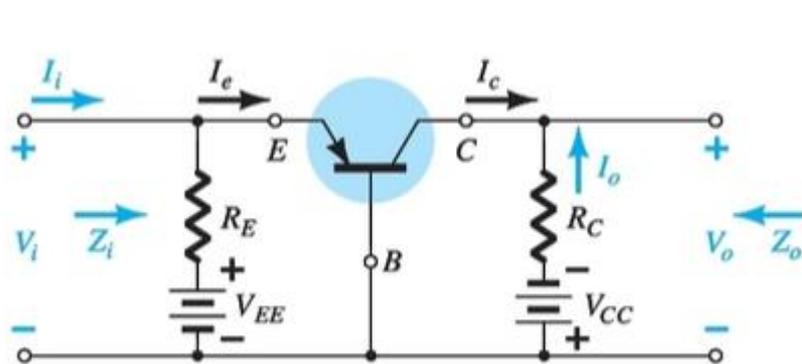
Configuração BC



As linhas quase horizontais resultam em r_o muito alto e muito maior que o da configuração emissor comum !

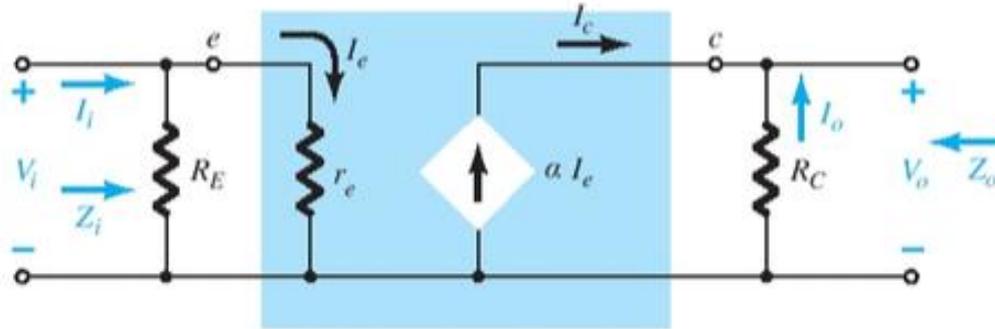
5.9

Configuração Base Comum

Circuito Equivalente AC com modelo e

A impedância de saída do transistor (r_o) não é incluída nessa configuração porque seu valor normalmente está na faixa de megaohm podendo ser ignorada quando comparada à R_C .

É caracterizada por ter uma relativa baixa impedância de entrada, alta impedância de saída e ganho de corrente menor que 1 !



■ Z_i

$$Z_i = R_E \parallel r_e$$

■ Z_o

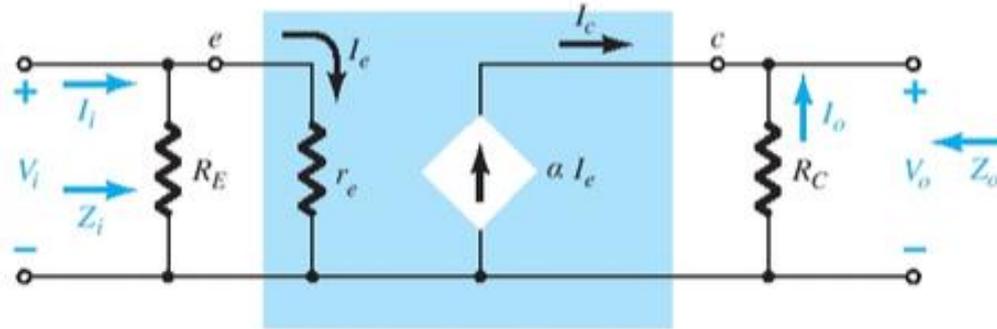
$$Z_o = R_C$$

■ A_v

$$\left. \begin{aligned} V_o &= -I_o R_C = -(-I_C) R_C = \alpha I_e R_C \\ I_e &= \frac{V_i}{r_e} \end{aligned} \right\} \longrightarrow$$

$$V_o = \alpha \left(\frac{V_i}{r_e} \right) R_C$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}$$



A_i

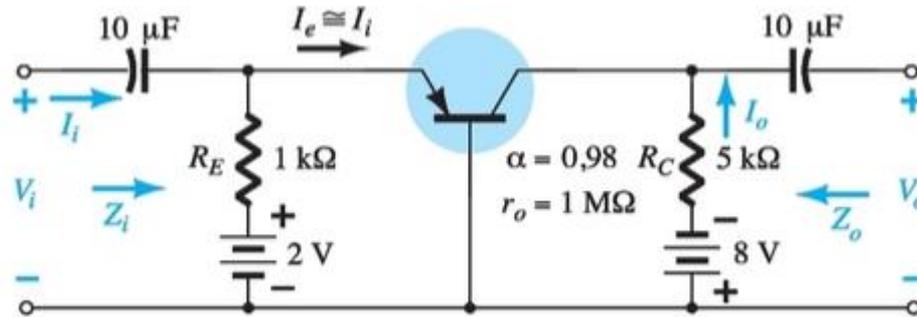
Supondo que $R_E \gg r_e$

$$I_e = I_i$$

$$I_o = -\alpha I_e = -\alpha I_i$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = -\alpha \cong -1$$

Exemplo: Determine no circuito base-comum abaixo: r_e , Z_i , Z_o e A_v e A_i .



r_e

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \frac{2 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = \frac{1,3 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1,3 \text{ mA} \quad \longrightarrow \quad r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1,3 \text{ mA}} = 20 \Omega$$

Z_i

$$Z_i = R_E \parallel r_e = 1 \text{ k}\Omega \parallel 20 \Omega = 19,61 \Omega \cong r_e$$

Z_o

$$Z_o = R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

A_v

$$A_v \cong \frac{R_C}{r_e} = \frac{5 \text{ k}\Omega}{20 \Omega} = 250$$

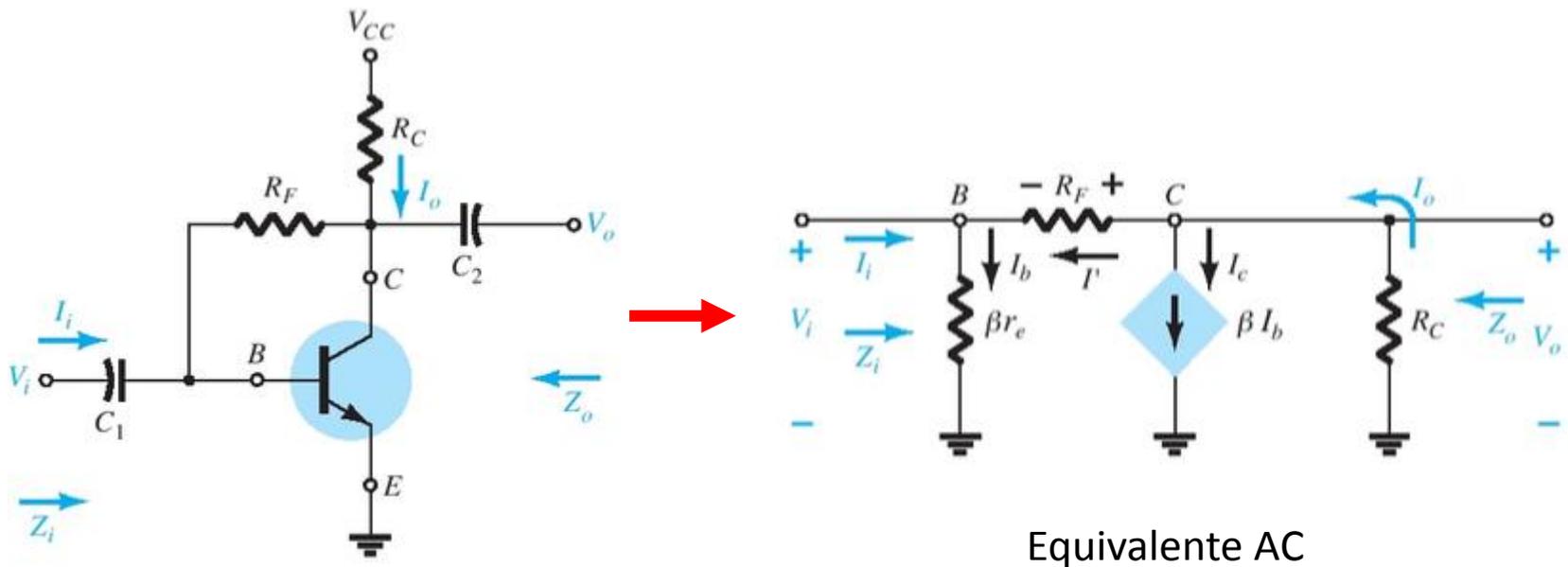
A_i

$$A_i = -0,98 \cong -1$$

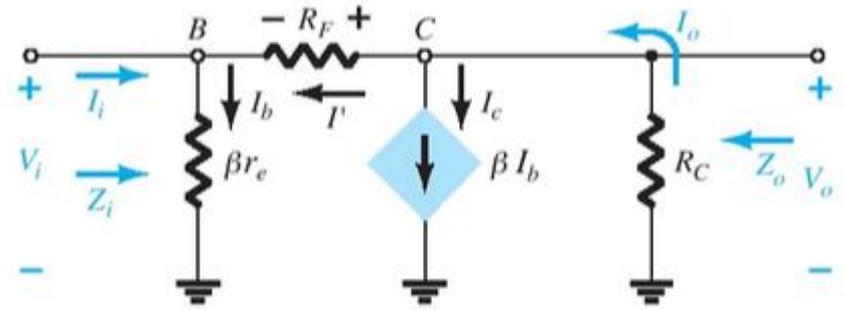
5.10

Configuração Realimentação de Coletor

O circuito com realimentação de coletor (figura abaixo) emprega um caminho de realimentação do coletor para a base com o propósito de aumentar a estabilidade do sistema com relação a polarização. A conexão de um resistor da base para o coletor, em vez de conectá-lo entre a base e a fonte DC, tem um impacto significativo na análise do circuito.



Z_i



$$I_o = I' + \beta I_b$$

$$I' = \frac{V_o - V_i}{R_F}$$

$$V_o = -I_o R_C = -(I' + \beta I_b) R_C$$

$$V_i = I_b \beta r_e$$

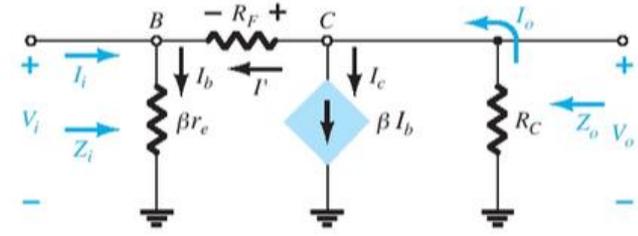
$$I' = -\frac{(I' + \beta I_b) R_C - I_b \beta r_e}{R_F}$$

$$= -\frac{I' R_C}{R_F} - \frac{\beta I_b R_C}{R_F} - \frac{I_b \beta r_e}{R_F}$$

$$\rightarrow I' \left(1 + \frac{R_C}{R_F} \right) = -\beta I_b \frac{(R_C + r_e)}{R_F}$$

$$\rightarrow I' = -\beta I_b \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F}$$

$$I_i = I_b - I' = I_b + \beta I_b \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F} = I_b \left(1 + \beta \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F} \right)$$

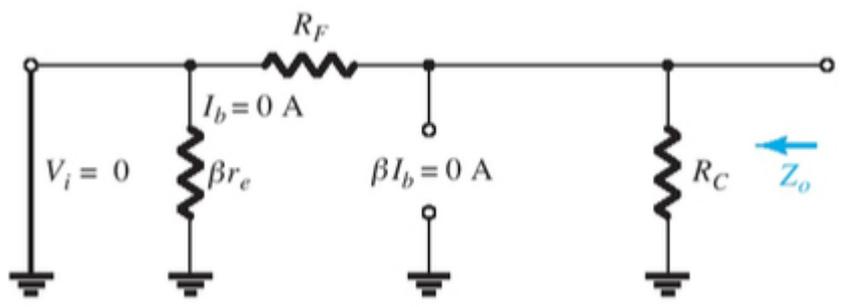


$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{I_b \beta r_e}{I_b \left(1 + \beta \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F} \right)} = \frac{\beta r_e}{1 + \beta \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F}}$$

$$R_C \gg r_e \rightarrow Z_i = \frac{\beta r_e}{1 + \frac{\beta R_C}{R_C + R_F}}$$

$$Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_C + R_F}}$$

z_o

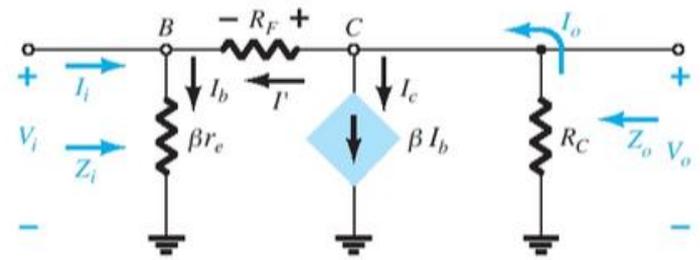


$$Z_o \cong R_C \parallel R_F$$

Cálculo de Z_o ($V_i = 0$) para a configuração com realimentação de coletor



A_v



$$V_o = -I_o R_C = -(I' + \beta I_b) R_C$$

$$= -\left(-\beta I_b \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F} + \beta I_b\right) R_C$$

$$\rightarrow V_o = -\beta I_b \left(1 - \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F}\right) R_C$$

$$\rightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\beta I_b \left(1 - \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F}\right) R_C}{\beta r_e I_b}$$

$$= -\left(1 - \frac{(R_C + r_e)}{R_C + R_F}\right) \frac{R_C}{r_e}$$

$$\rightarrow R_C \gg r_e \quad A_v = -\left(1 - \frac{R_C}{R_C + R_F}\right) \frac{R_C}{r_e} = -\frac{(\cancel{R_C} + R_F - \cancel{R_C}) R_C}{R_C + R_F} \frac{1}{r_e}$$

$$\rightarrow A_v = -\left(\frac{R_F}{R_C + R_F}\right) \frac{R_C}{r_e}$$

$$R_F \gg R_C$$

$$\rightarrow A_v \cong -\frac{R_C}{r_e}$$

Efeito de r_o

Z_i

Uma análise completa, sem aproximações, resulta em:

$$Z_i = \frac{1 + \frac{R_C \parallel r_o}{R_F}}{\frac{1}{\beta r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C \parallel r_o}{\beta r_e R_F} + \frac{R_C \parallel r_o}{R_F r_e}}$$

$r_o \geq 10R_C$


$$Z_i = \frac{1 + \frac{R_C}{R_F}}{\frac{1}{\beta r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C}{\beta r_e R_F} + \frac{R_C}{R_F r_e}} = \frac{r_e \left[1 + \frac{R_C}{R_F} \right]}{\frac{1}{\beta} + \frac{1}{R_F} \left[r_e + \frac{R_C}{\beta} + R_C \right]}$$

$R_C \gg r_e e \frac{R_C}{\beta}$


$$Z_i \cong \frac{r_e \left[1 + \frac{R_C}{R_F} \right]}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}} = \frac{r_e \left[\frac{R_F + R_C}{R_F} \right]}{\frac{R_F + \beta R_C}{\beta R_F}} = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} \left(\frac{R_F}{R_F + R_C} \right) + \frac{R_C}{R_C + R_F}}$$

$$R_F \text{ é normalmente } \gg R_C, R_F + R_C \cong R_F \text{ e } \frac{R_F}{R_F + R_C} = 1$$

$$\xrightarrow{\text{red arrow}} r_o \gg R_C, R_F > R_C$$

$$Z_i \cong \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_C + R_F}}$$

Z_o

Se r_o é incluído em paralelo com R_C :

$$Z_o = r_o \parallel R_C \parallel R_F$$

$$\xrightarrow{\text{red arrow}} r_o \geq 10R_C$$

$$Z_o \cong R_C \parallel R_F$$

$$\xrightarrow{\text{red arrow}} R_F \gg R_C$$

$$Z_o \cong R_C$$

A_v

$$A_v = - \left(\frac{R_F}{R_C \parallel r_o + R_F} \right) \frac{R_C \parallel r_o}{r_e}$$

$$\xrightarrow{\text{red arrow}} r_o \geq 10R_C$$

$$A_v \cong - \left(\frac{R_F}{R_C + R_F} \right) \frac{R_C}{r_e}$$

$$\xrightarrow{\text{red arrow}} R_F \gg R_C$$

$$A_v \cong - \frac{R_C}{r_e}$$

sem r_o

$$R_C \gg r_e$$

$$Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_C + R_F}}$$

$$Z_o \cong R_C \parallel R_F$$

$$R_C \gg r_e$$

$$R_F \gg R_C$$

$$A_v \cong -\frac{R_C}{r_e}$$

com r_o

$$r_o \geq 10R_C$$

$$R_C \gg r_e \text{ e } \frac{R_C}{\beta}$$

$$R_F > R_C$$

$$Z_i \cong \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_C + R_F}}$$

$$Z_o \cong R_C$$

$$r_o \geq 10R_C$$

$$R_F \gg R_C$$

$$A_v \cong -\frac{R_C}{r_e}$$

Exercício

No circuito abaixo determine: r_e , Z_i , Z_o e A_v . Repita o cálculos para $r_o = 20\text{k}\Omega$.

r_e

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta R_C} = \frac{9\text{ V} - 0,7\text{ V}}{180\text{ k}\Omega + (200)2,7\text{ k}\Omega} = 11,53\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (201)(11,53\ \mu\text{A}) = 2,32\ \text{mA}$$

$$\rightarrow r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{2,32\ \text{mA}} = 11,21\ \Omega$$

Z_i

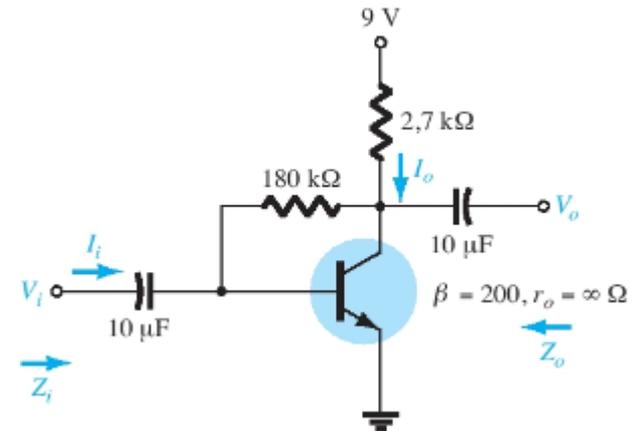
$$Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_C + R_F}} = \frac{11,21\ \Omega}{\frac{1}{200} + \frac{2,7\text{ k}\Omega}{182,7\text{ k}\Omega}} = 566,16\ \Omega$$

Z_o

$$Z_o = R_C \parallel R_F = 2,7\text{ k}\Omega \parallel 180\text{ k}\Omega = 2,66\text{ k}\Omega$$

A_v

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2,7\text{ k}\Omega}{11,21\ \Omega} = -240,86$$



Se $r_o = 20\text{k}\Omega$

Z_i

A condição $r_o \geq 10R_C$ não é satisfeita

$$Z_i = \frac{1 + \frac{R_C \parallel r_o}{R_F}}{\frac{1}{\beta r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C \parallel r_o}{\beta r_e R_F} + \frac{R_C \parallel r_o}{R_F r_e}} = \frac{1 + \frac{2,7\text{ k}\Omega \parallel 20\text{ k}\Omega}{180\text{ k}\Omega}}{\frac{1}{(200)(11,21)} + \frac{1}{180\text{ k}\Omega} + \frac{2,7\text{ k}\Omega \parallel 20\text{ k}\Omega}{(200)(11,21\ \Omega)(180\text{ k}\Omega)} + \frac{2,7\text{ k}\Omega \parallel 20\text{ k}\Omega}{(180\text{ k}\Omega)(11,21\ \Omega)}}$$

$$Z_i = \mathbf{617,7\ \Omega \text{ vs. } 566,16\ \Omega}$$

Z_o

$$Z_o = r_o \parallel R_C \parallel R_F = 20\text{ k}\Omega \parallel 2,7\text{ k}\Omega \parallel 180\text{ k}\Omega$$

$$Z_o = \mathbf{617,7\ \Omega \text{ vs. } 566,16\ \Omega}$$

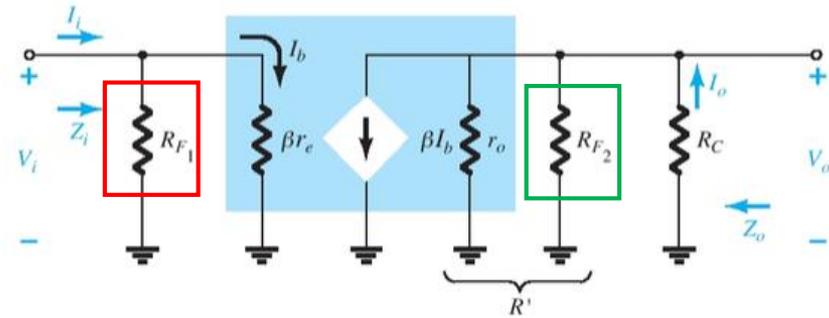
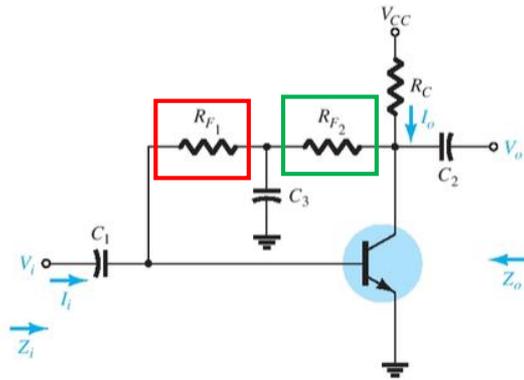
A_v

$$A_v = -\left(\frac{R_F}{R_C \parallel r_o + R_F}\right) \frac{R_C \parallel r_o}{r_e} = -\left[\frac{180\text{ k}\Omega}{2,38\text{ k}\Omega + 180\text{ k}\Omega}\right] \frac{2,38\text{ k}\Omega}{11,21}$$

$$A_v = \mathbf{-209.54\Omega \text{ vs } -240.86\Omega}$$

5.11

Configuração Realimentação DC de Coletor



Equivalente AC

O resistor $R_F = R_{F1} + R_{F2}$ aumenta a estabilidade da polarização. A capacitância C_3 desvia parte da realimentação para a entrada e saída do circuito em AC e influencia a análise AC do circuito. A porção de R_F desviada será determinada pelos valores desejados das resistências AC de entrada e saída.

