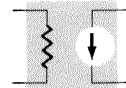


# Análise do TBJ para Pequenos Sinais

# 8



## 8.1 INTRODUÇÃO

Os modelos para o transistor introduzidos no Cap. 7 agora serão usados para realizarem uma análise ac para pequenos sinais de um grande número de configurações padrões de circuitos com transistor. Os circuitos analisados representam a maioria dos que aparecem na prática cotidiana. Modificações nas configurações-padrão serão relativamente fáceis de examinar, uma vez revisto e entendido o conteúdo deste capítulo.

Como o modelo  $r_e$  é sensível ao ponto real de operação, este será usado como nosso modelo principal para a análise a ser realizada. Para cada configuração, entretanto, a impedância de saída é examinada, o que corresponde, no modelo híbrido equivalente, à análise do parâmetro  $h_{oe}$ . Para demonstrar as semelhanças que existem na análise entre os modelos, uma seção é dedicada à análise para pequenos sinais de circuitos TBJ, usando apenas o modelo híbrido equivalente. Este capítulo não inclui uma resistência de carga  $R_L$  ou uma resistência de fonte  $R_s$ . O efeito de ambos os parâmetros é reservado para a abordagem de sistemas no Capítulo 10.

A seção de análise por computador inclui uma breve descrição do modelo do transistor empregado no pacote de programas PSpice. Serão demonstradas a aplicação e a abrangência dos sistemas de análise por computador disponíveis nos dias de hoje, e como é relativamente fácil introduzir um circuito complexo para análise e imprimir os resultados desejados. Um programa em "BASIC" é incluído para permitir a comparação entre um pacote de programas e uma linguagem de programação.

## 8.2 CONFIGURAÇÃO EMISSOR-COMUM COM POLARIZAÇÃO FIXA

A primeira configuração a ser analisada em detalhes é o circuito emissor-comum com *polarização fixa* da Fig. 8.1. Note que o sinal de entrada  $V_i$  é aplicado na base do transmissor, enquanto a saída  $V_o$  está disponível no coletor. Além disso, observe que a corrente de entrada  $I_i$  não é a corrente de base, mas a corrente da fonte, enquanto a corrente de saída  $I_o$  é a corrente de coletor. A análise ac para pequenos sinais inicia pela remoção dos efeitos

de  $V_{cc}$  e substituindo os capacitores de acoplamento  $C_1$  e  $C_2$  e por curtos-circuitos equivalentes, resultando no circuito da Fig. 8.2.

Note na Fig. 8.2 que o terra comum da fonte dc e do terminal emissor do transistor permite o posicionamento de  $R_b$  e  $R_c$  em paralelo com as seções de entrada e saída do transistor, respectivamente. Além disso, observe o posicionamento dos parâmetros importantes do circuito  $Z_i$ ,  $Z_o$ ,  $I_i$  e  $I_o$  no circuito redesenhado. Substituindo o modelo  $r_e$  para a configuração emissor-comum da Fig. 8.2, resultará no circuito da Fig. 8.3.

O próximo passo é achar  $\beta$ ,  $r_e$  e  $r_o$ . A amplitude de  $\beta$  é normalmente obtida da folha de especificações ou por medida direta, usando um traçador de curvas ou instrumento de teste para transistor. O valor de  $r_e$  deve ser determinado através de uma análise dc do sis-

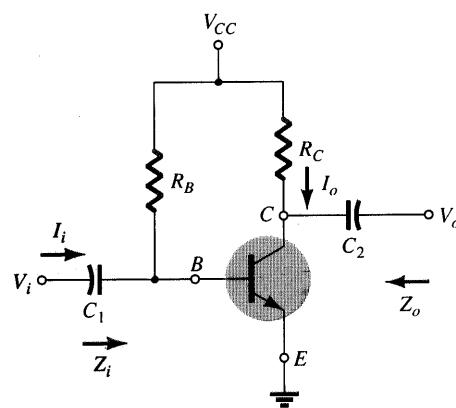


Fig. 8.1 Configuração emissor-comum com polarização fixa.

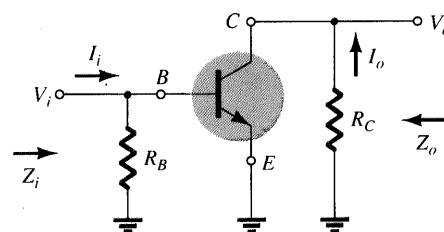


Fig. 8.2 Circuito da Fig. 8.1 após a remoção dos efeitos de  $V_{cc}$ ,  $C_1$  e  $C_2$ .

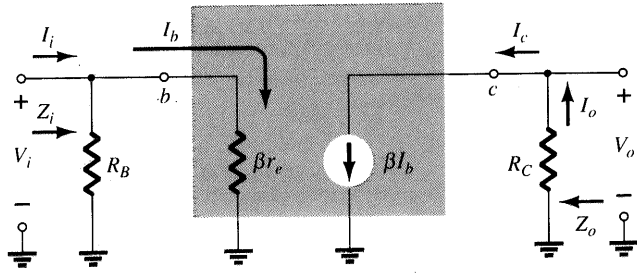


Fig. 8.3 Substituindo o modelo  $r_e$  no circuito da Fig. 8.2.

Se  $r_o \geq 10R_C$

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} \quad r_o \geq 10R_C \quad (8.6)$$

Note a ausência explícita de  $\beta$  nas Eqs. (8.5 e 8.6), embora devamos reconhecer que  $\beta$  deve ser utilizado para determinar  $r_e$ .

$A_i$ : O ganho de corrente é determinado da seguinte maneira:

Aplicando a regra do divisor de tensão para os circuitos de entrada e saída,

$$I_o = \frac{(r_o)(\beta I_b)}{r_o + R_C} \quad \text{e} \quad \frac{I_o}{I_b} = \frac{r_o \beta}{r_o + R_C}$$

com  $I_b = \frac{(R_B)(I_i)}{R_B + \beta r_e}$  ou  $\frac{I_b}{I_i} = \frac{R_B}{R_B + \beta r_e}$

O resultado é

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \left(\frac{I_o}{I_b}\right)\left(\frac{I_b}{I_i}\right) = \left(\frac{r_o \beta}{r_o + R_C}\right)\left(\frac{R_B}{R_B + \beta r_e}\right)$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R_B r_o}{(r_o + R_C)(R_B + \beta r_e)} \quad (8.7)$$

que representa, certamente, uma expressão complexa e de difícil manipulação.

No entanto, se  $r_o \geq 10R_C$  e  $R_B \geq 10\beta r_e$ , o que é freqüente,

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta R_B r_o}{(r_o)(R_B)}$$

$$A_i \cong \beta \quad r_o \geq 10R_C, R_B \geq 10\beta r_e \quad (8.8)$$

A complexidade da Eq. (8.7) nos incentiva a utilizar a Eq. (7.10), que emprega  $A_o$  e  $Z_i$ . Ou seja,

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_C} \quad (8.9)$$

tema e  $r_o$  é geralmente obtido das folhas de especificações ou de curvas características. Admitindo-se que  $B$ ,  $r_e$  e  $r_o$  foram determinados, obtêm-se os seguintes parâmetros do sistema.

$Z_i$ : A Fig. 8.3 revela claramente que

$$Z_i = R_B || \beta r_e \quad \text{ohms} \quad (8.1)$$

Para a maioria das situações  $R_B$  é maior que  $\beta r_e$  por um fator maior que 10 (lembre da análise de elementos paralelos, em que a resistência total de dois resistores em paralelo é sempre menor que o menor deles, e muito próxima do menor, se um é bem maior que o outro), permitindo a seguinte aproximação:

$$Z_i \cong \beta r_e \quad R_B \geq 10\beta r_e \quad \text{ohms} \quad (8.2)$$

$Z_o$ : Lembre que a impedância de saída de qualquer circuito é definida como a impedância  $Z_o$  determinada quando  $V_i = 0$ . Pela Fig. 8.3, quando  $V_i = 0$ ,  $I_i = I_b = 0$ , resultando em um circuito aberto equivalente para a fonte de corrente. O resultado é

$$Z_o = R_C || r_o \quad \text{ohms} \quad (8.3)$$

Se  $r_o \geq 10R_C$ , a aproximação  $R_C || r_o \cong R_C$  é aplicada freqüentemente e

$$Z_o \cong R_C \quad r_o \geq 10R_C \quad (8.4)$$

$A_v$ : Os resistores  $r_o$  e  $R_C$  estão em paralelo,

e  $V_o = -\beta I_b (R_C || r_o)$

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

tal que  $V_o = -\beta \left(\frac{V_i}{\beta r_e}\right) (R_C || r_o)$

e  $A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{(R_C || r_o)}{r_e} \quad (8.5)$

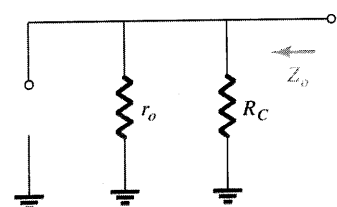


Fig. 8.4 Determinação de  $Z_o$  para o circuito da Fig. 8.3.

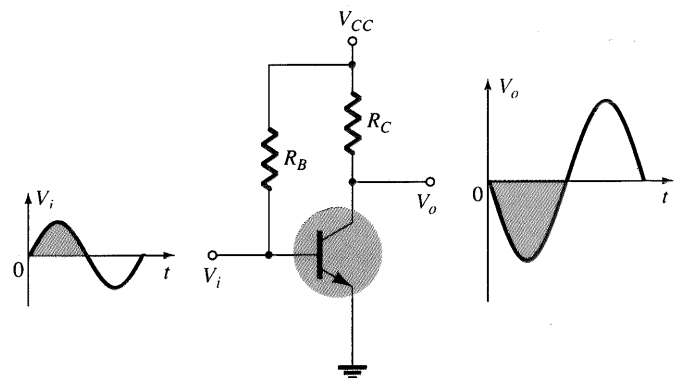


Fig. 8.5 Determinação de deslocamento de fase de 180° entre as formas de onda de entrada e saída.



**EXEMPLO 8.1**

Para o circuito da Fig. 8.6:

- (a) Determine  $r_e$ .
- (b) Ache  $Z_i$  (com  $r_o = \infty\Omega$ ).
- (c) Calcule  $Z_o$  (com  $r_o = \infty\Omega$ ).
- (d) Determine  $A_v$  (com  $r_o = \infty\Omega$ ).
- (e) Ache  $A_i$  (com  $r_o = \infty\Omega$ ).
- (f) Repita as letras (c) até (e) incluindo  $r_o = 50\text{k}\Omega$  em todos os cálculos e compare os resultados.

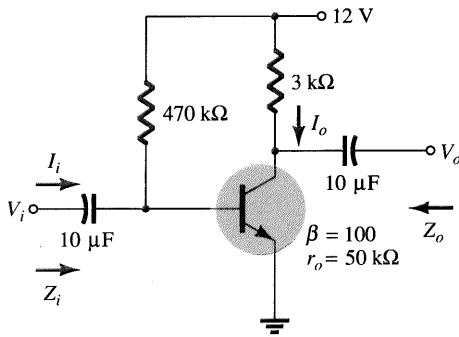


Fig. 8.6 Exemplo 8.1.

**Solução**

(a) Análise dc:

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

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

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

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

$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e = 470\text{ k}\Omega \parallel 1,071\text{ k}\Omega = 1,069\text{ k}\Omega$$

(c)  $Z_o = R_C = 3\text{ k}\Omega$

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

(e) Uma vez que  $R_B \geq 10\beta r_e$  ( $470\text{ k}\Omega > 10,71\text{ k}\Omega$ )

$$A_i \cong \beta = 100$$

(f)  $Z_o = r_o \parallel R_C = 50\text{ k}\Omega \parallel 3\text{ k}\Omega = 2,83\text{ k}\Omega$  vs.  $3\text{ k}\Omega$

$$A_v = -\frac{r_o \parallel R_C}{r_e} = \frac{2,83\text{ k}\Omega}{10,71\ \Omega} = -264,24$$
 vs.  $-280,11$

$$A_i = \frac{\beta R_B r_o}{(r_o + R_C)(R_B + \beta r_e)}$$

$$= \frac{(100)(470\text{ k}\Omega)(50\text{ k}\Omega)}{(50\text{ k}\Omega + 3\text{ k}\Omega)(470\text{ k}\Omega + 1,071\text{ k}\Omega)}$$

$$= 94,13$$
 vs. 100

Como verificação,

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_C} = \frac{-(-264,24)(1,069\text{ k}\Omega)}{3\text{ k}\Omega} = 94,16$$

que apresenta uma diferença pequena, devida somente à precisão considerada nos cálculos.

**8.3 POLARIZAÇÃO POR DIVISOR DE TENSÃO**

A próxima configuração a ser analisada é o circuito com polarização por divisor de tensão da Fig. 8.7. Lembre que o nome da configuração é consequência da polarização por divisor de tensão no lado da entrada para fixar o nível dc de  $V_B$ .

A substituição do circuito  $r_e$  equivalente resultará no circuito da Fig. 8.8. Note a ausência de  $R_E$  devido ao efeito de curto-circuito provocado pela baixa impedância do capacitor de desvio,  $C_E$ . Isto é, na frequência (ou frequências) de operação, a reatância do capacitor é muito pequena, comparada com  $R_E$ , e é tratada como um curto-circuito nos terminais de  $R_E$ . Quando  $V_{CC}$  é fixado em zero, aterrada um terminal de  $R_1$  e  $R_C$  conforme mostra a Fig. 8.8. Além disso, note que  $R_1$  e  $R_2$  permanecem no circuito de

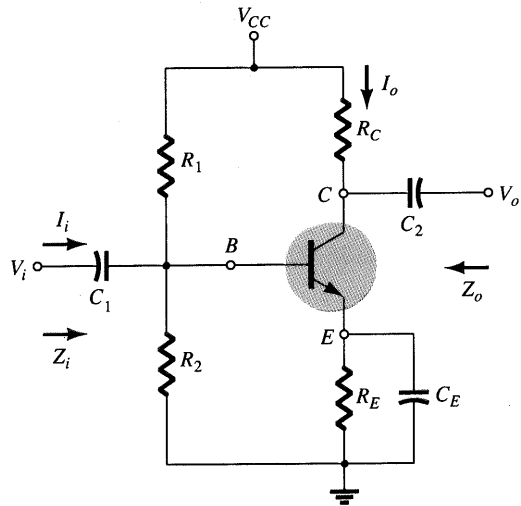


Fig. 8.7 Configuração com polarização por divisor de tensão.

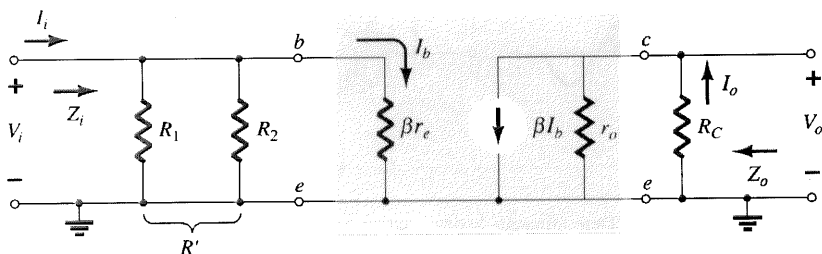


Fig. 8.8 Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente no circuito ac equivalente da Fig. 8.7.

entrada, enquanto  $R_c$  é parte do circuito de saída. A combinação paralela de  $R_1$  e  $R_2$  é definida por:

$$R' = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (8.10)$$

$Z_i$ : Da Fig. 8.8,

$$Z_i = R' || \beta r_e \quad (8.11)$$

$Z_o$ : Da Fig. 8.8, com  $V_i$  fixado em 0 V resultando em  $I_b = 0 \mu\text{A}$  e  $\beta I_b = 0 \text{ mA}$ ,

$$Z_o = R_C || r_o \quad (8.12)$$

Se  $r_o \geq 10R_c$ ,

$$Z_o \cong R_C \quad r_o \geq 10R_c \quad (8.13)$$

$A_v$ : Uma vez que  $R_c$  e  $r_o$  estão em paralelo

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

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

e

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

e

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C || r_o}{r_e} \quad (8.14)$$

que você deve notar, é exatamente igual à equação obtida para a configuração com polarização fixa.

Para  $r_o \geq 10R_c$ ,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{r_e} \quad r_o \geq 10R_c \quad (8.15)$$

$A_i$ : Como o circuito da Fig. 8.8 é muito semelhante ao da Fig. 8.3, exceto pelo fato de que  $R' = R_1 || R_2 = R_b$ , a equação para o ganho de corrente terá o mesmo formato apresentado na Eq. (8.7). Ou seja,

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R' r_o}{(r_o + R_C)(R' + \beta r_e)} \quad (8.16)$$

Para  $r_o \geq 10R_c$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta R' r_o}{r_o(R' + \beta r_e)}$$

e

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta R'}{R' + \beta r_e} \quad r_o \geq 10R_c \quad (8.17)$$

E se  $R' \geq 10\beta r_e$ ,

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R'}{R'}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \beta \quad r_o \geq 10R_c, R' \geq 10\beta r_e \quad (8.18)$$

e

Como uma opção,

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_C} \quad (8.19)$$

**Relação de fase:** O sinal negativo na Eq. (8.14) revela um deslocamento de fase de  $180^\circ$  entre  $V_o$  e  $V_i$ .

**EXEMPLO 8.2**

Para o circuito da Fig. 8.9, determine:

- (a)  $r_e$ .
- (b)  $Z_i$ .
- (c)  $Z_o$  ( $r_o = \infty \Omega$ ).
- (d)  $A_v$  ( $r_o = \infty \Omega$ ).
- (e)  $A_i$  ( $r_o = \infty \Omega$ ).
- (f) Os parâmetros das letras (b) até (e) se  $r_o = 1/h_{oc} = 50\text{k}\Omega$  e compare os resultados.

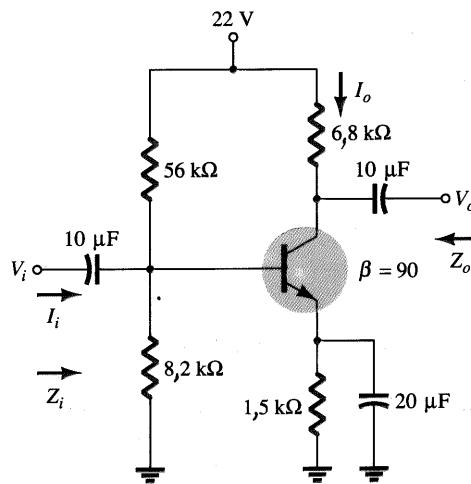


Fig. 8.9 Exemplo 8.2.

**Solução**

- (a) DC: Testando  $\beta R_E > 10 R_2$   
 $(90)(1,5 \text{ k}\Omega) > 10(8,2 \text{ k}\Omega)$   
 $135 \text{ k}\Omega > 82 \text{ k}\Omega$  *satisfeita*

Usando a abordagem aproximada

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

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

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

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





- (b)  $R' = R_1 || R_2 = (56 \text{ k}\Omega) || (8,2 \text{ k}\Omega) = 7,15 \text{ k}\Omega$   
 $Z_i = R' || \beta r_e = 7,15 \text{ k}\Omega || (90)(18,44 \text{ }\Omega)$   
 $= 7,15 \text{ k}\Omega || 1,66 \text{ k}\Omega = 1,35 \text{ k}\Omega$
- (c)  $Z_o = R_C = 6,8 \text{ k}\Omega$
- (d)  $A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{6,8 \text{ k}\Omega}{18,44 \text{ }\Omega} = -368,76$
- (e) A condição  $R' \geq 10\beta r_e (7,15 \text{ k}\Omega \geq 10(1,66 \text{ k}\Omega)) = 16,6 \text{ k}\Omega$  não é satisfeita. Portanto,

$$A_i \cong \frac{\beta R'}{R' + \beta r_e} = \frac{(90)(7,15 \text{ k}\Omega)}{7,15 \text{ k}\Omega + 1,66 \text{ k}\Omega} = 73,04$$

- (f)  $Z_i = 1,35 \text{ k}\Omega$   
 $Z_o = R_C || r_o = 6,8 \text{ k}\Omega || 50 \text{ k}\Omega = 5,98 \text{ k}\Omega$  vs.  $6,8 \text{ k}\Omega$   
 $A_v = -\frac{R_C || r_o}{r_e} = -\frac{5,98 \text{ k}\Omega}{18,44 \text{ }\Omega} = -324,3$  vs.  $-368,76$

A condição

$$r_o \geq 10R_C (50 \text{ k}\Omega \geq 10(6,8 \text{ k}\Omega)) = 68 \text{ k}\Omega$$

não é satisfeita. Portanto,

$$A_i = \frac{\beta R' r_o}{(r_o + R_C)(R' + \beta r_e)}$$

$$= \frac{(90)(7,15 \text{ k}\Omega)(50 \text{ k}\Omega)}{(50 \text{ k}\Omega + 6,8 \text{ k}\Omega)(7,15 \text{ k}\Omega + 1,66 \text{ k}\Omega)}$$

$$= 64,3 \text{ vs. } 73,04$$

Houve uma diferença mensurável nos resultados para  $Z_o$ ,  $A_i$  e  $A_v$ , porque a condição  $r_o \geq 10R_C$  não foi satisfeita.

### 8.4 CIRCUITO EC COM POLARIZAÇÃO NO EMISSOR

Os circuitos examinados nesta seção incluem um resistor no emissor que pode ou não ser desviado no domínio ac. Consideremos primeiro a situação não-desviado, e então modificaremos as equações resultantes para a configuração desviado.

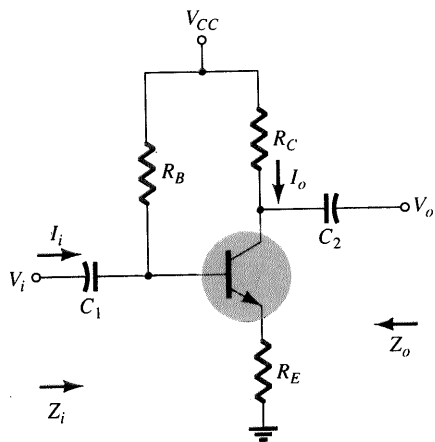


Fig. 8.10 Configuração EC com polarização no emissor.

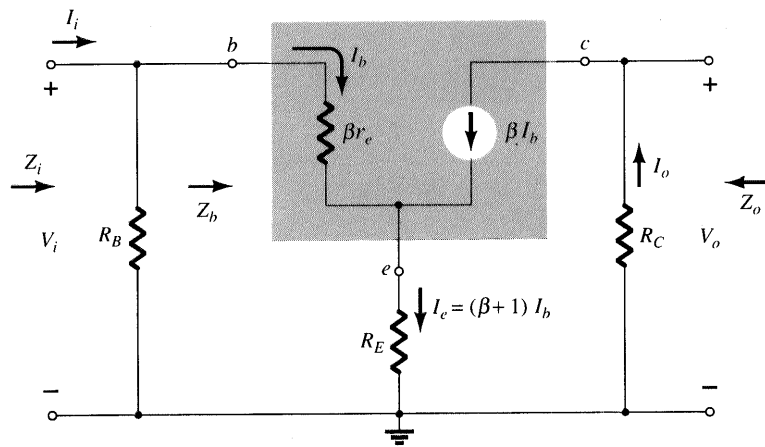


Fig. 8.11 Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente no circuito ac equivalente da Fig. 8.10.

### Não-desviado

A mais importante das configurações não-desviadas aparece na Fig. 8.10. O modelo  $r_e$  equivalente é utilizado na Fig. 8.11, mas observe a ausência da resistência  $r_o$ . A inclusão de  $r_o$  torna a análise muito mais complicada; e considerando o fato de que na maioria das situações seus efeitos podem ser ignorados, ele não será incluído na análise a seguir. Posteriormente, nesta seção, este efeito será discutido.

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff à seção de entrada da Fig. 8.11 resulta em

$$V_i = I_b \beta r_e + I_e R_E$$

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

e a impedância de entrada, posicionando-se à direita de  $R_E$  e olhando para dentro do circuito, é

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

O resultado, conforme mostra a Fig. 8.12, revela que a impedância de entrada de um transistor com um resistor  $R_E$  não-desviado é determinada por

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1) R_E \tag{8.20}$$

Já que  $\beta$  é normalmente muito maior que 1, a equação aproximada é a seguinte:

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

e 
$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E) \tag{8.21}$$

Como  $R_E$  é geralmente muito maior que  $r_e$ , a Eq. (8.22) pode ser reduzida para

$$Z_b \cong \beta R_E \tag{8.22}$$

$Z_i$ : Retornando à Fig. 8.11, nós temos

$$Z_i = R_B || Z_b \tag{8.23}$$

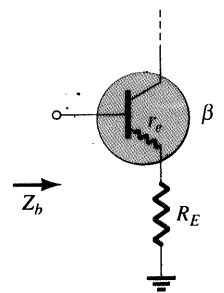


Fig. 8.12 Definindo a impedância de entrada de um transistor com um resistor no emissor não-desviado.

