

# Modelagem do Transistor TBJ

# 7

$r_e$

## 7.1 INTRODUÇÃO

A construção básica, o aspecto e as características do transistor foram introduzidos no Cap. 3. A polarização dc do dispositivo foi examinada em detalhes no Cap. 4. Nós, agora, começaremos a examinar a resposta ac do amplificador TBJ para *pequenos sinais*, revendo os *modelos* mais usados para representar o transistor no domínio ac senoidal.

Uma das primeiras abordagens na análise ac senoidal dos circuitos a transistor é a amplitude do sinal de entrada. Isto determinará se a técnica de *pequenos sinais* ou a de *grandes sinais* será aplicada. Não há nenhuma linha divisória entre as duas, porém a aplicação e a amplitude das variáveis de interesse relativo às escalas das curvas características do dispositivo geralmente tornam muito claro qual método é o mais apropriado. A técnica de pequenos sinais é introduzida neste capítulo, e aplicações de grande sinal são examinadas no Cap. 16.

Há dois modelos mais usados na análise ac para pequenos sinais: o modelo  $r_e$  e o modelo *híbrido equivalente*. Este capítulo não só introduz ambos os modelos, mas define o papel de cada um e seus inter-relacionamentos.

## 7.2 AMPLIFICAÇÃO NO DOMÍNIO AC

Foi demonstrado no Cap. 3 que o transistor pode ser empregado como um dispositivo amplificador. Isto é, o sinal de saída senoidal é maior que o sinal de entrada, ou, dito de outra forma, a potência ac de saída é maior que a potência ac de entrada. A questão reside, então, em como a potência ac de saída pode ser maior que a potência ac de entrada? A conservação de energia estabelece que em qualquer instante a potência total de saída,  $P_o$ , de um sistema não pode ser maior que uma potência de entrada,  $P_i$ , e que a eficiência definida por  $\eta = P_o/P_i$  não pode ser maior que 1. O fator esquecido na discussão acima, que permite uma potência ac de saída ser maior que a potência ac de entrada, é a potência dc aplicada. Ela é uma contribuinte para a potência total de saída, embora parte dela seja dissipada pelo circuito em elementos resistivos. Em outras palavras, há uma “troca” de potência dc para o domínio ac que permite estabelecer uma potência ac de saída

maior. De fato, a *eficiência de conversão* é definida por  $\eta = P_{o(ac)}/P_{i(dc)}$ , onde  $P_{o(ac)}$  é a potência ac na carga e  $P_{i(dc)}$  é a potência fornecida.

Talvez o papel da fonte dc possa ser mais bem descrito considerando primeiro o circuito dc simples da Fig. 7.1. A direção resultante do fluxo de corrente é indicada na figura com o traçado da corrente  $i$  versus tempo. Vamos, agora, inserir um mecanismo de controle, como o mostrado na Fig. 7.2. O mecanismo de controle atua de forma que a aplicação de um sinal relativamente pequeno nesse mecanismo pode resultar numa oscilação muito grande no circuito de saída. Para o sistema da Fig. 7.2, o valor de pico da oscilação é controlado pelo nível dc estabelecido. Qualquer tentativa de exceder esse limite dc resultará em um “corte” da região de pico do sinal de saída. Em resumo, portanto, um projeto adequado de um amplificador requer que as componentes dc e ac sejam sensíveis às limitações e solicitações de ambas.

*Entretanto, é realmente de grande valia que amplificadores a transistor para pequenos sinais possam ser considerados lineares para muitas aplicações, permitindo o uso do teorema da superposição para isolar a análise dc da análise ac.*

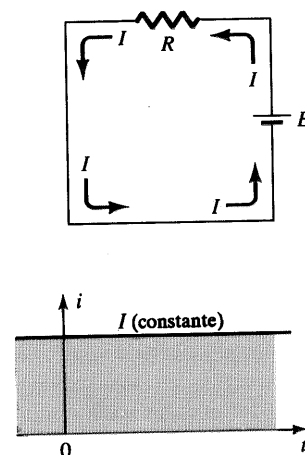


Fig. 7.1 Corrente estacionária estabelecida por uma fonte dc.