Z_i

$$Z_i = R_{F1} \parallel \beta r_e$$

Z_o

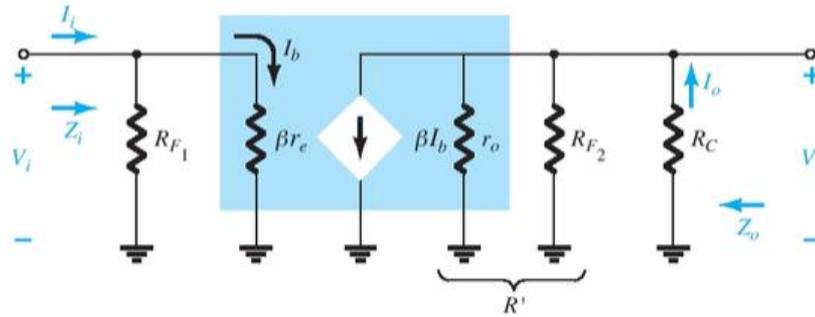
$$Z_o = R_C \parallel R_{F2} \parallel r_o$$

$$r_o \geq 10R_C$$



$$Z_o \cong R_C \parallel R_{F2}$$

■ A_v



$$R' = r_o \parallel R_{F2} \parallel R_C$$

$$V_o = -\beta I_b R'$$

$$V_o = -\beta \frac{V_i}{\beta r_e} R'$$

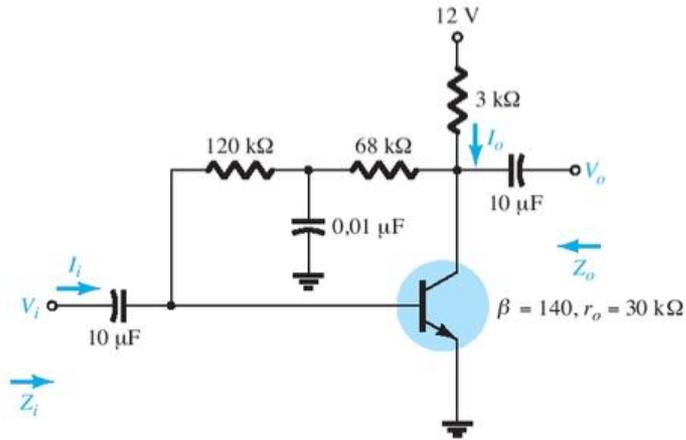
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{r_o \parallel R_{F2} \parallel R_C}{r_e}$$

$r_o \geq 10R_C$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_{F2} \parallel R_C}{r_e}$$

Exercício

No circuito abaixo determine: r_e , Z_i , Z_o e A_v e V_o se $V_i = 20\text{mV}$.



r_e

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta R_C} = \frac{12\text{ V} - 0,7\text{ V}}{(120\text{ k}\Omega + 68\text{ k}\Omega) + (140)3\text{ k}\Omega} = 18,6\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (141)(18,6\ \mu\text{A}) = 2,62\ \text{mA}$$

$$\rightarrow r_e = \frac{26\ \text{mV}}{I_E} = \frac{26\ \text{mV}}{2,62\ \text{mA}} = 9,92\ \Omega$$

Z_i

$$\beta r_e = (140)(9,92\ \Omega) = 1,39\ \text{k}\Omega$$

$$\rightarrow Z_i = R_{F1} \parallel \beta r_e = 120\ \text{k}\Omega \parallel 1,39\ \text{k}\Omega \cong 1,37\ \text{k}\Omega$$

Z_o

Testar $r_o \geq 10R_C$

$$30\ \text{k}\Omega \geq 10(3\ \text{k}\Omega) = 30\ \text{k}\Omega$$

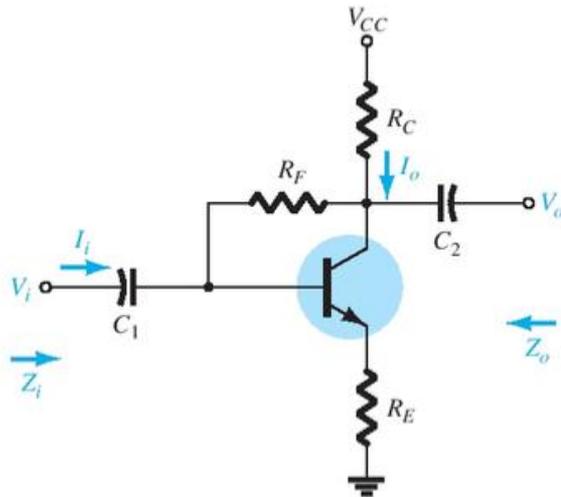
$$\rightarrow Z_o \cong R_C \parallel R_{F2} = 3\ \text{k}\Omega \parallel 68\ \text{k}\Omega = 2,87\ \text{k}\Omega$$

A_v

$r_o \geq 10R_C \rightarrow$

$$A_v \cong -\frac{R_{F2} \parallel R_C}{r_e} = -\frac{68\ \text{k}\Omega \parallel 3\ \text{k}\Omega}{9,92\ \Omega} \cong -289,3$$

Configuração Realimentação DC de Coletor com Resistência no Emissor



Mostra-se que:

$$Z_i \cong \frac{R_E}{\left[\frac{1}{\beta} + \frac{(R_E + R_C)}{R_F} \right]}$$

$$Z_o = R_C \parallel R_F$$

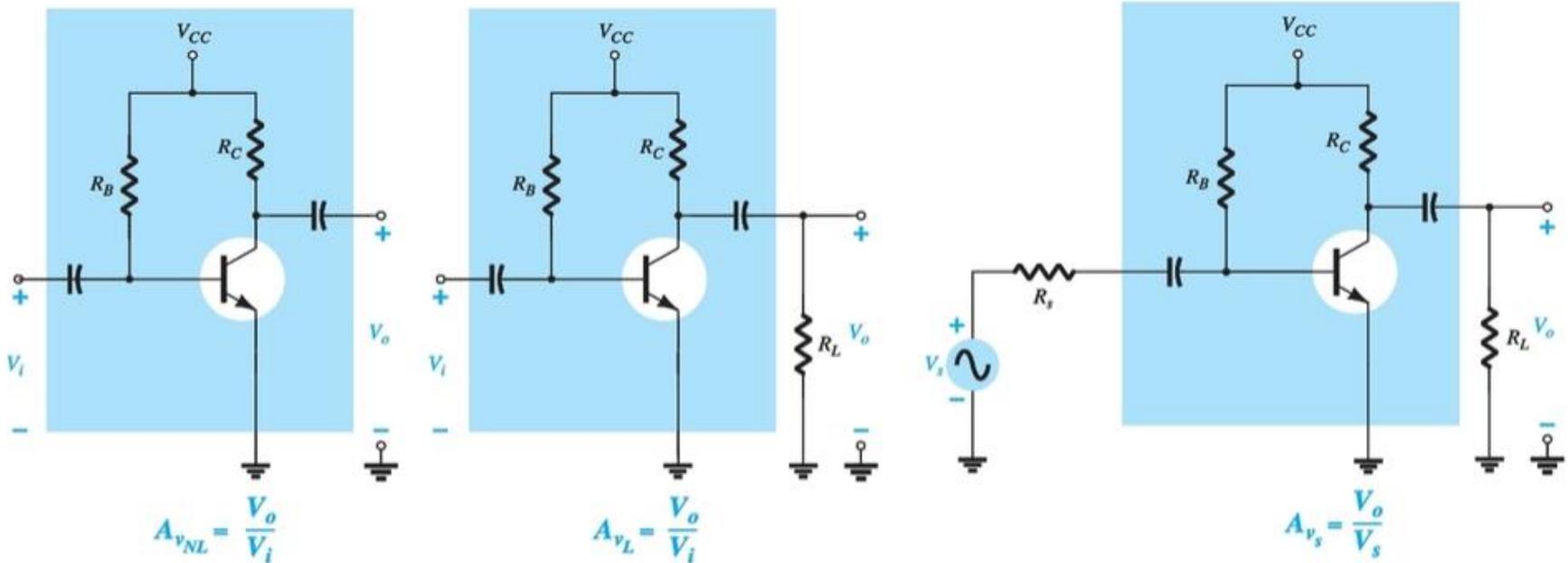
$$A_v \cong -\frac{R_C}{R_E}$$

5.12

Efeito de R_L e R_S

- Todos os parâmetros calculados anteriormente foram para um amplificador sem carga e com tensão de entrada conectada diretamente a um terminal do transistor.
- O ganho de tensão A_v pode ser definido de diferentes maneiras.

Polarização Fixa



Para a mesma configuração, $A_{vNL} > A_{vL} > A_{vS}$

O ganho de tensão com carga de um amplificador é sempre menor do que o ganho de tensão sem carga.

Para a mesma configuração, $A_{vNL} > A_{vL} > A_{vS}$

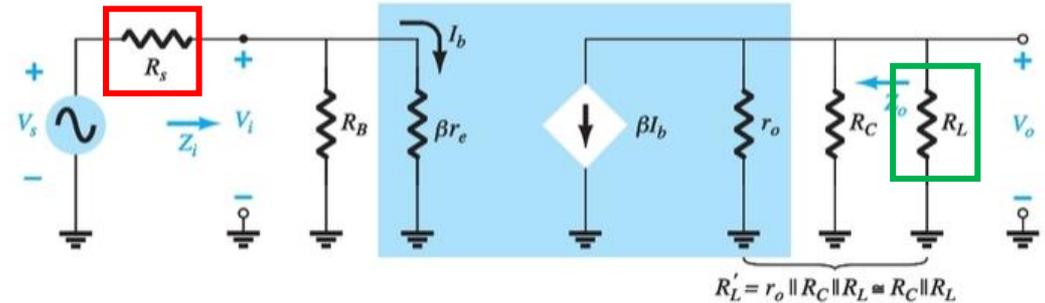
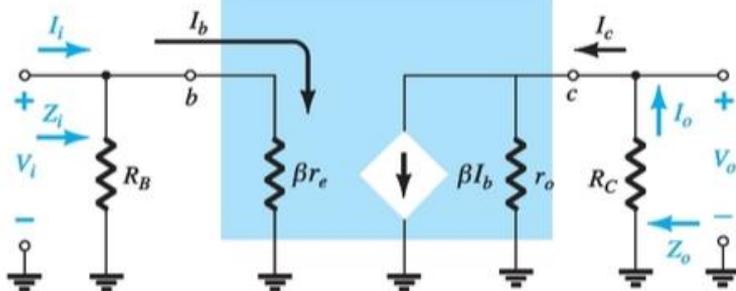
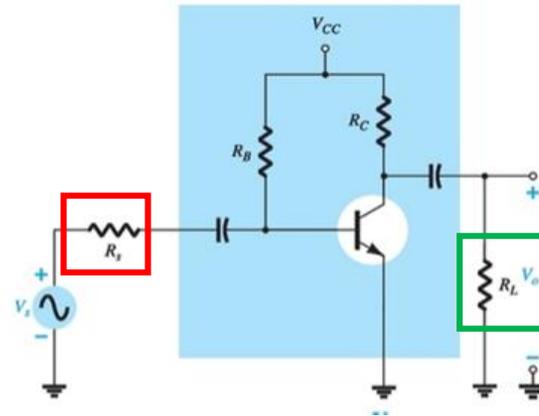
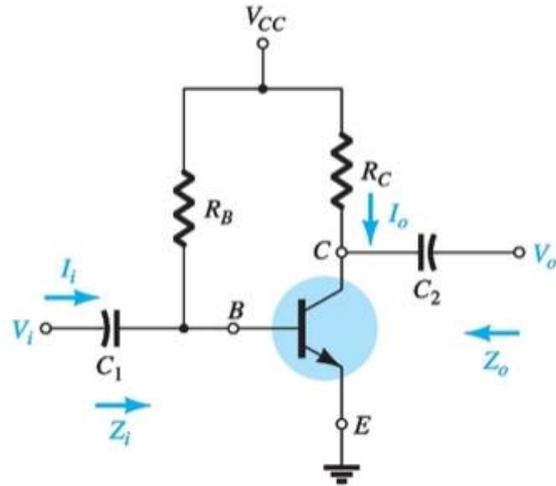
Para um projeto específico, quanto maior o valor de R_L , maior o valor do ganho CA.

Para qualquer circuito com capacitores de acoplamento a fonte AC e a resist ncia de carga n o afetam os valores de polariza o.

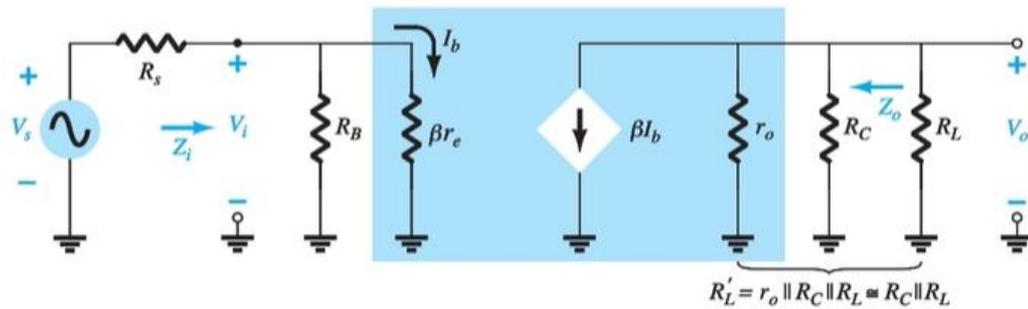
sem R_g e sem R_L

Polariza o Fixa

com R_g e com R_L



$$R'_L = r_o \parallel R_C \parallel R_L \approx R_C \parallel R_L$$



Cálculo de A_{vL}

$$A_{vL} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$R'_L = r_o \parallel R_C \parallel R_L \cong R_C \parallel R_L$$

$$V_o = -\beta I_b R'_L = -\beta I_b (R_C \parallel R_L)$$

$$I_b = \frac{V_i}{\beta r_e}$$

$$V_o = -\beta \left(\frac{V_i}{\beta r_e} \right) (R_C \parallel R_L)$$



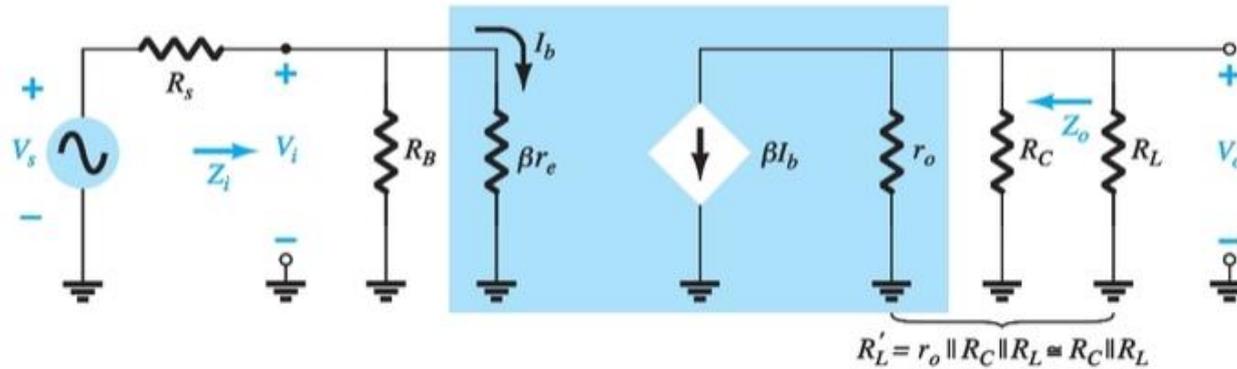
$$A_{vL} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$$

Cálculo de Z_i

$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e$$

Cálculo de Z_o

$$Z_o = R_C \parallel r_o$$



■ Cálculo de A_{v_s}

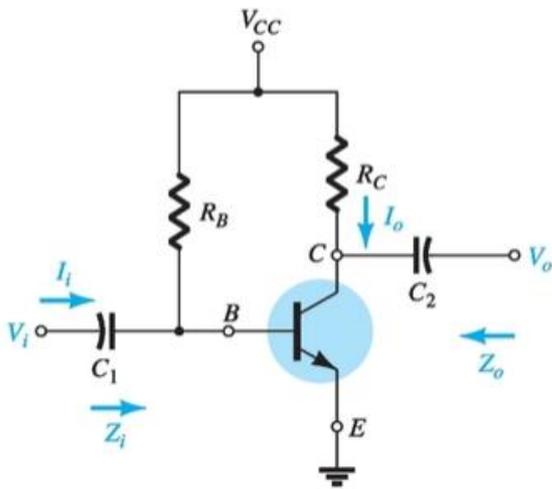
$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s}$$

$$V_i = \frac{Z_i V_s}{Z_i + R_s} \Rightarrow \frac{V_i}{V_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s}$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = A_{v_L} \frac{Z_i}{Z_i + R_s}$$

$$\Rightarrow \boxed{A_{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_{v_L}}$$

Polarização Fixa



Sem Carga ($R_L = \infty$)

$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e \rightarrow$$

$$Z_i \cong \beta r_e$$

$$R_B \geq 10\beta r_e$$

$$Z_o = R_C \parallel r_o \rightarrow$$

$$Z_o \cong R_C$$

$$r_o \geq 10R_C$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{(R_C \parallel r_o)}{r_e} \rightarrow$$

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e}$$

$$r_o \geq 10R_C$$

Com Carga R_L

$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e \rightarrow$$

$$Z_i \cong \beta r_e$$

$$R_B \geq 10\beta r_e$$

$$Z_o = R_C \parallel r_o \rightarrow$$

$$Z_o \cong R_C$$

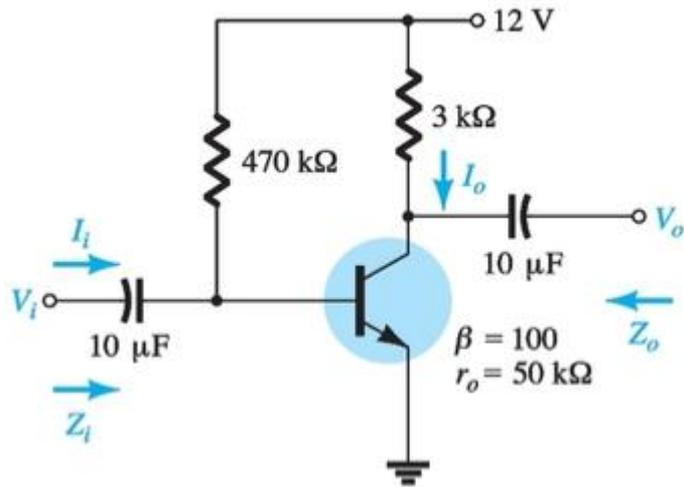
$$r_o \geq 10R_C$$

$$A_{vL} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$$

$$A_{vS} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_{vL}$$

Exemplo: No circuito de polarização fixa abaixo com uma carga aplicada de 4,7K Ω e uma resistência de fonte de 0,3K, determine com carga os seguintes parâmetros:

A_{vL} , A_{vS} , Z_i , Z_o



A_{vL}

$$A_{vL} = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e} = -\frac{3 \text{ k}\Omega \parallel 4,7 \text{ k}\Omega}{10,71 \Omega}$$

$$= -\frac{1,831 \text{ k}\Omega}{10,71 \Omega} = -170,98$$

Z_i

$$\beta r_e = (100)(10,71 \Omega) = 1,071 \text{ k}\Omega$$

$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e = 470 \text{ k}\Omega \parallel 1,071 \text{ k}\Omega = 1,07 \text{ k}\Omega$$

A_{vS}

$$A_{vS} = \frac{Z_i}{Z_i + R_S} A_{vL}$$

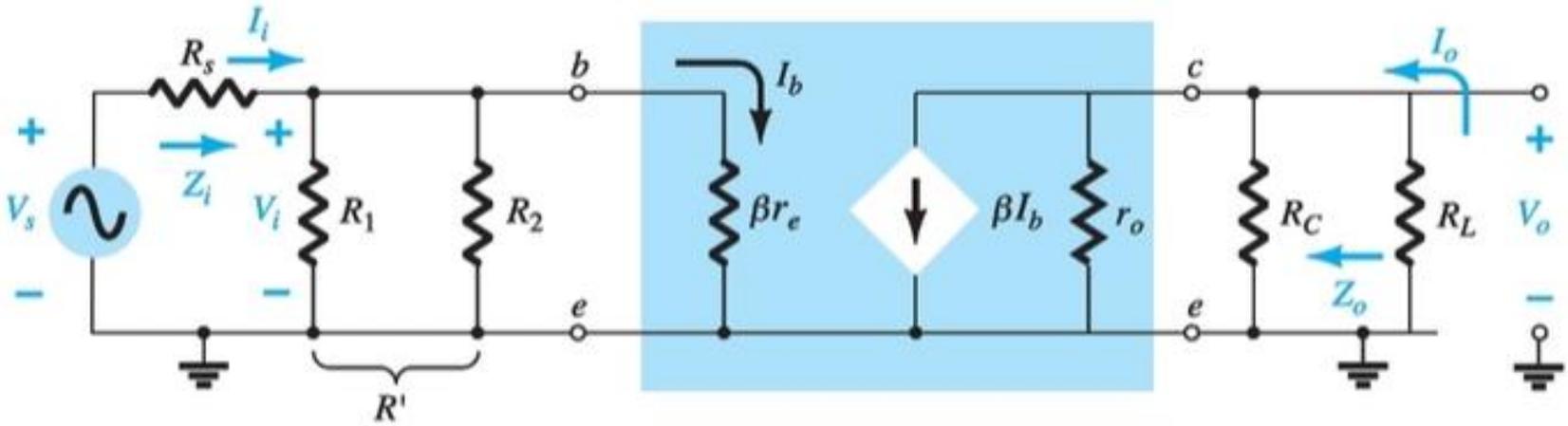
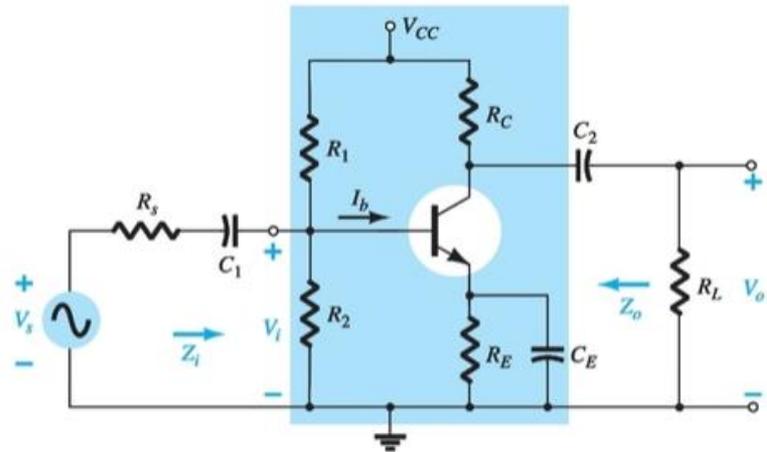
$$A_{vS} = \frac{1,07 \text{ k}\Omega}{1,07 \text{ k}\Omega + 0,3 \text{ k}\Omega} (-170,98) = -133,54$$

Z_o

$$Z_o = R_C = 3 \text{ k}\Omega$$

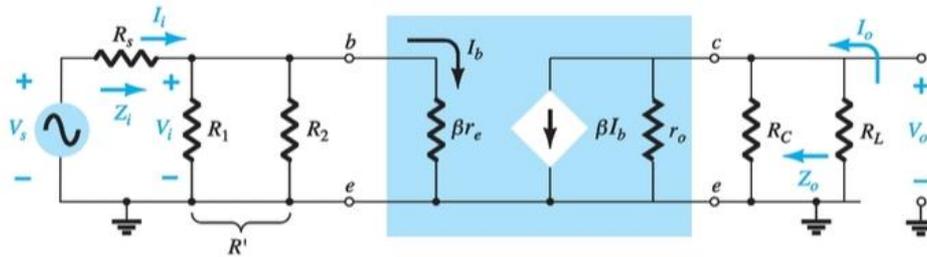
Observar que $A_{vL} > A_{vS}$!