$Z_o$ : Com  $V_i$  fixado em zero,  $I_b = 0$  e  $\beta I_b$  pode ser substituído por um circuito aberto equivalente. O resultado é

$$Z_o = R_C \quad (8.24)$$

$A_v$ :

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

$$e \quad V_o = -I_o R_C = -\beta I_b R_C \\ = -\beta \left( \frac{V_i}{Z_b} \right) R_C$$

com

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta R_C}{Z_b} \quad (8.25)$$

Substituindo  $Z_b = \beta(r_e + R_E)$ , temos

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{r_e + R_E} \quad (8.26)$$

e para a aproximação  $Z_b \cong \beta R_E$ ,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{R_E} \quad (8.27)$$

Note novamente a ausência de  $\beta$  na equação de  $A_v$ .

$A_i$ : A amplitude de  $R_B$  é, muitas vezes, próxima de  $Z_b$  de forma a permitir a aproximação  $I_b = I_i$ . Aplicando a regra do divisor de corrente para o circuito de entrada, resultará em

$$I_b = \frac{R_B I_i}{R_B + Z_b}$$

e

$$\frac{I_b}{I_i} = \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

Por sua vez,

$$I_o = \beta I_b$$

e

$$\frac{I_o}{I_b} = \beta$$

tal que

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_b} \frac{I_b}{I_i} \\ = \beta \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

e

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R_B}{R_B + Z_b} \quad (8.28)$$

ou

$$A_i = -A_v \frac{Z_b}{R_C} \quad (8.29)$$

análise. Observe em cada caso, porém, que quando certas condições são atendidas as equações retornam à forma deduzida anteriormente. A dedução de cada equação está além das necessidades deste livro e é deixada como exercício para o leitor. Cada equação pode ser obtida por meio de uma *cuidadosa* aplicação das leis básicas de análise do circuito, tais como a lei das tensões de Kirchhoff, lei das correntes, conversões de fonte, teorema de Thévenin etc. As equações foram incluídas para remover a incômoda questão dos efeitos de  $r_o$  na dedução das expressões para os parâmetros das configurações do transistor

$Z_i$ :

$$Z_b = \beta r_e + \left[ \frac{(\beta + 1) + R_C/r_o}{1 + (R_C + R_E)/r_o} \right] R_E \quad (8.30)$$

Como a razão  $R_C/r_o$  é sempre muito menor que  $(\beta + 1)$ ,

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

Para  $r_o \geq 10(R_C + R_E)$ ,

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

que pode ser associada diretamente à (Eq. 8.20).

Em outras palavras, se  $r_o \geq 10(R_C + R_E)$ , todas as equações obtidas anteriormente vão ser reproduzidas.

Como  $\beta + 1 \cong \beta$ , a equação seguinte é uma excelente aproximação para a maioria das aplicações:

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E) \quad r_o \geq 10(R_C + R_E) \quad (8.31)$$

$Z_o$ :

$$Z_o = R_C \parallel \left[ r_o + \frac{\beta(r_o + r_e)}{1 + \frac{\beta r_e}{R_E}} \right] \quad (8.32)$$

No entanto,  $r_o \gg r_e$ , e

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

que pode ser escrita como

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

Tipicamente,  $1/\beta$  e  $r_e/R_E$  são menores do que um, com uma soma normalmente menor do que um. O resultado é um fator multiplicativo para  $r_o$  maior do que um. Para  $\beta = 100$ ,  $r_e = 10 \Omega$  e  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ :

$$\frac{1}{\frac{1}{\beta} + \frac{r_e}{R_E}} = \frac{1}{\frac{1}{100} + \frac{10 \Omega}{1000 \Omega}} = \frac{1}{0,02} = 50 \\ Z_o = R_C \parallel 51 r_o$$

**Relação de fase:** O sinal negativo da Eq. (8.25) novamente revela um deslocamento de fase de  $180^\circ$  entre  $V_o$  e  $V_i$ .

**Efeito de  $r_o$ :** As equações mostradas abaixo revelarão claramente a complexidade extra resultante da inclusão de  $r_o$  na



que certamente pode ser aproximada para  $R_C$ . Portanto,

$$Z_o = R_C \quad \text{qualquer nível de} \quad (8.33)$$

que foi obtido anteriormente

$A_v$ :

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\frac{\beta R_C}{Z_b} \left[ 1 + \frac{r_e}{r_o} \right] + \frac{R_C}{r_o}}{1 + \frac{R_C}{r_o}} \quad (8.34)$$

A razão  $r_e/r_o \ll 1$

e

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

Para  $r_o \geq 10R_C$ ,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{\beta R_C}{Z_b} \quad (8.35)$$

como obtido anteriormente.

$A_i$ : A determinação de  $A_i$  será reduzida à equação

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_C} \quad (8.36)$$

utilizando as equações acima.

### Desviado

Se  $R_E$  da Fig. 8.10 é desviado por um capacitor  $C_E$  no emissor, o modelo  $r_e$  equivalente completo pode ser introduzido, resultando no mesmo circuito equivalente da Fig. 8.3. As Eqs. (8.1 a 8.9) são, portanto, aplicáveis.

#### EXEMPLO 8.3

Para o circuito da Fig. 8.13, sem  $C_E$  (não desviado), determine:

- (a)  $r_e$
- (b)  $Z_i$
- (c)  $Z_o$
- (d)  $A_v$
- (e)  $A_i$

#### Solução

(a) DC: 
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega + (121)0,56 \text{ k}\Omega} = 35,89 \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (121)(46,5 \mu\text{A}) = 4,34 \text{ mA}$$

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

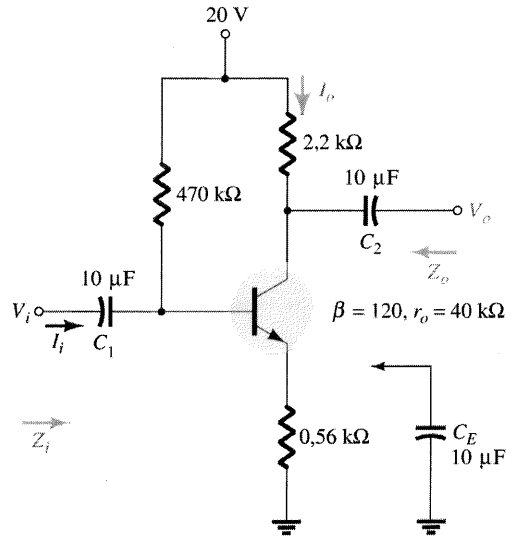


Fig. 8.13 Exemplo 8.3.

- (b) Testando a condição  $r_o \geq 10(R_C + R_E)$ ,  
 $40 \text{ k}\Omega \geq 10(2,2 \text{ k}\Omega + 0,56 \text{ k}\Omega)$   
 $40 \text{ k}\Omega \geq 10(2,76 \text{ k}\Omega) = 27,6 \text{ k}\Omega$  *satisfeita*

Portanto,

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

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

- (c)  $Z_o = R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$
- (d)  $r_o \geq 10R_C$  é satisfeita. Portanto,

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

próximo a  $-3,93$  usando a Eq. (8.27):  $A_v \cong -R_C/R_E$ .

(e) 
$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_C} = -(-3,89) \left( \frac{59,34 \text{ k}\Omega}{2,2 \text{ k}\Omega} \right) = 104,92$$

próximo a  $104,85$  usando a Eq. (8.28):  $A_i \cong \beta R_B / (R_B + Z_b)$

#### EXEMPLO 8.4

Repita a análise do Exemplo 8.3 com  $C_E$  no lugar.

#### Solução

- (a) Análise dc é a mesma e  $r_e = 5,99 \Omega$ .
- (b)  $R_E$  é “curto-circuitado” por  $C_E$  para a análise ac. Portanto,  

$$Z_i = R_B || Z_b = R_B || \beta r_e = 470 \text{ k}\Omega || (120)(5,99 \Omega) = 470 \text{ k}\Omega || 718,8 \Omega \cong 717,70 \Omega$$



- (c)  $Z_o = R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$
- (d)  $A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2,2 \text{ k}\Omega}{5,99 \Omega} = -367,28$  (um aumento significativo)
- (e)  $A_i = \frac{\beta R_B}{R_B + Z_b} = \frac{(120)(470 \text{ k}\Omega)}{470 \text{ k}\Omega + 718,8 \Omega} = 119,82$

**EXEMPLO 8.5**

Para o circuito da Fig. 8.14, determine (usando as aproximações adequadas):

- (a)  $r_e$
- (b)  $Z_i$
- (c)  $Z_o$
- (d)  $A_v$
- (e)  $A_i$

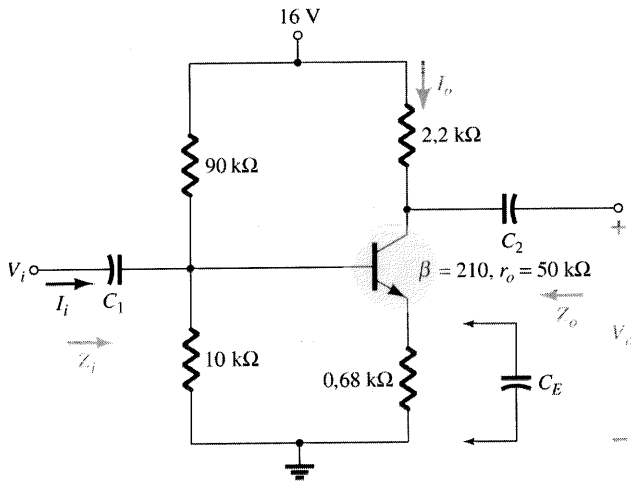


Fig. 8.14 Exemplo 8.5.

**Solução**

(a) Testando  $\beta R_E > 10R_2$

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

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

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

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

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

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

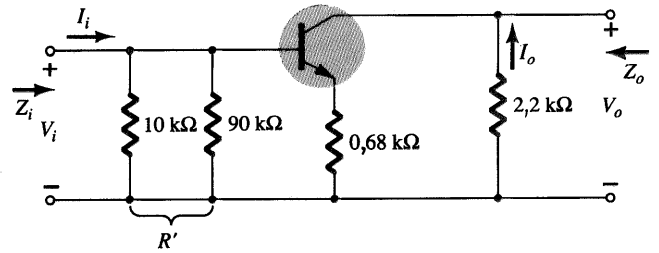


Fig. 8.15 Circuito ac equivalente da Fig. 8.14.

(b) O circuito ac equivalente é dado na Fig. 8.15. A configuração resultante é, agora, diferente da Fig. 8.11 somente pelo fato de que agora

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

As condições de teste de  $r_o \geq 10(R_C + R_E)$  e  $r_o \geq 10R_C$  são ambas satisfeitas. Usando as aproximações adequadas obtemos

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

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

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

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

$$(e) A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_C} = -(-3,24) \left( \frac{8,47 \text{ k}\Omega}{2,2 \text{ k}\Omega} \right) = 12,47$$

**EXEMPLO 8.6**

Repita o Exemplo 8.5 com  $C_E$  no lugar.

**Solução**

(a) A análise dc é a mesma e  $r_e = 19,64 \Omega$ .

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

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

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

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

(um aumento significativo)

$$(e) A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_L} = -(-112,02) \left( \frac{2,83 \text{ k}\Omega}{2,2 \text{ k}\Omega} \right) = 144,1$$

Uma outra variação da configuração com polarização no emissor aparece na Fig. 8.16. Para análise dc, a resistência do emissor é  $R_{E1} + R_{E2}$ , enquanto para a análise ac o resistor  $R_E$  nas equações acima é simplesmente  $R_{E1}$  e  $R_{E2}$ , desviado por  $C_E$ .

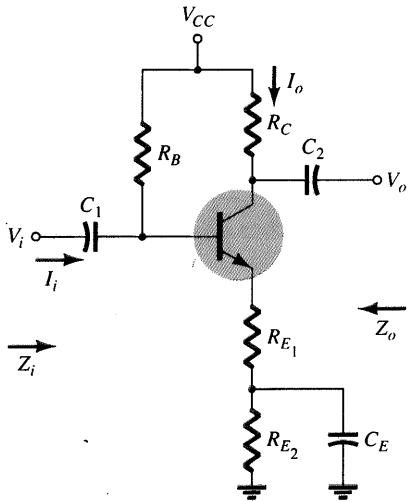


Fig. 8.16 Uma configuração com polarização no emissor com uma parte da resistência de polarização no emissor desviada no domínio ac.

### 8.5 CONFIGURAÇÃO SEGUIDOR-DE-EMISSOR

Quando a saída é tomada do terminal emissor do transistor, como mostrado na Fig. 8.17, o circuito é chamado de seguidor-de-emissor. A tensão de saída é sempre levemente menor que o sinal de entrada, devido à queda de tensão entre base e emissor, mas em geral a aproximação  $A_v \cong 1$  é adequada. Diferente da tensão de coletor, a tensão de emissor está em fase com o sinal  $V_i$ . Isto é, ambos,  $V_o$  e  $V_i$ , atingem seus valores de pico positivo e negativo ao mesmo tempo. O fato de  $V_o$  “seguir” a amplitude de  $V_i$  com a mesma fase contribui para a terminologia seguidor-de-emissor.

A configuração seguidor-de-emissor mais comum aparece na Fig. 8.17. Na verdade, como o coletor está aterrado para a análise ac, é na realidade uma configuração coletor-comum. Outras variações da Fig. 8.17 que coletam o sinal de saída no emissor com  $V_o \cong V_i$  serão apresentadas mais tarde nesta seção.

A configuração seguidor-de-emissor é freqüentemente usada para fins de casamento de impedâncias. Ela apresenta uma alta impedância na entrada e uma baixa impedância na saída, sendo o oposto do comportamento da configuração com polarização fixa

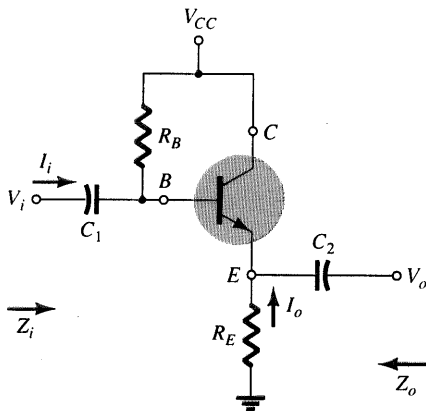


Fig. 8.17 Configuração seguidor-de-emissor.

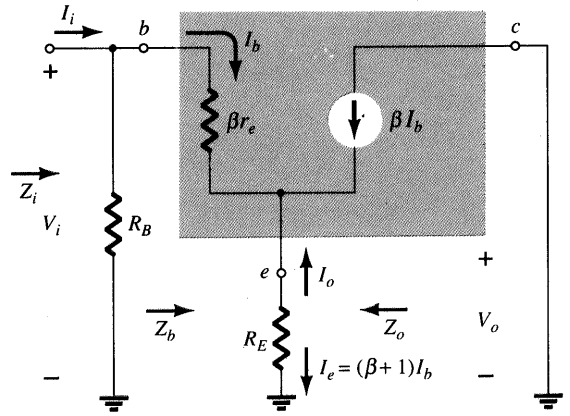


Fig. 8.18 Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente no circuito ac equivalente da Fig. 8.17.

padrão. O efeito resultante é quase o mesmo que o obtido com um transformador, onde uma carga é casada com a impedância da fonte para máxima transferência de potência através do sistema.

Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente no circuito da Fig. 8.17, resultará o circuito da Fig. 8.18. O efeito de  $r_o$  será examinado mais tarde nesta seção.

$Z_i$ : A impedância de entrada é determinada da mesma maneira que a descrita na seção anterior:

$$Z_i = R_B || Z_b \tag{8.37}$$

com  $Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E \tag{8.38}$

ou  $Z_b \cong \beta(r_e + R_E) \tag{8.39}$

e  $Z_b \cong \beta R_E \tag{8.40}$

$Z_o$ : A impedância de saída é mais bem descrita, escrevendo primeiro a equação para a corrente  $I_b$ :

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

e então multiplicando por  $(\beta + 1)$  para encontrar  $I_e$ . Isto é,

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

Substituindo por  $Z_b$ , temos

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

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

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

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

tal que  $I_e \cong \frac{V_i}{r_e + R_E} \tag{8.41}$

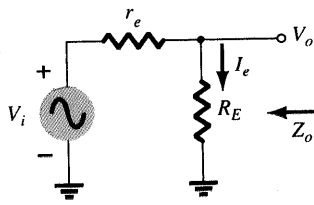


Fig. 8.19 Definindo a impedância de saída para a configuração seguidor-de-emissor.

Se construirmos agora o circuito definido pela Eq. (8.34), a configuração da Fig. 8.19 será obtida.

Para determinar  $Z_o$ ,  $V_i$  é fixado em zero e

$$Z_o = R_E || r_e \quad (8.42)$$

Como  $R_E$  é, tipicamente, muito maior que  $r_e$ , a seguinte aproximação é, via de regra, aplicada:

$$Z_o \cong r_e \quad (8.43)$$

$A_v$ : A Fig. 8.19 pode ser utilizada para determinar o ganho de tensão pela aplicação da regra do divisor de tensão:

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

e

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e} \quad (8.44)$$

Já que, em geral,  $R_E$  é muito maior que  $r_e$ ,  $R_E + r_e \cong R_E$  e

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong 1 \quad (8.45)$$

$A_i$ : Da Fig. 8.18,

$$I_b = \frac{R_B I_i}{R_B + Z_b}$$

ou

$$\frac{I_b}{I_i} = \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

e

$$I_o = -I_e = -(\beta + 1)I_b$$

ou

$$\frac{I_o}{I_b} = -(\beta + 1)$$

tal que

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_b} \frac{I_b}{I_i} = -(\beta + 1) \frac{R_B}{R_B + Z_b}$$

e desde que  $(\beta + 1) \cong \beta$ ,

$$A_i \cong -\frac{\beta R_B}{R_B + Z_b} \quad (8.46)$$

ou

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_E} \quad (8.47)$$

**Relação de fase:** Como mostrado pela Eq. (8.44) e por discussões anteriores desta seção,  $V_o$  e  $V_i$  estão em fase para a configuração seguidor-de-emissor.

**Efeito de  $r_o$ :**

$Z_i$ :

$$Z_b = \beta r_e + \frac{(\beta + 1)R_E}{1 + \frac{R_E}{r_o}} \quad (8.48)$$

Se a condição  $r_o \geq 10R_E$  for satisfeita,

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

que está de acordo com os resultados anteriores com

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E) \quad r_o \geq 10R_E \quad (8.49)$$

$Z_o$ :

$$Z_o = r_o || R_E || \frac{\beta r_e}{(\beta + 1)} \quad (8.50)$$

Usando  $\beta + 1 \cong \beta$ ,

$$Z_o = r_o || R_E || r_e$$

e uma vez que  $r_o \gg r_e$ ,

$$Z_o \cong R_E || r_e \quad \text{Qualquer } r_o \quad (8.51)$$

$A_v$ :

$$A_v = \frac{(\beta + 1)R_E / Z_b}{1 + \frac{R_E}{r_o}} \quad (8.52)$$

Se a condição  $r_o \geq 10R_E$  for satisfeita e usarmos a aproximação  $\beta + 1 \cong \beta$ ,

$$A_v \cong \frac{\beta R_E}{Z_b}$$

Mas

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

tal que

$$A_v \cong \frac{\beta R_E}{\beta(r_e + R_E)}$$

e

$$A_v \cong \frac{R_E}{r_e + R_E} \quad r_o \geq 10R_E \quad (8.53)$$

**EXEMPLO 8.7**

Para o circuito seguidor de emissor da Fig. 8.20, determine:

- (a)  $r_e$
- (b)  $Z_i$
- (c)  $Z_o$
- (d)  $A_v$
- (e)  $A_i$

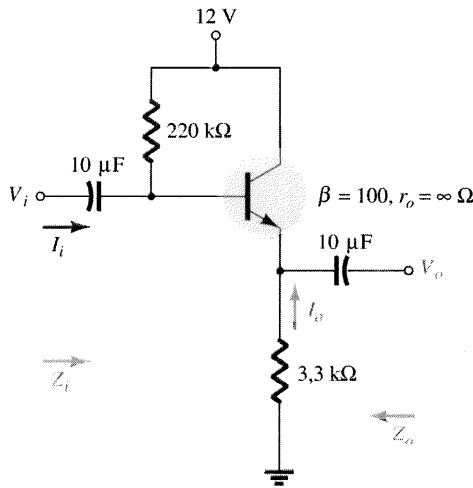


Fig. 8.20 Exemplo 8.7.

(f) Repita as letras (b) até (e) com  $r_o = 25\text{ k}\Omega$  e compare os resultados.

**Solução**

(a) 
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{12\text{ V} - 0,7\text{ V}}{220\text{ k}\Omega + (101)3,3\text{ k}\Omega} = 20,42\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (101)(20,42\ \mu\text{A}) = 2,062\text{ mA}$$

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

(b) 
$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E = (100)(12,61\ \Omega) + (101)(3,3\text{ k}\Omega) = 1,261\text{ k}\Omega + 333,3\text{ k}\Omega = 334,56\text{ k}\Omega \cong \beta R_E$$

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

(c) 
$$Z_o = R_E || r_e = 3,3\text{ k}\Omega || 12,61\ \Omega = 12,56\ \Omega \cong r_e$$

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

(e) 
$$A_i \cong -\frac{\beta R_B}{R_B + Z_b} = -\frac{(100)(220\text{ k}\Omega)}{220\text{ k}\Omega + 334,56\text{ k}\Omega} = -39,67$$

versus

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_E} = -(0,996) \left( \frac{132,72\text{ k}\Omega}{3,3\text{ k}\Omega} \right) = -40,06$$

(f) Verificando a condição  $r_o \geq 10R_E$ , nós temos

$$25\text{ k}\Omega \geq 10(3,3\text{ k}\Omega) = 33\text{ k}\Omega$$

que não é satisfeita. Portanto,

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

$$= (100)(12,61\ \Omega) + \frac{(100 + 1)3,3\text{ k}\Omega}{1 + \frac{3,3\text{ k}\Omega}{25\text{ k}\Omega}}$$

$$= 1,261\text{ k}\Omega + 294,43\text{ k}\Omega$$

$$= 295,7\text{ k}\Omega$$

com  $Z_i = R_B || Z_b = 220\text{ k}\Omega || 295,7\text{ k}\Omega = 126,15\text{ k}\Omega$  vs.  $132,72\text{ k}\Omega$  obtido anteriormente

$Z_o = R_E || r_e = 12,56\ \Omega$  como obtido anteriormente

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

de acordo com o resultado anterior.

Em geral, portanto, mesmo quando a condição  $r_o \geq 10R_E$  não for satisfeita, os resultados obtidos para  $Z_o$  e  $A_v$  são os mesmos, sendo  $Z_i$  ligeiramente menor. Os resultados sugerem que para grande parte das aplicações os resultados reais podem ser bem aproximados ignorando-se os efeitos de  $r_o$  para esta configuração.

O circuito da Fig. 8.21 é uma variação do circuito da Fig. 8.17, o qual emprega uma seção de entrada com divisor de tensão para estabelecer as condições de polarização. As equações (8.37) até (8.47) são diferentes apenas pela substituição de  $R_b$  por  $R' = R_1 || R_2$ .

O circuito da Fig. 8.22 também terá as características de entrada e saída de um seguidor-de-emissor, porém inclui um resistor no coletor  $R_c$ . Neste caso,  $R_b$  é novamente substituído pela combinação em paralelo de  $R_1$  e  $R_2$ . A impedância de entrada  $Z_i$  e a impedância de saída  $Z_o$  não são afetadas por  $R_c$ , pois ele não é refletido para os circuitos equivalentes da base ou emissor. Na verdade, o único efeito de  $R_c$  será na determinação do ponto  $Q$  de operação.

**8.6 CONFIGURAÇÃO BASE-COMUM**

A configuração base-comum é caracterizada por ter uma impedância de entrada relativamente baixa, uma impedância de saída

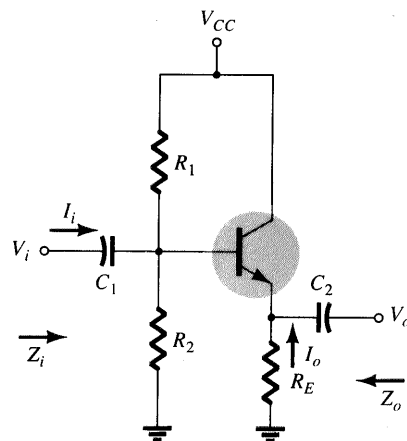


Fig. 8.21 Configuração seguidor-de-emissor com um arranjo de polarização por divisor de tensão.

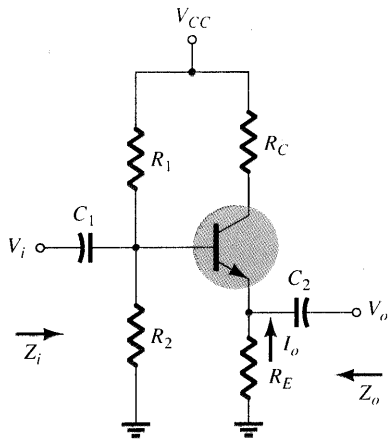


Fig. 8.22 Configuração seguidor-de-emissor com um resistor  $R_C$  no coletor.

alta e um ganho de corrente menor que 1. O ganho de tensão, entretanto, pode ser muito grande. A configuração-padrão aparece na Fig. 8.23 com o modelo  $r_e$  equivalente para base-comum substituído na Fig. 8.24. A impedância de saída do transistor  $r_o$  não é incluída na configuração base-comum porque seu valor está, tipicamente, na faixa de megaohm e pode ser ignorada quando comparada ao resistor  $R_C$  em paralelo.