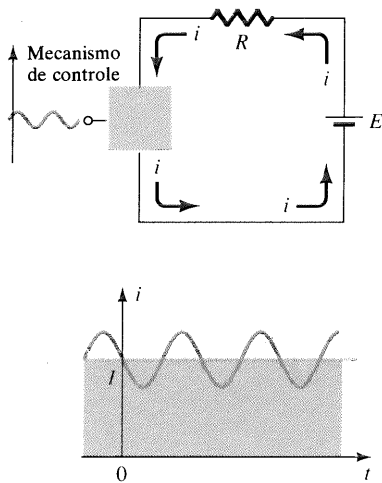


Fig. 7.2 Efeito de um elemento de controle no fluxo em estado estacionário do sistema elétrico da Fig. 7.1.

### 7.3 MODELAGEM DO TRANSISTOR TBJ

A base para a análise do transistor em pequenos sinais é o uso de circuitos equivalentes (modelos) a serem introduzidos neste capítulo.

*Um modelo é a combinação de elementos de circuito, apropriadamente escolhidos, que aproximam melhor o funcionamento real de um dispositivo semiconductor sob condições de operação específicas.*

Uma vez determinado o circuito ac equivalente, o símbolo gráfico do dispositivo pode ser substituído, no desenho esquemático, por este circuito, e os métodos básicos de análise ac de circuito (análise de malha, análise nodal e teorema de Thévenin) podem ser aplicados para determinar a resposta do circuito.

Há duas escolas de pensamento em evidência hoje, considerando o circuito equivalente substituído para o transistor. Por muitos anos, as instituições industriais e educacionais confiaram profundamente nos *parâmetros híbridos* (a serem introduzidos brevemente). O circuito equivalente na forma de parâmetros híbridos continua sendo muito popular embora deva dividir, agora, sua fama com o circuito equivalente derivado diretamente das condições de operação do transistor — o modelo  $r_e$ . Fabricantes continuam especificando os parâmetros híbridos para uma região particular de operação nas suas folhas de especificações. Os parâmetros (ou componentes) do modelo  $r_e$  podem ser derivados diretamente dos parâmetros híbridos nesta região. Entretanto, com relação à precisão o circuito híbrido equivalente sofre limitações para um conjunto particular de condições de operação se é para ser mais preciso. Os parâmetros do outro circuito equivalente podem ser determinados para qualquer região de operação dentro da região ativa e não são limitados por um simples conjunto de parâmetros fornecidos pela folha de especificações. Entretanto, o modelo  $r_e$  falha na justificação do nível da impedância de saída do dispositivo e nos efeitos de realimentação da saída para a entrada.

Como ambos os modelos são amplamente utilizados hoje em dia, eles são examinados em detalhes neste texto. Em algumas

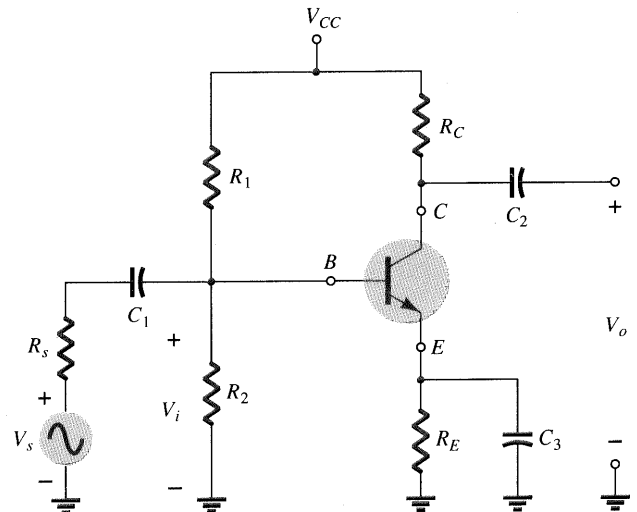


Fig. 7.3 Circuito com transistor sob exame nesta discussão introdutória.

análises e exemplos o modelo híbrido será usado, enquanto em outras somente o modelo  $r_e$  será usado. Este capítulo fará todo o esforço para mostrar o quanto os dois modelos estão intimamente relacionados e como os resultados obtidos com um podem ser aplicados ao outro modelo.