Polarização com Divisor de Tensão



Observa-se nos circuitos abaixo que o equivalente AC da configuração com divisor de tensão com carga R_L é o mesmo da configuração da polarização fixa com carga R_L . Portanto Z_i , Z_o e A_v têm as mesmas equações.

divisor de tensão

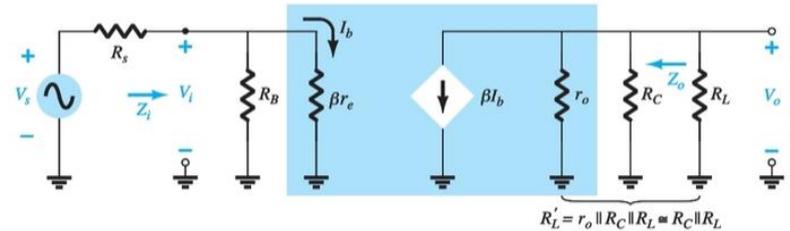


$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$$

$$Z_o = R_C \parallel r_o$$

$$A_{vL} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$$

polarização fixa



$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e$$

$$Z_o = R_C \parallel r_o$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{(R_C \parallel r_o)}{r_e}$$

5.13

Determinação do Ganho de Corrente

Para cada configuração de transistor, o ganho de corrente pode ser determinado diretamente a partir do ganho de tensão, da carga definida e da impedância de entrada.

Dedução da equação que relaciona A_v e A_i



$$A_i = \frac{I_o}{I_i}$$

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i}$$

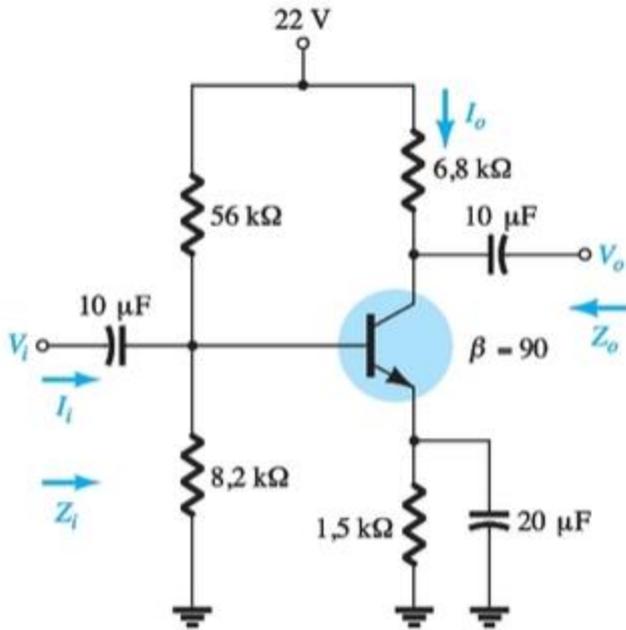
$$I_o = -\frac{V_o}{R_L}$$

$$A_{iL} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-\frac{V_o}{R_L}}{\frac{V_i}{Z_i}} = -\frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{Z_i}{R_L}$$

$$A_{iL} = -A_{vL} \frac{Z_i}{R_L}$$

Exemplo 1:

No circuito abaixo foi determinado $A_v = -368,76$. Considerando uma carga $R_L = 6,8\text{k}\Omega$, determine o ganho de corrente (A_i)

**1ª solução:**

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i} = \frac{V_i}{1,35\text{ k}\Omega}$$

$$I_o = -\frac{V_o}{R_L} = -\frac{V_o}{6,8\text{ k}\Omega}$$

$$A_{i_L} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\left(\frac{V_o}{6,8\text{ k}\Omega}\right)}{\frac{V_i}{1,35\text{ k}\Omega}} = -\left(\frac{V_o}{V_i}\right)\left(\frac{1,35\text{ k}\Omega}{6,8\text{ k}\Omega}\right) = 73,2$$

2ª solução:

$$A_{i_L} = -A_{v_L} \frac{Z_i}{R_L} = -(-368,76) \left(\frac{1,35\text{ k}\Omega}{6,8\text{ k}\Omega}\right) = 73,2$$

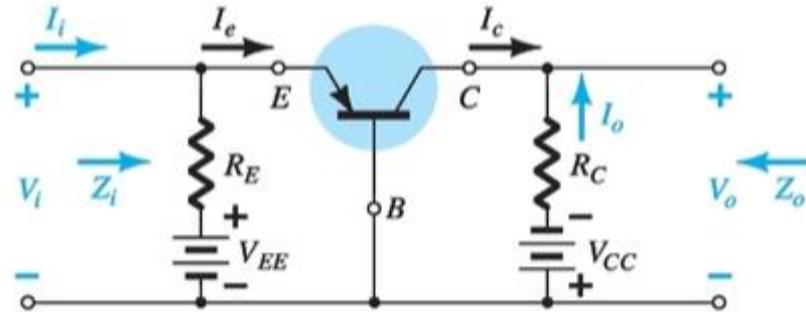
Exemplo 2: No circuito com configuração base comum mostrou-se que:

$$Z_i \cong R_E \parallel r_e \cong r_e$$

$$Z_o = R_C$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e} = A_{vL}$$

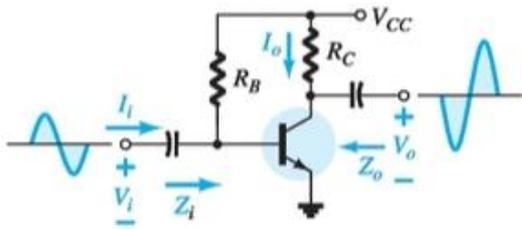
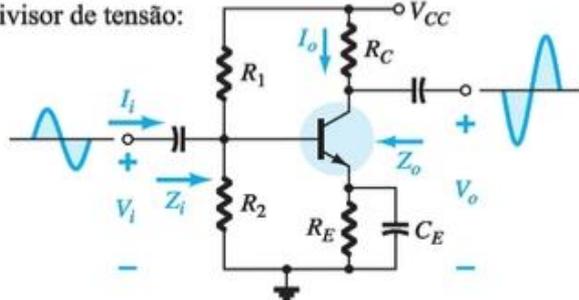
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = -\alpha \cong -1$$



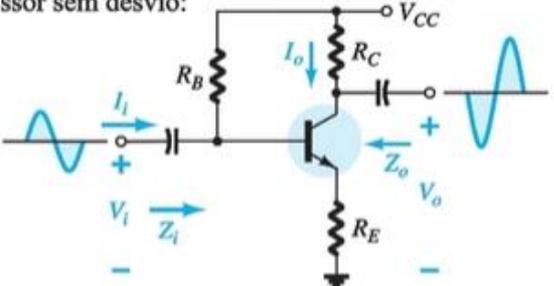
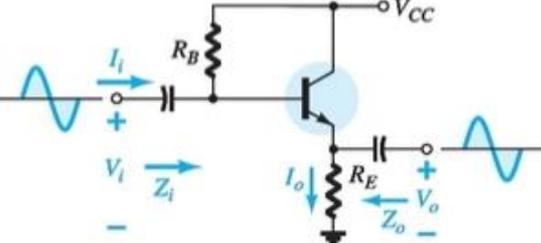
Calcule A_{iL}

$$A_{iL} = -A_{vL} \frac{Z_i}{R_L} = \left(-\frac{R_C}{r_e} \right) \left(\frac{r_e}{R_C} \right) \cong -1$$

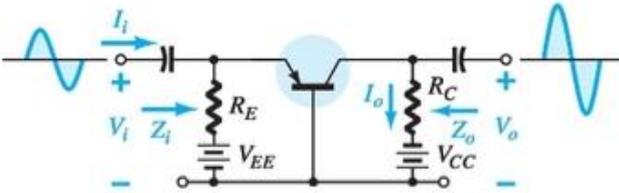
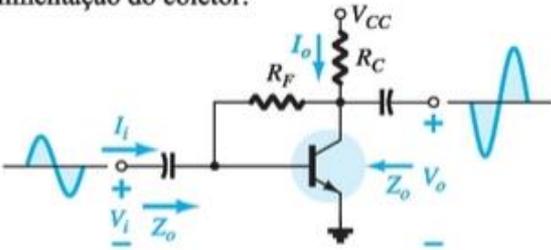
Amplificadores Transistorizados com BJT **sem carga**

| Configuração | Z_i | Z_o | A_v | A_i |
|--|--|--|---|--|
| Polarização fixa:  | Média (1 kΩ) $= R_B \parallel \beta r_e$ $\cong \beta r_e$ $(R_B \geq 10\beta r_e)$ | Média (2 kΩ) $= R_C \parallel r_o$ $\cong R_C$ $(r_o \geq 10R_C)$ | Alta (-200) $= -\frac{(R_C \parallel r_o)}{r_e}$ $\cong -\frac{R_C}{r_e}$ $(r_o \geq 10R_C)$ | Alta (100) $= \frac{\beta R_B r_o}{(r_o + R_C)(R_B + \beta r_e)}$ $\cong \beta$ $(r_o \geq 10R_C,$ $R_B \geq 10\beta r_e)$ |
| Polarização por divisor de tensão:  | Média (1 kΩ) $= R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$ | Média (2 kΩ) $= R_C \parallel r_o$ $\cong R_C$ $(r_o \geq 10R_C)$ | Alta (-200) $= -\frac{R_C \parallel r_o}{r_e}$ $\cong -\frac{R_C}{r_e}$ $(r_o \geq 10R_C)$ | Alta (50) $= \frac{\beta (R_1 \parallel R_2) r_o}{(r_o + R_C)(R_1 \parallel R_2 + \beta r_e)}$ $\cong \frac{\beta (R_1 \parallel R_2)}{R_1 \parallel R_2 + \beta r_e}$ $(r_o \geq 10R_C)$ |

Amplificadores Transistorizados com BJT sem carga

| Configuração | Z_i | Z_o | A_v | A_i |
|---|---|---|---|---|
| <p>Polarização de emissor sem desvio:</p>  | <p>Alta (100 kΩ)</p> $= R_B \parallel Z_b$ $Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$ $\cong R_B \parallel \beta R_E$ <p>($R_E \gg r_e$)</p> | <p>Média (2 kΩ)</p> $= R_C$ <p>(qualquer nível de r_o)</p> | <p>Baixa (-5)</p> $= -\frac{R_C}{r_e + R_E}$ $\cong -\frac{R_C}{R_E}$ <p>($R_E \gg r_e$)</p> | <p>Alta (50)</p> $\cong \frac{\beta R_B}{R_B + Z_b}$ |
| <p>Seguidor de emissor:</p>  | <p>Alta (100 kΩ)</p> $= R_B \parallel Z_b$ $Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$ $\cong R_B \parallel \beta R_E$ <p>($R_E \gg r_e$)</p> | <p>Baixa (20 Ω)</p> $= R_E \parallel r_e$ $\cong r_e$ <p>($R_E \gg r_e$)</p> | <p>Baixa ($\cong 1$)</p> $= \frac{R_E}{R_E + r_e}$ $\cong 1$ | <p>Alta (-50)</p> $\cong \frac{\beta R_B}{R_B + Z_b}$ |

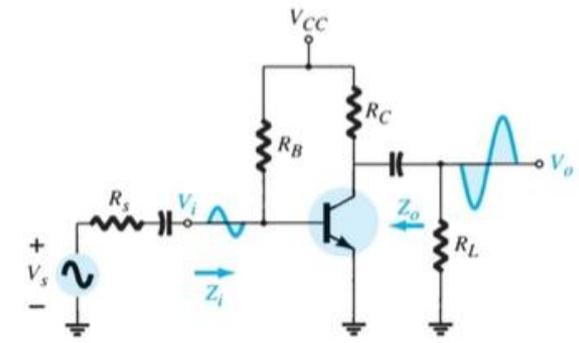
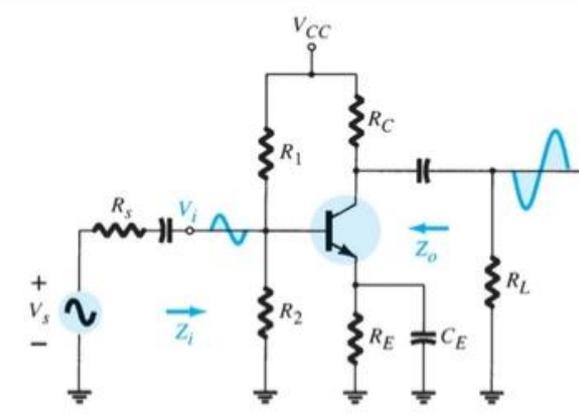
Amplificadores Transistorizados com BJT sem carga

| Configuração | Z_i | Z_o | A_v | A_i |
|--|--|--|---|--|
| <p>Base-comum:</p>  | <p>Baixa (20 Ω)</p> $= R_E \parallel r_e$ $\cong r_e$ <p>($R_E \gg r_e$)</p> | <p>Média (2 kΩ)</p> $= R_C$ | <p>Alta (200)</p> $\cong \frac{R_C}{r_e}$ | <p>Baixa (-1)</p> $\cong -1$ |
| <p>Realimentação do coletor:</p>  | <p>Média (1 kΩ)</p> $= \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}}$ <p>($r_o \geq 10R_C$)</p> | <p>Média (2 kΩ)</p> $\cong R_C \parallel R_F$ <p>($r_o \geq 10R_C$)</p> | <p>Alta (-200)</p> $\cong -\frac{R_C}{r_e}$ <p>($r_o \geq 10R_C$) ($R_F \gg R_C$)</p> | <p>Alta (50)</p> $= \frac{\beta R_F}{R_F + \beta R_C}$ $\cong \frac{R_F}{R_C}$ |



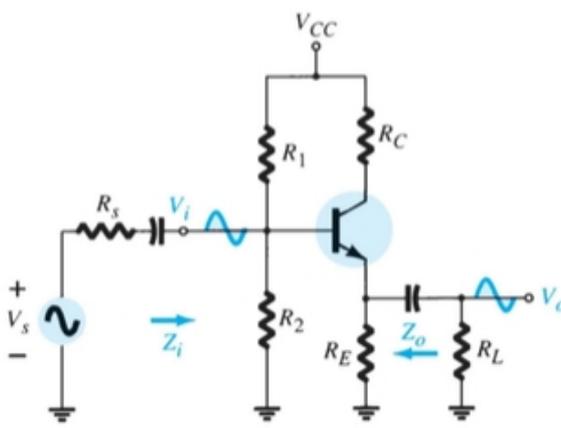
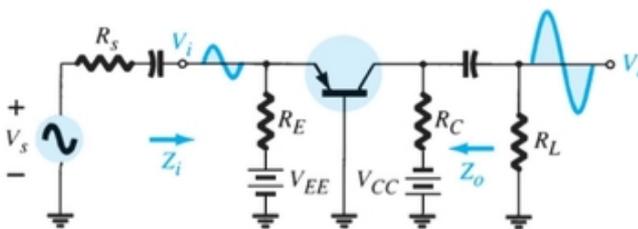
Amplificadores Transistorizados com BJT

Efeito de R_s e R_L

| Configuração | $A_{v_L} = V_o/V_i$ | Z_i | Z_o |
|--|--|---|---------------------|
|  | $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{r_e}$ | $R_B \parallel \beta r_e$ | R_C |
| | Incluindo r_o : | | |
| | $-\frac{(R_L \parallel R_C \parallel r_o)}{r_e}$ | $R_B \parallel \beta r_e$ | $R_C \parallel r_o$ |
|  | $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{r_e}$ | $R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$ | R_C |
| | Incluindo r_o : | | |
| | $-\frac{(R_L \parallel R_C \parallel r_o)}{r_e}$ | $R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$ | $R_C \parallel r_o$ |

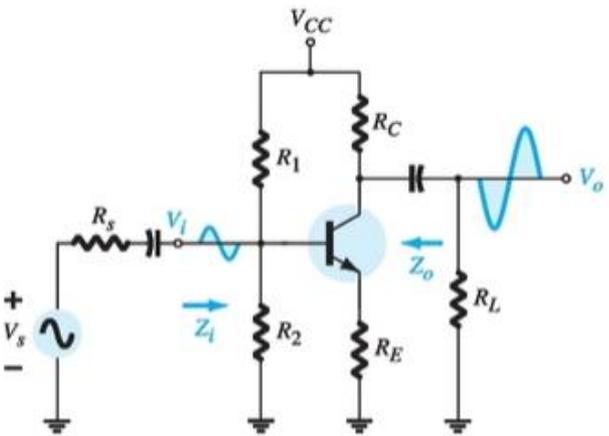
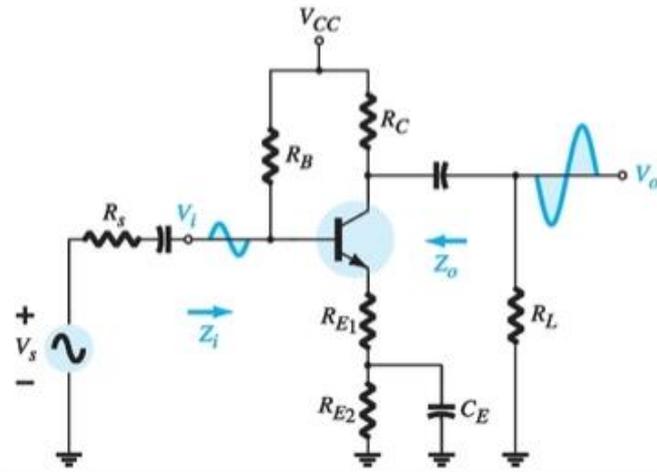
Amplificadores Transistorizados com BJT

Efeito de R_s e R_L

| Configuração | $A_{vL} = V_o/V_i$ | Z_i | Z_o |
|--|---|--|--|
|  | $\cong 1$ | $R'_E = R_L \parallel R_E$ $R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R'_E)$ | $R'_s = R_s \parallel R_1 \parallel R_2$ $R_E \parallel \left(\frac{R'_s}{\beta} + r_e \right)$ |
| | Incluindo r_o : $\cong 1$ | $R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R'_E)$ | $R_E \parallel \left(\frac{R'_s}{\beta} + r_e \right)$ |
|  | $\cong \frac{-(R_L \parallel R_C)}{r_e}$ | $R_E \parallel r_e$ | R_C |
| | Incluindo r_o : $\cong \frac{-(R_L \parallel R_C \parallel r_o)}{r_e}$ | $R_E \parallel r_e$ | $R_C \parallel r_o$ |

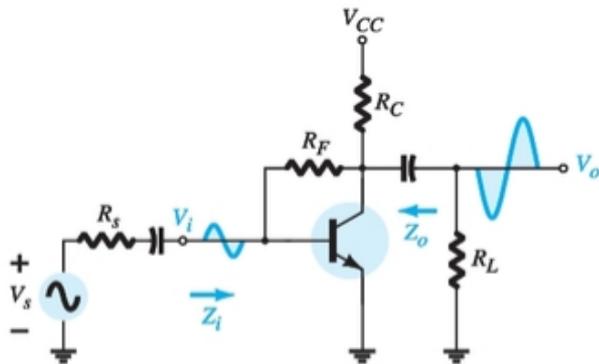
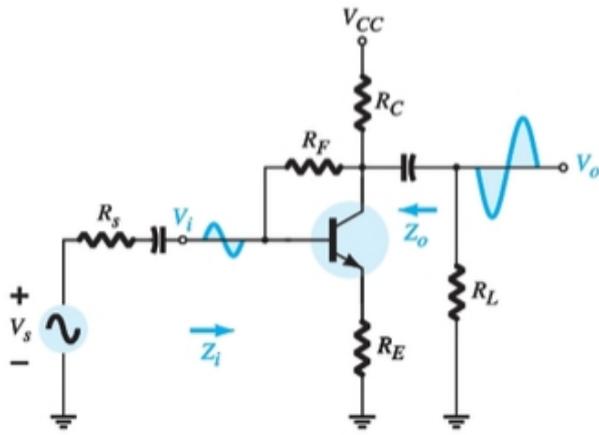
Amplificadores Transistorizados com BJT

Efeito de R_s e R_L

| Configuração | $A_{v_L} = V_o/V_i$ | Z_i | Z_o |
|--|--|--|-------------|
|  | $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$ | $R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R_E)$ | R_C |
| | Incluindo r_o : $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$ | $R_1 \parallel R_2 \parallel \beta(r_e + R_E)$ | $\cong R_C$ |
|  | $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_{E1}}$ | $R_B \parallel \beta(r_e + R_{E1})$ | R_C |
| | Incluindo r_o : $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_{E1}}$ | $R_B \parallel \beta(r_e + R_E)$ | $\cong R_C$ |

Amplificadores Transistorizados com BJT

Efeito de R_s e R_L

| Configuração | $A_{v_L} = V_o/V_i$ | Z_i | Z_o |
|--|---|---|-----------------------------------|
|  | $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{r_e}$ | $\beta r_e \parallel \frac{R_F}{ A_v }$ | R_C |
| | Incluindo r_o : $\frac{-(R_L \parallel R_C \parallel r_o)}{r_e}$ | $\beta r_e \parallel \frac{R_F}{ A_v }$ | $R_C \parallel R_F \parallel r_o$ |
|  | $\frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$ | $\beta R_E \parallel \frac{R_F}{ A_v }$ | $\cong R_C \parallel R_F$ |
| | Incluindo r_o : $\cong \frac{-(R_L \parallel R_C)}{R_E}$ | $\cong \beta R_E \parallel \frac{R_F}{ A_v }$ | $\cong R_C \parallel R_F$ |

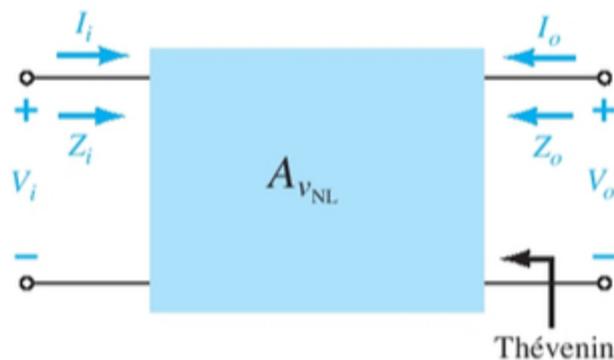


Fig. 5.61

No processo de projeto, muitas vezes é necessário trabalhar com as características de terminal de um dispositivo em vez de com os componentes individuais do sistema. Em outras palavras, o projetista recebe um pacote do produto com uma lista de dados referentes a suas características, mas ele não tem acesso à estrutura interna. Esta seção relacionará os parâmetros importantes determinados para uma série de configurações das seções anteriores com os parâmetros importantes desse sistema empacotado (“lacrado”). O resultado será a compreensão de como cada parâmetro desse sistema se relaciona com o amplificador ou com o circuito reais. O sistema da Figura 5.61 é denominado sistema de duas portas porque existem dois conjuntos de terminais — um na entrada e outro na saída. Neste ponto, é especialmente importante observar que

os dados em torno de um sistema empacotado são os dados sem carga.