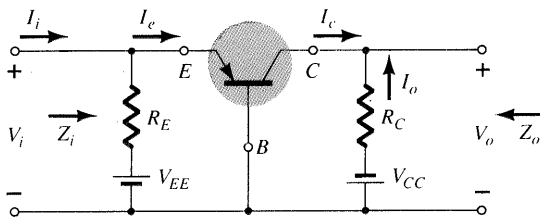


Fig. 8.23 Configuração base-comum.

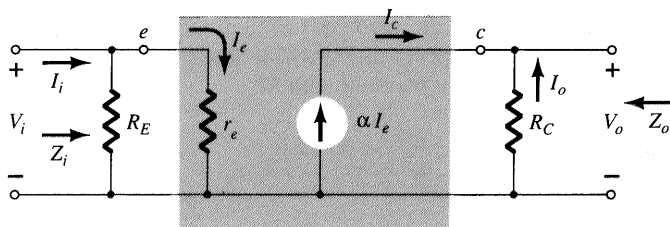


Fig. 8.24 Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente no circuito ac equivalente da Fig. 8.23.

$Z_i$ :

$$Z_i = R_E || r_e \tag{8.54}$$

$Z_o$ :

$$Z_o = R_C \tag{8.55}$$

$A_v$ :

$$V_o = -I_o R_C = -(-I_c) R_C = \alpha I_e R_C$$

com 
$$I_e = \frac{V_i}{r_e}$$

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

e 
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e} \tag{8.56}$$

$A_i$ : Assumindo que  $R_E \gg r_e$ , temos

$$I_e = I_i$$

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

com 
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = -\alpha \cong -1 \tag{8.57}$$

**Relação de fase:** O fato de  $A_v$  ser um número positivo revela que  $V_o$  e  $V_i$  estão em fase para a configuração base-comum.

**Efeito de  $r_o$ :** Para a configuração base-comum,  $r_o = 1/h_{ob}$  está tipicamente na faixa de megaohm e é suficientemente maior que a resistência paralela  $R_C$  para permitir a aproximação  $r_o || R_C \cong R_C$

**EXEMPLO 8.8**

Para o circuito da Fig. 8.25, determine:

- (a)  $r_e$
- (b)  $Z_i$
- (c)  $Z_o$
- (d)  $A_v$
- (e)  $A_i$

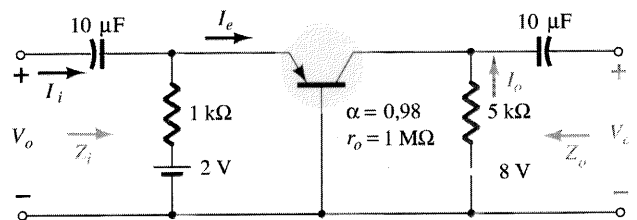


Fig. 8.25 Exemplo 8.8.

**Solução**

(a) 
$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \frac{2 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = \frac{1,3 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1,3 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1,3 \text{ mA}} = 20 \Omega$$

(b) 
$$Z_i = R_E || r_e = 1 \text{ k}\Omega || 20 \Omega = 19,61 \Omega \cong r_e$$

(c) 
$$Z_o = R_C = 5 \text{ k}\Omega$$

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

(e) 
$$A_i = -0,98 \cong -1$$



### 8.7 CONFIGURAÇÃO COM REALIMENTAÇÃO NO COLETOR

O circuito com realimentação no coletor da Fig. 8.26 emprega uma realimentação do coletor para a base a fim de aumentar a estabilidade do sistema conforme discutido na Seção 4.12. Entretanto, a simples manobra de conectar um resistor da base para o coletor, em vez de conectá-lo entre a base e a fonte dc, tem um impacto significativo no nível de dificuldade encontrada ao analisar o circuito.

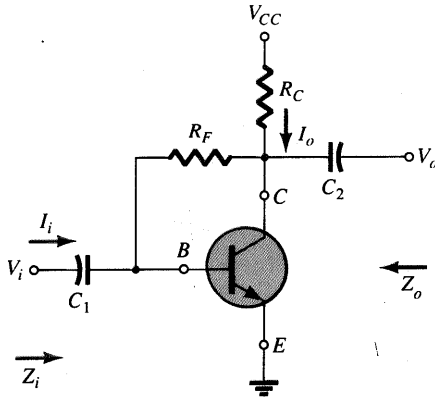


Fig. 8.26 Configuração com realimentação no coletor.

Alguns dos passos realizados abaixo são resultado da experiência de trabalho com tais configurações. Não se espera que um estudante novato no assunto possa escolher a seqüência de passos descrita abaixo sem cometer alguns erros em um passo ou dois. Substituindo o circuito equivalente e redesenhando o circuito resultará na configuração da Fig. 8.27. Os efeitos da resistência de saída do transistor serão discutidos mais tarde.

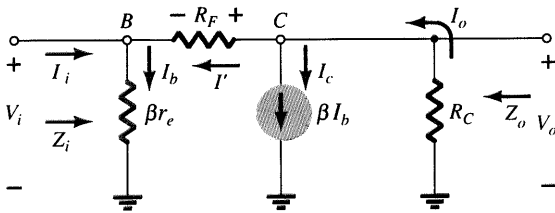


Fig. 8.27 Substituindo o circuito re equivalente no circuito ac equivalente da Fig. 8.26.

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

com 
$$V_o = -I_o R_C$$

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

Como  $\beta I_b$  é normalmente muito maior do que  $I'$ ,

$$I_o \cong \beta I_b$$

e 
$$V_o = -(\beta I_b) R_C = -\beta I_b R_C$$

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

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

Portanto,

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

$$= -\frac{1}{R_F} \left[ 1 + \frac{R_C}{r_e} \right] V_i$$

O resultado é

$$V_i = I_b \beta r_e = (I_i + I') \beta r_e = I_i \beta r_e + I' \beta r_e$$

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

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

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

mas  $R_C$  é geralmente muito maior do que  $r_e$  e  $1 + \frac{R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}$

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

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

(8.58)

ou

$Z_o:$  Se fixarmos  $V_i$  em zero conforme requerido para definir  $Z_o$ , o circuito terá o aspecto da Fig. 8.28. O efeito de  $\beta r_e$  é removido e  $R_F$  aparecerá em paralelo com  $R_C$  e

$$Z_o \cong R_C || R_F$$

(8.59)

$A_v:$  No nó C da Fig. 8.27:

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

Para valores típicos,  $\beta I_b \gg I'$  e  $I_o \cong \beta I_b$ .

$$V_o = -I_o R_C = -(\beta I_b) R_C$$

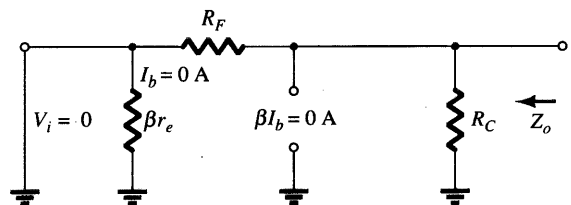


Fig. 8.28 Definindo  $Z_o$  para a configuração com realimentação no coletor.

Substituindo  $I_b = V_i/\beta r_e$ , temos

$$V_o = -\beta \frac{V_i}{\beta r_e} R_C$$

e 
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{r_e} \tag{8.60}$$

$A_i$ : Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff em torno da malha externa do circuito, obtemos

$$V_i + V_{R_F} - V_o = 0$$

e 
$$I_b \beta r_e + (I_b - I_i) R_F + I_o R_C = 0$$

Usando  $I_o \cong \beta I_b$ , nós temos

$$I_b \beta r_e + I_b R_F - I_i R_F + \beta I_b R_C = 0$$

e 
$$I_b (\beta r_e + R_F + \beta R_C) = I_i R_F$$

Substituindo  $I_b = I_o/\beta$  de  $I_o \cong \beta I_b$ , obtemos

$$\frac{I_o}{\beta} (\beta r_e + R_F + \beta R_C) = I_i R_F$$

e 
$$I_o = \frac{\beta R_F I_i}{\beta r_e + R_F + \beta R_C}$$

Ignorando  $\beta r_e$  por comparação com  $R_F$  e  $\beta R_C$ , temos

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R_F}{R_F + \beta R_C} \tag{8.61}$$

Para  $\beta R_C \gg R_F$ ,

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R_F}{\beta R_C}$$

e 
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{R_F}{R_C} \tag{8.62}$$

**Relação de fase:** O sinal negativo da Eq. (8.60) revela um deslocamento de fase de  $180^\circ$  entre  $V_o$  e  $V_i$ .

**Efeito de  $r_o$ :**

$Z_i$ : Uma análise completa, sem aproximações, resulta em

$$Z_i = \frac{1 + \frac{R_C || r_o}{R_F}}{\frac{1}{\beta r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C || r_o}{R_F r_e}} \tag{8.63}$$

Reconhecendo que  $1/R_F \cong 0$  e aplicando a condição  $r_o \geq 10R_C$ ,

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

mas, tipicamente,  $R_C/R_F \ll 1$  e

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

ou 
$$Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}} \tag{8.64}$$
  
 $r_o \geq 10R_C$

como obtido anteriormente.

$Z_o$ : Incluindo  $r_o$  em paralelo com  $R_C$  na Fig. 8.28 resulta em

$$Z_o = r_o || R_C || R_F \tag{8.65}$$

Para  $r_o \geq 10R_C$ ,

$$Z_o \cong R_C || R_F \tag{8.66}$$
  
 $r_o \geq 10R_C$

como obtido anteriormente. Para a condição usual  $R_F \gg R_C$ ,

$$Z_o \cong R_C \tag{8.67}$$
  
 $r_o \geq 10R_C, R_F \gg R_C$

$A_v$ :

$$A_v = -\frac{\left[ \frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_e} \right] (r_o || R_C)}{1 + \frac{r_o || R_C}{R_F}} \tag{8.68}$$

Como  $R_F \gg r_e$ ,

$$A_v \cong -\frac{\frac{r_o || R_C}{r_e}}{1 + \frac{r_o || R_C}{R_F}}$$

Para  $r_o \geq 10R_C$ ,

$$A_v \cong -\frac{\frac{R_C}{r_e}}{1 + \frac{R_C}{R_F}} \tag{8.69}$$
  
 $r_o \geq 10R_C$

e uma vez que  $R_C/R_F$  é muito menor do que um,

$$A_v \cong -\frac{R_C}{r_e} \tag{8.70}$$
  
 $r_o \geq 10R_C, R_F \gg R_C$

como obtido anteriormente.

**EXEMPLO 8.9**

Para o circuito da Fig. 8.29, determine:

(a)  $r_e$

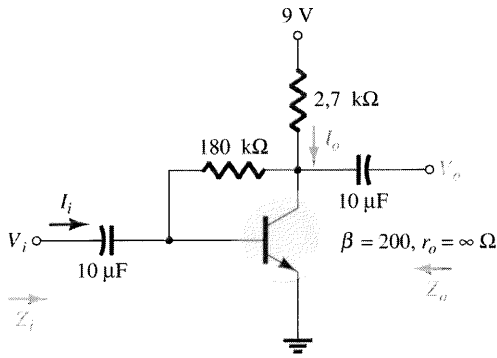


Fig. 8.29 Exemplo 8.9.

- (b)  $Z_i$  (c)  $Z_o$  (d)  $A_v$  (e)  $A_i$   
 (f) Repita as letras (b) até (e) com  $r_o = 20 \text{ k}\Omega$  e compare os resultados.

**Solução**

- (a)  $I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta R_C} = \frac{9 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{180 \text{ k}\Omega + (200)2,7 \text{ k}\Omega} = 11,53 \mu\text{A}$   
 $I_E = (\beta + 1)I_B = (201)(11,53 \mu\text{A}) = 2,32 \text{ mA}$   
 $r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{2,32 \text{ mA}} = 11,21 \Omega$
- (b)  $Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}} = \frac{11,21 \Omega}{\frac{1}{200} + \frac{2,7 \text{ k}\Omega}{180 \text{ k}\Omega}} = \frac{11,21 \Omega}{0,005 + 0,015} = \frac{11,21 \Omega}{0,02} = 50(11,21 \Omega) = 560,5 \Omega$
- (c)  $Z_o = R_C || R_F = 2,7 \text{ k}\Omega || 180 \text{ k}\Omega = 2,66 \text{ k}\Omega$
- (d)  $A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2,7 \text{ k}\Omega}{11,21 \Omega} = -240,86$
- (e)  $A_i = \frac{\beta R_F}{R_F + \beta R_C} = \frac{(200)(180 \text{ k}\Omega)}{180 \text{ k}\Omega + (200)(2,7 \text{ k}\Omega)} = 50$
- (f)  $Z_i$ : A condição  $r_o \geq 10R_C$  não é satisfeita. Portanto,

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

$$= \frac{1 + \frac{2,7 \text{ k}\Omega || 20 \text{ k}\Omega}{180 \text{ k}\Omega}}{\frac{1}{(200)(11,21)} + \frac{1}{180 \text{ k}\Omega} + \frac{2,7 \text{ k}\Omega || 20 \text{ k}\Omega}{(180 \text{ k}\Omega)(11,21 \Omega)}}$$

$$= \frac{1 + \frac{2,38 \text{ k}\Omega}{180 \text{ k}\Omega}}{0,45 \times 10^{-3} + 0,006 \times 10^{-3} + 1,18 \times 10^{-3}}$$

$$= \frac{1 + 0,013}{1,64 \times 10^{-3}} = 617,7 \Omega \text{ vs. } 560,5 \Omega \text{ acima}$$

$Z_o$ :  
 $Z_o = r_o || R_C || R_F = 20 \text{ k}\Omega || 2,7 \text{ k}\Omega || 180 \text{ k}\Omega = 2,35 \text{ k}\Omega \text{ vs. } 2,66 \text{ k}\Omega \text{ acima}$

$A_v$ :  
 $A_v = \frac{-\left[\frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_e}\right](r_o || R_C)}{1 + \frac{r_o || R_C}{R_F}}$

$$= \frac{-\left[\frac{1}{180 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{11,21 \Omega}\right](2,38 \text{ k}\Omega)}{1 + \frac{2,38 \text{ k}\Omega}{180 \text{ k}\Omega}}$$

$$= \frac{-[5,56 \times 10^{-6} - 8,92 \times 10^{-2}](2,38 \text{ k}\Omega)}{1 + 0,013} = -209,56 \text{ vs. } -240,86 \text{ acima}$$

$A_i$ :  
 $A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_C}$

$$= -(-209,56) \frac{617,7 \Omega}{2,7 \text{ k}\Omega} = 47,94 \text{ vs. } 50 \text{ acima}$$

Para a configuração da Fig. 8.30, as Eqs. (8.71) até (8.74) determinarão as variáveis de interesse. As demonstrações são deixadas como exercício no final do capítulo.

$Z_i$ :

$$Z_i \cong \frac{R_E}{\left[\frac{1}{\beta} + \frac{(R_E + R_C)}{R_F}\right]} \quad (8.71)$$

$Z_o$ :

$$Z_o \cong R_C || R_F \quad (8.72)$$

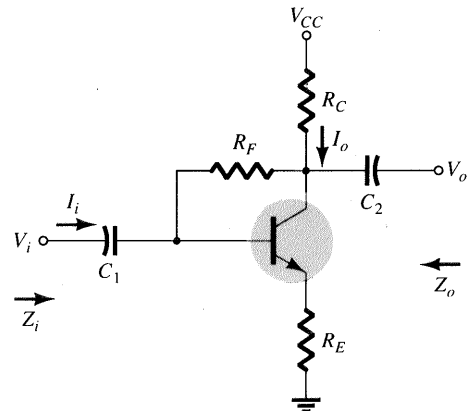


Fig. 8.30 Configuração com realimentação no coletor com um resistor  $R_E$  no emissor.

$A_v$ :

$$A_v \cong -\frac{R_C}{R_E} \quad (8.73)$$

$A_i$ :

$$A_i \cong \frac{1}{\frac{1}{\beta} + \frac{(R_E + R_C)}{R_F}} \quad (8.74)$$

$Z_i$ :

$$Z_i = R_{F1} \parallel \beta r_e \quad (8.75)$$

$Z_o$ :

$$Z_o = R_C \parallel R_{F2} \parallel r_o \quad (8.76)$$

Para  $r_o \geq 10R_C$ ,

$$Z_o \cong R_C \parallel R_{F2} \quad r_o \geq 10R_C \quad (8.77)$$

### 8.8 CONFIGURAÇÃO COM REALIMENTAÇÃO DC NO COLETOR

O circuito da Fig. 8.31 tem um resistor de realimentação dc para aumentar a estabilidade. O capacitor  $C_3$  desviará parte da resistência de realimentação para as seções de entrada e saída do circuito no domínio ac. A porção de  $R_F$  desviada para o lado da entrada ou saída será determinada pelos valores de resistência ac de entrada e saída.

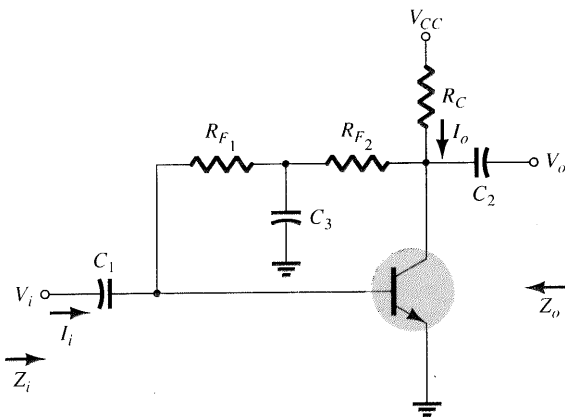


Fig. 8.31 Configuração com realimentação dc no coletor.

Na frequência ou frequências de operação, o capacitor será um curto-circuito para a terra, devido a seu nível de baixa impedância comparado aos outros elementos do circuito. O circuito ac equivalente para pequenos sinais terá, então, o aspecto da Fig. 8.32.

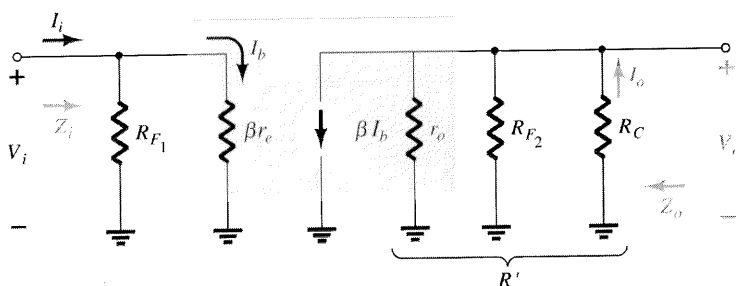


Fig. 8.32 Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente no circuito ac equivalente da Fig. 8.31.

$A_v$ :

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

e

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

mas

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

e

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

tal que

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{r_o \parallel R_{F2} \parallel R_C}{r_e} \quad (8.78)$$

Para  $r_o \geq 10R_C$ ,

$$A_v \cong -\frac{R_{F2} \parallel R_C}{r_e} \quad r_o \geq 10R_C \quad (8.79)$$

$A_i$ : Para a seção de entrada,

$$I_b = \frac{R_{F1} I_i}{R_{F1} + \beta r_e} \quad \text{ou} \quad \frac{I_b}{I_i} = \frac{R_{F1}}{R_{F1} + \beta r_e}$$

e para a seção de saída, usando  $R' = r_o \parallel R_{F2}$

$$I_o = \frac{R' \beta I_b}{R' + R_C} \quad \text{ou} \quad \frac{I_o}{I_b} = \frac{R' \beta}{R' + R_C}$$

O ganho de corrente

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_i} = \frac{R' \beta}{R' + R_C} \cdot \frac{R_{F1}}{R_{F1} + \beta r_e}$$



e 
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\beta R_{F_1} R'}{(R_{F_1} + \beta r_e)(R' + R_C)} \quad (8.80)$$
  $R' = r_o \parallel R_{F_2}$

Como  $R_{F_1}$  é normalmente muito maior do que  $\beta r_e$ ,  $R_{F_1} + \beta r_e \cong R_{F_1}$

e 
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta R_{F_1} (r_o \parallel R_{F_2})}{R_{F_1} (r_o \parallel R_{F_2} + R_C)}$$

tal que 
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta}{1 + \frac{R_C}{r_o \parallel R_{F_2}}} \quad (8.81)$$
  $R_{F_1} \geq 10\beta r_e$

ou 
$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = -A_v \frac{Z_i}{R_C} \quad (8.82)$$

**Relação de fase:** O sinal negativo na Eq. (8.78) revela claramente um deslocamento de fase de  $180^\circ$  entre as tensões de entrada e saída.

**EXEMPLO 8.10**

Para o circuito da Fig. 8.33, determine:

- (a)  $r_e$
- (b)  $Z_i$
- (c)  $Z_o$
- (d)  $A_v$
- (e)  $A_i$

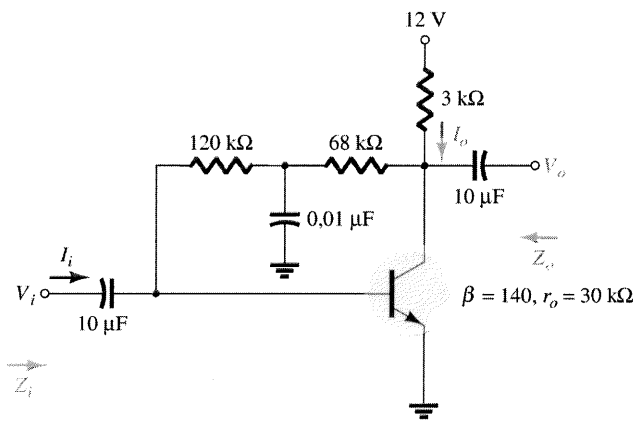


Fig. 8.33 Exemplo 8.10.

**Solução**

(a) DC: 
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta R_C}$$

$$= \frac{12 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{(120 \text{ k}\Omega + 68 \text{ k}\Omega) + (140)3 \text{ k}\Omega}$$

$$= \frac{11,3 \text{ V}}{608 \text{ k}\Omega} = 18,6 \mu\text{A}$$

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

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

(b)  $\beta r_e = (140)(9,92 \Omega) = 1,39 \text{ k}\Omega$   
O circuito ac equivalente aparece na Fig. 8.34.

$$Z_i = R_{F_1} \parallel \beta r_e = 120 \text{ k}\Omega \parallel 1,39 \text{ k}\Omega \cong 1,37 \text{ k}\Omega$$

(c) Testando a condição  $r_o \geq 10R_C$ , obtemos que  $30 \text{ k}\Omega \geq 10(3 \text{ k}\Omega) = 30 \text{ k}\Omega$

que é satisfeita pelo sinal de igual na condição. Portanto,

$$Z_o \cong R_C \parallel R_{F_2} = 3 \text{ k}\Omega \parallel 68 \text{ k}\Omega = 2,87 \text{ k}\Omega$$

(d)  $r_o \geq 10R_C$ , portanto

$$A_v \cong -\frac{R_{F_2} \parallel R_C}{r_e} = -\frac{68 \text{ k}\Omega \parallel 3 \text{ k}\Omega}{9,92 \Omega}$$

$$\cong -\frac{2,87 \text{ k}\Omega}{9,92 \Omega}$$

$$\cong -289,3$$

(e) Uma vez que a condição  $R_{F_1} \gg \beta r_e$  é satisfeita,

$$A_i \cong \frac{\beta}{1 + \frac{R_C}{r_o \parallel R_{F_2}}} = \frac{140}{1 + \frac{3 \text{ k}\Omega}{30 \text{ k}\Omega \parallel 68 \text{ k}\Omega}} = \frac{140}{1 + 0,14}$$

$$= \frac{140}{1,14} \cong 122,8$$

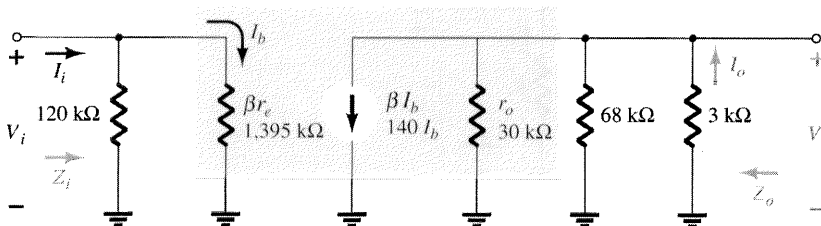


Fig. 8.34 Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente no circuito ac equivalente da Fig. 8.33.

## 8.9 CIRCUITO HÍBRIDO EQUIVALENTE APROXIMADO

A análise usando o circuito híbrido equivalente aproximado da Fig. 8.35 para a configuração emissor-comum e da Fig. 8.36 para a configuração base-comum é muito semelhante àquela já realizada usando o modelo  $r_e$ . Embora o tempo e as prioridades não permitam uma análise detalhada de todas as configurações discutidas até aqui, uma breve visão de algumas mais importantes será incluída nesta seção para demonstrar as semelhanças na abordagem e nas equações resultantes.