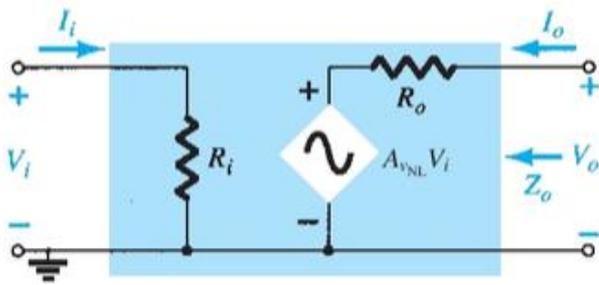


Fig. 5.62 – Substituição dos elementos internos no sistema de duas portas

Para o sistema de duas portas da Figura 5.61, a polaridade das tensões e o sentido das correntes são como definidos. Se as correntes tiverem um sentido diferente ou as tensões tiverem uma polaridade diferente em relação à Figura 5.61, um sinal negativo deverá ser aplicado. Note novamente o uso da notação A_{vNL} para indicar que o ganho de tensão fornecido será o valor sem carga.

Para os amplificadores, os parâmetros relevantes foram esboçados dentro dos limites do sistema de duas portas, como mostra a Figura 5.62. As resistências de entrada e saída de um amplificador empacotado costumam ser fornecidas com o ganho sem carga. Elas podem ser inseridas, então, como mostra a Figura 5.62 para representar o pacote.

Sem Carga

Para a situação sem carga, a tensão de saída é

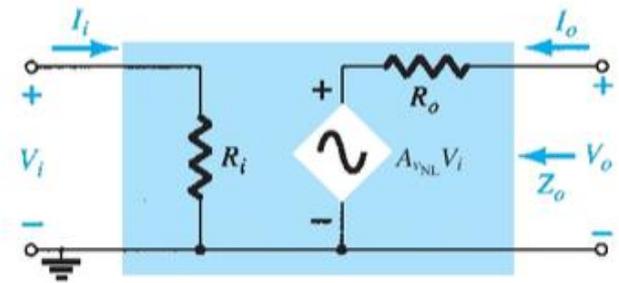
$$V_o = A_{vNL} V_i \quad (5.86)$$

A resistência de saída é definida por $V_i = 0V$. Sob tais condições, a quantidade $A_{vNL} V_i$ também é igual a zero volt e pode ser substituída por um equivalente de curto-circuito. O resultado é:

$$Z_o = R_o \quad (5.87)$$

Por fim, a impedância de entrada Z_i simplesmente relaciona a tensão aplicada à corrente de entrada resultante e:

$$Z_i = R_i \quad (5.88)$$



Com Carga

O efeito da aplicação de uma carga a um sistema de duas portas resultará na configuração da Figura 5.63. Idealmente, nenhum dos parâmetros do modelo é afetado pela alteração de cargas e valores de resistência de fonte. Entretanto, para algumas configurações a transistor, a carga aplicada pode afetar a resistência de entrada, enquanto, para outras, a resistência de saída pode ser afetada pela resistência de fonte. Em todos os casos, porém, por definição simples, o ganho sem carga não é afetado pela aplicação de uma carga. De qualquer forma, uma vez que A_{vNL} , R_i e R_o estejam definidos para determinada configuração, as equações a serem deduzidas podem ser empregadas.

A aplicação da regra do divisor de tensão no circuito de saída resulta em

$$V_o = \frac{R_L A_{vNL} V_i}{R_L + R_o}$$

e

$$A_{vL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} \quad (5.89)$$

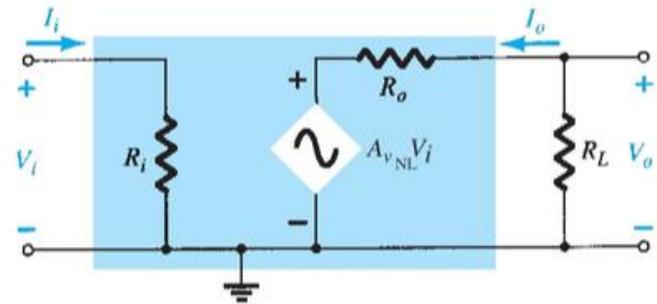


Fig. 5.63 – Aplicação de uma carga no sistema de duas portas da Fig. 5.62

Visto que a razão $R_L/(R_L + R_o)$ é sempre menor do que 1, temos evidência adicional de que o ganho de tensão com carga de um amplificador é sempre menor do que o valor sem carga.

O ganho de corrente é, então, determinado por

$$A_{i_L} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-V_o/R_L}{V_i/Z_i} = -\frac{V_o}{V_i} \frac{Z_i}{R_L}$$

e

$$A_{i_L} = -A_{v_L} \frac{Z_i}{R_L} \quad (5.90)$$

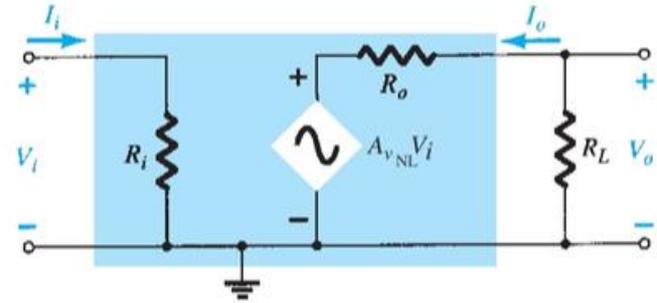


Fig. 5.63 – Aplicação de uma carga no sistema de duas portas da Fig. 5.62

Sem Carga com Fonte

Agora voltamos nossa atenção para o lado de entrada do sistema de duas portas e para o efeito de uma resistência de fonte interna sobre o ganho de um amplificador. Na Figura 5.64, uma fonte com uma resistência interna foi aplicada ao sistema básico de duas portas. As definições de Z_i e A_{vNL} são tais que:

Os parâmetros Z_i e A_{vNL} de um sistema de duas portas não são afetados pela resistência interna da fonte aplicada.

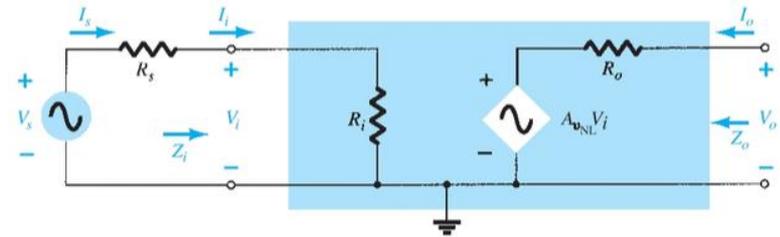


Fig. 5.64 – Inclusão do efeito da resistência de entrada R_s

No entanto:

A impedância de saída pode ser afetada pelo valor de R_s .

A fração do sinal aplicado que chega aos terminais de entrada do amplificador da Figura 5.64 é determinada pela regra do divisor de tensão. Isto é,

$$V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s} \quad (5.91)$$

A equação 5.91 mostra claramente que quanto maior o valor de R_s , menor a tensão nos terminais de entrada do amplificador. De modo geral, portanto, como mencionado anteriormente, para um amplificador específico, quanto maior a resistência interna de uma fonte de sinal, menor o ganho global do sistema.

Para o sistema de duas portas da Figura 5.64,

$$V_o = A_{vNL} V_i$$

e

$$V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s}$$

de modo que

$$V_o = A_{vNL} \frac{R_i}{R_i + R_s} V_s$$

e

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_{vNL} \quad (5.92)$$

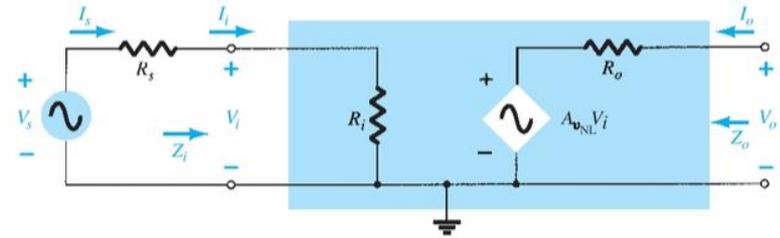


Fig. 5.64 – Inclusão do efeito da resistência de entrada R_s

Com Carga com Fonte

Os efeitos de R_s e R_L foram demonstrados individualmente. A próxima questão é como a presença de ambos os fatores no mesmo circuito afetará o ganho total. Na Figura 5.65, uma fonte com resistência interna R_s e uma carga R_L foram aplicadas a um sistema de duas portas para o qual os parâmetros Z_i , A_{vNL} e Z_o foram especificados. Por enquanto, vamos supor que Z_i e Z_o não são afetados por R_L e R_s , respectivamente.

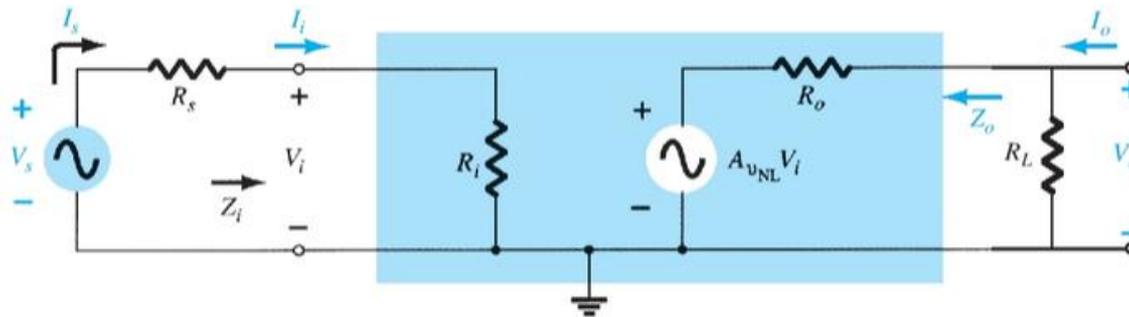


Fig. 5.65 Consideração dos efeitos de R_s e R_L sobre o ganho de um amplificador

No lado de entrada, encontramos

$$\text{Equação 5.91: } V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s}$$

ou

$$\boxed{\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}} \quad (5.93)$$

e, no lado de saída,

$$V_o = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} V_i$$

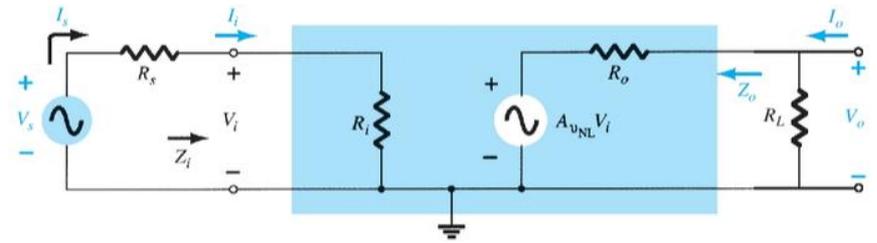
$$\text{ou } A_{vL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L A_{vNL}}{R_L + R_o} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} \quad (5.94)$$

Para o ganho total $A_{v_s} = V_o/V_s$, as seguintes operações matemáticas podem ser realizadas:

$$\boxed{A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s}} \quad (5.95)$$

e substituindo as equações 5.93 e 5.94 temos:

$$\boxed{A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL}} \quad (5.96)$$



Visto que $I_i = V_i/R_i$, como anteriormente,

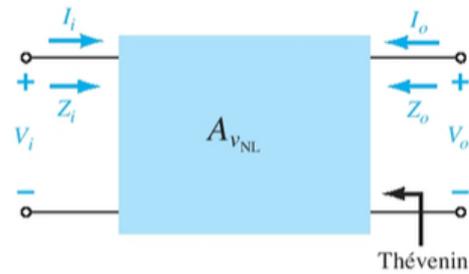
$$A_{i_L} = -A_{v_L} \frac{R_i}{R_L} \quad (5.97)$$

ou, usando $I_s = V_s/(R_s + R_i)$,

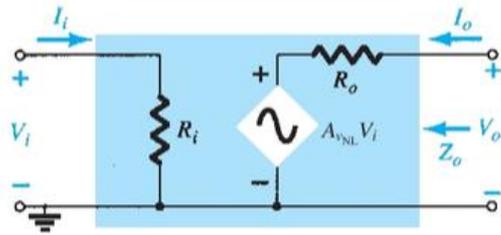
$$A_{i_s} = -A_{v_s} \frac{R_s + R_i}{R_L} \quad (5.98)$$

Resumo

Sistemas de Duas Portas



Sem Carga

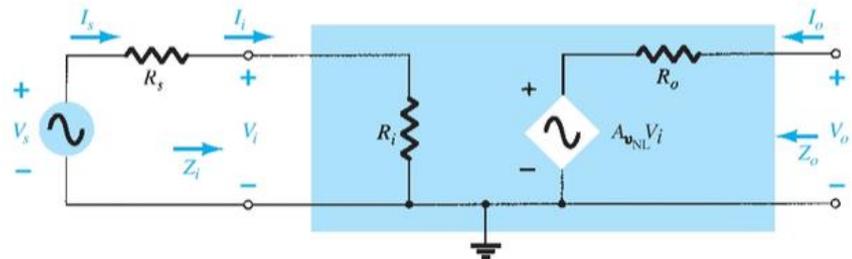


$$V_o = A_{VNL} V_i$$

$$Z_o = R_o$$

$$Z_i = R_i$$

Sem Carga com Fonte

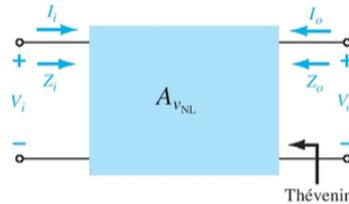


$$V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s}$$

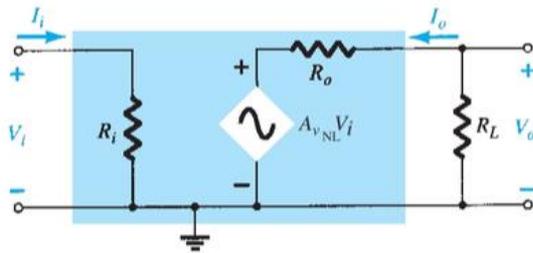
$$A_{V_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_{VNL}$$

Resumo

Sistemas de Duas Portas



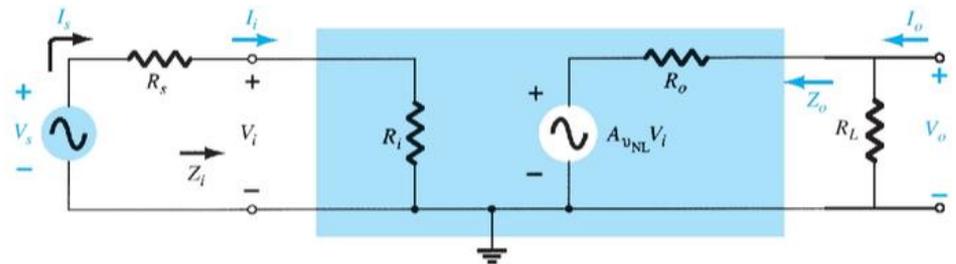
Com Carga



$$A_{VL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{VNL}$$

$$A_{iL} = -A_{VL} \frac{Z_i}{R_L}$$

Com Carga com Fonte



$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$A_{iL} = -A_{VL} \frac{R_i}{R_L}$$

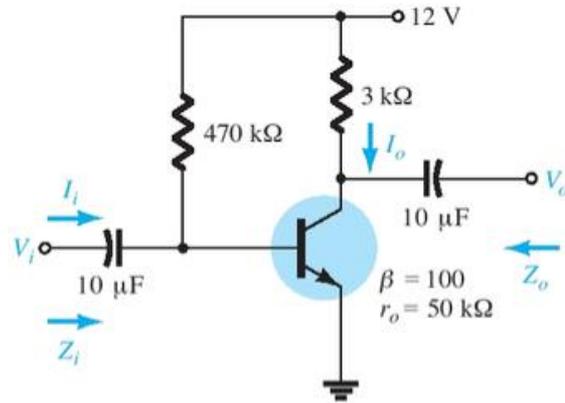
$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s}$$

$$A_{i_s} = -A_{v_s} \frac{R_s + R_i}{R_L}$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{VNL}$$

$$A_{iT} = -A_{vT} \frac{Z_{i1}}{R_L}$$

Exercício 1: No circuito abaixo com polarização fixa mostra-se que $r_e = 10.71\Omega$, $Z_i = 1.07\text{k}\Omega$, $Z_o = 3\text{k}\Omega$ e $A_v = -280.11$. Determine os mesmo parâmetros para um carga de $4.7\text{k}\Omega$ e um resistência de fonte de $0,3\text{k}\Omega$



A_{vL}

$$A_{vL} = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e} = -\frac{3\text{ k}\Omega \parallel 4,7\text{ k}\Omega}{10,71\ \Omega} = \mathbf{-170,98}$$
 (menor que A_v !)

A_{vS}

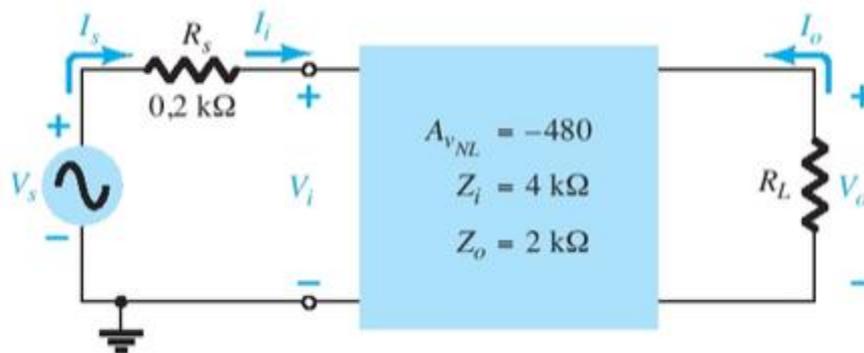
$$A_{vS} = \frac{Z_i}{Z_i + R_S} A_{vL} = \frac{1,07\text{ k}\Omega}{1,07\text{ k}\Omega + 0,3\text{ k}\Omega} (-170,98) = \mathbf{-133,54}$$
 (menor que A_{NL} ou A_{vL} !)

Esse exercício demonstra que $A_{vNL} > A_{vL} > A_{vS}$

Z_o

$$Z_o = R_C = \mathbf{3\text{ k}\Omega}$$

Exercício 2: No amplificador da figura abaixo não são conhecidos os parâmetros internos. Determine: a) A_{vL} com $R_L = 1.2\text{K}\Omega$ e compare com o ganho sem carga e A_{vL} com $R_L = 5.6\text{K}\Omega$; b) A_{vS} com $R_L = 1.2\text{K}$, d) A_i com $R_L = 5.6\text{K}\Omega$.



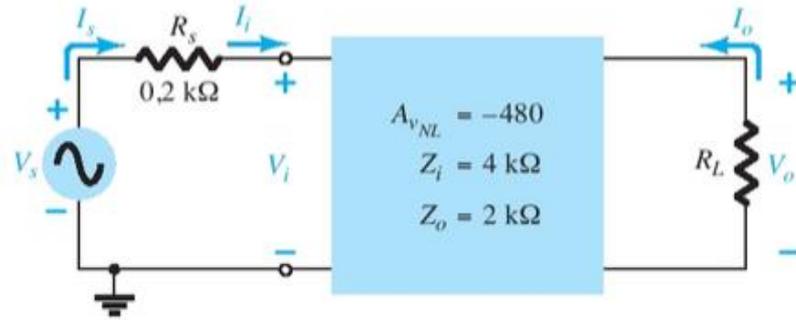
A_{vL} com $R_L = 1.2\text{K}\Omega$

$$A_{vL} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} = \frac{1,2 \text{ k}\Omega}{1,2 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} (-480) = -180 \quad (\text{queda drástica em relação à } A_{vNL} !)$$

A_{vL} com $R_L = 5.6\text{K}\Omega$

$$A_{vL} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL} = \frac{5,6 \text{ k}\Omega}{5,6 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega} (-480) = -353,76$$

$R_L \uparrow$ então $A_{vL} \uparrow$



■ A_{v_s} com $R_L = 1.2\text{k}\Omega$

$$A_{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{v_{NL}} = \frac{4\text{k}\Omega}{4\text{k}\Omega + 0,2\text{k}\Omega} \cdot \frac{1,2\text{k}\Omega}{1,2\text{k}\Omega + 2\text{k}\Omega} (-480) = -171,36$$

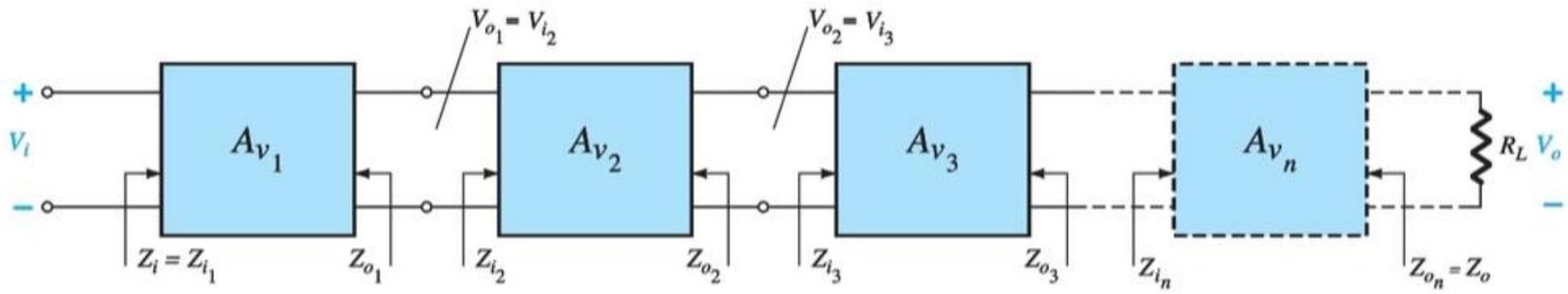
O ganho A_{v_s} é próximo de A_v porque $R_s \ll R_i$!

■ A_i com $R_L = 5.6\text{k}\Omega$

$$A_{iL} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_s} = -A_{vL} \frac{Z_i}{R_L} = -(-353,76) \left(\frac{4\text{k}\Omega}{5,6\text{k}\Omega} \right) = -252,6$$

5.16

Sistemas em Cascata



A_{v_1}, A_{v_2}, \dots São ganhos de tensão de cada estágio com carga.

A impedância de entrada do **circuito n** atua como carga para o **circuito n-1**.

O circuito n determina a intensidade do sinal e impedância da fonte de entrada do circuito n+1.

$$A_{v_T} = A_{v_1} \cdot A_{v_2} \cdot A_{v_3} \cdot \dots$$

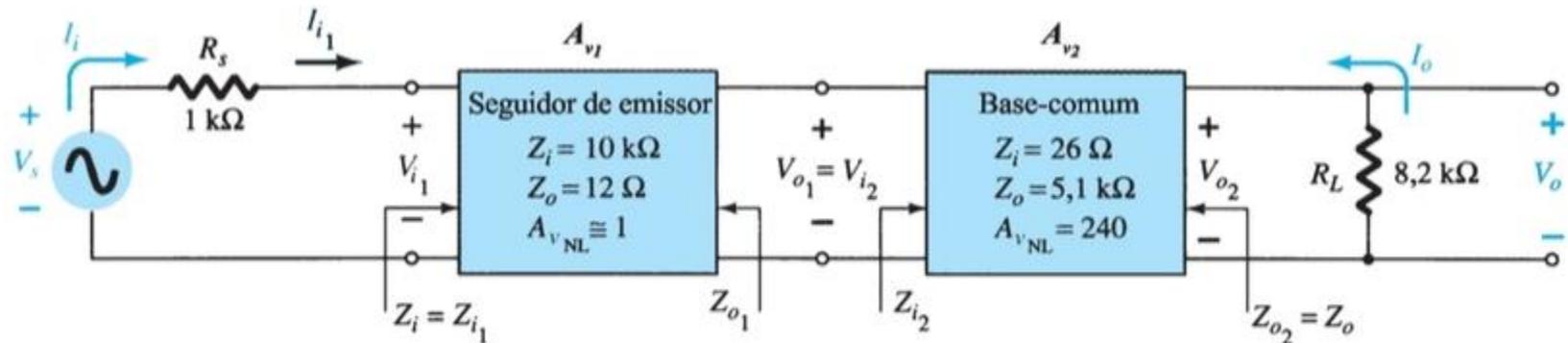
$$A_{i_T} = -A_{v_T} \frac{Z_{i_1}}{R_L}$$

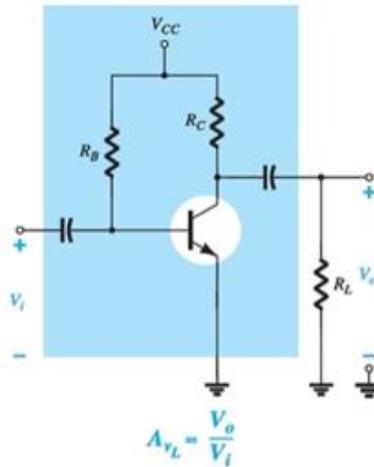
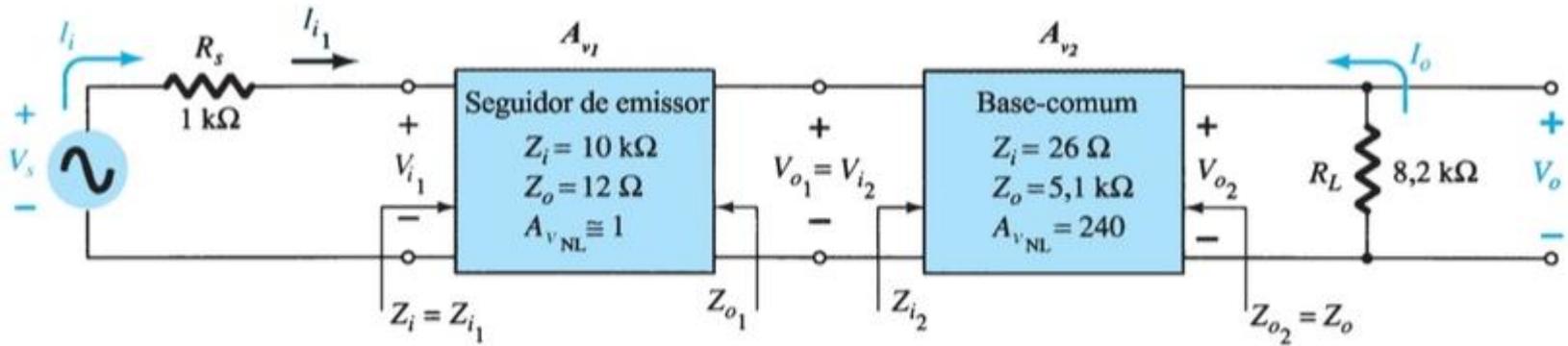
Exemplo 3: O circuito abaixo de dois estágios utiliza um estágio seguidor de emissor antes de um estágio base-comum para assegurar que o máximo percentual do sinal aplicado apareça nos terminais de entrada do amplificador base-comum.

Seguidor de Emissor: é frequentemente usada para fins de casamento de impedância: apresenta uma **alta impedância de entrada e baixa impedância de saída.**

Na figura os valores sem carga são fornecidos para cada circuito, com exceção de Z_i e Z_o para o seguidor de emissor, os quais são valores com carga. Determine:

- O ganho com carga para cada estágio (A_{v1} e A_{v2}).
- O ganho total para o sistema (A_v e A_s).
- O ganho de corrente para o sistema (A_{iT}).
- O ganho total para o sistema se a configuração de seguidor de emissor for removida.





Ganho com carga para cada estágio (A_{v1} e A_{v2})

$$A_{vL} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{vNL}$$

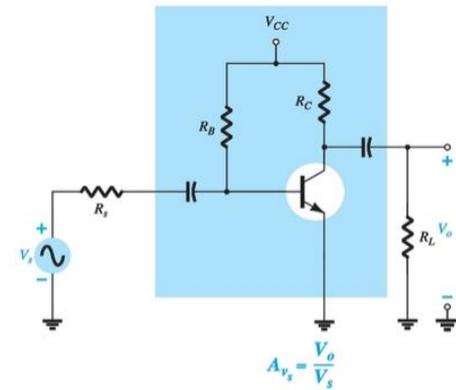
$$V_{o1} = \frac{Z_{i2}}{Z_{i2} + Z_{o1}} A_{vNL} V_{i1} = \frac{26 \Omega}{26 \Omega + 12 \Omega} (1) V_{i1} = 0,684 V_{i1} \quad \longrightarrow \quad A_{v1} = \frac{V_{o1}}{V_{i1}} = \mathbf{0,684}$$

$$V_{o2} = \frac{R_L}{R_L + R_{o2}} A_{vNL} V_{i2} = \frac{8,2 \text{ k}\Omega}{8,2 \text{ k}\Omega + 5,1 \text{ k}\Omega} (240) V_{i2} = 147,97 V_{i2} \quad \longrightarrow \quad A_{v2} = \frac{V_{o2}}{V_{i2}} = \mathbf{147,97}$$

Ganho total para o sistema (A_{vT} e A_{vS})

$$A_{vT} = A_{v1} A_{v2} = (0,684)(147,97) = \mathbf{101,20}$$

$$A_{vS} = \frac{Z_{i1}}{Z_{i1} + R_s} A_{vT} = \frac{(10 \text{ k}\Omega)(101,20)}{10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = \mathbf{92}$$



Ganho de corrente para o sistema (A_{iT})

$$A_{iT} = -A_{vT} \frac{Z_{i1}}{R_L} = -(101,20) \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{8,2 \text{ k}\Omega} \right) = \mathbf{-123,41}$$

Ganho total para o sistema (A_{vS}) se a configuração de seguidor de emissor for removida.

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{V_o}{V_i}$$

$$V_i = \frac{Z_{iCB}}{Z_{iCB} + R_s} V_s = \frac{26 \Omega}{26 \Omega + 1 \text{ k}\Omega} V_s = 0,025 V_s \rightarrow \frac{V_i}{V_s} = 0,025$$

$$A_{v2} = \frac{V_{o2}}{V_{i2}} = \mathbf{147,97}$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_i}{V_s} \cdot \frac{V_o}{V_i} = (0,025)(147,97) = \mathbf{3,7}$$

**Diminuição
Significativa !**

Conclusão

1

No total o ganho é cerca de 25 vezes maior quando a configuração seguidor de emissor é usada para repassar o sinal para os estágios amplificadores.

2

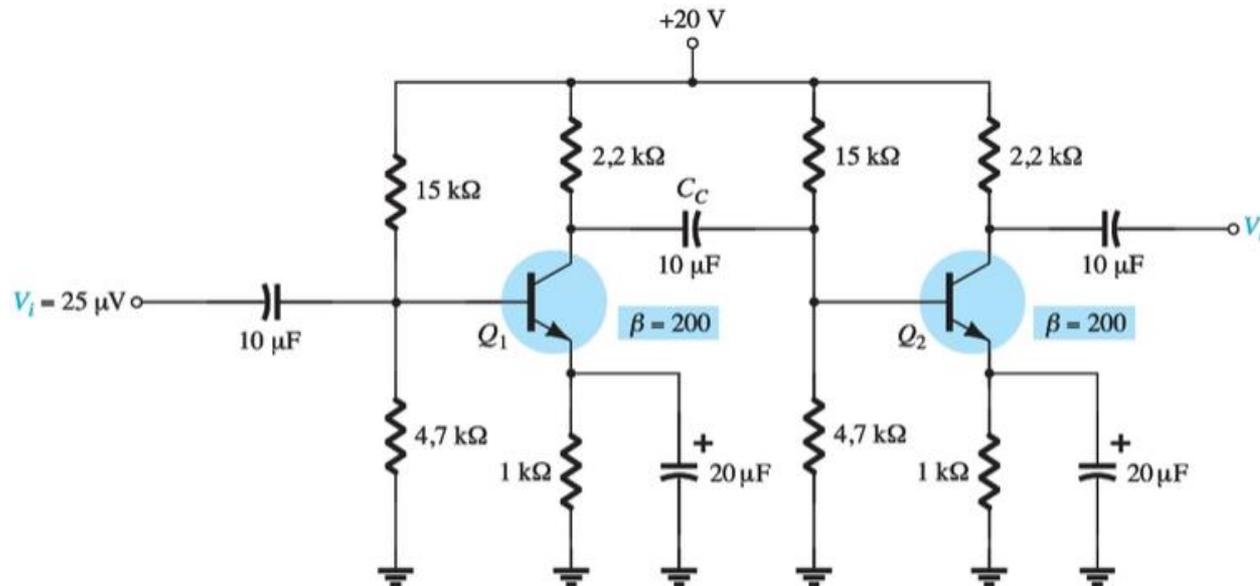
É importante que a impedância de saída do primeiro estágio seja relativamente próxima à impedância de entrada do segundo estágio ou o sinal teria sido “perdido” pela ação do divisor de tensão.

Amplificadores BJT com Acoplamento Capacitivo

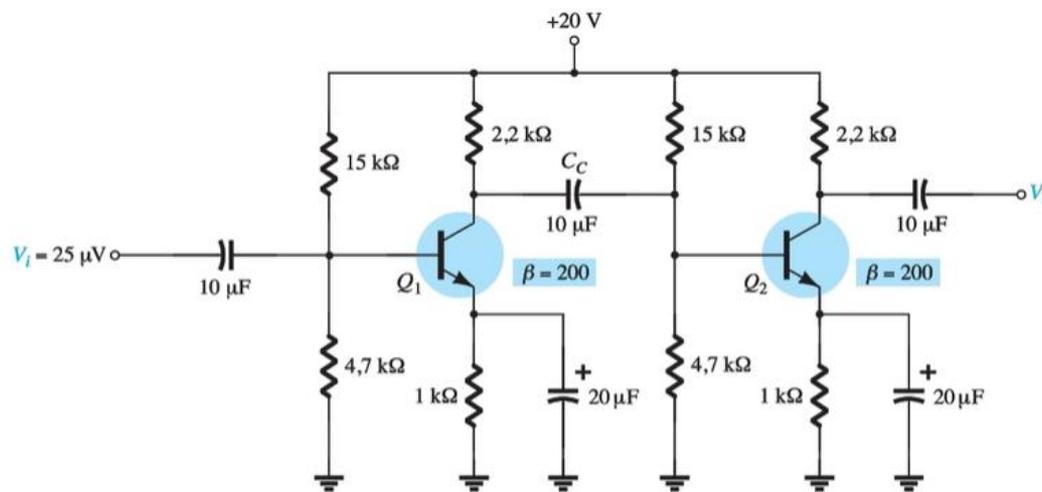
Uma conexão comum de estágios amplificadores é o acoplamento capacitivo como exemplificado na figura abaixo.

O capacitor C_C isola os dois estágios na análise DC mas atua como equivalente de curto circuito na análise AC.

A impedância de entrada do segundo estágio atua como uma carga no primeiro, o que permite a mesma abordagem de um sistema de duas portas.



Exemplo :



Calcular:

- O ganho de tensão sem carga e a tensão de saída.
- O ganho global e a tensão de saída se uma carga de 4.7KΩ for aplicada ao segundo estágio. Compare os resultados dos itens a) e b).
- A impedância de entrada do primeiro estágio e a impedância de saída do segundo estágio.

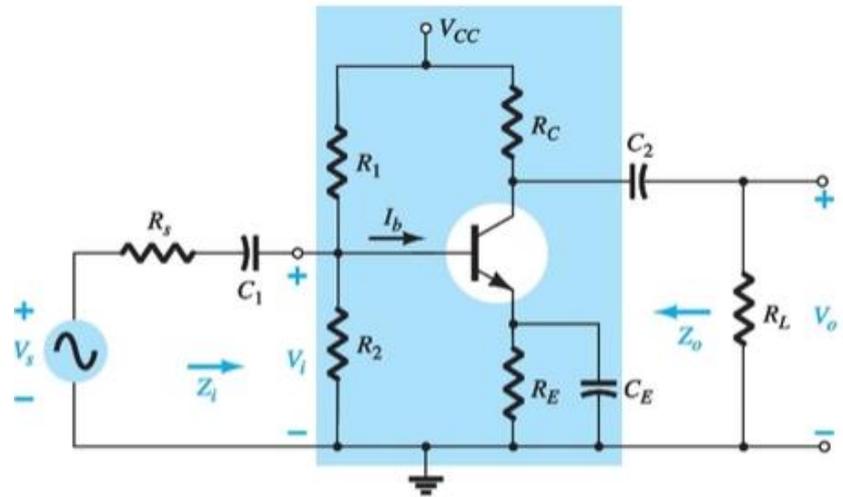
Análise DC

$$V_B = 4,7 \text{ V}, V_E = 4,0 \text{ V}, V_C = 11 \text{ V}, I_E = 4,0 \text{ mA}$$

Cálculo de r_e

$$\rightarrow r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{4 \text{ mA}} = 6,5 \Omega$$

Recordação:



$$A_{vL} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{r_e}$$

se $r_o \geq 10R_C$

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$$

$$Z_o = R_C \parallel r_o$$

$$Z_o \cong R_C$$

se $r_o \geq 10R_C$

a Ganho de tensão sem carga e tensão de saída.

1 A carga do estágio 1 (R_L) é a impedância de entrada do estágio 2 (Z_{i2}):

$$Z_{i2} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$$

2 Cálculo do ganho para o primeiro estágio (A_{v1}):

$$A_{v1} = -\frac{R_C \parallel Z_{i2}}{r_e} \rightarrow A_{v1} = -\frac{R_C \parallel (R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e)}{r_e}$$

$$= -\frac{(2,2 \text{ k}\Omega) \parallel [15 \text{ k}\Omega \parallel 4,7 \text{ k}\Omega \parallel (200)(6,5 \text{ }\Omega)]}{6,5 \text{ }\Omega} = -102,3$$

3 Ganho para o segundo estágio sem carga ($A_{v2(NL)}$):

$$A_{v2(NL)} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2,2 \text{ k}\Omega}{6,5 \Omega} = -338,46$$

4 Ganho global sem carga ($A_{vT(NL)}$):

$$A_{vT(NL)} = A_{vL} A_{v2(NL)} = (-102,3)(-338,46) \cong 34,6 \times 10^3$$

5 Tensão de saída (V_o):

$$V_o = A_{vT(NL)} V_i = (34,6 \times 10^3)(25 \mu\text{V}) \cong 865 \text{ mV}$$

b O ganho global e a tensão de saída se uma carga de $4,7 \text{ k}\Omega$ for aplicada ao segundo estágio.

1 Ganho Global (A_{vT}):

$$A_{vT} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + Z_o} A_{vT(NL)} = \frac{4,7 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} (34,6 \times 10^3) \cong 23,6 \times 10^3$$

2 Tensão de saída (V_o):

$$V_o = A_{vT} V_i = (23,6 \times 10^3)(25 \mu\text{V}) = 590 \text{ mV}$$

Comparando os resultados dos itens a) e b).

O ganho de tensão com carga diminui e, conseqüentemente, a tensão de saída !

c

A impedância de entrada do primeiro estágio e a impedância de saída do segundo estágio.

1

Impedância de entrada do primeiro estágio (Z_{i1}):

$$Z_{i1} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e = 4,7 \text{ k}\Omega \parallel 15 \text{ k}\Omega \parallel (200)(6,5 \Omega) = \mathbf{953,6 \Omega}$$

2

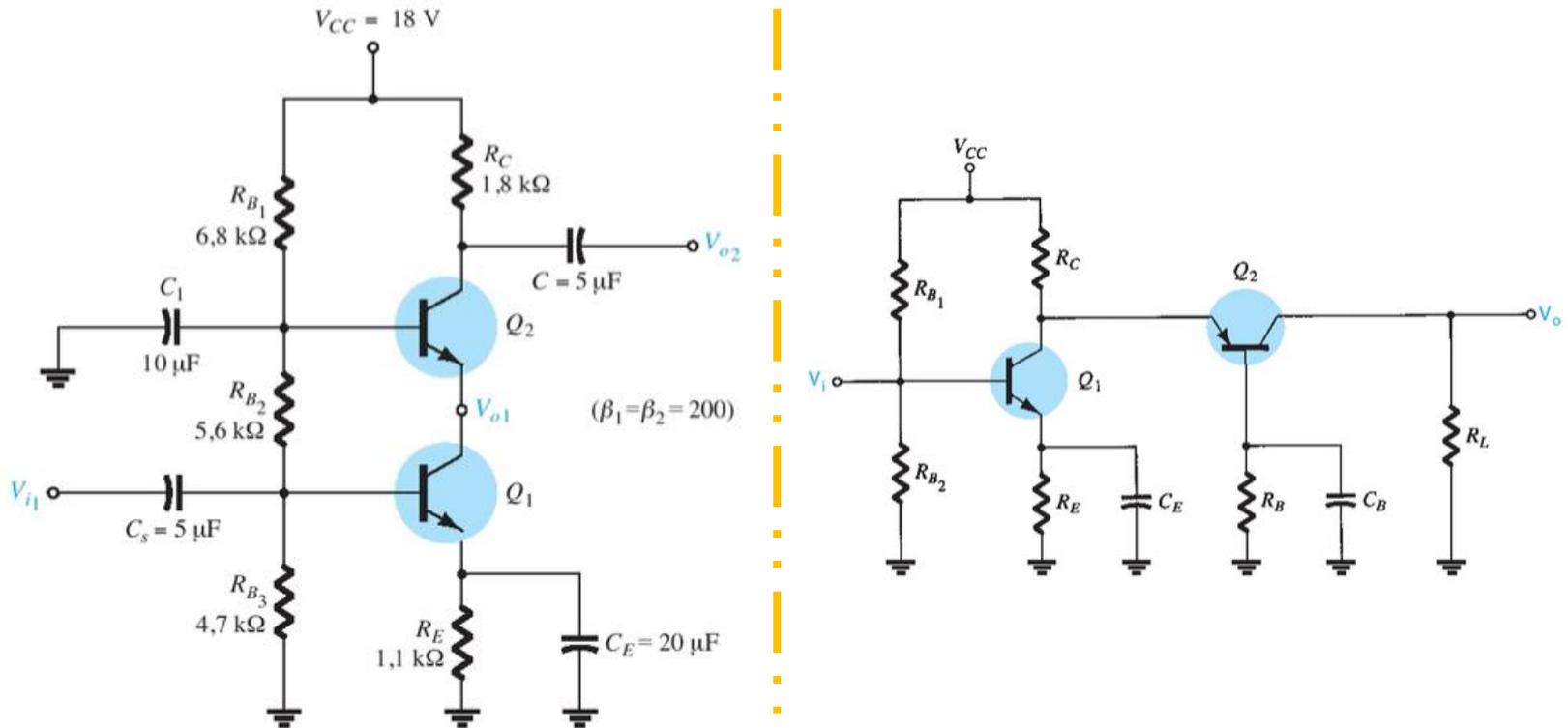
Impedância de entrada do segundo estágio (Z_{o2}):

$$Z_{o2} = R_C = \mathbf{2,2 \text{ k}\Omega}$$

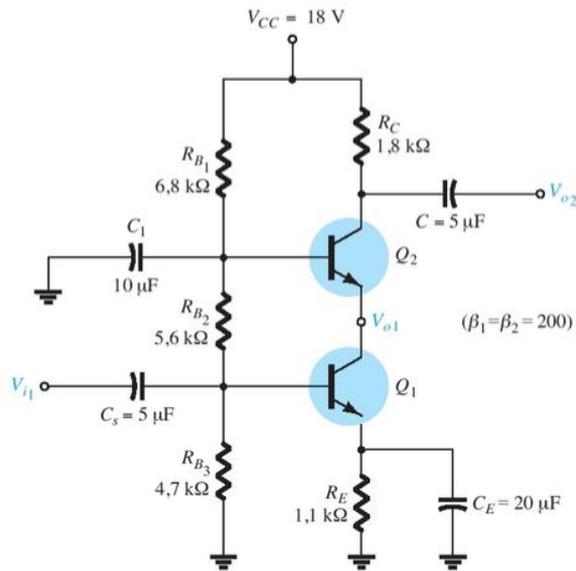
Conexão Cascode

A configuração cascode é caracterizada pelo conexão do coletor de um transistor com o emissor do transistor seguinte.