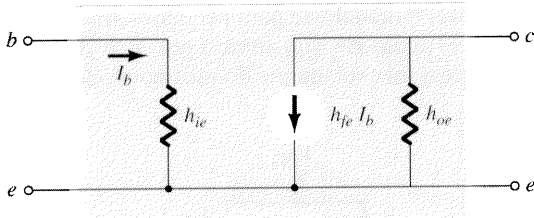


Fig. 8.35 Circuito híbrido equivalente aproximado para emissor-comum.

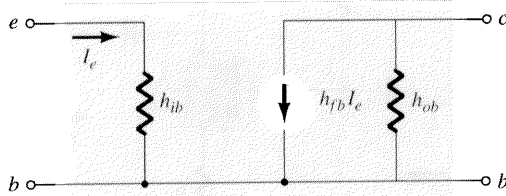


Fig. 8.36 Circuito híbrido equivalente aproximado para base-comum.

Como os vários parâmetros do modelo híbrido são especificados pela folha de especificações ou análise experimental, a análise ac associada com o uso do modelo  $r_e$  não pode ser aplicada de imediato ao modelo híbrido. Ou seja, quando o problema é apresentado, os parâmetros como  $h_{ie}$ ,  $h_{je}$ ,  $h_{ib}$ , e assim por diante, são especificados. Tenha em mente, porém, que os parâmetros híbridos e os componentes do modelo  $r_e$  estão relacionados pelas seguintes equações discutidas no Cap. 7:  $h_{ie} = \beta_{re} h_{je} = \beta$ ,  $h_{oe} = 1/r_o$ ,  $h_{fb} = -\alpha$ , e  $h_{ib} = r_e$  (olhe o Apêndice A).

### Configuração com Polarização Fixa

Para a configuração com polarização fixa da Fig. 8.37, o circuito ac equivalente para pequenos sinais aparece conforme a Fig.

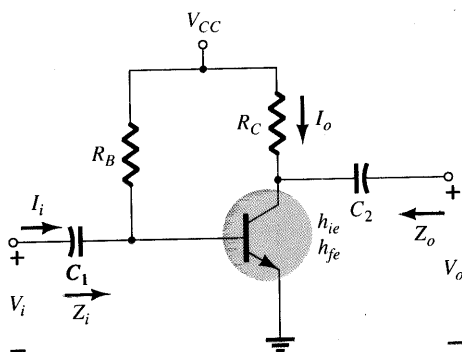


Fig. 8.37 Configuração com polarização fixa.

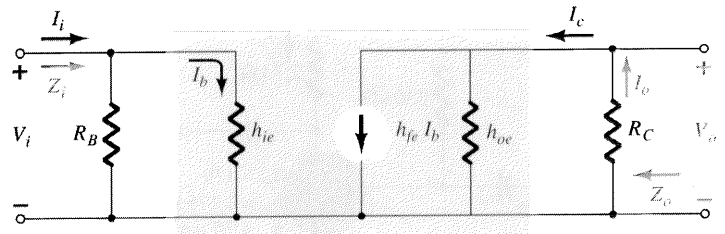


Fig. 8.38 Substituindo o circuito híbrido equivalente aproximado no circuito ac equivalente da Fig. 8.37.

8.38, usando o modelo híbrido equivalente aproximado para emissor-comum. Compare as semelhanças com a Fig. 8.3 e na análise do modelo  $r_e$ . A comparação sugere que a análise será muito similar, e os resultados de um podem ser relacionados diretamente ao outro.

$Z_i$ : Da Fig. 8.38,

$$Z_i = R_B || h_{ie} \quad (8.83)$$

$Z_o$ : Da Fig. 8.38,

$$Z_o = R_C || 1/h_{oe} \quad (8.84)$$

$A_v$ : Usando  $R' = 1/h_{oe} || R_C$ ,

$$\begin{aligned} V_o &= -I_o R' = -I_C R' \\ &= -h_{fe} I_b R' \\ I_b &= \frac{V_i}{h_{ie}} \end{aligned}$$

e

$$V_o = -h_{fe} \frac{V_i}{h_{ie}} R'$$

com

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{fe}(R_C || 1/h_{oe})}{h_{ie}} \quad (8.85)$$

tal que

$A_i$ : Assumindo que  $R_B \gg h_{ie}$  e  $1/h_{oe} \geq 10 R_C$ , então  $I_b \cong I_i$  e  $I_c = I_o = h_{fe} I_b = h_{fe} I_i$  com

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong h_{fe} \quad (8.86)$$

### EXEMPLO 8.11

Para o circuito da Fig. 8.39, determine:

- $Z_i$
- $Z_o$
- $A_v$
- $A_i$

### Solução

- $Z_i = R_B || h_{ie} = 330 \text{ k}\Omega || 1,175 \text{ k}\Omega \cong h_{ie} = 1,171 \text{ k}\Omega$
- $r_o = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{20 \text{ }\mu\text{A/V}} = 50 \text{ k}\Omega$

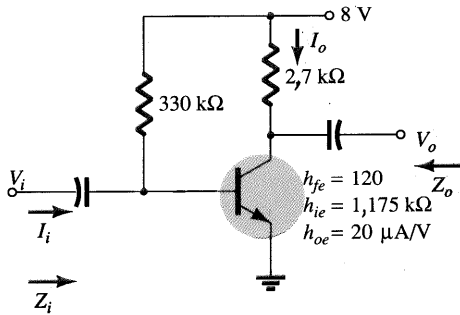


Fig. 8.39 Exemplo 8.11.

$$Z_o = \frac{1}{h_{oe}} \parallel R_C = 50 \text{ k}\Omega \parallel 2,7 \text{ k}\Omega = 2,56 \text{ k}\Omega \cong R_C$$

$$(c) A_v = -\frac{h_{fe}(R_C \parallel 1/h_{oe})}{h_{ie}} = -\frac{(120)(2,7 \text{ k}\Omega \parallel 50 \text{ k}\Omega)}{1,171 \text{ k}\Omega} = -262,34$$

$$(d) A_i \cong h_{fe} = 120$$

### Configuração com Divisor de Tensão

Para a configuração polarizada por divisor de tensão da Fig. 8.40, o circuito ac equivalente para pequenos sinais resultante terá o mesmo aspecto da Fig. 8.38 com  $R_b$  substituído por  $R' = R_1 \parallel R_2$ .

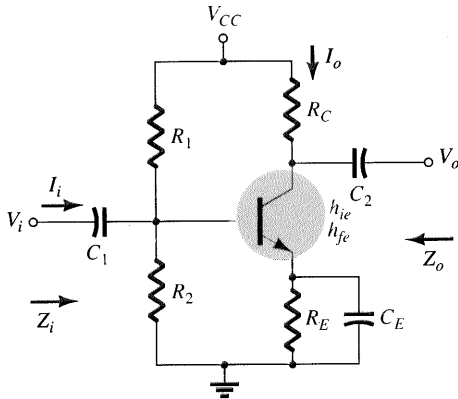


Fig. 8.40 Configuração de polarização por divisor de tensão.

$Z_i$ : Da Fig. 8.38 com  $R_b = R'$ ,

$$Z_i = R' \parallel h_{ie} \quad (8.87)$$

$Z_o$ : Da Fig. 8.38,

$$Z_o \cong R_C \quad (8.88)$$

$A_v$ :

$$A_v = -\frac{h_{fe}(R_C \parallel 1/h_{oe})}{h_{ie}} \quad (8.89)$$

$A_i$ :

$$A_i = -\frac{h_{fe}R'}{R' + h_{ie}} \quad (8.90)$$

O efeito de  $r_o = 1/h_{oe}$  é o mesmo daquele encontrado para a configuração com polarização fixa.

### Configuração com Polarização no Emissor Não-Desviado

Para a configuração *EC* com polarização no emissor não-desviado da Fig. 8.41, o modelo ac para pequenos sinais será o mesmo da Fig. 8.11, com  $\beta r_e$  substituído por  $h_{ie}$  e  $\beta I_b$  por  $h_{fe}I_b$ . A análise se processará exatamente do mesmo modo com

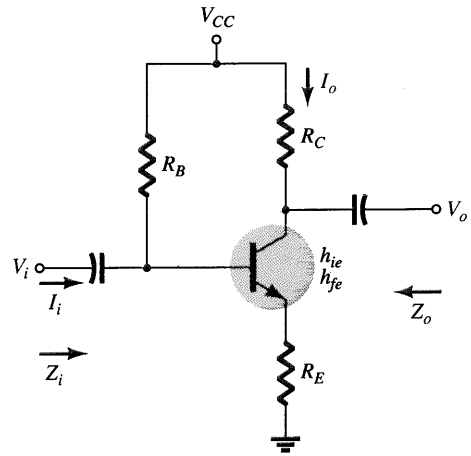


Fig. 8.41 Configuração EC com polarização no emissor não-desviado.

$Z_i$ :

$$Z_b \cong h_{fe}R_E \quad (8.91)$$

e

$$Z_i = R_B \parallel Z_b \quad (8.92)$$

$Z_o$ :

$$Z_o = R_C \quad (8.93)$$

$A_v$ :

$$A_v = -\frac{h_{fe}R_C}{Z_b} \cong -\frac{h_{fe}R_C}{h_{fe}R_E}$$

$$A_v \cong -\frac{R_C}{R_E} \quad (8.94)$$

$A_i$ :

$$A_i = \frac{h_{fe}R_B}{R_B + Z_b} \quad (8.95)$$

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_C} \quad (8.96)$$

### Configuração Seguidor-de-Emissor

Para o seguidor-de-emissor da Fig. 8.42 o modelo ac para pequenos sinais parece com a Fig. 8.18 para  $\beta r_e = h_{ie}$  e  $\beta = h_{fe}$ . As equações resultantes serão, portanto, muito semelhantes.

$Z_i$ :

$$Z_b \cong h_{fe} R_E \quad (8.97)$$

$$Z_i = R_B || Z_b \quad (8.98)$$

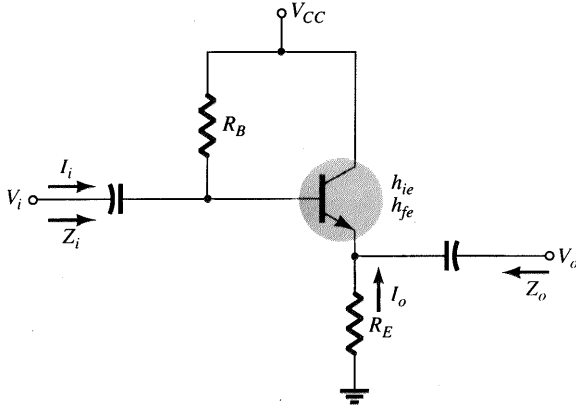


Fig. 8.42 Configuração seguidor-de-emissor.

$Z_o$ : Para  $Z_o$ , o circuito de saída definido pelas equações resultantes aparecerá como mostrado na Fig. 8.43. Reveja o desenvolvimento das equações na Seção 8.5 e

$$Z_o = R_E || \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

ou desde que  $1 + h_{fe} \cong h_{fe}$ ,

$$Z_o \cong R_E || \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \quad (8.99)$$

$A_v$ : Para o ganho de tensão, a regra do divisor de tensão pode ser aplicada à Fig. 8.43 como segue:

$$V_o = \frac{R_E(V_i)}{R_E + h_{ie}/(1 + h_{fe})}$$

mas já que  $1 + h_{fe} \cong h_{fe}$ ,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong \frac{R_E}{R_E + h_{ie}/h_{fe}} \quad (8.100)$$

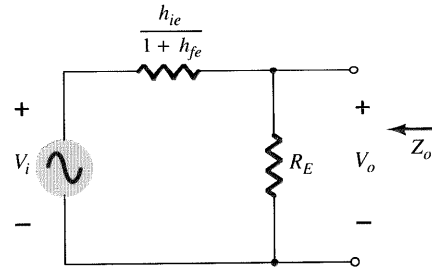


Fig. 8.43 Definindo  $Z_o$  para a configuração seguidor-de-emissor.

$A_i$ :

$$A_i = \frac{h_{fe} R_B}{R_B + Z_b} \quad (8.101)$$

ou

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_E} \quad (8.102)$$

### Configuração Base-Comum

A última configuração a ser examinada com o circuito híbrido equivalente aproximado será o amplificador base-comum da Fig. 8.44. Substituindo o modelo híbrido equivalente aproximado para

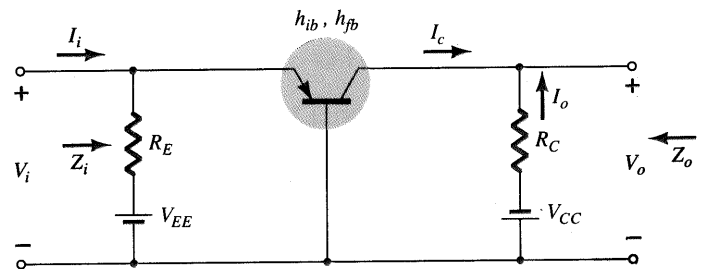


Fig. 8.44 Configuração base-comum.

base-comum, resultará no circuito da Fig. 8.45, a qual é muito semelhante à Fig. 8.24. Da Fig. 8.45,

$Z_i$ :

$$Z_i = R_E || h_{ib} \quad (8.103)$$

$Z_o$ :

$$Z_o = R_C \quad (8.104)$$

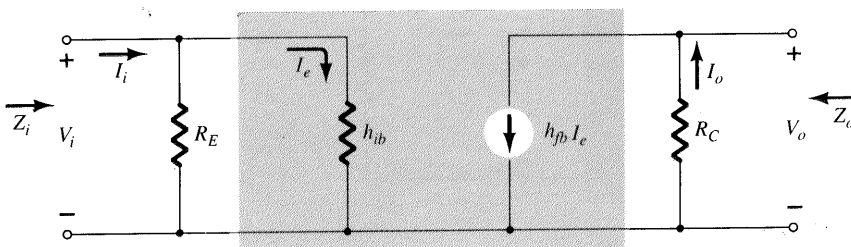


Fig. 8.45 Substituindo o circuito híbrido equivalente aproximado no circuito ac equivalente da Fig. 8.44.





$A_v$ :

$$V_o = -I_o R_C = -(h_{fb} I_e) R_C$$

com  $I_e = \frac{V_i}{h_{ib}}$  e  $V_o = -h_{fb} \frac{V_i}{h_{ib}} R_C$

tal que  $A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{fb} R_C}{h_{ib}}$  (8.105)

$A_i$ :

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = h_{fb} \cong -1$$
 (8.106)

**EXEMPLO 8.12**

Para o circuito da Fig. 8.46, determine:

- (a)  $Z_i$ ,
- (b)  $Z_o$ ,
- (c)  $A_v$ ,
- (d)  $A_i$ .

**Solução**

- (a)  $Z_i = R_E || h_{ib} = 2,2 \text{ k}\Omega || 14,3 \Omega = 14,21 \Omega \cong h_{ib}$
- (b)  $r_o = \frac{1}{h_{ob}} = \frac{1}{0,5 \mu\text{A/V}} = 2 \text{ M}\Omega$   
 $Z_o = \frac{1}{h_{ob}} || R_C \cong R_C = 3,3 \text{ k}\Omega$
- (c)  $A_v = -\frac{h_{fb} R_C}{h_{ib}} = -\frac{(-0,99)(3,3 \text{ k}\Omega)}{14,21} = 229,91$
- (d)  $A_i \cong h_{fb} = -1$

As configurações restantes das Seções 8.1 até 8.8 que não foram analisadas nesta seção são deixadas como exercício na seção de problemas deste capítulo. Supõe-se que a análise acima revela claramente as semelhanças na abordagem, usando os modelos  $r_e$  e híbrido equivalente aproximado, removendo por esse meio qualquer dificuldade real com a análise dos circuitos restantes das seções anteriores.

**8.10 MODELO HÍBRIDO EQUIVALENTE COMPLETO**

A análise da Seção 8.9 foi limitada ao circuito híbrido equivalente aproximado com alguma discussão sobre a impedância de saída. Nesta seção empregamos o circuito equivalente completo para mostrar o impacto de  $h_r$  e definir em termos mais específicos o impacto de  $h_o$ . É importante compreender que, como o modelo híbrido equivalente apresenta o mesmo aspecto para as configurações base-comum, emissor-comum e coletor-comum, as equações desenvolvidas nesta seção podem ser aplicadas para quaisquer dessas configurações. Isto é, para a configuração base-comum,  $h_{fb}$ ,  $h_{ib}$ , e assim por diante, são empregados, enquanto para a configuração emissor-comum,  $h_{fe}$ ,  $h_{ie}$ , e assim por diante, são utilizados. Lembre-se que, se são fornecidos os parâmetros para uma configuração, e desejamos aplicá-los em outra, o Apêndice A mostra como é feita a conversão.

Considere a configuração geral da Fig. 8.47 com os parâmetros de especial interesse para sistemas de duas portas. O modelo híbrido equivalente completo é, então, utilizado na Fig. 8.48, usando parâmetros que não especificam o tipo de configuração. Em outras palavras, as soluções serão em termos de  $h_i$ ,  $h_r$ ,  $h_f$  e  $h_o$ . Diferente da análise de seções anteriores deste capítulo, o ganho de corrente será determinado primeiro, já que as equações desenvolvidas nesta análise serão úteis na determinação dos outros parâmetros.

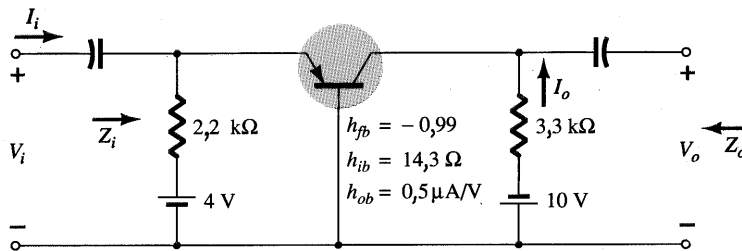


Fig. 8.46 Exemplo 8.12.

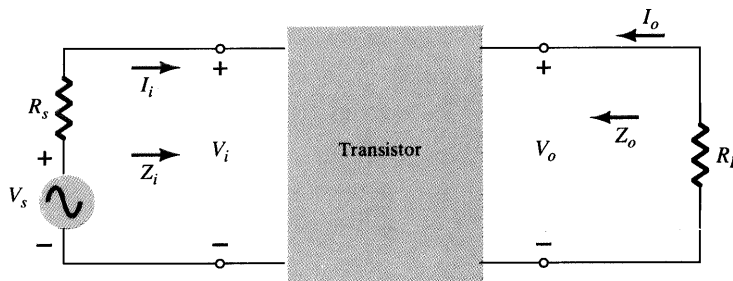


Fig. 8.47 Sistema de duas portas.

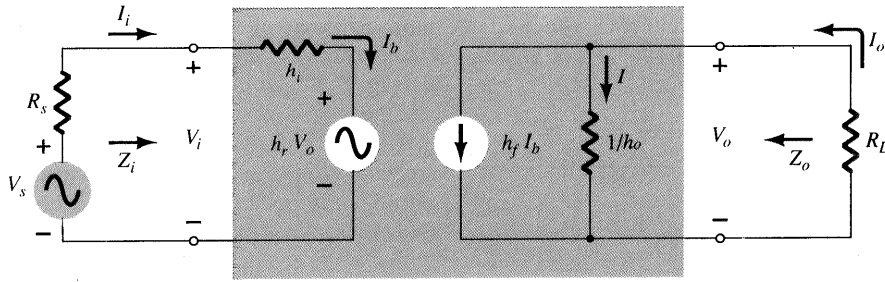


Fig. 8.48 Substituindo o circuito híbrido equivalente completo no sistema de duas portas da Fig. 8.47.

**Ganho de Corrente,  $A_i = I_o/I_i$**

Aplicando a lei das correntes de Kirchoff ao circuito de saída, temos

$$I_o = h_f I_b + I = h_f I_i + \frac{V_o}{1/h_o} = h_f I_i + h_o V_o$$

Substituindo  $V_o = -I_o R_L$ , obtemos

$$I_o = h_f I_i - h_o R_L I_o$$

Reescrevendo a equação acima, temos

$$I_o + h_o R_L I_o = h_f I_i$$

e

$$I_o(1 + h_o R_L) = h_f I_i$$

tal que

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{h_f}{1 + h_o R_L} \tag{8.107}$$

Note que o ganho de corrente será reduzido para o resultado usual de  $A_i = h_f$  se o fator  $h_o R_L$  for suficientemente pequeno quando comparado a 1.

**Ganho de Tensão,  $A_v = V_o/V_i$**

Aplicando a lei das tensões de Kirchoff ao circuito de entrada, resulta em

$$V_i = I_i h_i + h_r V_o$$

Substituindo  $I_i = (1 + h_o R_L) I_o / h_f$  da Eq. (8.87) e  $I_o = -V_o / R_L$  do resultado acima resulta em

$$V_i = \frac{-(1 + h_o R_L) h_i}{h_f R_L} V_o + h_r V_o$$

Resolvendo para a relação  $V_o/V_i$  temos

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_f R_L}{h_i + (h_i h_o - h_f h_r) R_L} \tag{8.108}$$

Neste caso, a forma usual de  $A_v = -h_f R_L / h_i$  retornará se o fator  $(h_i h_o - h_f h_r) R_L$  for suficientemente pequeno comparado a  $h_i$ .

**Impedância de Entrada,  $Z_i = V_i/I_i$**

Para o circuito de entrada,

$$V_i = h_i I_i + h_r V_o$$

Substituindo

$$V_o = -I_o R_L$$

nós temos

$$V_i = h_i I_i - h_r R_L I_o$$

Uma vez que

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

$$I_o = A_i I_i$$

tal que a equação acima torna-se

$$V_i = h_i I_i - h_r R_L A_i I_i$$

Resolvendo para a relação  $V_i/I_i$ , obtemos

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = h_i - h_r R_L A_i$$

e substituindo

$$A_i = \frac{h_f}{1 + h_o R_L}$$

resulta

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = h_i - \frac{h_f h_r R_L}{1 + h_o R_L} \tag{8.109}$$

A forma usual de  $Z_i = h_i$  será obtida se o segundo fator for suficientemente menor que o primeiro.

**Impedância de Saída,  $Z_o = V_o/I_o$**

A impedância de saída de um amplificador é definida pela razão da tensão de saída pela corrente de saída com o sinal  $V_s$  fixado em zero. Para o circuito de entrada,  $V_s = 0$ ,

$$I_i = \frac{-h_r V_o}{R_s + h_i}$$

Substituindo esta relação na equação seguinte obtida do circuito de saída, temos

$$I_o = h_f I_i + h_o V_o = \frac{-h_f h_r V_o}{R_s + h_i} + h_o V_o$$

e

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{1}{h_o - [h_f h_r / (h_i + R_s)]} \tag{8.110}$$



Neste caso, a impedância de saída é reduzida à forma usual  $Z_o = 1/h_o$  para o transistor, quando o segundo fator no denominador for suficientemente menor que o primeiro.

**EXEMPLO 8.13**

Para o circuito da Fig. 8.49, determine os seguintes parâmetros, usando o modelo híbrido equivalente completo e compare com os resultados obtidos usando o modelo aproximado.

- (a)  $Z_i$  e  $Z'_i$ .
- (b)  $A_v$ .
- (c)  $A_i = I_o/I_i$  e  $A'_i = I_o/I'_i$ .
- (d)  $Z_o$  (com  $R_c$ ) e  $Z'_o$  (incluindo  $R_c$ ).