As seguintes configurações são possíveis:



Conexões Cascode



Equações de Polarização

$$V_{B1} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} V_{CC}$$

$$V_{B2} = \frac{(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} V_{CC}$$

$$V_{E1} = V_{B1} - V_{BE1}$$

$$V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2}$$

$$I_{C2} \cong I_{E2} \cong I_{C1} \cong I_{E1} = \frac{V_{B1} - V_{BE1}}{R_E}$$

$$V_{C1} = V_{B2} - V_{BE2}$$

$$V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_C$$

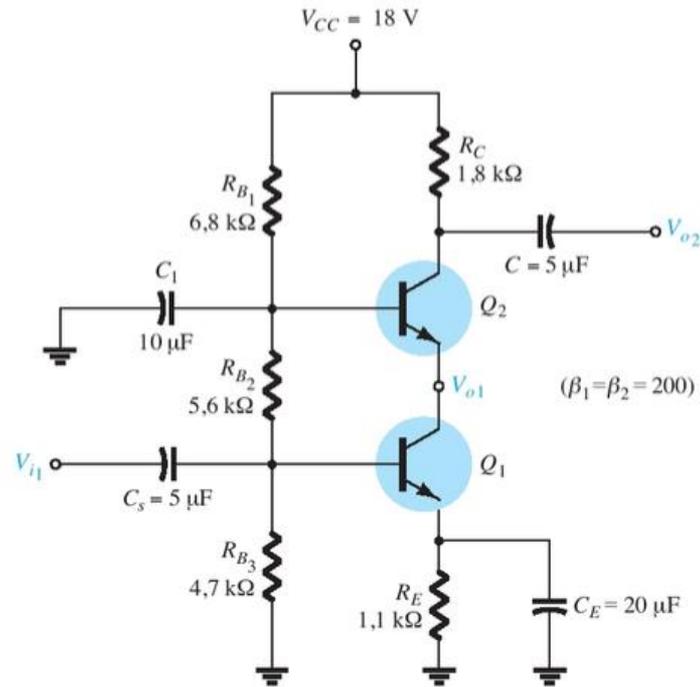
$$I_{R1} \cong I_{R2} \cong I_{R3} = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2}$$

Exercício

Calcular o ganho de tensão sem carga (A_{VT}) para a configuração cascode da figura abaixo.

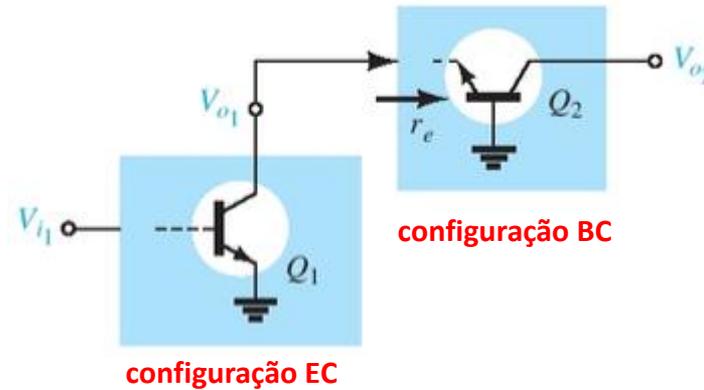


1 Polarização DC:

A análise DC resulta em:

$$V_{B1} = 4,9 \text{ V}, \quad V_{B2} = 10,8 \text{ V}, \quad I_{C1} \cong I_{C2} = 3,8 \text{ mA}$$

- 2 A carga no transistor Q_1 é a impedância de entrada de Q_2 (**na análise AC a base de Q_1 e Q_2 são aterradas e a configuração é BC**), conforme figura abaixo.



Expressão de A_v para BC:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}$$

$$I_{E1} \approx I_{E2} = 3.8 \text{ mA}$$

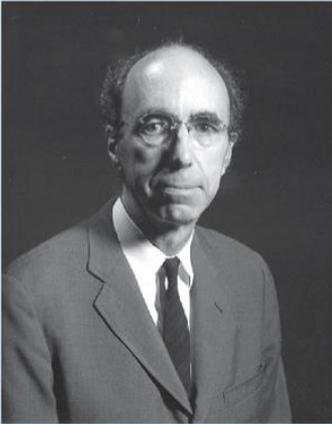
$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} \cong \frac{26 \text{ mV}}{3.8 \text{ mA}} = 6.8 \ \Omega$$

↓ configuração EC

$$A_{v1} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{r_e}{r_e} = -1$$

$$A_{v2} = \frac{R_C}{r_e} = \frac{1.8 \text{ k}\Omega}{6.8 \ \Omega} = 265$$

$$A_{vT} = A_{v1} A_{v2} = (-1)(265) = -265$$



Sidney Darlington (cortesia de AT&T Archives and History Center)

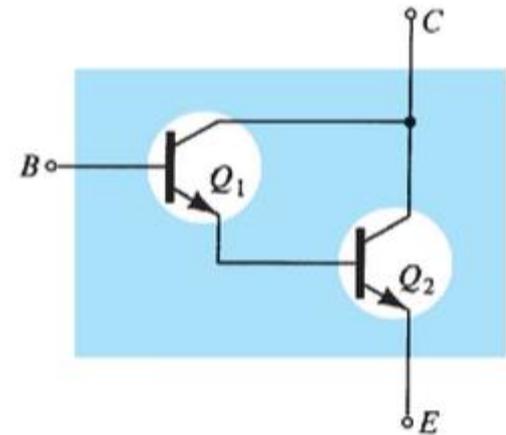
Chefe de departamento da Bell Laboratories. Professor, Departamento de Engenharia Elétrica e da Computação, da Universidade de New Hampshire.

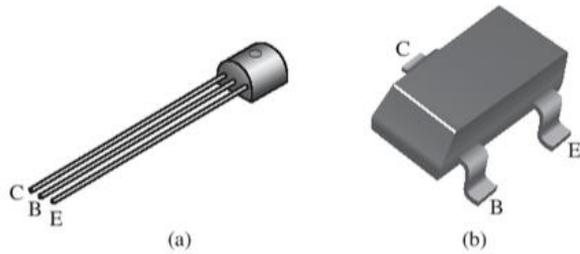
O Dr. Sidney Darlington obteve o bacharelado em Física por Harvard e em Comunicação Elétrica pelo MIT, e seu Ph.D. pela Universidade de Columbia. Em 1929, ingressou na Bell Laboratories, onde foi chefe do Departamento de Circuitos e Controle. Nesse período, fez amizade com outros colaboradores importantes, como Edward Norton e Hendrik Bode. Detentor de 24 patentes nos Estados Unidos, foi premiado com a Presidential Medal of Freedom, a mais alta honraria civil no país, em 1945, por suas contribuições ao projeto de circuitos durante a Segunda Guerra Mundial. Membro eleito da National Academy of Engineering, ele também recebeu a IEEE Edison Medal em 1975 e a IEEE Medal of Honor em 1981. Sua patente norte-americana 2 663 806 e intitulada “Semiconductor Signal Translating Device” foi emitida em 22 de dezembro de 1953, e descrevia como dois transistores podem ser construídos na configuração Darlington sobre o mesmo substrato — é, com frequência, considerada a origem da construção do CI composto. O Dr. Darlington também foi responsável pela introdução e pelo desenvolvimento da técnica de Chirp, usada em todo o mundo na transmissão por guia de onda e sistemas de radar. Ele foi o principal colaborador do Bell Laboratories Command Guidance System, que guia a maioria dos foguetes usados atualmente para colocar satélites em órbita. Esse sistema utiliza uma combinação de rastreamento por radar no solo com controle inercial do próprio foguete. O Dr. Darlington foi um ávido praticante de esportes ao ar livre, escalando trilhas, e membro da Appalachian Mountain Club. Uma das realizações que mais o orgulhou foi a escalada do Monte Washington aos 80 anos de idade.

Uma conexão muito conhecida de dois transistores bipolares de junção que opera como um transistor “super-beta” é a conexão Darlington mostrada na Figura 5.73. Sua principal característica é que o transistor composto atua como uma unidade única com um ganho de corrente que é o produto dos ganhos de corrente dos transistores individuais. Se a conexão é feita a partir de dois transistores separados com ganhos de corrente β_1 e β_2 , a conexão Darlington fornece um ganho de corrente de:

$$\beta_D = \beta_1\beta_2$$

A conexão foi introduzida por Darlington em 1953.





Base de Q_1 , coletor de Q_1 e emissor de Q_2

Especificações absolutas máximas

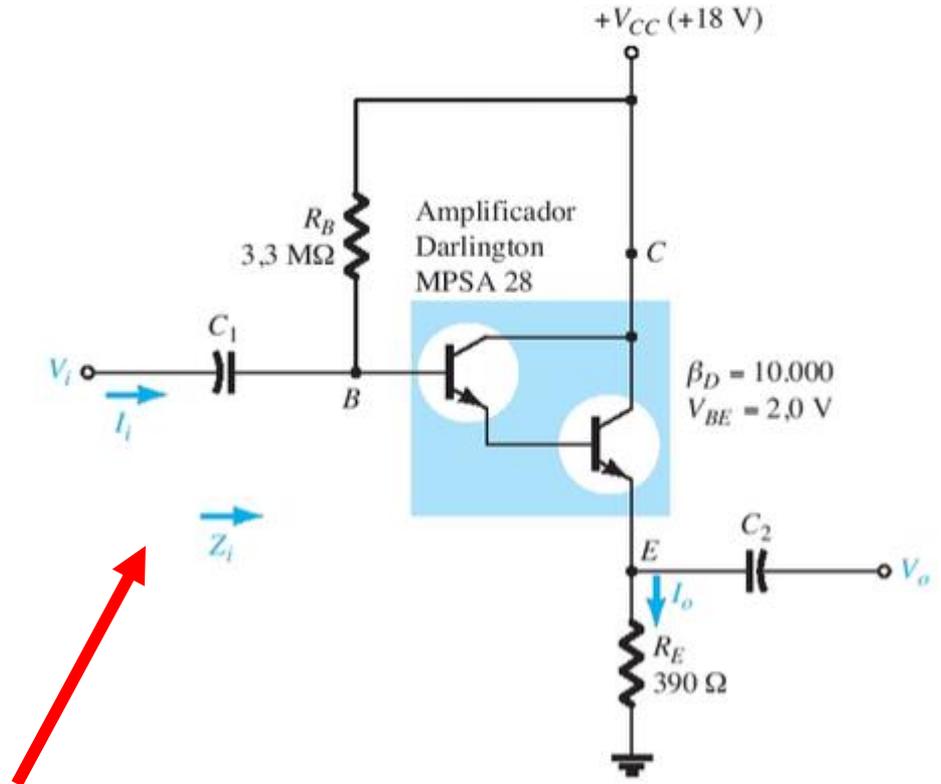
| | | |
|-----------|------------------------------|--------|
| V_{CES} | Tensão de coletor-emissor | 80 V |
| V_{CBO} | Tensão de coletor-base | 80 V |
| V_{EBO} | Tensão de emissor-base | 12 V |
| I_C | Corrente do coletor contínua | 800 mA |

Características elétricas

| | | |
|---------------|-----------------------------------|--------|
| $V_{(BR)CES}$ | Tensão de ruptura coletor-emissor | 80 V |
| $V_{(BR)CBO}$ | Tensão de ruptura coletor-base | 80 V |
| $V_{(BR)EBO}$ | Tensão de ruptura emissor-base | 12 V |
| I_{CBO} | Corrente de corte do coletor | 100 mA |
| I_{EBO} | Corrente de corte do emissor | 100 mA |

Características em condução

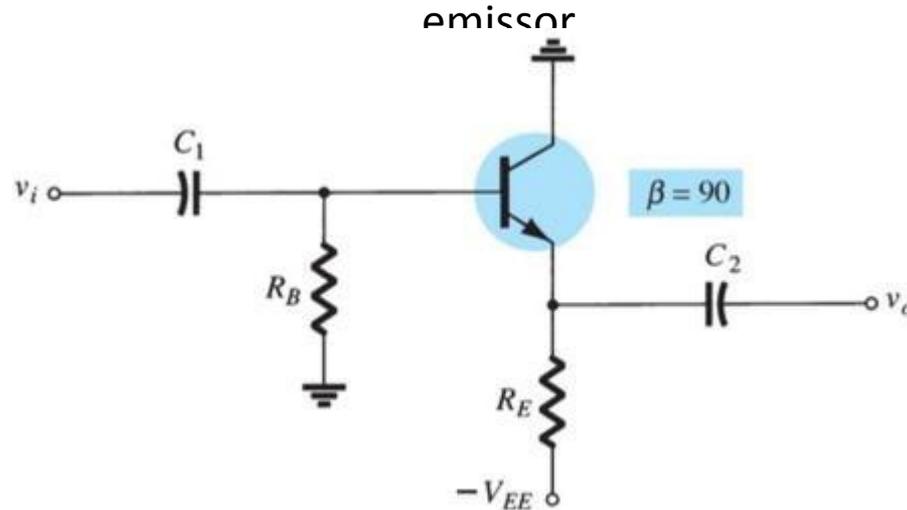
| | | |
|---------------|-------------------------------------|--------|
| h_{FE} | Ganho de corrente CC | 10.000 |
| $V_{CE(sat)}$ | Tensão de saturação coletor-emissor | 1,2 V |
| $V_{BE(on)}$ | Tensão base-emissor ligada | 2,0 V |



Recordação

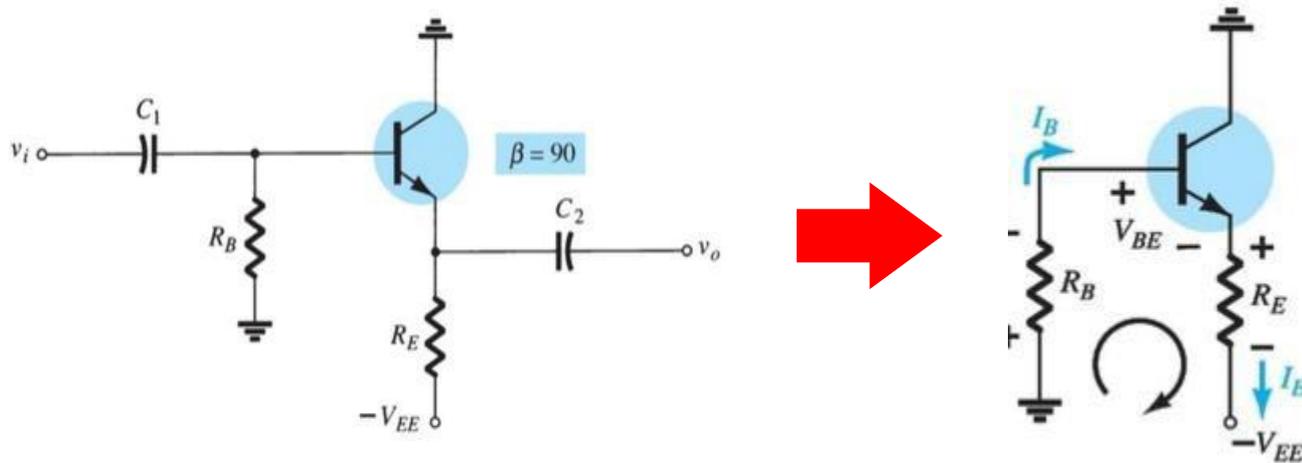
Circuito de Polarização Seguidor de Emissor

Em muitos circuitos de polarização a tensão de saída é retirada do terminal coletor do BJT. **Na polarização seguidor de emissor a saída é retirada do terminal emissor**, conforme figura abaixo. Os circuitos de polarização anteriores podem ter o sinal retirado do terminal emissor desde que haja um resistor no ramo



Circuito de Polarização Seguidor de Emissor

Equivalente CC do circuito:



Malha de Entrada

Aplicando-se a lei de Kirhchhoff obtem-se:

$$-I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E + V_{EE} = 0$$

mas $I_E = (\beta + 1)I_B \longrightarrow I_B R_B + (\beta + 1)I_B R_E = V_{EE} - V_{BE}$

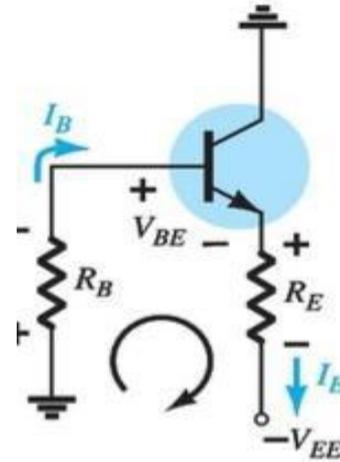
\longrightarrow
$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (4.44)$$

Malha de Saída

Aplicando-se a lei de Kirchhoff obtem-se:

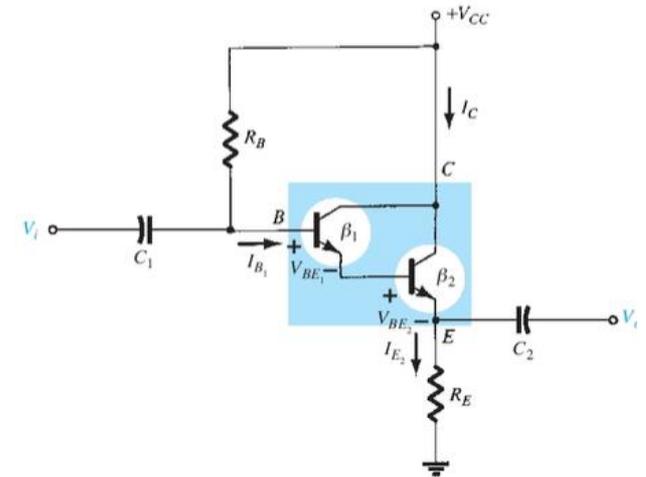
$$-V_{CE} - I_E R_E + V_{EE} = 0 \quad \rightarrow$$

$$V_{CE} = V_{EE} - I_E R_E \quad (4.45)$$



Darlington com Seguidor de Emissor

Um amplificador Darlington utilizado em uma configuração de seguidor de emissor aparece na Figura 5.75. O impacto primário de usar a configuração Darlington é uma impedância de entrada muito maior do que aquela obtida com um circuito de transistor único. O ganho de corrente também é maior, mas o ganho de tensão para um transistor único ou uma configuração Darlington permanece ligeiramente menor do que um.



A equação de I_B é uma versão modificada da equação anterior:

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$



$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE2}}{R_B + \beta_D R_E}$$

A corrente do emissor de Q_1 é igual à corrente de base de Q_2 , de modo que

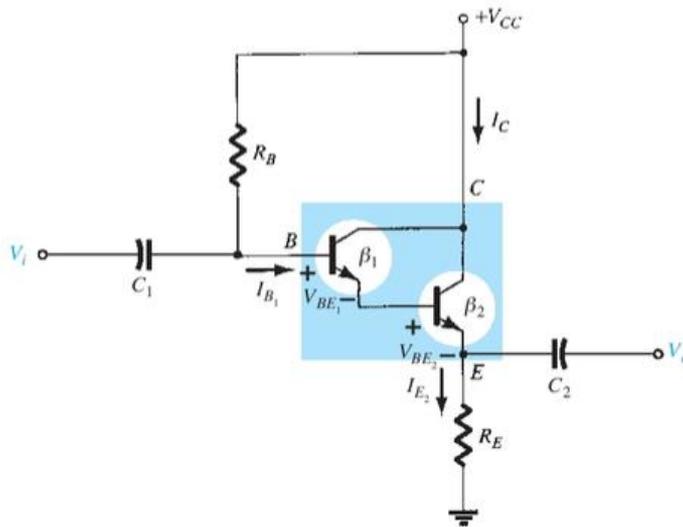
$$I_{E2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 I_{E1} = \beta_2 (\beta_1 I_{E1}) = \beta_1 \beta_2 I_{B1}$$



$$I_{C2} \cong I_{E2} = \beta_D I_{B1}$$

Resumo

Análise DC



$$I_{B_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE_1} - V_{BE_2}}{R_B + \beta_D R_E}$$

$$I_{C_2} \cong I_{E_2} = \beta_D I_{B_1}$$

$$V_{C_1} = V_{C_2} = V_{CC}$$

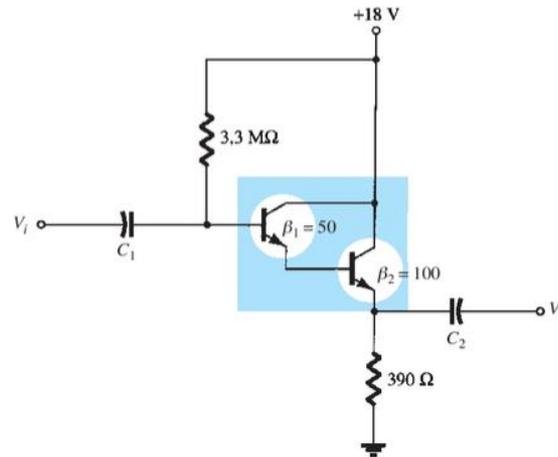
$$V_{E_2} = I_{E_2} R_E$$

$$V_{B_1} = V_{CC} - I_{B_1} R_B = V_{E_2} + V_{BE_1} + V_{BE_2}$$

$$V_{CE_2} = V_{C_2} - V_{E_2} = V_{CC} - V_{E_2}$$

Exercício

No circuito abaixo determine: a) as tensões e correntes de polarização; b) Z_i ; c) A_i ; d) A_v ; e) Z_o



a Tensões e correntes de polarização

$\beta_D = \beta_1 \beta_2 = (50)(100) = \mathbf{5000}$

$I_{B_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE_1} - V_{BE_2}}{R_B + \beta_D R_E} = \frac{18 \text{ V} - 0,7 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{3,3 \text{ M}\Omega + (5000)(390 \Omega)} = \mathbf{3,16 \mu A}$

$I_{C_2} \cong I_{E_2} = \beta_D I_{B_1} = (5000)(3,16 \text{ mA}) = \mathbf{15,80 \text{ mA}}$

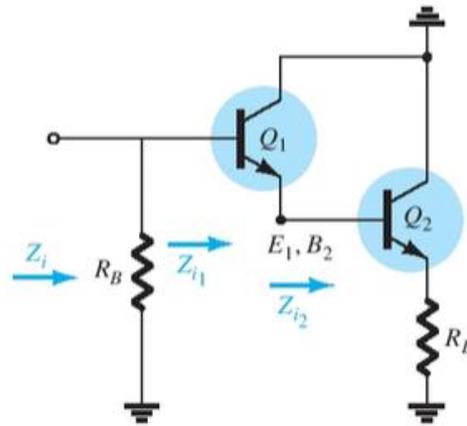
$V_{C_1} = V_{C_2} = \mathbf{18 \text{ V}}$

$$\textcircled{\bullet} V_{E_2} = I_{E_2} R_E = (15,80 \text{ mA})(390 \Omega) = \mathbf{6,16 \text{ V}}$$

$$\textcircled{\bullet} V_{B_1} = V_{E_2} + V_{BE_1} + V_{BE_2} = 6,16 \text{ V} + 0,7 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = \mathbf{7,56 \text{ V}}$$

$$\textcircled{\bullet} V_{CE_2} = V_{CC} - V_{E_2} = 18 \text{ V} - 6,16 \text{ V} = \mathbf{11,84 \text{ V}}$$

b Z_i



$$\left. \begin{aligned} Z_{i1} &= \beta_1(r_{e1} + Z_{i2}) \\ Z_{i2} &= \beta_2(r_{e2} + R_E) \end{aligned} \right\} Z_{i1} = \beta_1(r_{e1} + \beta_2(r_{e2} + R_E)) \xrightarrow{R_E \gg r_{e2}} Z_{i1} = \beta_1(r_{e1} + \beta_2 R_E)$$

$$\beta_2 R_E \gg r_{e1} \xrightarrow{\quad} Z_{i1} \cong \beta_1 \beta_2 R_E$$

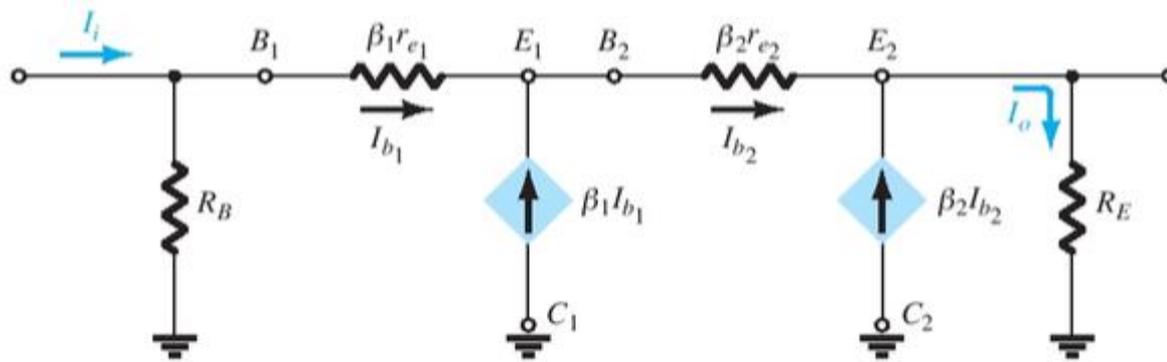
$$Z_i = R_B \parallel Z_{i1} \xrightarrow{\quad} Z_i = R_B \parallel \beta_1 \beta_2 R_E = R_B \parallel \beta_D R_E$$

OBS: Na configuração Darlington do exercício anterior:

Alta impedância de entrada !

$$Z_i = R_B \parallel \beta_D R_E = 3,3 \text{ M}\Omega \parallel (5000)(390 \text{ }\Omega) = 3,3 \text{ M}\Omega \parallel 1,95 \text{ M}\Omega = \mathbf{1,38 \text{ M}\Omega}$$

C A_i



Equivalente AC

$$\left. \begin{aligned} I_o &= I_{b2} + \beta_2 I_{b2} = (\beta_2 + 1) I_{b2} \\ I_{b2} &= \beta_1 I_{b1} + I_{b1} = (\beta_1 + 1) I_{b1} \end{aligned} \right\} I_o = (\beta_2 + 1)(\beta_1 + 1) I_{b1}$$

Regra do divisor de corrente no circuito de entrada:

$$I_{b1} = \frac{R_B}{R_B + Z_{I1}} I_i = \frac{R_B}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_E} I_i \quad \longrightarrow \quad I_o = (\beta_2 + 1)(\beta_1 + 1) \left(\frac{R_B}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_E} \right) I_i$$

$$\longrightarrow A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1) R_B}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_E}$$

$\beta_1, \beta_2 \gg 1$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta_1 \beta_2 R_B}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_E}$$

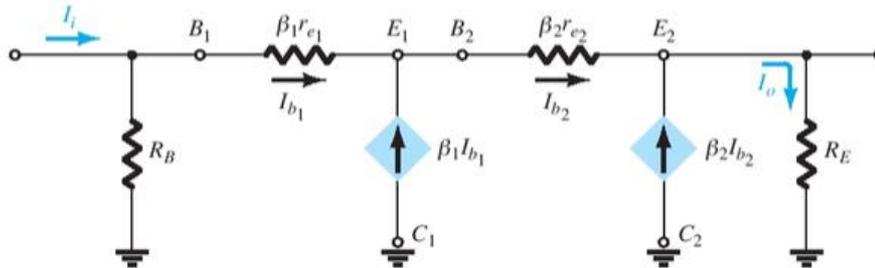
\longrightarrow

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta_D R_B}{R_B + \beta_D R_E}$$

OBS: Na configuração Darlington do exercício anterior:

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta_D R_B}{R_B + \beta_D R_E} = \frac{(5000)(3,3 \text{ M}\Omega)}{3,3 \text{ M}\Omega + 1,95 \text{ M}\Omega} = 3,14 \times 10^3$$

■ A_v



$$V_o = I_o R_E$$

$$V_i = I_i (R_B \parallel Z_i)$$

$$R_B \parallel Z_i = R_B \parallel \beta_D R_E = \frac{\beta_D R_B R_E}{R_B + \beta_D R_E}$$

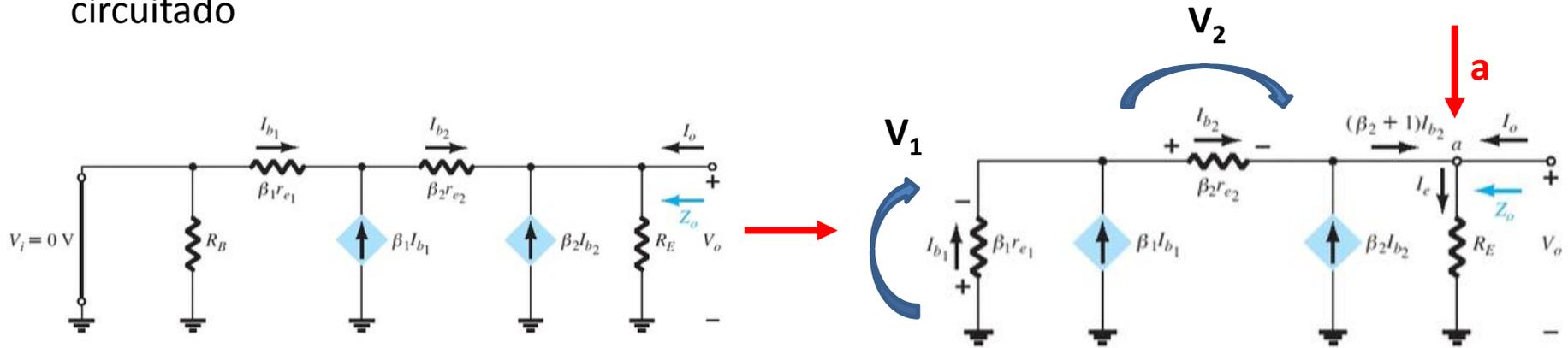
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o R_E}{I_i (R_B \parallel Z_i)} = (A_i) \left(\frac{R_E}{R_B \parallel Z_i} \right)$$

$$= \left[\frac{\beta_D R_B}{R_B + \beta_D R_E} \right] \left[\frac{R_E}{\frac{\beta_D R_B R_E}{R_B + \beta_D R_E}} \right]$$

$$A_v \cong 1 \text{ (na verdade, menor que 1)}$$

Z_o

A impedância de saída é determinada considerando $V_i = 0$ o que resulta em R_B curto-circuitado

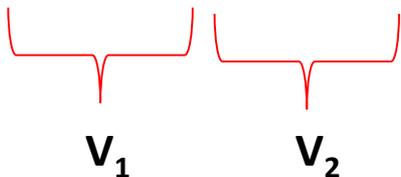


No nó **a**, a Lei de Corrente Kirchoff resulta:

$$I_o + (\beta_2 + 1)I_{b2} = I_e \quad \longrightarrow \quad I_o = I_e - (\beta_2 + 1)I_{b2}$$

Aplicando a Lei de Tensões de Kirchoff na malha externa:

$$-I_{b1}\beta_1 r_{e1} - I_{b2}\beta_2 r_{e2} - V_o = 0 \quad \longrightarrow \quad V_o = I_{b1}\beta_1 r_{e1} + I_{b2}\beta_2 r_{e2}$$



$$\left. \begin{array}{l} I_{c1} = (\beta_1 + 1)I_{b1} \\ I_{B2} = I_{c1} \end{array} \right\} \longrightarrow I_{b2} = (\beta_1 + 1)I_{b1}$$

$$V_o = I_{b1}\beta_1 r_{e1} + I_{b2}\beta_2 r_{e2} \longrightarrow V_o = -I_{b1}\beta_1 r_{e1} - (\beta_1 + 1)I_{b1}\beta_2 r_{e2} = -I_{b1}[\beta_1 r_{e1} + (\beta_1 + 1)\beta_2 r_{e2}]$$

$$\longrightarrow I_{b1} = -\frac{V_o}{\beta_1 r_{e1} + (\beta_1 + 1)\beta_2 r_{e2}}$$

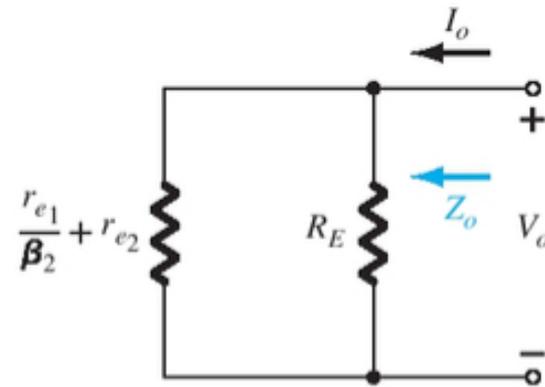
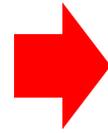
$$I_{b2} = (\beta_1 + 1)I_{b1} = (\beta_1 + 1)\left[-\frac{V_o}{\beta_1 r_{e1} + (\beta_1 + 1)\beta_2 r_{e2}}\right] = -\left[\frac{\beta_1 + 1}{\beta_1 r_{e1} + (\beta_1 + 1)\beta_2 r_{e2}}\right]V_o$$

Retomando:

$$\begin{aligned} I_o = I_e - (\beta_2 + 1)I_{b2} &= (\beta_1 + 1)\left[-\frac{V_o}{\beta_1 r_{e1} + (\beta_1 + 1)\beta_2 r_{e2}}\right] \\ &= \frac{V_o}{R_E} + \frac{(\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)V_o}{\beta_1 r_{e1} + (\beta_1 + 1)\beta_2 r_{e2}} \end{aligned}$$

$$\beta_1, \beta_2 \gg 1 \longrightarrow I_o = \frac{V_o}{R_E} + \frac{\beta_1 \beta_2 V_o}{\beta_1 r_{e1} + \beta_1 \beta_2 r_{e2}} = \frac{V_o}{R_E} + \frac{V_o}{\frac{\beta_1 r_{e1}}{\beta_1 \beta_2} + \frac{\beta_1 \beta_2 r_{e2}}{\beta_1 \beta_2}}$$

$$\rightarrow I_o = \frac{V_o}{R_E} + \frac{V_o}{\frac{r_{e1}}{\beta_2} + r_{e2}}$$



$$R_E \gg \left(\frac{r_{e1}}{\beta_2} + r_{e2} \right)$$



$$Z_o = \frac{r_{e1}}{\beta_2} + r_{e2}$$

OBS: Na configuração Darlington do exercício anterior:

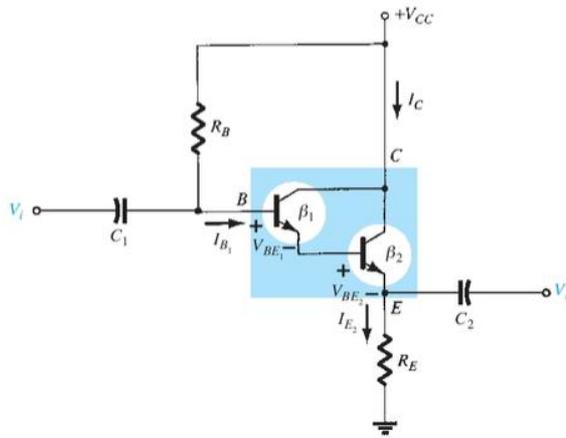
$$r_{e2} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E2}} = \frac{26 \text{ mV}}{15,80 \text{ mA}} = 1,65 \Omega$$

$$I_{E1} = I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2} = \frac{15,80 \text{ mA}}{100} = 0,158 \text{ mA} \rightarrow r_{e1} = \frac{26 \text{ mV}}{0,158 \text{ mA}} = 164,5 \Omega$$

$$\rightarrow Z_o \cong \frac{r_{e1}}{\beta_2} + r_{e2} = \frac{164,5 \Omega}{100} + 1,65 \Omega = 3,30 \Omega$$

**Baixa
Impedância
de Saída !**

Resumo Análise AC



$$Z_i = R_B \parallel \beta_1 \beta_2 R_E = R_B \parallel \beta_D R_E$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta_D R_B}{R_B + \beta_D R_E}$$



$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta_D R_B}{R_B + \beta_D R_E}$$

$$A_v \cong 1 \text{ (na verdade, menor que 1)}$$

$$Z_o = \frac{r_{e1}}{\beta_2} + r_{e2}$$

**Alta impedância
de entrada !**

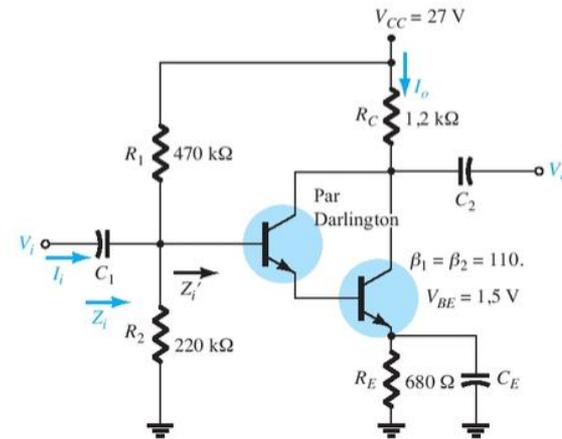
$$A_v \cong 1$$

**Baixa Impedância
de Saída !**

Casamento de Impedância !

Darlington com Divisor de Tensão

O circuito ao lado exemplifica um Darlington com divisor de tensão.



Polarização

$$\beta_D = \beta_1 \beta_2 = (110 \times 110) = 12.100$$

$$V_B = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{CC} = \frac{220 \text{ k}\Omega (27 \text{ V})}{220 \text{ k}\Omega + 470 \text{ k}\Omega} = 8,61 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{7,11 \text{ V}}{680 \text{ }\Omega} = 10,46 \text{ mA}$$

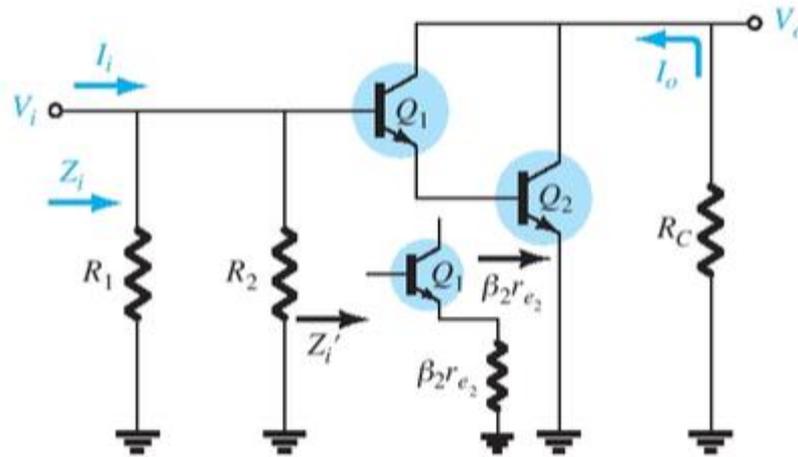
$$I_B = \frac{I_E}{\beta_D} = \frac{10,46 \text{ mA}}{12.100} = 0,864 \text{ }\mu\text{A}$$

$$r_{e2} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E2}} = \frac{26 \text{ mV}}{10,46 \text{ mA}} = 2,49 \text{ }\Omega$$

$$I_{E1} = I_{B2} = \frac{I_{E2}}{\beta_2} = \frac{10,46 \text{ mA}}{110} = 0,095 \text{ mA}$$

$$r_{e1} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E1}} = \frac{26 \text{ mV}}{0,095 \text{ mA}} = 273,7 \text{ }\Omega$$

■ Z_i



O segundo transistor atua com uma carga sobre o primeiro:

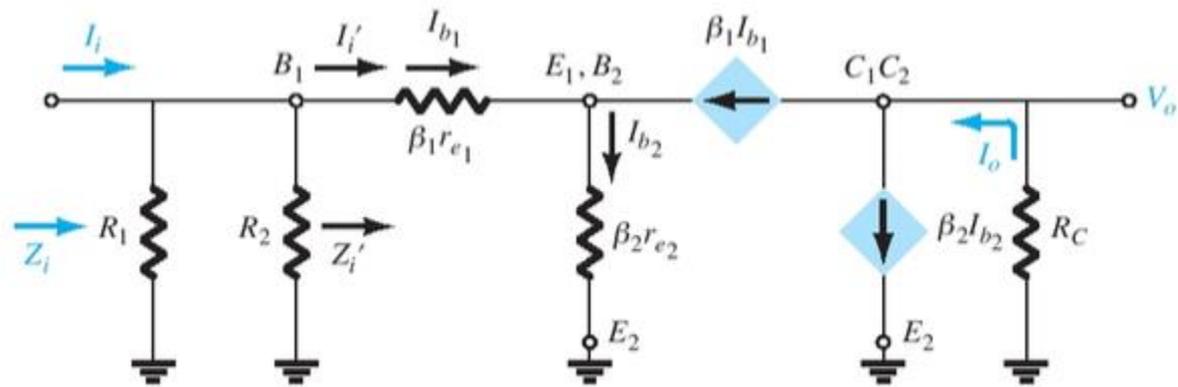
$$Z'_i = \beta_1 r_{e1} + \beta_1 (\beta_2 r_{e2}) \longrightarrow Z'_i = \beta_1 [r_{e1} + \beta_2 r_{e2}] \longrightarrow Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel Z'_i$$

OBS: No circuito analisado:

$$Z'_i = 110[273,7 \Omega + (110)(2,49 \Omega)] = \mathbf{60,24 \text{ k}\Omega}$$

$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel Z'_i = 470 \text{ k}\Omega \parallel 220 \text{ k}\Omega \parallel 60,24 \text{ k}\Omega = \mathbf{42,97 \text{ k}\Omega}$$

■ A_i



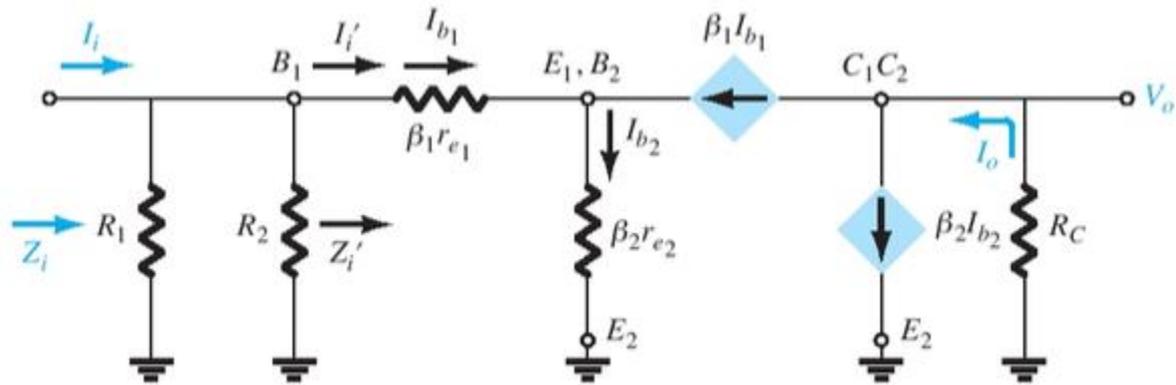
Equivalente AC

$$\left. \begin{aligned} I_o &= \beta_1 I_{b1} + \beta_2 I_{b2} \\ I_{b2} &= (\beta_1 + 1) I_{b1} \end{aligned} \right\} I_o = \beta_1 I_{b1} + \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{b1}$$

$$I_{b1} = I'_i \longrightarrow I_o = \beta_1 I'_i + \beta_2 (\beta_1 + 1) I'_i$$

$$A'_i = \frac{I_o}{I_i} = \beta_1 + \beta_2 (\beta + 1) \cong \beta_1 + \beta_2 \beta_1 = \beta_1 (1 + \beta_2) \cong \beta_1 \beta_2$$

$$\longrightarrow \boxed{A'_i = \frac{I_o}{I'_i} = \beta_1 \beta_2 = \beta_D}$$



Equivalente AC

(divisor de corrente)

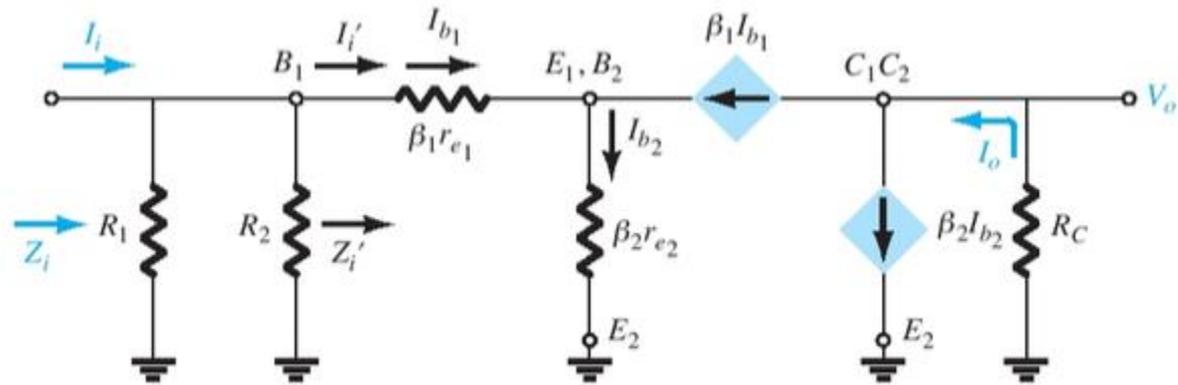
$$I_i' = \frac{R_1 \parallel R_2 I_i}{R_1 \parallel R_2 + Z_i'} \quad \text{ou} \quad \frac{I_i'}{I_i} = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + Z_i'}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \left(\frac{I_o}{I_i'} \right) \left(\frac{I_i'}{I_i} \right) \rightarrow \boxed{A_i = \frac{\beta_D (R_1 \parallel R_2)}{R_1 \parallel R_2 + Z_i'}}$$

OBS: No circuito analisado:

$$A_i = \frac{(12.100)(149,86 \text{ k}\Omega)}{149,86 \text{ k}\Omega + 60,24 \text{ k}\Omega} = 8630,7$$

A_v



$$V_I = I_I Z_I = I'_I Z'_I$$

$$\longrightarrow A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{I_o R_C}{I'_I Z'_I} = -A_i \left(\frac{R_C}{Z'_I} \right) \longrightarrow \boxed{A_v = -\frac{\beta_D R_C}{Z'_I}}$$