**Solução**

Agora que as equações básicas para cada quantidade foram deduzidas, a ordem na qual elas são calculadas é arbitrária. Entretanto, a impedância de entrada é freqüentemente uma quantidade útil para se conhecer e, portanto, será calculada primeiro. O circuito híbrido equivalente completo para emissor-comum foi

introduzido e o circuito redesenhado, conforme mostrado na Fig. 8.50. O circuito equivalente de Thévenin para a seção de entrada da Fig. 8.50 resultará na entrada equivalente da Fig. 8.51 uma vez que  $E_{Th} \cong V_s$  e  $R_{Th} \cong R_s = 1\text{k}\Omega$  ( $R_b = 470\text{k}\Omega$  é muito maior que  $R_s = 1\text{k}\Omega$ ). Neste exemplo,  $R_L = R_c$  e  $I_o$  é definido como a corrente através de  $R_c$ , como nos exemplos anteriores deste capítulo. A impedância de saída  $Z_o$  conforme definida pela Eq. (8.110) é apenas para os terminais de saída do transistor. Ela não inclui os efeitos de  $R_c$ .  $Z'_o$  é simplesmente a combinação em paralelo de  $Z_o$  e  $R_c$ . A configuração resultante da Fig. 8.51 é, então, uma cópia exata do circuito da Fig. 8.48 e as equações deduzidas acima podem ser aplicadas.

$$\begin{aligned} \text{(a) Eq. (8.109): } Z_i &= \frac{V_i}{I_i} = h_{ie} - \frac{h_{fe}h_{re}R_L}{1 + h_{oe}R_L} \\ &= 1,6\text{ k}\Omega - \frac{(110)(2 \times 10^{-4})(4,7\text{ k}\Omega)}{1 + (20\ \mu\text{S})(4,7\text{ k}\Omega)} \\ &= 1,6\text{ k}\Omega - 94,52\ \Omega \\ &= \mathbf{1,51\text{ k}\Omega} \end{aligned}$$

versus  $1,6\text{ k}\Omega$  usando apenas  $h_{ie}$ .

$$Z'_i = 470\text{ k}\Omega \parallel Z_i \cong Z_i = \mathbf{1,51\text{ k}\Omega}$$

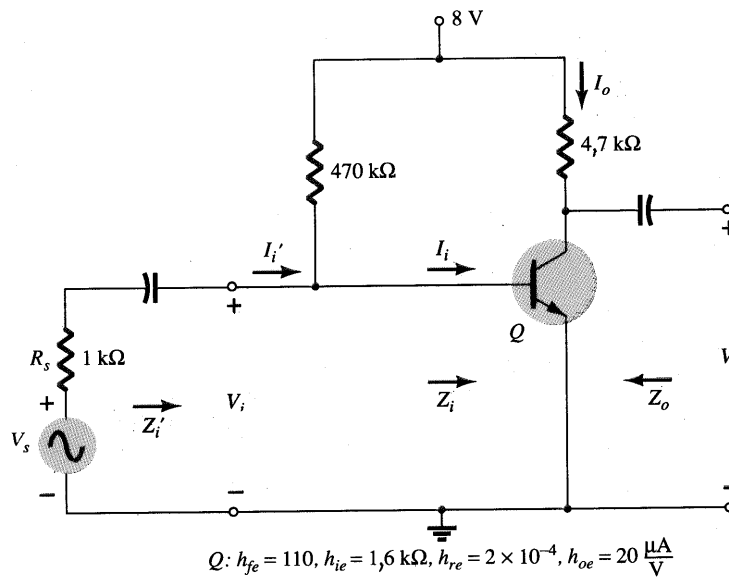


Fig. 8.49 Exemplo 8.13.

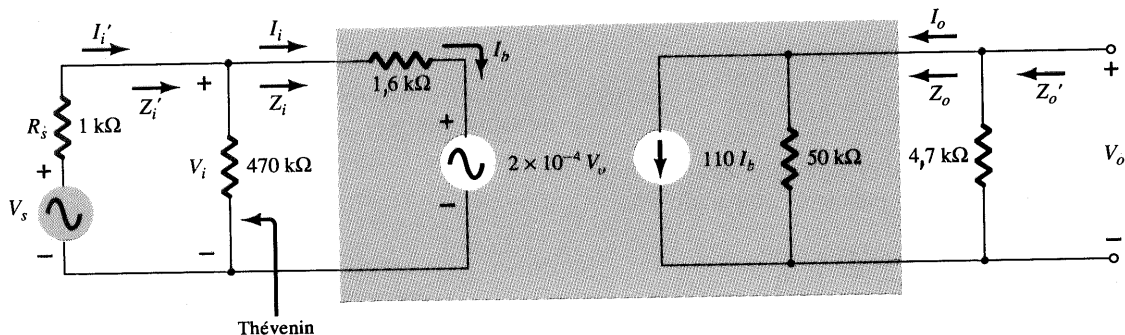


Fig. 8.50 Substituindo o circuito híbrido equivalente completo no circuito ac equivalente da Fig. 8.49.

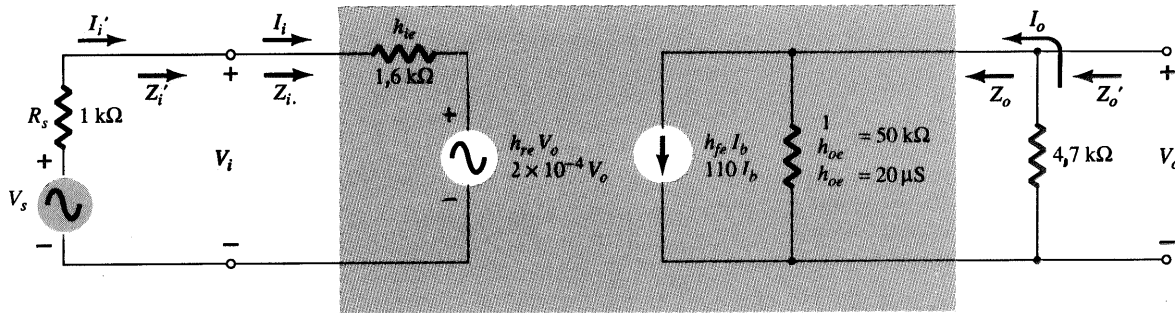


Fig. 8.51 Reestruturando a seção de entrada da Fig. 8.50 com circuito equivalente de Thévenin.

(b) Eq. (8.108):

$$\begin{aligned}
 A_v &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fe}R_L}{h_{ie} + (h_{ie}h_{oe} - h_{fe}h_{re})R_L} \\
 &= \frac{-h_{fe}R_L}{1,6 \text{ k}\Omega + [(1,6 \text{ k}\Omega)(20 \mu\text{S}) - (110)(2 \times 10^{-4})]4,7 \text{ k}\Omega} \\
 &= \frac{-517 \times 10^3 \Omega}{1,6 \text{ k}\Omega + (0,032 - 0,022)4,7 \text{ k}\Omega} \\
 &= \frac{-517 \times 10^3 \Omega}{1,6 \text{ k}\Omega + 47 \Omega} \\
 &= -313,9
 \end{aligned}$$

versus  $-323,125$  usando  $A_v \cong -h_{fe}R_L/h_{ie}$ .

(c) Eq. (8.107):  $A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}R_L}$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{110}{1 + (20 \mu\text{S})(4,7 \text{ k}\Omega)} \\
 &= \frac{110}{1 + 0,094} = 100,55
 \end{aligned}$$

versus 110 usando apenas  $h_{fe}$ . Já que  $470 \text{ k}\Omega \gg Z_i, I_i' \cong I_i$  e  $A_i' \cong 100,55$  da mesma forma.

(d) Eq. (8.110):

$$\begin{aligned}
 Z_o &= \frac{V_o}{I_o} = \frac{1}{h_{oe} - [h_{fe}h_{re}/(h_{ie} + R_s)]} \\
 &= \frac{1}{20 \mu\text{S} - [(110)(2 \times 10^{-4})/(1,6 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega)]} \\
 &= \frac{1}{20 \mu\text{S} - 8,46 \mu\text{S}}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{11,54 \mu\text{S}} \\
 &= 86,66 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

o qual é maior que o valor determinado de  $1/h_{oe} = 50 \text{ k}\Omega$ .

$$Z_o' = R_C || Z_o = 4,7 \text{ k}\Omega || 86,66 \text{ k}\Omega = 4,46 \text{ k}\Omega$$

versus  $4,7 \text{ k}\Omega$  usando somente  $R_C$ .

Note, dos resultados acima, que as soluções aproximadas para  $A_v$  e  $Z_i$  foram muito próximas àquelas calculadas com o modelo equivalente completo. De fato, até  $A_i$  teve uma diferença de menos de 10%. O valor maior de  $Z_o$  somente contribuiu para a nossa conclusão anterior de que  $Z_o$  é normalmente tão alto que pode ser ignorado quando comparado com a carga aplicada. Entretanto, saiba que, quando há a necessidade de se determinar os efeitos de  $h_{re}$  e  $h_{oe}$ , o modelo híbrido equivalente completo deve ser usado como descrito acima.

A folha de especificações para um transistor particular fornece, tipicamente, os parâmetros para a configuração emissor-comum como pode ser visto na Fig. 7.28. O próximo exemplo empregará os mesmos parâmetros do transistor que aparecem na Fig. 8.49, em uma configuração *pnp* base-comum com o intuito de introduzir os procedimentos de conversão de parâmetros e enfatizar o fato de que o modelo híbrido equivalente mantém a mesma forma geral.

**EXEMPLO 8.14**

Para o amplificador base-comum da Fig. 8.52, determine os seguintes parâmetros usando o modelo híbrido equivalente completo e compare com os resultados obtidos usando o modelo aproximado.

(a)  $Z_i$  e  $Z_i'$ .

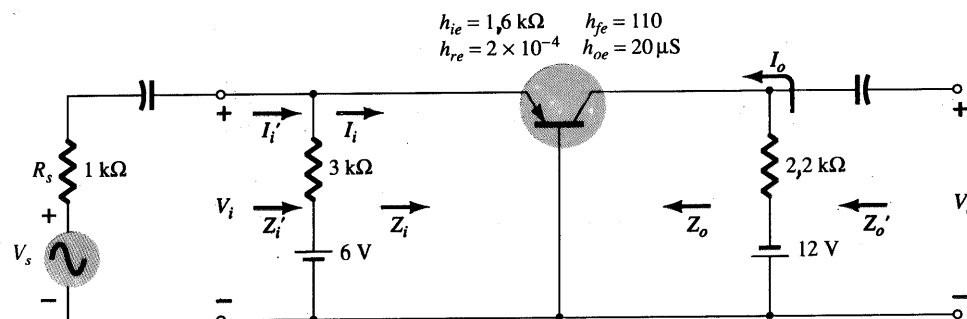


Fig. 8.52 Exemplo 8.14.

- (b)  $A_i$  e  $A'_i$ .
- (c)  $A_v$ .
- (d)  $Z_o$  e  $Z'_o$ .

**Solução**

Os parâmetros híbridos para base-comum são deduzidos dos parâmetros para emissor-comum usando as equações aproximadas do Apêndice A:

$$h_{ib} \cong \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} = \frac{1,6 \text{ k}\Omega}{1 + 110} = \mathbf{14,41 \Omega}$$

Observe como este valor está próximo ao valor determinado por

$$h_{ib} = r_e = \frac{h_{ie}}{\beta} = \frac{1,6 \text{ k}\Omega}{110} = 14,55 \Omega$$

$$h_{rb} \cong \frac{h_{ie}h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re} = \frac{(1,6 \text{ k}\Omega)(20 \mu\text{S})}{1 + 110} - 2 \times 10^{-4} = \mathbf{0,883 \times 10^{-4}}$$

$$h_{fb} \cong \frac{-h_{fe}}{1 + h_{fe}} = \frac{-110}{1 + 110} = \mathbf{-0,991}$$

$$h_{ob} \cong \frac{h_{oe}}{1 + h_{fe}} = \frac{20 \mu\text{S}}{1 + 110} = \mathbf{0,18 \mu\text{S}}$$

Substituindo o circuito híbrido equivalente para base-comum no circuito da Fig. 8.52 resultará, então, no circuito equivalente para pequenos sinais da Fig. 8.53. O circuito de Thévenin para o circuito de entrada resultará em  $R_{Th} = 3 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 0,75 \text{ k}\Omega$  para  $R_s$  na equação de  $Z_o$ .

(a) Eq. (8.109):

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{V_i}{I_i} = h_{ib} - \frac{h_{fb}h_{rb}R_L}{1 + h_{ob}R_L} \\ &= 14,41 \Omega - \frac{(-0,991)(0,883 \times 10^{-4})(2,2 \text{ k}\Omega)}{1 + (0,18 \mu\text{S})(2,2 \text{ k}\Omega)} \\ &= 14,41 \Omega + 0,19 \Omega \\ &= \mathbf{14,60 \Omega} \end{aligned}$$

versus 14,41 kΩ, usando  $Z_i \cong h_{ib}$ .

$$Z'_i = 3 \text{ k}\Omega \parallel Z_i \cong Z_i = \mathbf{14,60 \Omega}$$

$$\begin{aligned} \text{(b) Eq. (8.107): } A_i &= \frac{I_o}{I_i} = \frac{h_{fb}}{1 + h_{ob}R_L} \\ &= \frac{-0,991}{1 + (0,18 \mu\text{S})(2,2 \text{ k}\Omega)} \\ &= \mathbf{-0,991 = h_{fb}} \end{aligned}$$

Como  $3 \text{ k}\Omega \gg Z_i$ ,  $I'_i \cong I_i$  e  $A'_i = I_o/I'_i \cong -1$  também.

$$\begin{aligned} \text{(c) Eq. (8.108): } A_v &= \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fb}R_L}{h_{ib} + (h_{ib}h_{ob} - h_{fb}h_{rb})R_L} \\ &= \frac{-(-0,991)(2,2 \text{ k}\Omega)}{14,41 \Omega + [(14,41 \Omega)(0,18 \mu\text{S}) - (-0,991)(0,883 \times 10^{-4})]2,2 \text{ k}\Omega} \\ &= \mathbf{149,25} \end{aligned}$$

versus 151,3 usando  $A_v \cong -h_{fb}R_L/h_{ib}$ .

(d) Eq. (8.110):

$$\begin{aligned} Z_o &= \frac{1}{h_{ob} - [h_{fb}h_{rb}/(h_{ib} + R_s)]} \\ &= \frac{1}{0,18 \mu\text{S} - [(-0,991)(0,883 \times 10^{-4})/(14,41 \Omega + 0,75 \text{ k}\Omega)]} \\ &= \frac{1}{0,295 \mu\text{S}} \\ &= \mathbf{3,39 \text{ M}\Omega} \end{aligned}$$

versus 5,56MΩ usando  $Z_o \cong 1/h_{ob}$ . Para  $Z'_o$ , conforme definido pela Fig. 8.53:

$$Z'_o = R_C \parallel Z_o = 2,2 \text{ k}\Omega \parallel 3,39 \text{ M}\Omega = \mathbf{2,199 \text{ k}\Omega}$$

versus 2,2 kΩ usando  $Z'_o \cong R_C$ .

### 8.11 QUADRO RESUMO

Agora que as configurações mais comumente utilizadas dos amplificadores a transistor para pequenos sinais foram introduzidas, o Quadro 8.1 é apresentado resumindo as características gerais de cada um. Deve ficar absolutamente claro que os valores listados são valores típicos, e estabelecem apenas uma base para comparação. Os níveis obtidos numa análise real serão muito provavelmente diferentes, e na certa o serão de uma configuração para outra. Ser capaz de recordar as várias informações dos quadros é um passo inicial importante para o desenvolvimento

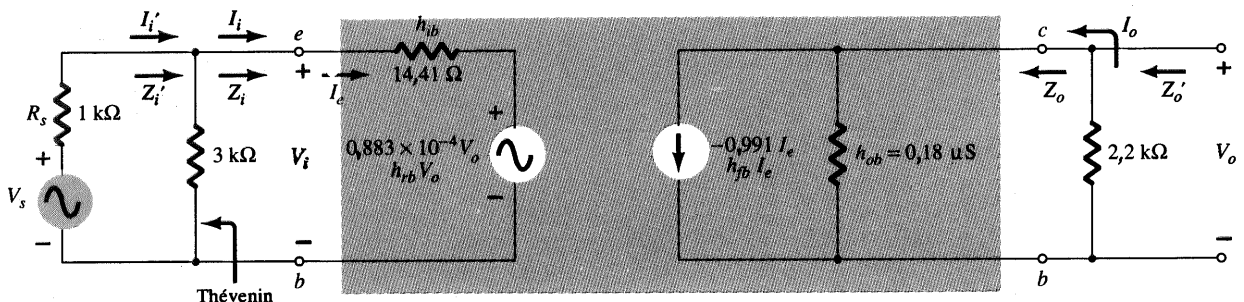
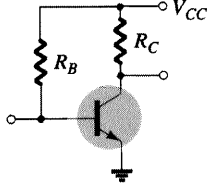
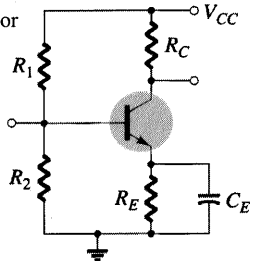
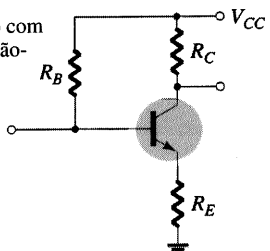
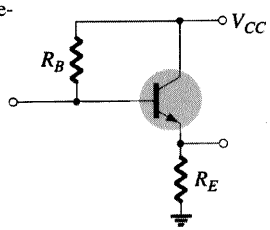
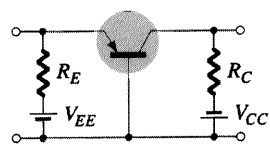
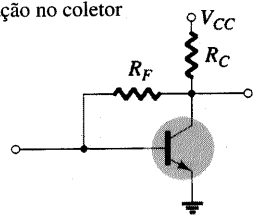


Fig. 8.53 Equivalente para pequenos sinais do circuito da Fig. 8.52.

QUADRO 8.1 Valores Relativos para os Parâmetros Importantes dos Amplificadores EC, BC e CC Transistor

Configuração	$Z_i$	$Z_o$	$A_v$	$A_i$
<p>Polarização fixa</p> 	<p>Média (1 kΩ)</p> $= R_B \parallel \beta r_e$ $\cong \beta r_e$ <p><math>(R_B \geq 10\beta r_e)</math></p>	<p>Média (2 kΩ)</p> $= R_C \parallel r_o$ $\cong R_C$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>	<p>Alta (-200)</p> $= \frac{-(R_C \parallel r_o)}{r_e}$ $\cong \frac{-R_C}{r_e}$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>	<p>Alta (100)</p> $= \frac{\beta R_B r_o}{(r_o + R_C)(R_B + \beta r_e)}$ $\cong \beta$ <p><math>(r_o \geq 10R_C, R_B \geq 10\beta r_e)</math></p>
<p>Polarização por divisor de tensão</p> 	<p>Média (1 kΩ)</p> $= R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$	<p>Média (2 kΩ)</p> $= R_C \parallel r_o$ $\cong R_C$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>	<p>Alta (-200)</p> $= \frac{-R_C \parallel r_o}{r_e}$ $\cong \frac{-R_C}{r_e}$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>	<p>Alta (50)</p> $= \frac{\beta(R_1 \parallel R_2) r_o}{(r_o + R_C)(R_1 \parallel R_2 + \beta r_e)}$ $\cong \frac{\beta(R_1 \parallel R_2)}{R_1 \parallel R_2 + \beta r_e}$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>
<p>Polarização com emissor não-desviado</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><math>(R_E \gg r_e)</math></p>	<p>Média (2 kΩ)</p> $= R_C$ <p>Qualquer valor de <math>r_o</math></p>	<p>Baixa (-5)</p> $= \frac{-R_C}{r_e + R_E}$ $\cong \frac{-R_C}{R_E}$ <p><math>(R_E \gg r_e)</math></p>	<p>Alta (50)</p> $= \frac{\beta R_B}{R_B + Z_b}$
<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><math>(R_E \gg r_e)</math></p>	<p>Baixa (20 kΩ)</p> $= R_E \parallel r_e$ $\cong r_e$ <p><math>(R_E \gg r_e)</math></p>	<p>Baixa (<math>\cong 1</math>)</p> $= \frac{R_E}{R_E + r_e}$ $\cong 1$	<p>Alta (-50)</p> $\cong \frac{\beta R_B}{R_B + Z_b}$
<p>Base-comum</p> 	<p>Baixa (20 kΩ)</p> $= R_E \parallel r_e$ $\cong r_e$ <p><math>(R_E \gg r_e)</math></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 no coletor</p> 	<p>Média (1 kΩ)</p> $= \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_E}}$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>	<p>Média (2 kΩ)</p> $\cong R_C \parallel R_F$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>	<p>Alta (-200)</p> $\cong \frac{-R_C}{r_e}$ <p><math>(r_o \geq 10R_C, R_F \gg R_C)</math></p>	<p>Alta (50)</p> $= \frac{\beta R_F}{R_F + \beta R_C}$ $\cong \frac{R_F}{R_C}$



de uma familiarização geral com o problema em questão. Por exemplo, alguém seria capaz, agora, de afirmar com certa segurança que a configuração seguidor-de-emissor tem, tipicamente, uma alta impedância de entrada, baixa impedância de saída e um ganho de tensão pouco menor que 1. Não haveria necessidade de realizar uma série de cálculos para recordar estas características relevantes. No futuro, isto permitirá o estudo de um circuito ou sistema sem envolvimento matemático. A função de cada componente do projeto se tornará cada vez mais familiar quando estas propriedades acima descritas se tornarem parte de sua formação.

Uma vantagem óbvia de ser capaz de lembrar de tais propriedades é a possibilidade de conferir os resultados de uma análise matemática. Se a impedância de entrada de uma configuração em base-comum está na faixa de kilohm, há um bom motivo para conferir a análise. Por outro lado, um resultado de  $22\Omega$  sugere que a análise pode estar correta.

### 8.12 VERIFICAÇÃO DE DEFEITOS

Embora a terminologia *verificação de defeitos* sugira que os procedimentos a serem descritos são úteis simplesmente para isolar um mau funcionamento, é importante compreender que as mesmas técnicas podem ser aplicadas para assegurar que um sistema está funcionando apropriadamente. Em qualquer caso, o teste, conferência ou procedimento de isolar defeitos requerem um entendimento do que se espera encontrar em vários pontos do circuito em ambos os domínios dc e ac. Em muitos casos, um circuito operando corretamente no modo dc também funcionará apropriadamente no domínio ac. Por sua vez, um circuito fornecendo uma resposta ac esperada está, muito provavelmente, polarizado como planejado. Num ambiente típico de laboratório, ambas as fontes dc e ac são aplicadas, e a resposta ac em vários pontos no circuito é conferida com um osciloscópio como mos-

trado na Fig. 8.54. Note que a ponta preta (terra) do osciloscópio está conectada diretamente à terra, e a ponta vermelha é movida de ponto em ponto no circuito, fornecendo os diagramas que aparecem na Fig. 8.54. Os canais verticais são fixados no modo ac para removerem qualquer componente dc associado com a tensão em um ponto particular. O pequeno sinal ac aplicado na base é amplificado para o nível que aparece do coletor para a terra. Note a diferença nas escalas verticais para as duas tensões. Não há resposta ac no terminal emissor devido ao curto-circuito provocado pelo capacitor na frequência aplicada. O fato de  $v_o$  ser medido em volts e  $v_i$  em milivolts sugere um ganho considerável para o amplificador. Em princípio, o circuito parece estar operando corretamente. Se desejado, o modo dc do multímetro poderia ser usado para conferir  $V_{BE}$  e os níveis de  $V_B$ ,  $V_{CE}$  e  $V_E$  para rever se eles residem na faixa esperada. Certamente, o osciloscópio também pode ser usado para comparar níveis.

É desnecessário dizer que uma resposta ac incorreta pode ser devida a várias razões. Na verdade, pode haver mais de um tipo de problema num mesmo sistema. Felizmente, porém, com tempo e experiência, a probabilidade de mau funcionamento em cada área pode ser prevista, e uma pessoa experiente pode isolar áreas com problemas muito rapidamente.

Em geral, não há nada misterioso no processo geral de verificar defeitos. Se você decidir seguir a resposta ac, é um bom procedimento começar com o sinal aplicado e prosseguir através do circuito em direção à carga, conferindo pontos críticos ao longo do caminho. Uma resposta indesejada em algum ponto sugere que o circuito está com problemas nessa área, definindo, portanto, a região que deve ser investigada depois. A forma de onda obtida no osciloscópio certamente ajudará a definir os possíveis problemas com o circuito.

Se a resposta para o circuito da Fig. 8.54 está como mostra a Fig. 8.55, o circuito apresenta um mau funcionamento que está, provavelmente, na região do emissor. Uma resposta ac através do emissor não é esperada, e o ganho do sistema como mostra  $v_o$ ,

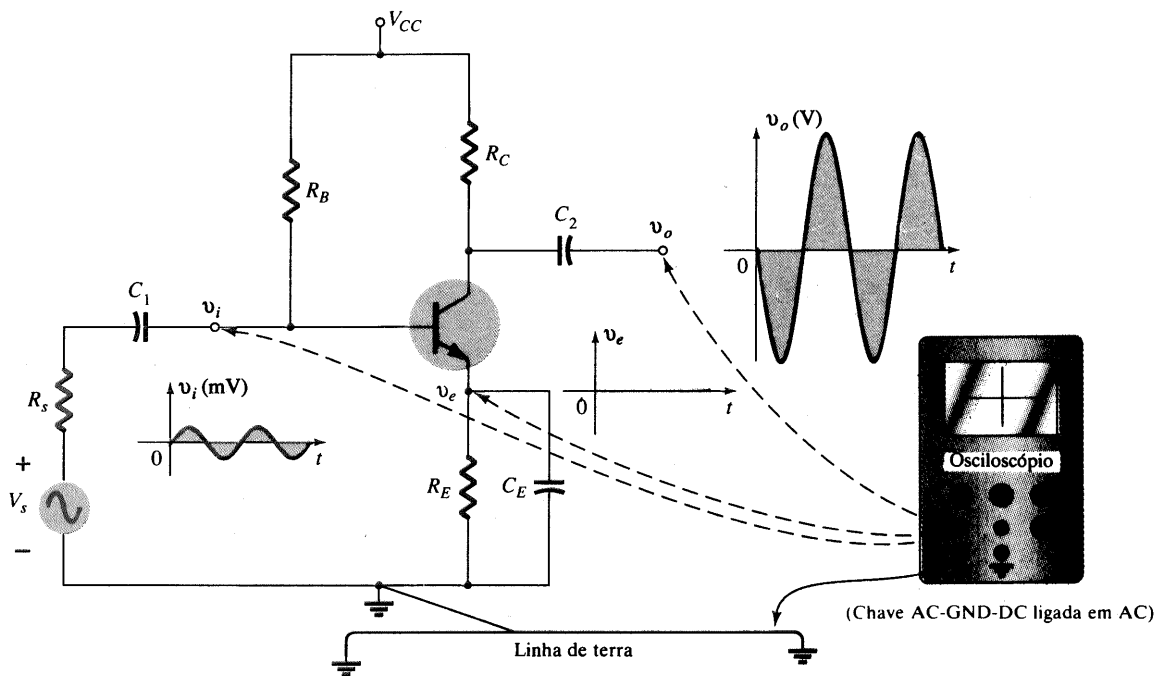


Fig. 8.54 Usando o osciloscópio para medir e mostrar várias tensões de um amplificador TBJ.

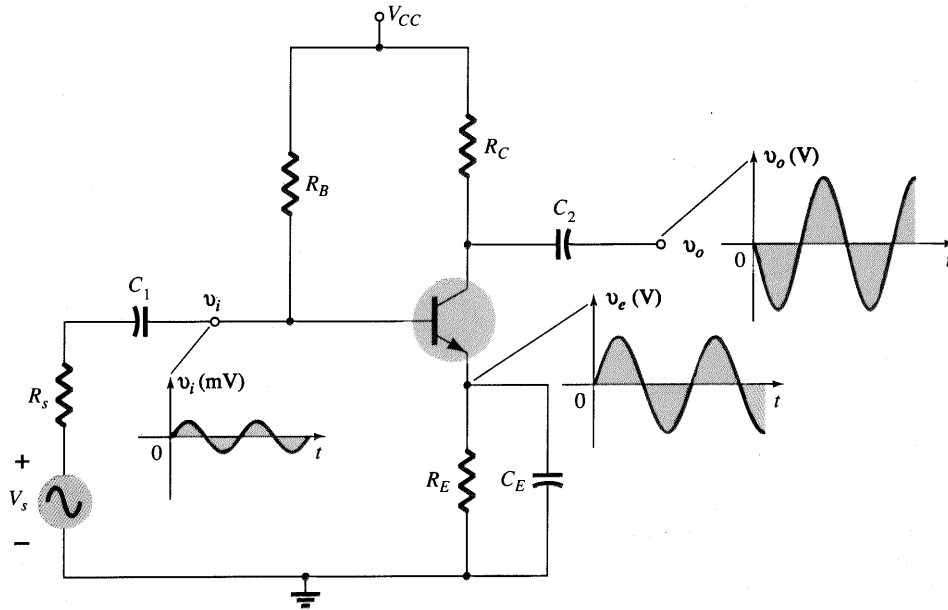


Fig. 8.55 Formas de onda resultantes de um mau funcionamento na área de emissor.

é muito baixo. Lembre, para esta configuração, que o ganho é muito maior se  $R_e$  estiver desviado. A resposta obtida sugere que  $R_e$  não está desviado pelo capacitor, e as conexões do terminal do capacitor e o capacitor em si deveriam ser conferidos. Neste caso, uma conferência dos níveis dc provavelmente não isolará a área do problema, uma vez que o capacitor tem “circuito-aberto” equivalente para dc. Em geral, um conhecimento anterior do que esperar, uma familiaridade com a instrumentação e, mais importante, experiência, são todos os fatores que contribuem para o desenvolvimento de uma abordagem efetiva na arte de verificar defeitos.

### 8.13 ANÁLISE POR COMPUTADOR

A análise de um amplificador TBJ para pequenos sinais pode ser realizada usando programas como PSpice ou uma linguagem, como por exemplo o BASIC. Ambos serão empregados na análise da mesma configuração com polarização por divisor de tensão, com o intuito de permitir uma comparação de métodos. O programa PSpice (versão DOS e Windows) é bem apropriado para analisar circuitos a transistor, usando um modelo Gummel-Poon enriquecido, descrito em detalhes no manual PSpice. Se os parâmetros específicos deste capítulo não são especificados, o modelo toma o aspecto do modelo  $r_e$  empregado neste livro. O uso de uma linguagem como BASIC requer que as várias equações desenvolvidas neste livro sejam aplicadas numa ordem específica para se obter o que se deseja. Na realidade, a mesma seqüência de passos usada para analisar o circuito à mão (com calculadora) seria a orientação geral para um programa em BASIC. Certamente, o uso de BASIC dá a oportunidade para o usuário definir a forma e o tipo de saída para uma análise, enquanto PSpice é limitado a uma lista específica de quantidades de saída. Em geral, entretanto, a lista do PSpice é extensa o suficiente para muitas investigações. A análise será primeiro descrita usando PSpice seguida pelo uso da linguagem BASIC.

### PSpice (Versão DOS)

A lista de parâmetros que pode ser especificada para o modelo PSpice é tão extensa (40 no total) que limitaremos nossa atenção àqueles parâmetros necessários para realizar o tipo de análise coberta neste capítulo. Quando parâmetros adicionais forem requeridos nos capítulos seguintes, eles serão definidos com os mesmos detalhes. Não deve haver a preocupação de se especificar todos os parâmetros. Se um determinado parâmetro for exigido para realizar a análise PSpice, mas não é especificado, o pacote de programas empregará um valor-padrão típico para o dispositivo sob investigação. Cada um dos parâmetros necessita ser especificado somente se exigido pela complexidade da análise ou projeto. O objetivo principal dessa seção é fornecer uma introdução ao uso de modelos, e isto será tão claro e ordenado quanto possível. Quando sua habilidade aumentar, o manual PSpice e uma lista crescente de publicações estão disponíveis comercialmente para amplos detalhes e instruções adicionais.

Em geral, uma vez definidos os nós do circuito e incluída a estrutura básica (resistores, capacitores, fontes, etc) no arquivo de entrada, duas linhas apenas são necessárias para descrever o transistor. A primeira é a linha de elementos que tem o seguinte formato:

```

QXISTOR  9      8      7      QMODEL
↑
requerido nome  nó do  nó da  nó do  nome do
                coletor base  emissor modelo do
                transistor a
                ser definido
                pela linha de
                modelo abaixo
    
```

Outros parâmetros podem ser definidos nesta linha, mas eles estão além das necessidades deste livro e podem ser consultados no manual do PSpice.





A próxima linha necessária para definir o transistor é a linha de modelo, a qual tem o seguinte formato básico:

<u>MODEL</u>	<u>QMODEL</u>	<u>NPN</u>	<u>(BF = 90, IS = 5E - 15)</u>
requerido	nome do modelo especificado na linha de elementos	tipo de transistor	parâmetros de especificação do transistor

As linhas acima permitem a especificação de parâmetros particulares do modelo (uma lista que pode incluir 40 parâmetros). BF entenda-se por beta ideal máximo direto (neste caso,  $\beta = 90$ ). Seu valor-padrão é 100, mostrando que, se o parâmetro não for especificado, como acima, o programa “usará” um valor de 100. No modelo, a corrente reversa de saturação tem um impacto importante nas características gerais do modelo. Seu valor-padrão é  $1E-16$  ou  $0,0001$  pA. Mudando o nível de  $I_s$  mudará o nível de importantes tensões e correntes no projeto, tais como  $V_{BE}$  para a análise dc, e  $I_C$  para a análise ac. Como  $B_{FE}$  foi fixado em  $0,7$  V para a análise dc neste livro, um nível de  $5 \times 10^{-15}$  A foi escolhido para  $I_s$ , já que o nível resultante de  $V_{BE}$  é geralmente muito próximo de  $0,7$  V para a faixa de níveis de corrente esperadas pela análise do TBJ para pequenos sinais. Em outras palavras, o PSpice não permite a especificação do nível de  $V_{BE}$  para a análise dc, porém simplesmente usa a corrente de saturação e uma série de equações importantes para determinar o nível resultante de  $V_{BE}$ . Por esta razão,  $V_{BE}$  raras vezes será exatamente  $0,7$  V, mas estará pouco acima ou abaixo deste valor. Considere o nível  $0,7$  V como sendo uma média dos níveis esperados, utilizando-se o PSpice se  $I_s$  for especificado como sendo  $5 \times 10^{-15}$  A.

Nós estamos, agora, prontos para aplicar o PSpice ao circuito com divisor de tensão da Fig. 8.9 (Exemplo 8.2). O circuito é redesenhado na Fig. 8.56 com os nós definidos para a análise. Como algumas quantidades específicas, tais como  $A_v$  e  $A_v$ , não são parte da lista de opções de saída em PSpice, aplicaremos um sinal de  $1$  mV e calcularemos o ganho usando o nível de saída.

Agora, as primeiras oito linhas do arquivo de entrada da Fig. 8.57 devem ser bem familiares e inteligíveis. O transistor é definido, então, nas próximas duas linhas, com QMODEL sendo o nome do modelo do transistor. Note, na linha de modelo, que beta é especificado como 90. Nenhum valor de IS foi especificado para demonstrar o efeito nos resultados de saída. A segunda execução do programa incluirá os níveis sugeridos de IS para fins de comparação. O comando .PRINT pede tanto a amplitude quanto o ângulo de fase para a tensão de saída do coletor para a terra. Conforme requerido pela fonte ac, a frequência de  $10$  kHz foi escolhida para a execução. O único efeito real da frequência aplicada será nos elementos capacitivos e na consideração de curtos-circuitos equivalentes para a análise ac.

Uma vez introduzido o arquivo de entrada, o programa PSpice é executado e uma lista de parâmetros do modelo TBJ é mostrada. Note que  $\beta$  (BF) é  $90$  e  $I_s$  (IS) é o valor-padrão de  $1 \times 10^{-4}$  pA. NF (coeficiente de emissão direta de corrente), BR (beta ideal máximo reverso) e NR (coeficiente de emissão reversa de corrente) tomam o valor padrão de  $1$ . As últimas três quantidades definem o funcionamento do modelo em um formato que está além das necessidades deste livro e terá um impacto mínimo na análise ac de corrente para pequenos sinais.

O PSpice é levado a fazer uma análise dc do circuito automaticamente. Os resultados são:

- $V_1 = V_E = 1,9285$  V
- $V_2 = V_B = 2,7089$  V
- $V_3 = V_C = 13,354$  V
- $V_4 = V_{\text{gnd(para dc)}} = 0$  V
- $V_5 = V_{CC} = 22$  V

O arquivo de saída fornece, então, a fonte de corrente para  $V_{CC}$  com o nível dc da fonte ac  $V_s$  em  $0,0$  A. A potência dc total dissipada pelos resistores e transistor é  $35,6$  mW.

Vários outros níveis dc são então fornecidos pelo circuito, como  $I_B = 14,1$   $\mu$ A,  $I_C = 1,27$  mA (comparado a  $1,41$  mA no

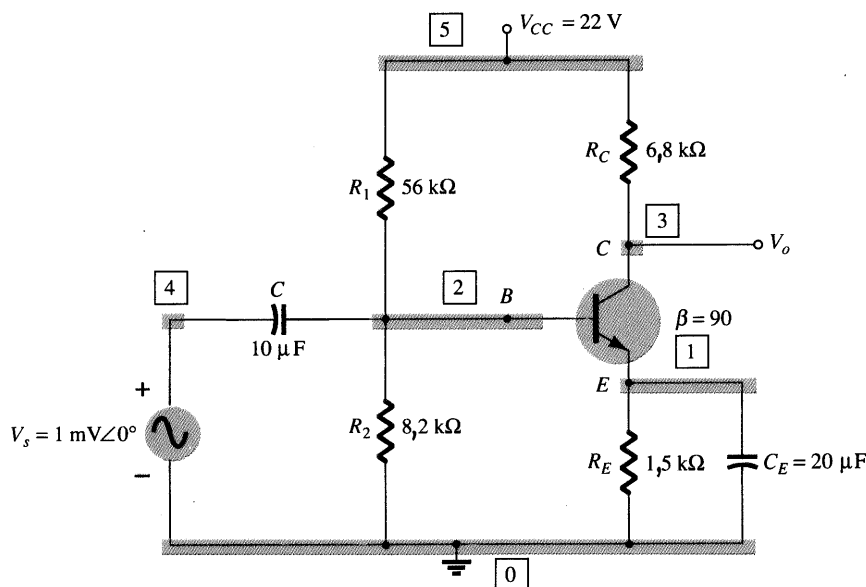


Fig. 8.56 Definindo os nós para a análise PSpice da configuração com divisor de tensão.

```

Voltage-Divider Bias - Configuration of Fig. 8.56(IS = default value)

****      CIRCUIT DESCRIPTION
*****
VCC 5 0 DC 22V
RB1 5 2 56K
RB2 2 0 8.2K
RE 1 0 1.5K
RC 5 3 6.8K
C1 4 2 10UF
CE 1 0 20UF
VS 4 0 AC 1MV 0
Q1 3 2 1 QMODEL
.MODEL QMODEL NPN(BF=90)
.OP
.AC LIN 1 10KH 10KH
.PRINT AC VM(3,0) VP(3,0)
.OPTIONS NOPAGE
.END

****      BJT MODEL PARAMETERS

          QMODEL
          NPN
IS      100.000000E-18
BF      90
NF      1
BR      1
NR      1

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE      NODE      VOLTAGE
( 1)      1.9285      ( 2)      2.7089      ( 3)      13.3540      ( 4)      0.0000
( 5)      22.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VCC      -1.616E-03
VS      0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 3.56E-02 WATTS

****      OPERATING POINT INFORMATION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

****      BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME      Q1
MODEL     QMODEL
IB      1.41E-05
IC      1.27E-03
VBE     7.80E-01
VBC     -1.06E+01
VCE     1.14E+01
BETADC   9.00E+01
GM      4.92E-02
RPI     1.83E+03
RX      0.00E+00
RO      1.00E+12
CBE     0.00E+00
CBC     0.00E+00
CBX     0.00E+00
CJS     0.00E+00
BETAAC  9.00E+01
FT      7.82E+17

****      AC ANALYSIS          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ      VM(3,0)      VP(3,0)
1.000E+04 3.340E-01 -1.777E+02

```

Fig. 8.57 Análise PSpice da configuração com divisor de tensão da Fig. 8.56 com IS = valor-padrão.



Exemplo 8.2), e  $V_{BE} = 0,78$  V (superando o nível de 0,7 V usado no Exemplo 8.2). Memorize o nível de  $V_{BE}$  para quando revermos os resultados com  $I_s$  fixado em  $5 \times 10^{-15}$  A na próxima execução do programa. Os valores dc de  $V_{bc}$  e  $V_{ce}$  são especificados então como  $-10,6$  V e  $11,4$  V, respectivamente, e o beta dc corresponde ao beta ac de 90. A transcondutância  $g_m = 1/r_e$  e  $r_e = 20,3 \Omega$ . A impedância de entrada é então  $\beta r_e = (90)(20,3 \Omega) = 1,827$  k $\Omega$  ou  $1,83$  k $\Omega$ , conforme especificado por RPI. A resistência de saída é listada como  $1 \times 10^{12} \Omega$  e o beta ac é 90 com FT (tempo ideal de trânsito direto) igual a  $7,82 \times 10^{-17}$  s. Novamente, cada um desses parâmetros talvez não tenha significado neste ponto, porém vários outros são bastante reconhecíveis e podem ser úteis na conferência de um projeto ou análise.

A análise ac a seguir revela que a amplitude de  $V_o$  é 334 mV para um ganho de tensão de 334, que pode ser comparado a um ganho de 368,76 determinado no Exemplo 8.2. O deslocamento de fase é  $177,7^\circ$  em vez de  $180^\circ$  devido aos efeitos de elementos capacitivos do circuito. A escolha de uma frequência mais alta ou o aumento do nível da capacidade puxarão o deslocamento de fase para mais próximo de  $180^\circ$ .

O efeito de mudar  $I_s$  para  $5 \times 10^{-15}$  A será claramente demonstrado pela execução do programa na Fig. 8.58. O nível  $V_e$  é ago-

ra 2,0235 V, próximo a 2,11 V do Exemplo 8.2. O nível de  $I_c$  é 1,33 mA comparado a 1,41 mA, e o ganho de tensão ac é agora 350,4 comparado a 368,76 no Exemplo 8.2. Em geral, os resultados obtidos pelo PSpice apresentam uma melhora significativa em relação aos cálculos manuais. Uma melhora mais acentuada resultará se a solução exata em vez da aproximada for obtida no Exemplo 8.2. Em particular, note que  $V_{BE}$  é agora 0,68 V, o qual está bem próximo do valor aproximado de 0,7 V fixado. Em geral, portanto, para a análise para pequenos sinais realizada neste livro usando PSpice, IS será especificado como sendo igual a  $5 \times 10^{-15}$  A.

## PSpice para Windows (Windows Design Center Analysis)

Agora que já são conhecidos os procedimentos básicos para a introdução do circuito na tela esquemática, a análise a ser descrita se concentrará nas peculiaridades apresentadas pela análise ac.

Na tela do programa, o circuito da Fig. 8.56 ficará com o aspecto mostrado na Fig. 8.59. Observe a fonte ac de 1 mV e o símbolo de impressora no terminal de saída do circuito.

```

Voltage-Divider Bias - Configuration of Fig. 8.56(specified IS)

****      CIRCUIT DESCRIPTION
*****
VCC 5 0 DC 22V
RB1 5 2 56K
RB2 2 0 8.2K
RE 1 0 1.5K
RC 5 3 6.8K
C1 4 2 10UF
CE 1 0 20UF
VS 4 0 AC 1MV 0
Q1 3 2 1 QMODEL
.MODEL QMODEL NPN(BF=90 IS=5E-15)
.OP
.AC LIN 1 10KH 10KH
.PRINT AC VM(3,0) VP(3,0)
.OPTIONS NOPAGE
.END

****      BJT MODEL PARAMETERS

          QMODEL
          NPN
IS        5.000000E-15
BF        90
NF        1
BR        1
NR        1

****      SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

NODE     VOLTAGE      NODE     VOLTAGE      NODE     VOLTAGE      NODE     VOLTAGE
( 1)     2.0235      ( 2)     2.7039      ( 3)     12.9280      ( 4)     0.0000
( 5)     22.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME     CURRENT
VCC      -1.679E-03
VS       0.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 3.69E-02 WATTS

```

Fig. 8.58 Análise PSpice da configuração com divisor de tensão da Fig. 8.56 com  $I_S = 5 \times 10^{-15}$  A.

```

**** OPERATING POINT INFORMATION          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME          Q1
MODEL         QMODEL
IB            1.48E-05
IC            1.33E-03
VBE           6.80E-01
VBC           -1.02E+01
VCE           1.09E+01
BETADC        9.00E+01
GM            5.16E-02
RPI           1.74E+03
RX            0.00E+00
RO            1.00E+12
CBE           0.00E+00
CBC           0.00E+00
CBX           0.00E+00
CJS           0.00E+00
BETAAC        9.00E+01
FT            8.21E+17

**** AC ANALYSIS                          TEMPERATURE = 27.000 DEG C

FREQ          VM(3,0)      VP(3,0)
1.000E+04     3.504E-01    -1.776E+02

```

Fig. 8.58 Continuação

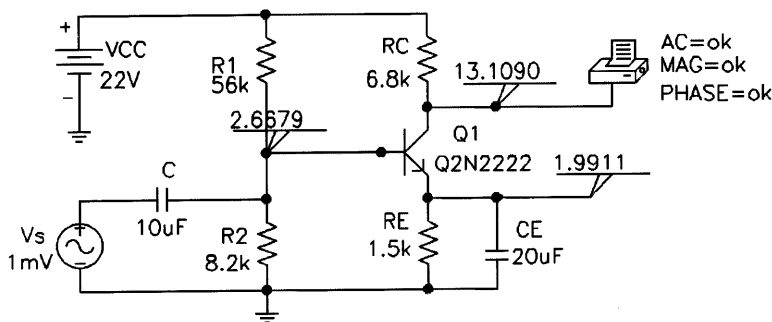


Fig. 8.59 Circuito da Fig. 8.56 na análise do PSpice versão Windows.

A fonte ac senoidal constitui uma **New Part**, contida na biblioteca **source.slb**, com o nome de **VSIN**. Um clique duplo na fonte ac do circuito da tela tornará disponível uma lista de atributos que deve ser preenchida. Para o nosso exemplo,

**VAMPL** = 1 mV (valor de pico do sinal senoidal)  
**FREQ** = 10 kHz (frequência de interesse)  
**PHASE** = 0 (não há ângulo de fase inicial para V)  
**VOFF** = 0 (não há tensão dc de offset para V)  
**AC** = 1 mV

Após cada entrada, certifique-se de que foi “salva” (**save the attribute**), e só então feche a caixa de diálogo.

O símbolo de impressora é obtido da biblioteca **special.slb** da caixa de diálogo **Get Part**, e é referida como **VPRINT1**. Quando colocado na tela, este símbolo faz com que a tensão naquele ponto seja impressa no arquivo de saída (.out). Um duplo clique no símbolo resulta na caixa de diálogo **PRINT1**, na qual as seguintes escolhas devem ser feitas para se obterem a amplitude e o ângulo de fase da tensão de saída:

**AC** = ok  
**MAG** = ok  
**PHASE** = ok

As opções acima podem ser listadas próximo ao símbolo de impressora na tela, bastando para isto clicar na opção **Change Display** e selecionar **Display Value** e **Name** para cada item.

Os três **VIEWPOINTS** (pontos de medida) são inseridos pela seguinte seqüência: **Draw—Get New Part—Browse—special.slb—VIEWPOINT**. Cada um deve ser apropriadamente posicionado e então clicado para ser introduzido no sistema. Quando todos os três tiverem sido posicionados, o processo é completado clicando-se o botão direito do mouse.

Antes da execução do programa, os nós devem ser definidos em função da Fig. 8.56, permitindo assim que os resultados sejam comparados. Em geral, ao montar um circuito, coloque todos os elementos de mesmo tipo, como por exemplo resistores, antes de se preocupar com os outros elementos, tais como capacitores. O resultado é que pode não haver uma ordem lógica para os nós na lista final. Para designar os nós a cada elemento, basta





```

****  CIRCUIT DESCRIPTION
*****

* Schematics Netlist *

R_RE  0 $N_0001 1.5k
C_CE  0 $N_0001 20uF
R_R2  0 $N_0002 8.2k
Q_Q1  $N_0003 $N_0002 $N_0001 Q2N2222-X
V_Vs  $N_0004 0 AC 1mV
+SIN 0 1mV 10kHz 0 0 0
C_C   $N_0004 $N_0002 10uF
R_R1  $N_0002 $N_0005 56k
R_RC  $N_0003 $N_0005 6.8k
V_Vcc $N_0005 0 DC 22V

****  BJT MODEL PARAMETERS
*****

Q2N2222-X
NPN
IS  5.000000E-15
BF  90
NF  1
VAF 74.03
IKF 2847
ISE 14.340000E-15
NE  1.307
BR  6.092
NR  1
RB  10
RBM 10
RC  1
CJE 22.010000E-12
MJE 377
CJC 7.306000E-12
MJC 3416
TF  411.100000E-12
XTF 3
VTF 1.7
ITF 6
TR  46.910000E-09
XTB 1.5

****  SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION  TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****

NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE
VOLTAGE
($N_0001) 1.9911          ($N_0002) 2.6679
($N_0003) 13.1090        ($N_0004) 0.0000
($N_0005) 22.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME  CURRENT
V_Vs  0.000E+00
V_Vcc -1.653E-03

TOTAL POWER DISSIPATION 3.64E-02 WATTS

```

Fig. 8.60 Listagem de saída para a análise ac da Fig. 8.56.



```
**** OPERATING POINT INFORMATION  TEMPERATURE = 27 000 DEG C
.....
****
**** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS

NAME      Q_Q1
MODEL     Q2N2222-X
IB        1 99E-05
IC        1 31E-03
VBE       6 77E-01
VBC       -1 04E+01
VCE       1 11E+01
BETADC    6 58E+01
GM        5 03E-02
RPI       1 42E+03
RX        1 00E+01
RO        6 46E+04
CBE       5 80E-11
CBC       2 90E-12
CBX       0 00E+00
CJS       0 00E+00
BETAAC    7 15E+01
FT        1 32E+08

**** AC ANALYSIS  TEMPERATURE = 27 000 DEG C
.....
****

FREQ      VM($N_0003) VP($N_0003)

1 000E+04  3 073E-01 -1 779E+02
```

Fig. 8.60 Continuação

escolher **Analysis** e depois **Examine Netlist**. Isto produz uma listagem dos elementos e dos nós associados a cada um. Os nós associados a cada elemento podem então ser modificados por uma simples seqüência insert/delete, até ficarem de acordo com a Fig. 8.56. Quando terminar este procedimento, saia da listagem. O programa lhe perguntará se você deseja “salvar” as alterações — nossa opção neste caso.