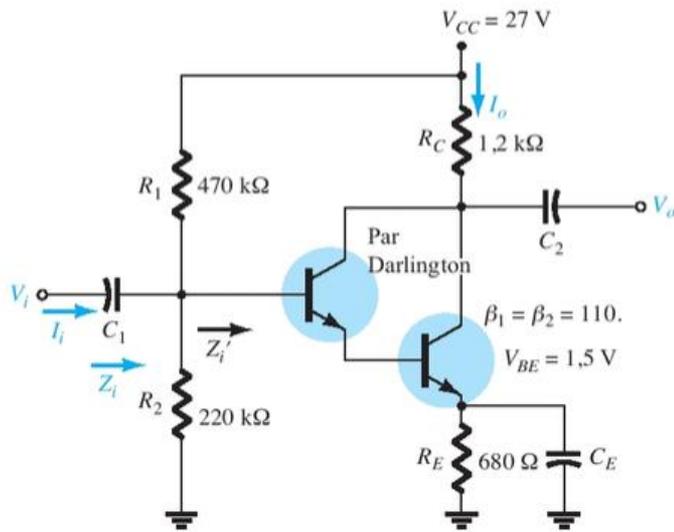
OBS: No circuito analisado:

$$A_v = -\frac{\beta_D R_C}{Z'_I} = -\frac{(12.000)(1,2 \text{ k}\Omega)}{60,24 \text{ k}\Omega} = -241,04$$

Z_o

$$Z_o \cong R_C \parallel r_{o2}$$

Resumo Análise AC



$$Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel Z'_i$$

$$Z'_i = \beta_1 [r_{e1} + \beta_2 r_{e2}]$$

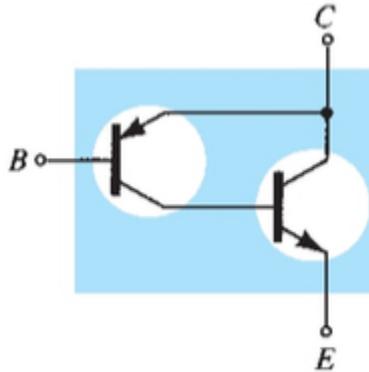
$$A_i = \frac{\beta_D (R_1 \parallel R_2)}{R_1 \parallel R_2 + Z'_i}$$

$$A_v = -\frac{\beta_D R_C}{Z'_i}$$

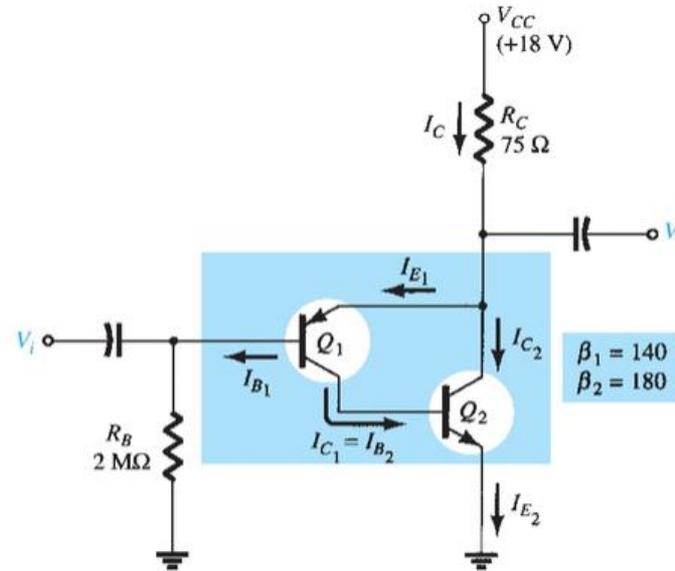
$$Z_o \cong R_C \parallel r_{o2}$$

5.18

Par Realimentado

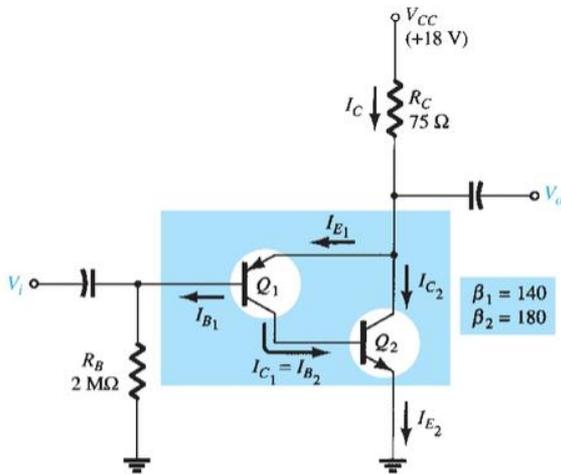


NPN e PNP



Z_i alto, Z_o baixa, $A_v \approx 1$ e A_i alto

Análise AC



$$V_{CC} - I_C R_C - V_{EB1} - I_{B1} R_B = 0 \quad \rightarrow \quad V_{CC} - (\beta_1 \beta_2 I_{B1}) R_C - V_{EB1} - I_{B1} R_B = 0$$

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_C}$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = I_{B2}$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} \approx I_{E2}$$

$$I_C = I_{E1} + I_{C2} \approx I_{B2} + I_{C2}$$

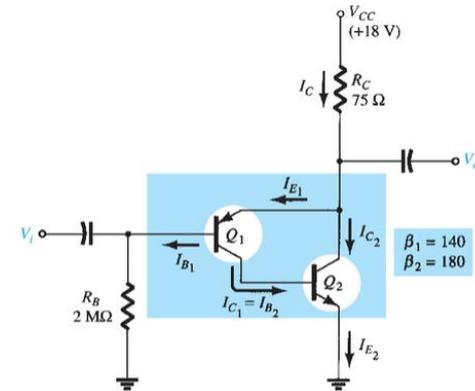
$$V_{C2} = V_{E1} = V_{CC} - I_C R_C$$

$$V_{B1} = I_{B1} R_B$$

$$V_{BC1} = V_{B1} - V_{BE2} = V_{B1} - 0,7 \text{ V}$$

Exercício

Determine a polarização do circuito mostrado com par realimentado



$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_C} \rightarrow I_{B1} = \frac{18 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{2 \text{ M}\Omega + (140)(180)(75 \Omega)} = 4,45 \mu\text{A}$$

$$I_{B2} = I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = 140(4,45 \mu\text{A}) = 0,623 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = 180(0,623 \text{ mA}) = 112,1 \text{ mA}$$

$$I_C = I_{E1} + I_{C2} = 0,623 \text{ mA} + 112,1 \text{ mA} \approx I_{C2} = 112,1 \text{ mA}$$

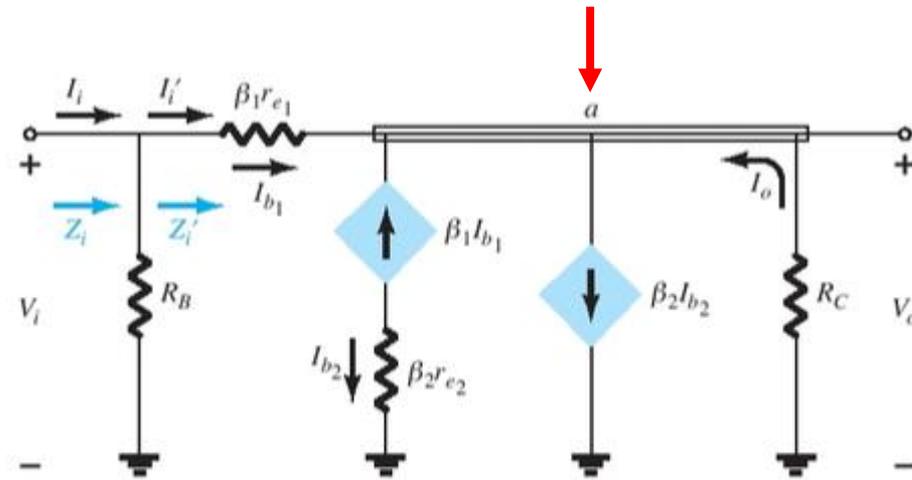
$$V_{C2} = V_{E1} = 18 \text{ V} - (112,1 \text{ mA})(75 \Omega) = 9,59 \text{ V}$$

$$V_{B1} = I_{B1} R_B = (4,45 \mu\text{A})(2 \text{ M}\Omega) = 8,9 \text{ V}$$

$$V_{BC1} = V_{B1} - 0,7 \text{ V} = 8,9 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 8,2 \text{ V}$$

Z_i

$$Z_i' = \frac{V_i}{I_i'}$$



Equivalente AC

Aplicando a Lei das Correntes de Kirchoff no nó **a**:

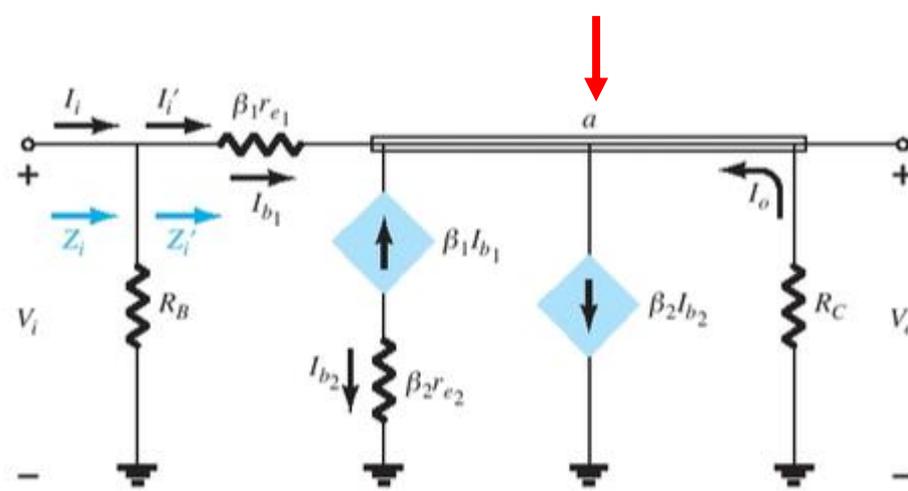
$$\left. \begin{aligned} I_{b1} + \beta_1 I_{b1} - \beta_2 I_{b2} + I_o &= 0 \\ I_{b2} &= -\beta_1 I_{b1} \end{aligned} \right\} I_{b1} + \beta_1 I_{b1} - \beta_2 (-\beta_1 I_{b1}) + I_o = 0$$

$$\rightarrow I_o = -I_{b1}(1 + \beta_1) - \beta_1 \beta_2 I_{b1}$$

$$\beta_1 \gg 1 \rightarrow I_o = -\beta_1 I_{b1} - \beta_1 \beta_2 I_{b1} = -I_{b1}(\beta_1 + \beta_1 \beta_2) = -I_{b1} \beta_1 (1 + \beta_2)$$

$$I_o \cong -\beta_1 \beta_2 I_{b1}$$

$$Z'_i = \frac{V_i}{I'_i}$$



Equivalente AC

$$I_{b1} = \frac{V_i - V_o}{\beta_1 r_{e1}}$$

$$V_o = -I_o R_C = -(-\beta_1 \beta_2 I_{b1}) R_C = \beta_1 \beta_2 I_{b1} R_C$$

$$I_{b1} = \frac{V_i - \beta_1 \beta_2 I_{b1} R_C}{\beta_1 r_{e1}}$$

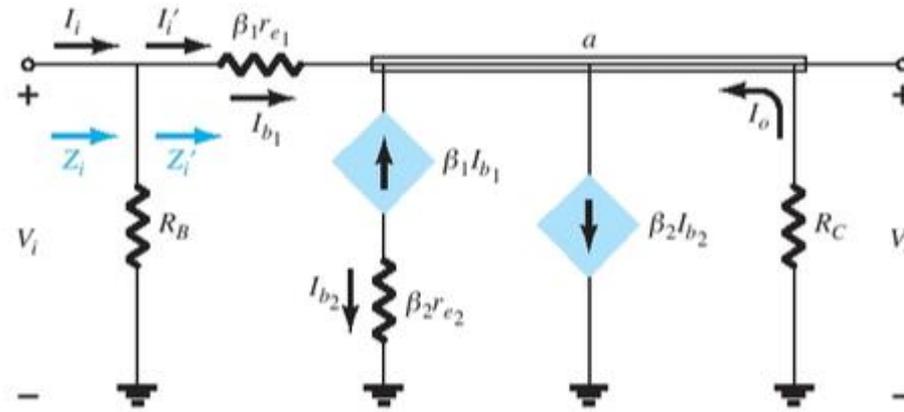
Rearranjando:

$$I_{b1} \beta_1 r_{e1} = V_i - \beta_1 \beta_2 I_{b1} R_C \quad \longrightarrow \quad I_{b1} (\beta_1 r_{e1} + \beta_1 \beta_2 R_C) = V_i$$

$$\longrightarrow I_{b1} = I'_i = \frac{V_i}{\beta_1 r_{e1} + \beta_1 \beta_2 R_C} \quad \longrightarrow \quad V'_i = \frac{V_i}{I'_i} = \frac{V_i}{\frac{V_i}{\beta_1 r_{e1} + \beta_1 \beta_2 R_C}}$$

$$\longrightarrow \boxed{Z'_i = \beta_1 r_{e1} + \beta_1 \beta_2 R_C}$$

$$Z'_i = \frac{V_i}{I'_i}$$



Equivalente AC

$$Z'_i = \beta_1 r_{e1} + \beta_1 \beta_2 R_C$$

$\beta_1 \beta_2 R_C \gg \beta_1 r_{e1}$

$$Z'_i \cong \beta_1 \beta_2 R_C \longrightarrow Z_i = R_B \parallel Z'_i$$

OBS: No circuito analisado:

$$r_{e1} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{E1}} = \frac{26 \text{ mV}}{0,623 \text{ mA}} = 41,73 \Omega$$

$$Z'_i = \beta_1 r_{e1} + \beta_1 \beta_2 R_C = (140)(41,73 \Omega) + (140)(180)(75 \Omega) = 1,895 \text{ M}\Omega$$

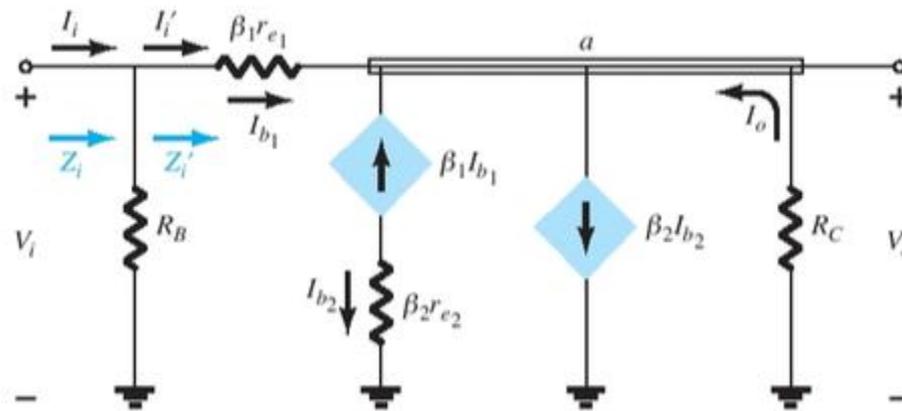
ou: $Z'_i \cong \beta_1 \beta_2 R_C = (140)(180)(75)\Omega = 1.89\text{M}\Omega$

$\longrightarrow Z_i = 1.89\text{M} \parallel 2\text{M} = 0.98\text{M}$

Alta Impedância de entrada !

■ A_i

$$Z_i' = \frac{V_i}{I_i'}$$



Equivalente AC

$$I_{b1} = I_i'$$

Demonstrou-se que:

$$I_o = -\beta_1 \beta_2 I_{b1} = -\beta_1 \beta_2 I_i' \rightarrow A_i' = \frac{I_o}{I_i'} = -\beta_1 \beta_2$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_i'} \cdot \frac{I_i'}{I_i}$$

Na malha de entrada:

$$I_i' = \frac{R_B I_i}{R_B + Z_i'} = \frac{R_B I_i}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_C} \rightarrow A_i = \frac{I_o}{I_i'} \cdot \frac{I_i'}{I_i} = (-\beta_1 \beta_2) \left(\frac{R_B}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_C} \right)$$

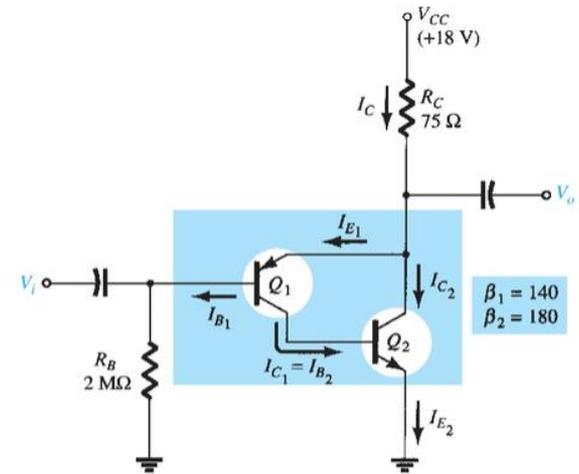
$$\rightarrow A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-\beta_1 \beta_2 R_B}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_C}$$

OBS: No circuito analisado:

$$A_i' = \frac{I_o}{I_i'} = -\beta_1\beta_2 = -(140)(180) = -25,2 \times 10^3$$

$$A_i = \frac{-\beta_1\beta_2 R_B}{R_B + \beta_1\beta_2 R_C} = -\frac{(140)(180)(2 \text{ M}\Omega)}{2 \text{ M}\Omega + 1,89 \text{ M}\Omega}$$

$$= -12,96 \times 10^3 (\cong \text{metade de } A_i')$$



■ A_v

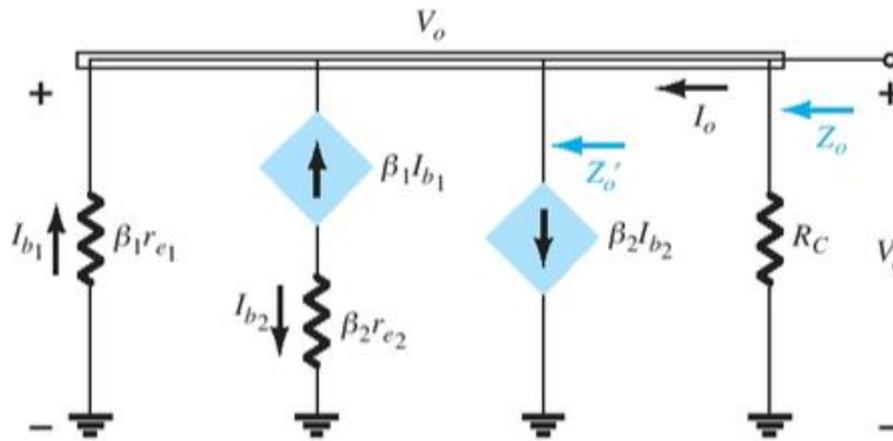
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-I_o R_C}{I_i' Z_i'} = -\frac{(-\beta_1\beta_2 I_i') R_C}{I_i' (\beta_1 r_{e1} + \beta_1\beta_2 R_C)} \rightarrow \boxed{A_v = \frac{\beta_2 R_C}{r_{e1} + \beta_2 R_C}}$$

$$\beta_2 R_C \gg r_{e1} \rightarrow A_v \cong \frac{\beta_2 R_C}{\beta_2 R_C} = 1$$

OBS: No circuito analisado:

$$A_v = \frac{\beta_2 R_C}{r_{e1} + \beta_2 R_C} = \frac{(180)(75 \Omega)}{41,73 \Omega + (180)(75 \Omega)} = 0,997 \cong 1$$

Z_o



Do cálculo anterior:

$$I_o = -\beta_1 \beta_2 I_{b1}$$

$$Z'_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{V_o}{-\beta_1 \beta_2 I_{b1}}$$

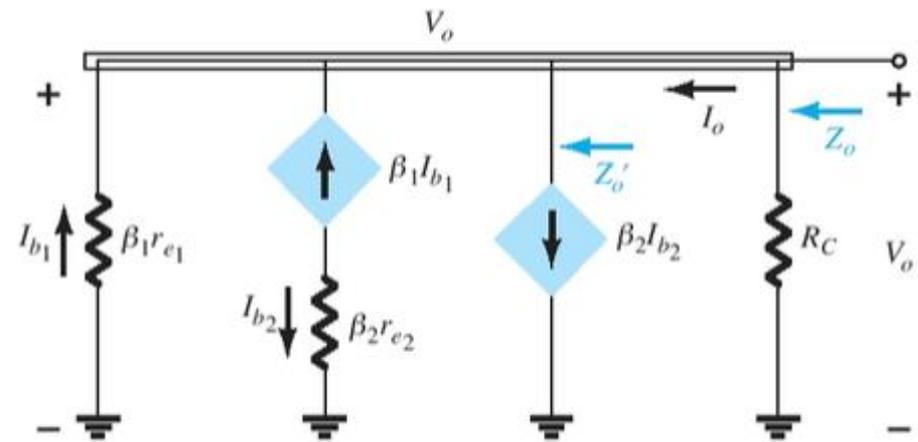
$$I_{b1} = -\frac{V_o}{\beta_1 r_{e1}}$$

$$Z'_o = \frac{V_o}{-\beta_1 \beta_2 \left(-\frac{V_o}{\beta_1 r_{e1}} \right)} = \frac{\beta_1 r_{e1}}{\beta_1 \beta_2}$$

$$Z'_o = \frac{r_{e1}}{\beta_2}$$

$$Z_o = Z_o' \parallel R_c$$

→ $Z_o = R_c \parallel \frac{r_{e1}}{\beta_2}$



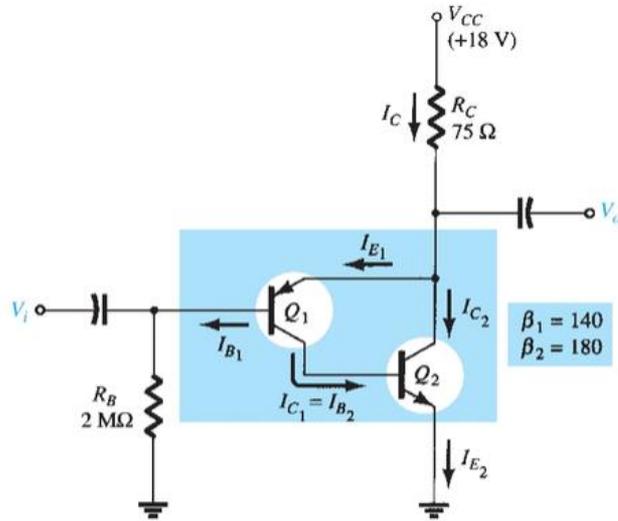
$R_c \gg \frac{r_{e1}}{\beta_2}$ → $Z_o \cong \frac{r_{e1}}{\beta_2}$

OBS: No circuito analisado:

$$Z_o \cong \frac{41,73 \Omega}{180} = 0,23 \Omega$$

Baixa impedância de Saída !

Resumo Análise AC



$$Z_i = R_B \parallel Z'_i$$

$$Z'_i \cong \beta_1 \beta_2 R_C$$

$$A_v = \frac{\beta_2 R_C}{r_{e1} + \beta_2 R_C}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-\beta_1 \beta_2 R_B}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_C}$$

**Alta impedância
de entrada !**

$$A_v \cong 1$$

**Baixa Impedância
de Saída !**

Casamento de Impedância !