Agora estamos aptos a iniciar a análise. Escolhe-se **Analysis** seguido por **Setup**. Dentro da caixa de diálogo **Setup**, selecionamos **AC Sweep**, embora nossa intenção seja trabalhar com uma frequência apenas. Após clicar duplamente na caixa **AC Sweep**, devemos fazer algumas opções quanto à frequência aplicada. Escolhe-se **Linear AC Sweep Type** e, ao mesmo tempo:

**Total Pts.** = 1  
**Start Freq.** = 10 kHz  
**End Freq.** = 10 kHz

Após a confirmação das entradas com **OK**, seleciona-se **Probe Setup** seguido por **Do not Auto-Run Probe**, a qual nos economizará algum tempo fornecendo os resultados desejados e evitando algumas caixas de diálogo associadas a Probe. Agora estamos prontos para a simulação sob o tópico **Analysis**, que nos fornecerá os resultados desejados. Se toda a entrada de dados tiver sido feita corretamente, irá aparecer uma caixa de diálogo informando que a análise ac foi completada. Para a visualização dos resultados, basta sair da caixa de diálogo, retornar para **Analysis** e escolher **Examine Output**. A lista é longa, mas a Fig. 8.60 apresenta somente os itens de maior interesse.

Observe que os nós listados correspondem aos mostrados na Fig. 8.56. A seção **BJT MODEL PARAMETERS** revela o valor escolhido por nós de 90 para o beta dc e  $5 \times 10^{-15}$  para **IS**. Os níveis dc para os vários nós são então fornecidos; eles estão de acordo com os valores que aparecem com os **VIEWPOINTS** da Fig. 8.56. A próxima seção, **BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS**, apresenta alguns níveis dc e parâmetros do circuito. Note que o beta dc é agora de 65,8, e o beta ac é de 71,5, em vez do valor 90 introduzido. A versão Windows ajusta o parâmetro beta de acordo com as condições de operação. Os resultados ac serão, portanto, um pouco diferentes dos resultados obtidos anteriormente usando o modelo  $r_e$ . Se houvesse a necessidade de uma reprodução fiel das condições anteriores, o símbolo do transistor não seria escolhido, e sim o modelo  $r_e$  do transistor, com uma fonte de corrente controlada e valores apropriados de resistência. A resposta ac revela que a amplitude da tensão ac de saída é 307,3 mV com uma fase de  $177,9^\circ$ , comparáveis aos valores 334,0 mV e  $177,7^\circ$  encontrados na versão DOS. Os capacitores incluídos produziram um desvio de fase menor do que  $180^\circ$ .

Se desejássemos um traçado da tensão de saída, poderíamos usar a opção **Probe**. O primeiro passo seria retornar para a opção **Analysis**, seguido por **Setup**. Depois escolhemos **Transient** e desligamos **AC Sweep** usada há pouco. Clicando duplamente na caixa **Transient**, podemos fazer opções sobre a análise a ser realizada. O período do sinal aplicado de 10 kHz é 0,1 ms ou 100  $\mu$ s. A opção **Print Step** se refere ao intervalo de tempo entre impressão ou plotagem dos resultados da análise de transiente. No nosso exemplo, iremos escolher 1  $\mu$ s para produzir 100 pontos por ciclo. O parâmetro **Final time** é o último instante em que



a resposta do circuito é determinada. Nossa escolha é de  $500 \mu\text{s}$  ou  $0,5 \text{ ms}$  para que sejam gerados cinco ciclos completos. A opção **No-Print Delay** foi escolhida como 0 uma vez que todos os capacitores são essencialmente curtos-circuitos em  $10 \text{ kHz}$ . A escolha de **Step Ceiling** ajusta um valor máximo entre os cálculos de resposta para o sistema, cuja entrada será de  $1 \mu\text{s}$ . O tempo entre os cálculos será ajustado internamente pelo programa para que sejam assegurados dados suficientes em instantes em que a resposta variar mais rápido do que o normal. No entanto, o intervalo de tempo nunca será maior do que o ajustado por **Step Ceiling**.

Nós devemos agora retornar para **Probe Setup** e escolher a opção **Automatically Run Probe After Simulation**. Retornando para **Analysis**, devemos selecionar **Simulate** para estabelecer os dados necessários para a resposta de Probe. Não seria correto ir diretamente para **Run Probe** porque o arquivo de saída ainda não foi criado. Uma vez terminada a análise, a opção **Trace** é ativada seguida pela opção **Add**, que irá adicionar um traçado ao gráfico. Ficará disponível uma lista de opções, e, como desejamos obter a tensão de saída no coletor do transistor, **V(Q1:c)** deve ser escolhido. Esta variável não aparece na lista fornecida, portanto, deve-se clicar **Alias Names** para que apareça uma lista expandida que contenha **V(Q1:c)**. Quando selecionada, aparecerá em **Trace Command**, que deve ser ativado com **OK** (Fig. 8.61).

A escala do eixo y foi ajustada automaticamente para mostrar de maneira clara a forma de onda de saída. Cinco ciclos completos da forma de onda de saída são apresentados (com 100 pontos de dados para cada ciclo) dentro do intervalo de tempo ajustado para cinco períodos completos do sinal aplicado. O valor pico a pico da forma de onda é aproximadamente  $13,42 \text{ V} - 12,81 \text{ V} = 0,61 \text{ V}$ , resultando num valor de pico de aproximadamente  $0,61 \text{ V}/2 = 0,305 \text{ V} = 305 \text{ mV}$ , que é muito próximo do valor impresso acima.

Se houver a necessidade de comparação entre as tensões de entrada e saída em um mesmo gráfico, podemos usar a opção **Add Y-Axis** sob o menu **Plot**. Depois de ativada, retorne ao comando

**Trace** para usar novamente a opção **ADD**. Neste instante podemos ir para a lista **Alias Names**, que inclui **V(Vs: +)** como opção. Ao fazer esta seleção, será traçado o gráfico da Fig. 8.62 que inclui, à esquerda, uma escala para cada forma de onda.

O texto é inserido nos gráficos escolhendo-se a opção **Tools** da lista de menus, seguido de **Label** e **Text**. Uma vez escolhido **Text**, aparecerá uma caixa de diálogo para ser preenchida com o texto que deve aparecer no gráfico. Após digitar **Vs** e pressionar a opção **OK**, os termos **Vs** irão aparecer na tela e podem ser colocados na posição que se deseja. Colocamos os outros termos no gráfico da mesma maneira. As linhas são adicionadas escolhendo-se novamente a opção **Tools** e depois a opção **line**. Um lápis irá aparecer e, utilizando-se a mesma técnica de um trabalho de arte, as linhas podem ser introduzidas. Observe o deslocamento de fase entre as duas formas de onda e o fato de que  $V_c$  excursionsa em um nível dc de  $13,1 \text{ V}$ .

Se preferirmos dois gráficos separados, podemos escolher a opção **Plot** e selecionar **Add Plot**. Com esta opção, outro gráfico irá aparecer após a seqüência **Trace** e **Add V(Vs: +)** da lista **Alias**. O resultado final é mostrado na Fig. 8.63, com dois gráficos exibindo as formas de onda separadamente. De novo podemos inserir os termos **Vs** e  $V_c$  utilizando a opção **Tools**. Saiba, entretanto, que os termos para o primeiro gráfico selecionado devem ser introduzidos antes dos termos para o segundo gráfico.

A última forma de onda mostrada na Fig. 8.64 demonstra o uso da opção **Cursor** sob o cabeçalho **Tools**. Escolhendo-se **Cursor** e depois **Display**, aparece uma linha no nível dc de  $13,1 \text{ V}$ . Clicando-se o mouse, uma linha horizontal e vertical surge no gráfico e se interceptam sobre a curva. Clicando-se na linha vertical e mantendo o botão pressionado, ela pode ser deslocada ao longo da forma de onda. Observe na caixa **Probe Cursor** que a posição da interseção, chamada de **A1**, é registrada. Se for deslocada para o valor de pico, o registro é de  $13,421 \text{ V}$  e o tempo correspondente é de  $75 \mu\text{s}$ . Clicando-se o botão direito do mouse, uma segunda interseção, definida por **A2**, aparece, e também

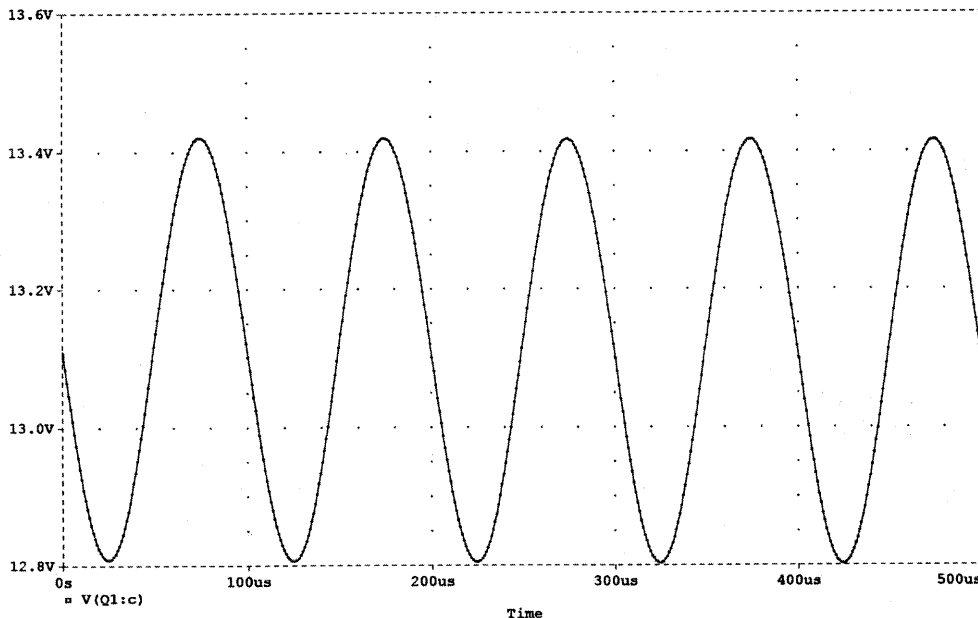
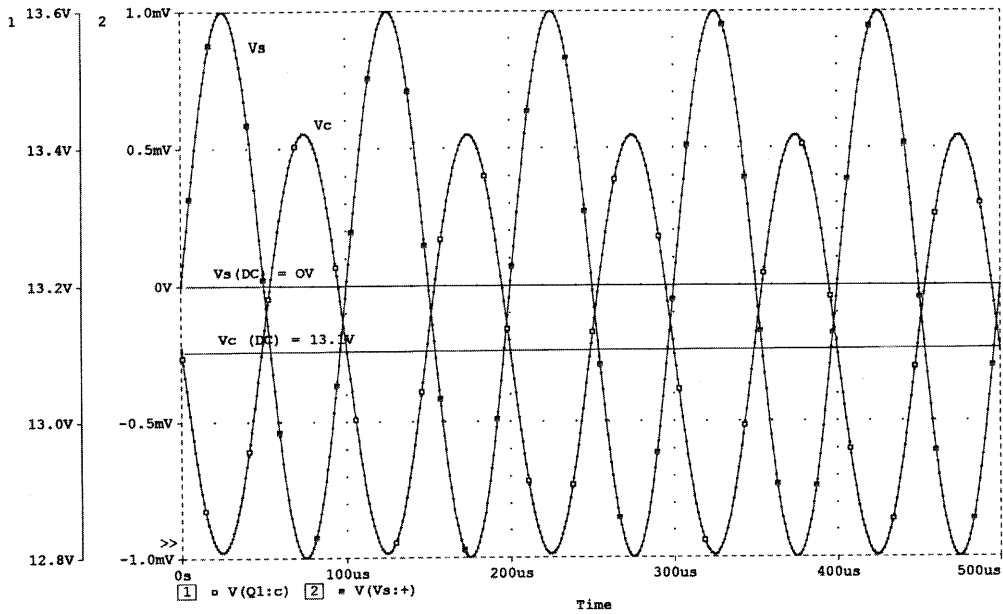
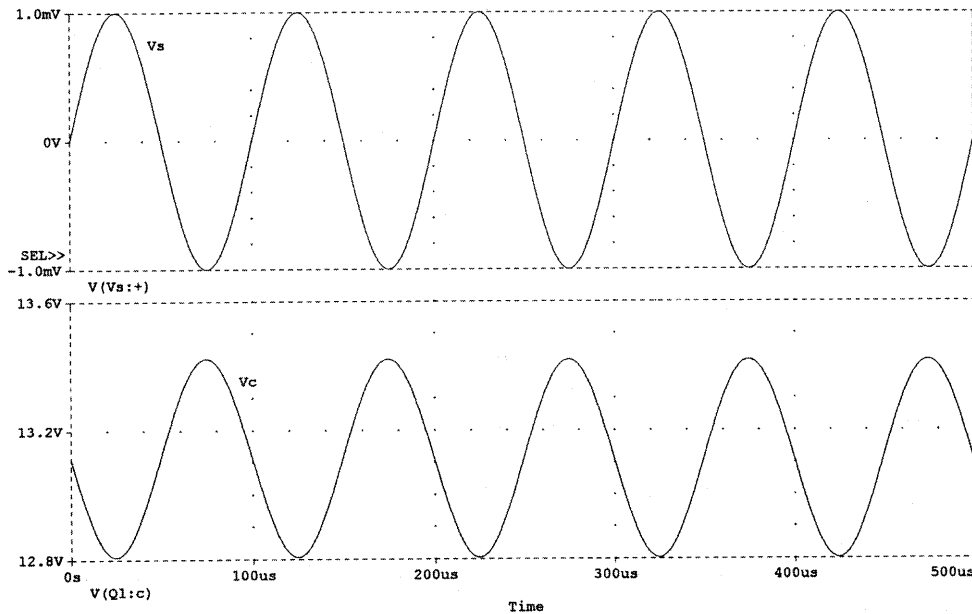


Fig. 8.61 Tensão de saída  $v_o = v_c$  para o circuito da Fig. 8.59.

Fig. 8.62  $v_c$  e  $v_s$  para o circuito da Fig. 8.59.Fig. 8.63  $v_s$  e  $v_c$  em gráficos separados.

tem sua posição registrada na caixa Probe Cursor. A informação adicional na terceira linha da caixa é a diferença entre as duas interseções nos eixos horizontal e vertical, respectivamente. Se **A2** corresponder à extremidade inferior de  $v_c$ , o valor registrado será de 12,807 V em 125  $\mu$ s (observe a linha inferior da Fig. 8.64). A posição do cursor revela, portanto, o valor e a posição no tempo do sinal, o que pode ser muito conveniente para várias aplicações. Observe os termos introduzidos no gráfico utilizando-se a opção **Tools-text**. Utilizando-se as duas interseções, diferenças podem ser facilmente obtidas.

A introdução acima foi relativamente breve devido a restrições de espaço e prioridades, mas sua finalidade foi cumprida se

agora estiver evidente a simplicidade relativa na aplicação do programa PSpice para a determinação da resposta em pequenos sinais. Quando for possível, os manuais devem ser lidos cuidadosamente para o entendimento completo dos vários parâmetros e equações envolvidas com o modelo PSpice. Saiba que a versão comercial de PSpice está disponível no mercado e que ele tem um catálogo completo de transistores específicos em memória, para uso quando solicitado pelo programa. Em outras palavras, o arquivo de entrada pode referenciar um determinado transistor e o programa automaticamente insere os parâmetros que descrevem melhor aquele transistor para a análise a ser realizada. Informações adicionais sobre a versão comercial podem ser



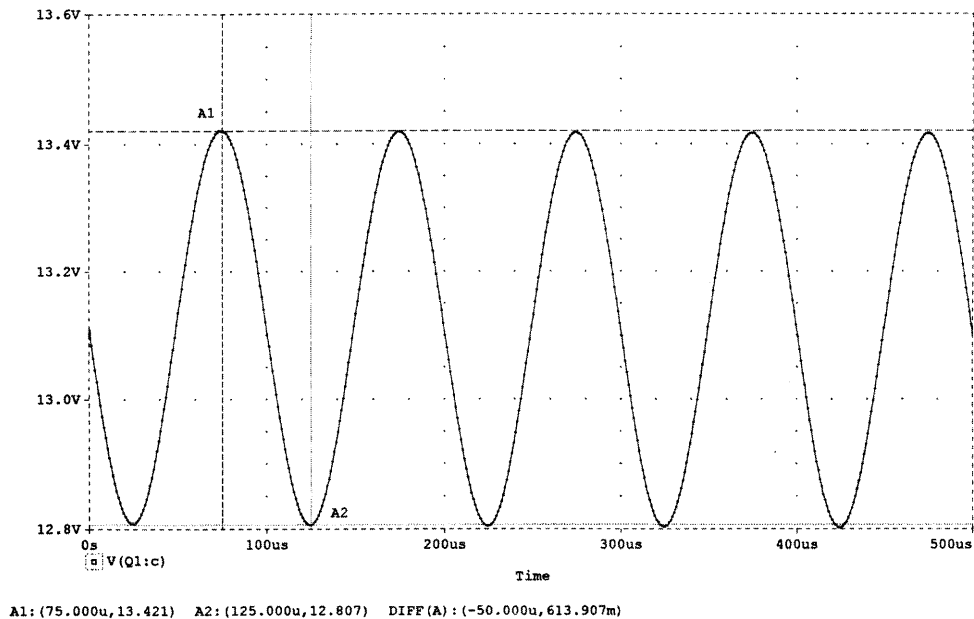


Fig. 8.64 Utilizando a opção de Cursor para o circuito da Fig. 8.59.

obtidas, escrevendo diretamente para Microsim Corp. Vamos agora comparar a análise acima do mesmo circuito usando a linguagem BASIC.

## BASIC

O programa BASIC da Fig. 8.65 analisará a configuração com polarização por divisor de tensão da Fig. 8.56 com a vantagem adicional de que a solução pode ser obtida considerando que uma

porção do resistor de emissor está não-desviada e incluindo os efeitos da resistência da fonte e da carga. A resistência de emissor será designada  $R_{E_1}$  se não desviada, e  $R_{E_2}$  se desviada.

A seqüência de linhas 11210 até 11260 determinará os parâmetros importantes para o modelo do transistor da Fig. 8.66 e realizará a análise necessária. Os passos seqüenciais devem ser cuidadosamente revistos e comparados aos cálculos feitos a mão.

Uma execução do programa com os valores da Fig. 8.56 fornecerá os resultados que aparecem no final da Fig. 8.65. Em

```

10 REM *****
20 REM                PROGRAM 8.1
30 REM *****
40 REM                BJT AC ANALYSIS
50 REM                USING re AND BETA PARAMETERS
60 REM *****
70 REM
100 CLS
110 PRINT "This program performs the ac calculations"
120 PRINT "for a BJT voltage-divider using the re and beta parameters."
130 PRINT
140 PRINT "Enter the following circuit data:"
150 PRINT
160 INPUT "RB1=";R1
170 INPUT "RB2=";R2
180 INPUT "RC=";RC
190 INPUT "Unbypassed emitter resistance, RE1=";E1
200 INPUT "Bypassed emitter resistance, RE2=";E2
210 PRINT
220 INPUT "Beta=";BETA
230 INPUT "Supply voltage, VCC=";CC
240 INPUT "Load resistance, RL=";RL
250 INPUT "Source resistance, RS=";RS
260 INPUT "Source voltage, VS=";VS
270 PRINT:PRINT
280 GOSUB 11200:REM Perform ac analysis
290 PRINT "The results of the ac analysis are:"
300 PRINT
310 PRINT "Transistor dynamic resistance, re=";RE;"ohms"
320 PRINT
330 IF CC-IE*(RC+E1+E2)<=0 THEN PRINT "Circuit in saturation." :GOTO 420

```

Fig. 8.65 Programa em BASIC para análise ac de uma configuração TBJ.

```

340 PRINT "Input impedance, Ri=";RI;"ohms"
350 PRINT "Output impedance, Ro=";RO;"ohms"
360 PRINT "Voltage-gain(no-load), Av=";AV
370 PRINT "Current gain, Ai=";AI
380 PRINT
390 PRINT "Output voltage(no load), Vo=";VO;"volts"
400 PRINT
410 PRINT "Output voltage(under load), VL=";VL;"volts"
420 PRINT
430 VM=CC-IE*(BETA/(BETA+1))*(RC+E1+E2) :REM Maximum signal swing
440 IF ABS(VL)>VM THEN PRINT "but maximum undistorted output is";VM;"volts"
450 END
11200 REM Module to perform BJT ac analysis using re model
11210 RB=R1*(R2/(R1+R2))
11220 RP=RC*(RL/(RC+RL))
11230 BB=R2*CC/(R1+R2)
11240 IE=(BB-.7)*(BETA+1)/(RB+BETA*(E1+E2))
11250 RE=.026/IE
11260 R3=BETA*(RE+E1)
11270 RI=RB*(R3/(RB+R3))
11280 RO=RC
11290 AI=(RC/(RC+RL))*BETA*(RB/(RB+R3))
11300 AV=-RC/(E1+RE)
11310 VI=VS*(RI/(RI+RS))
11320 VO=AV*VI
11330 VL=VO*(RL/(RO+RL))
11340 RETURN
RUN
This program performs the ac calculations
for a BJT voltage-divider using the re and beta parameters.

Enter the following circuit data:

RB1=? 56E3
RB2=? 8.2E3
RC=? 6.8E3
Unbypassed emitter resistance, RE1=? 0
Bypassed emitter resistance, RE2=? 1.5E3

Beta=? 90
Supply voltage, VCC=? 22
Load resistance, RL=? 10E3
Source resistance, RS=? 600
Source voltage, VS=? 1E-3

The results of the ac analysis are:

Transistor dynamic resistance, re= 19.24912 ohms

Input impedance, Ri= 1394.631 ohms
Output impedance, Ro= 6800 ohms
Voltage-gain(no-load), Av=-353.263
Current gain, Ai= 29.32569

Output voltage(no load), Vo=-.2469988 volts
Output voltage(under load), VL=-.1470231 volts

```

Fig. 8.65 Continuação

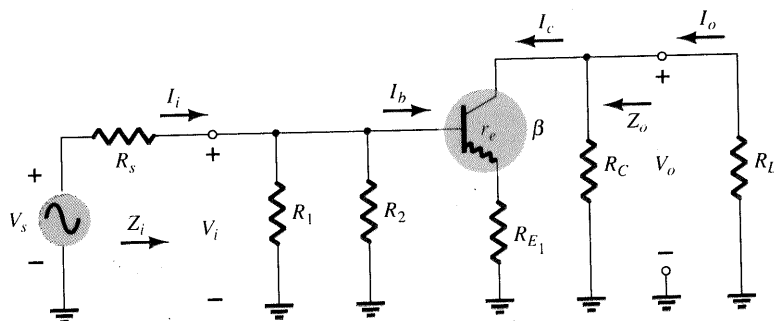


Fig. 8.66 Circuito analisado pelo módulo que se estende das linhas 11210 até 11260 do programa em BASIC da Fig. 8.65.



particular, note como o programa em BASIC pode ser escrito para fornecer informações sobre o sistema de uma forma clara, concisa e tabulada. O nível de  $R_i = R' \parallel \beta r_e = 1.349,63 \Omega$  que é diferente do RI, no PSpice, será obtido já que RI inclui somente a impedância de entrada da configuração do transistor ( $\beta r_e$ ). O ganho sem carga é 353, 26 o qual está razoavelmente de acordo com 368,76 obtido usando PSpice. O ganho de corrente de  $4,9 \times 10^{-25} A \cong 0 A$  é devido à ausência de uma carga para definir a corrente de saída. A ausência de uma carga também provoca  $A_v = A_{vNL}$ .

**PROBLEMAS**

**§ 8.2 Configuração Emissor-Comum com Polarização Fixa**

1. Para o circuito da Fig. 8.67:
  - (a) Determine  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - (b) Ache  $A_v$  e  $A_i$ .
  - (c) Repita a letra (a) com  $r_o = 20 \text{ k}\Omega$ .
  - (d) Repita a letra (b) com  $r_o = 20 \text{ k}\Omega$ .

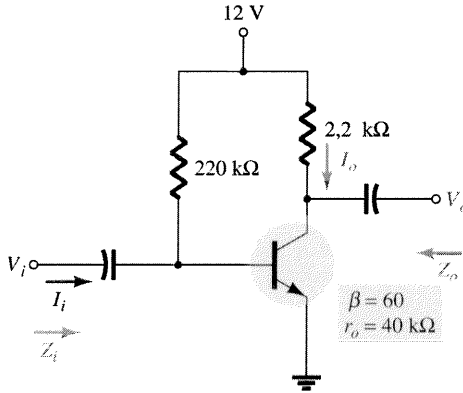


Fig. 8.67 Problemas 1, 21.

2. Para o circuito da Fig. 8.68, determine  $V_{cc}$  para um ganho de tensão  $A_v = -200$ .

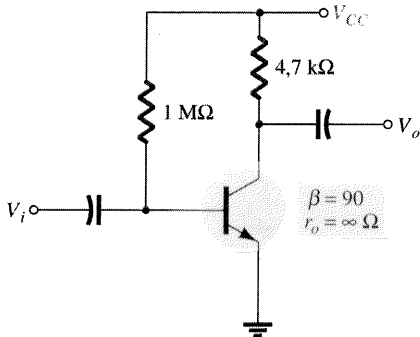


Fig. 8.68 Problema 2.

- \*3. Para o circuito da Fig. 8.69:
  - (a) Calcule  $I_B$ ,  $I_C$  e  $r_e$ .
  - (b) Determine  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - (c) Calcule  $A_v$  e  $A_i$ .
  - (d) Determine o efeito de  $r_o = 30 \text{ k}\Omega$  sobre  $A_v$  e  $A_i$ .

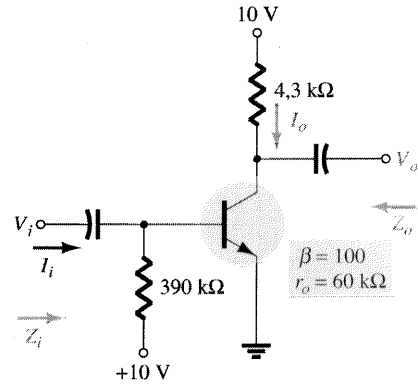


Fig. 8.69 Problema 3.

**§ 8.3 Polarização por Divisor de Tensão**

4. Para o circuito da Fig. 8.70:
  - (a) Determine  $r_e$ .
  - (b) Calcule  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - (c) Ache  $A_v$  e  $A_i$ .
  - (d) Repita as letras (b) e (c) com  $r_o = 25 \text{ k}\Omega$ .
5. Determine  $V_{cc}$  para o circuito da Fig. 8.71 se  $A_v = -160$  e  $r_o = 100 \text{ k}\Omega$ .

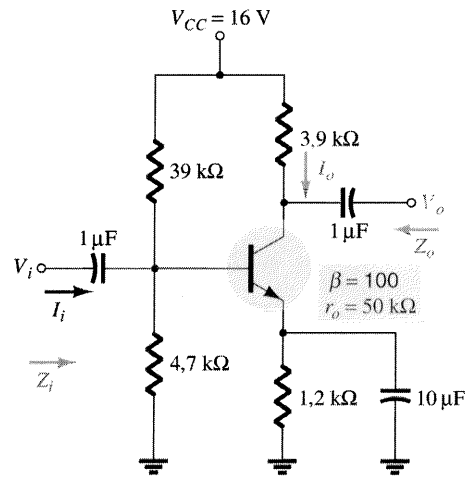


Fig. 8.70 Problema 4.

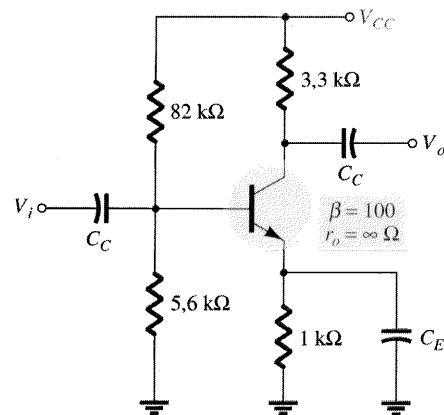


Fig. 8.71 Problema 5.

6. Para o circuito da Fig. 8.72:

- (a) Determine  $r_o$ .
- (b) Calcule  $V_b$  e  $V_c$ .
- (c) Determine  $Z_i$  e  $A_v = V_o/V_i$ .

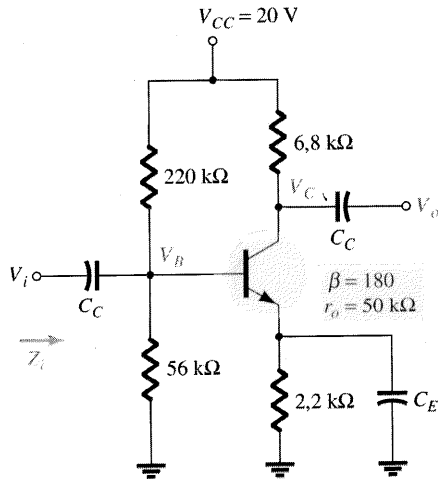


Fig. 8.72 Problema 6.

§ 8.4 Circuito EC com Polarização no Emissor

7. Para o circuito da Fig. 8.73:

- (a) Determine  $r_e$ .
- (b) Ache  $Z_i$  e  $Z_o$ .
- (c) Calcule  $A_v$  e  $A_i$ .
- (d) Repita as letras (b) e (c) com  $r_o = 20 \text{ k}\Omega$ .

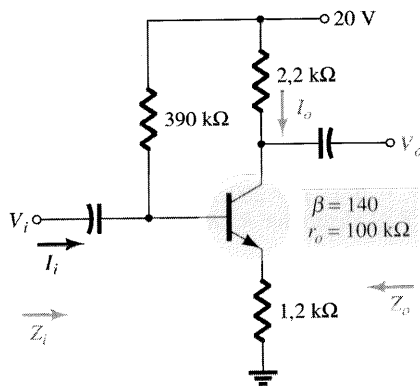


Fig. 8.73 Problemas 7, 9.

- 8. Para o circuito da Fig. 8.74, determine  $R_E$  e  $R_B$  se  $A_v = -10$  e  $r_e = 3,8 \Omega$ . Assuma que  $Z_b = \beta R_E$ .
- 9. Repita o Problema 7 com  $R_E$  desviado. Compare os resultados.
- 10. Para o circuito da Fig. 8.75:
  - (a) Determine  $r_e$ .
  - (b) Ache  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - (c) Calcule  $A_v$  e  $A_i$ .

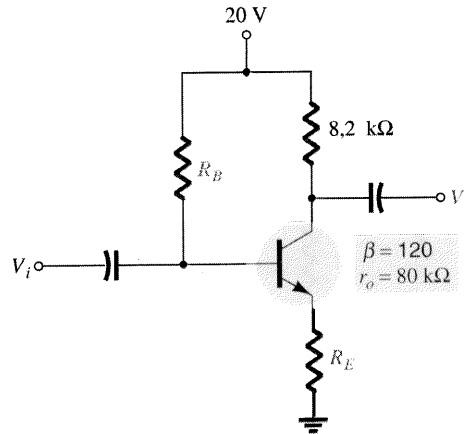


Fig. 8.74 Problema 8.

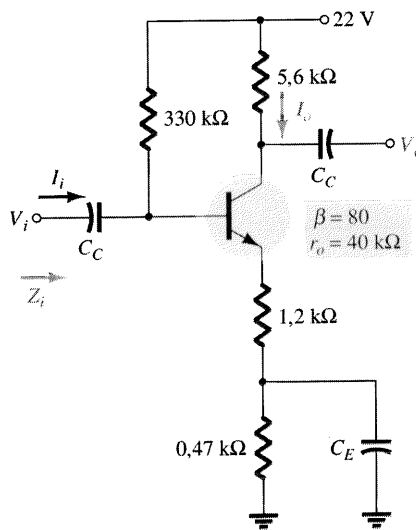


Fig. 8.75 Problema 10.

§ 8.5 Configuração Seguidor-de-Emissor

- 11. Para o circuito da Fig. 8.76:
  - (a) Determine  $r_e$  e  $\beta r_e$ .
  - (b) Ache  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - (c) Calcule  $A_v$  e  $A_i$ .
- \*12. Para o circuito da Fig. 8.71:
  - (a) Determine  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - (b) Ache  $A_v$ .
  - (c) Calcule  $V_o$  se  $V_i = 1 \text{ mV}$ .

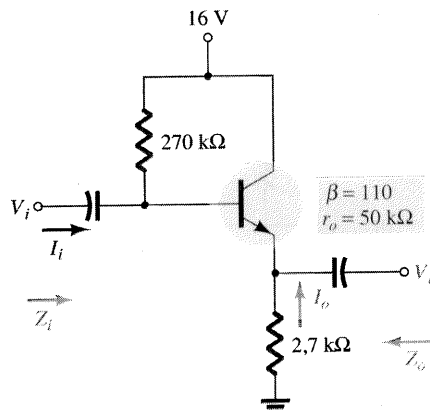


Fig. 8.76 Problema 11.

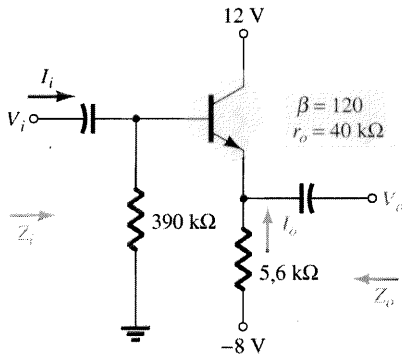


Fig. 8.77 Problema 12.

- \*13. Para o circuito da Fig. 8.78:
- Calcule  $I_b$  e  $I_c$ .
  - Determine  $r_e$ .
  - Determine  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - Ache  $A_v$  e  $A_r$ .

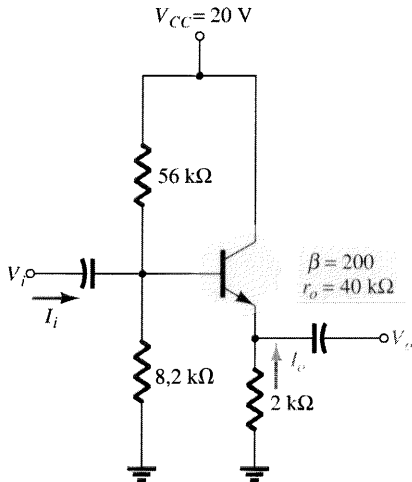


Fig. 8.78 Problema 13.

§ 8.6 Configuração Base-Comum

14. Para a configuração base-comum da Fig. 8.78:
- Determine  $r_e$ .
  - Ache  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - Calcule  $A_v$  e  $A_r$ .

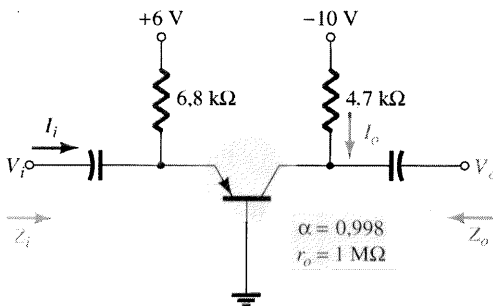


Fig. 8.79 Problema 14.

- \*15. Para o circuito da Fig. 8.80, determine  $A_v$  e  $A_r$ .

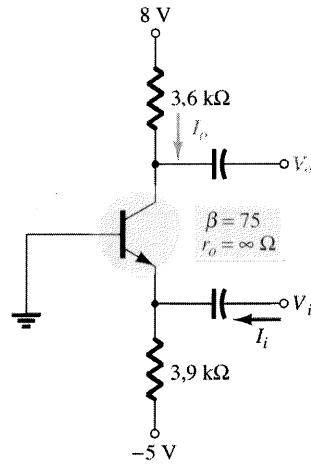


Fig. 8.80 Problema 15.

§ 8.7 Configuração com Realimentação no Coletor

16. Para a configuração com realimentação no coletor da Fig. 8.81:
- Determine  $r_e$ .
  - Ache  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - Calcule  $A_v$  e  $A_r$ .

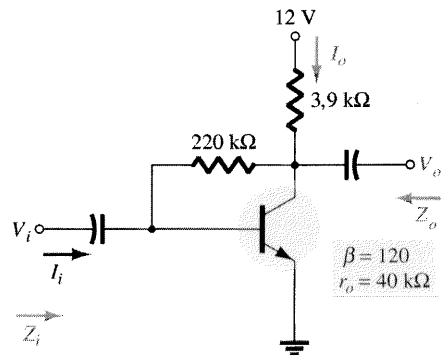


Fig. 8.81 Problema 16.

- \*17. Dados  $r_e = 10 \Omega$ ,  $\beta = 200$ ,  $A_v = -160$  e  $A_r = 19$  para o circuito da Fig. 8.82, determine  $R_C$ ,  $R_F$  e  $V_{CC}$ .

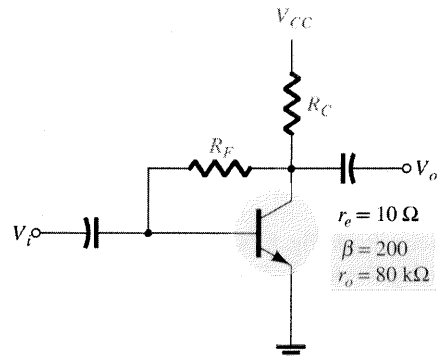


Fig. 8.82 Problema 17.

- \*18. Para o circuito da Fig. 8.30:
- Deduza a equação aproximada para  $A_v$ .
  - Deduza a equação aproximada para  $A_i$ .
  - Deduza as equações aproximadas para  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - Dados  $R_c = 2,2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_f = 120 \text{ k}\Omega$ ,  $R_e = 1,2 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 90$  e  $V_{cc} = 10 \text{ V}$ , calcule a amplitude de  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_i$  e  $Z_o$  usando as equações das letras (a) até (c).

§ 8.8 Configuração com Realimentação DC no Coletor

19. Para o circuito da Fig. 8.83.
- Determine  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - Ache  $A_v$  e  $A_i$ .

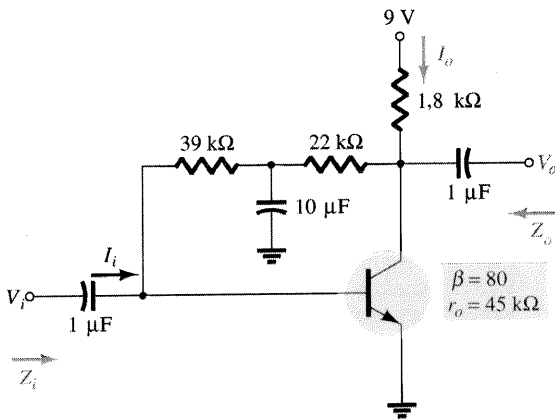


Fig. 8.83 Problema 19.

§ 8.9 Circuito Híbrido Equivalente Aproximado

20. (a) Dados  $\beta = 120$ ,  $r_e = 4,5 \Omega$  e  $r_o = 40 \text{ k}\Omega$ , esboce o circuito híbrido equivalente aproximado.  
 (b) Dados  $h_{ie} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{re} = 2 \times 10^{-4}$ ,  $h_{fe} = 90$  e  $h_{oe} = 20 \mu\text{S}$ , esquematize o modelo  $r_e$ .
21. Para o circuito do Problema 1:
- Determine  $r_e$ .
  - Ache  $h_{fe}$  e  $h_{ie}$ .
  - Ache  $Z_i$  e  $Z_o$ , usando os parâmetros híbridos.
  - Calcule  $A_v$  e  $A_i$ , usando os parâmetros híbridos.
  - Determine  $Z_i$  e  $Z_o$ , se  $h_{oe} = 50 \mu\text{S}$ .
  - Determine  $A_v$  e  $A_i$  se  $h_{oe} = 50 \mu\text{S}$ .

- Compare as soluções acima com as do Problema 1. (Nota: As soluções estão disponíveis no Apêndice E, se o Problema 1 não foi realizado.)
22. Para o circuito da Fig. 8.84:
- Determine  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - Calcule  $A_v$  e  $A_i$ .
  - Determine  $r_e$  e compare  $\beta r_e$  com  $h_{ie}$ .

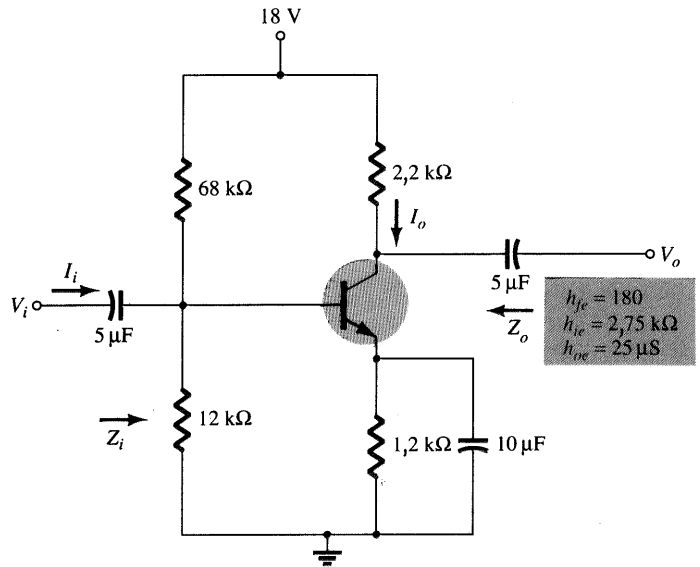


Fig. 8.84 Problemas 22, 24.

- \*23. Para o circuito base-comum da Fig. 8.85:
- Determine  $Z_i$  e  $Z_o$ .
  - Calcule  $A_v$  e  $A_i$ .
  - Determine  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $r_e$  e  $r_o$ .

§ 8.10 Modelo Híbrido Equivalente Completo

- \*24. Repita as letras (a) e (b) do Problema 22 com  $h_{re} = 2 \times 10^{-4}$  e compare os resultados.
- \*25. Para o circuito da Fig. 8.86, determine:
- $Z_i$ .
  - $A_v$ .
  - $A_i = I_o/I_i$ .
  - $Z_o$ .

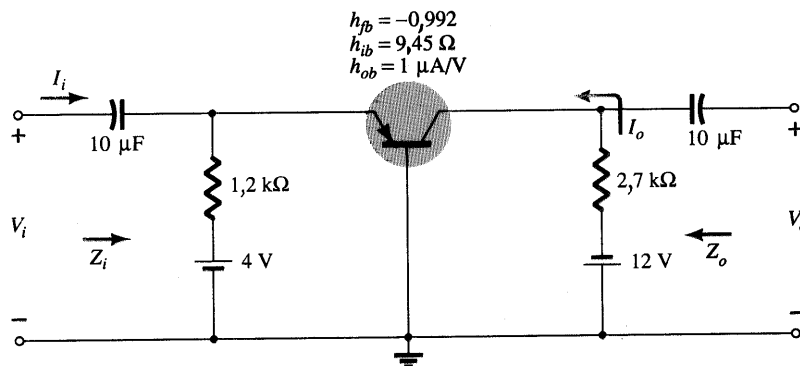


Fig. 8.85 Problema 23.

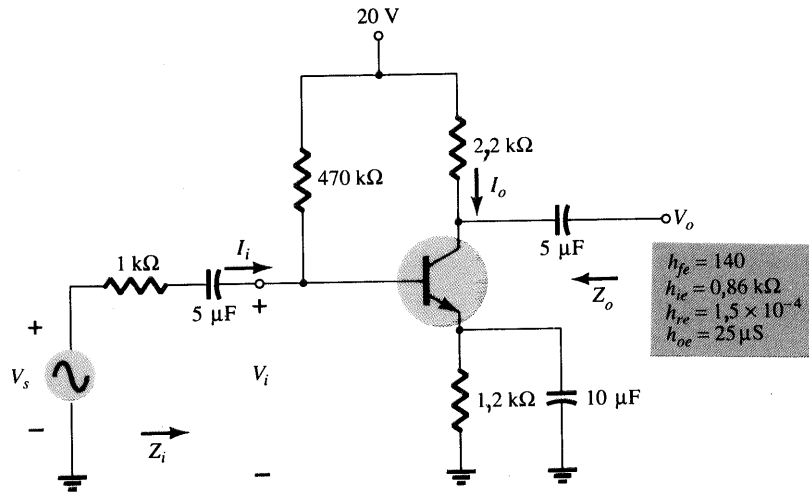


Fig. 8.86 Problema 25.

- \*26. Para o amplificador base-comum da Fig. 8.87, determine:
- $Z_i$ .
  - $A_v$ .
  - $A_v$ .
  - $Z_o$ .

§ 8.12 Verificação de Defeitos

- \*27. Dado o circuito da Fig. 8.88:
- Determine se o sistema está operando apropriadamente, baseado nos níveis de polarização por divisor de tensão e nas formas de onda para  $v_o$  e  $v_e$ .
  - Determine a razão para os níveis dc obtidos e por que a forma de onda para  $v_o$  foi obtida.

§ 8.13 Análise por Computador

28. (a) Escreva o arquivo de entrada PSpice para o circuito da Fig. 8.6 (Exemplo 8.1) e obtenha o nível de  $V_o$  para  $V_i = 1$  mV.  
 (b) Realize a análise PSpice e compare o resultado para  $V_o$  com os resultados do Exemplo 8.1.

29. (a) Escreva o arquivo de entrada PSpice para o circuito da Fig. 8.13 (Exemplo 8.3) e obtenha o nível de  $V_o$  para  $V_i = 1$  mV.  
 (b) Realize a análise PSpice e compare o resultado para  $V_o$  com os resultados do Exemplo 8.3.
30. (a) Escreva o arquivo de entrada PSpice para o circuito da Fig. 8.25 (Exemplo 8.8) e obtenha o nível de  $V_o$  para  $V_i = 1$  mV.  
 (b) Realize a análise PSpice e compare o resultado para  $V_o$  com os resultados do Exemplo 8.8.
31. (a) Escreva um programa em BASIC para determinar  $Z_i$ ,  $Z_o$ ,  $A_v$  e  $A_i$  para o circuito da Fig. 8.9 (Exemplo 8.2).  
 (b) Realize a análise da parte (a) e compare os resultados do Exemplo 8.2.
32. (a) Escreva um programa em BASIC para determinar  $Z_i$ ,  $Z_o$ ,  $A_v$  e  $A_i$  para o circuito da Fig. 8.13 (Exemplo 8.3).  
 (b) Realize a análise da parte (a) e compare os resultados do Exemplo 8.3.
33. (a) Escreva um programa em BASIC para determinar  $Z_i$ ,  $Z_o$ ,  $A_v$  e  $A_i$  para o circuito da Fig. 8.25 (Exemplo 8.8).  
 (b) Realize a análise da parte (a) e compare os resultados do Exemplo 8.8.

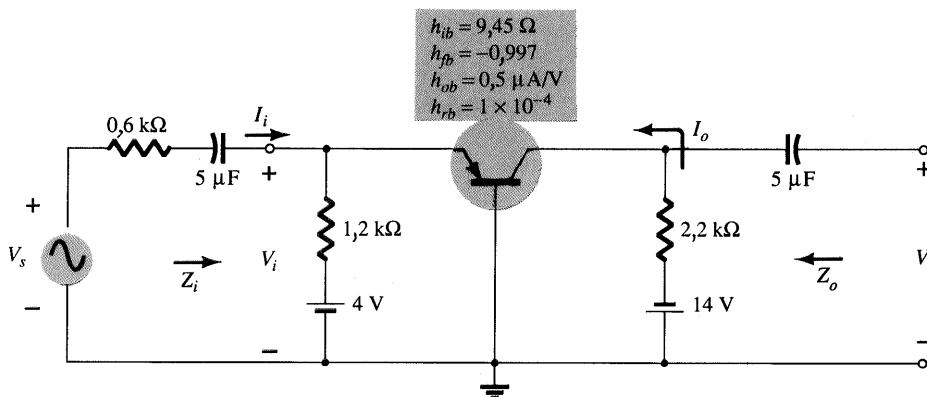


Fig. 8.87 Problema 26.

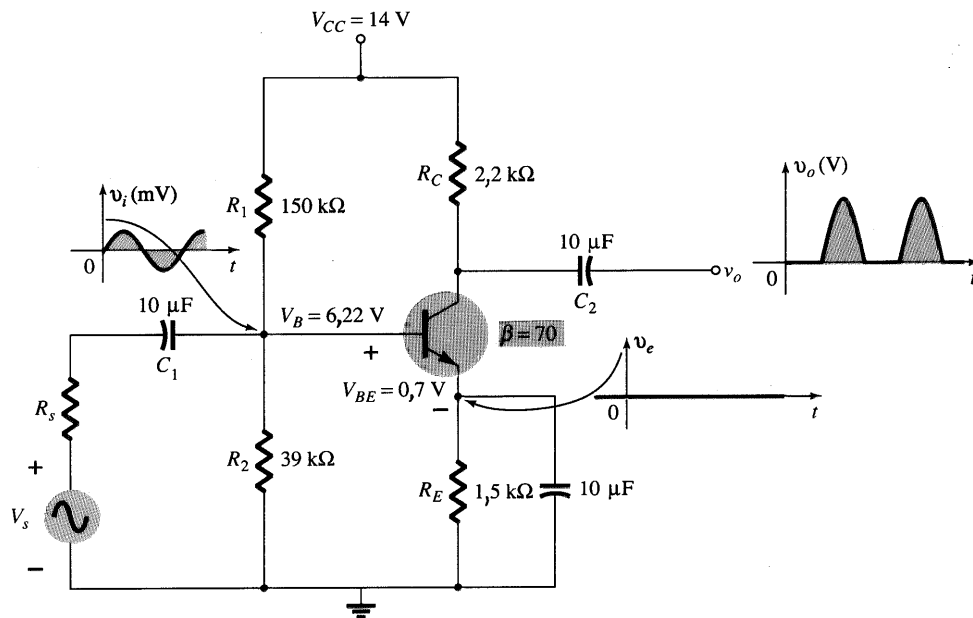


Fig. 8.88 Problema 27.

34. Utilizando o programa PSpice versão Windows, determine o ganho para o circuito da Fig. 8.6. Utilize o recurso Probe para mostrar as formas de onda de entrada e saída.
35. Utilizando o programa PSpice versão Windows, determine o ganho para o circuito da Fig. 8.13. Utilize o recurso Probe para mostrar as formas de onda de entrada e saída.
36. Utilizando o programa PSpice versão Windows, determine o ganho para o circuito da Fig. 8.25. Utilize o recurso Probe para mostrar as formas de onda de entrada e saída.

\*Observação: Os asteriscos indicam problemas mais difíceis.