A fim de demonstrar os efeitos que o circuito ac equivalente produzirá na análise a seguir, considere o circuito da Fig. 7.3. Vamos assumir por enquanto que o circuito equivalente ac para pequenos sinais do transistor já foi determinado. Como estamos interessados na resposta ac do circuito, todas as fontes dc podem ser substituídas por um potencial nulo equivalente (curto-circuito) uma vez que eles determinam somente a componente dc (nível quiescente) da tensão de saída, e não a amplitude da oscilação ac de saída. Isto é claramente demonstrado na Fig. 7.4. Os níveis dc foram importantes somente para determinar o ponto-Q de operação apropriado. Uma vez determinado, os níveis dc podem ser ignorados na análise ac do circuito. Além disso, os capacitores de acoplamento  $C_1$  e  $C_2$  e o capacitor de passagem  $C_3$  foram escolhidos para apresentar uma reatância muito pequena nas frequências de aplicação. Portanto, eles podem, para os devidos fins, ser substituídos por um caminho de baixa resistência ou um curto-circuito.

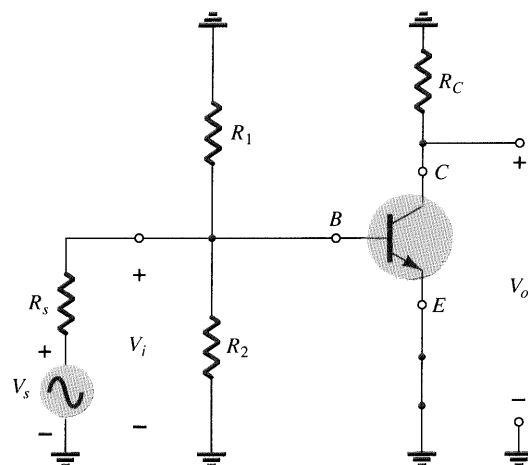


Fig. 7.4 O circuito da Fig. 7.3 após a remoção da fonte dc e a inserção do curto-circuito equivalente para os capacitores.

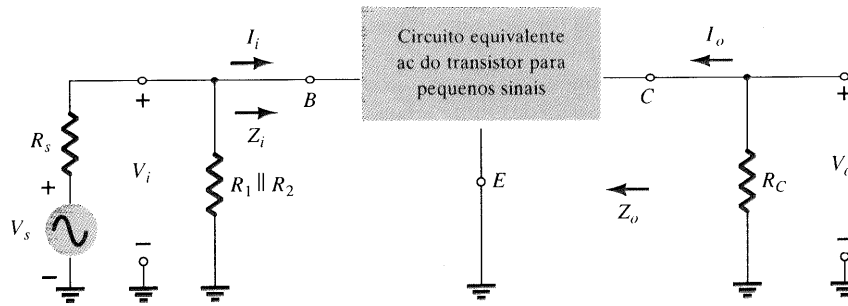


Fig. 7.5 Circuito da Fig. 7.4 redesenhado para análise ac de pequenos sinais.

Note que isto acarretará um “curto-circuito” do resistor de polarização  $R_e$ . Lembrando que capacitores são “circuitos-abertos” sob condições de estado estacionário dc, isto permite uma separação entre estágios para os níveis dc e condições quiescentes.

Se estabelecermos um terra comum e rearranjarmos os elementos da Fig. 7.4,  $R_1$  e  $R_2$  ficarão em paralelo, e  $R_c$  aparecerá entre o coletor e o emissor conforme mostrado na Fig. 7.5. Já que os componentes do circuito equivalente do transistor da Fig. 7.5 constituem-se de resistores e fontes controladas de tensão, técnicas de análise como superposição, teorema de Thévenin, e assim por diante, podem ser aplicadas para determinar as quantidades desejadas.

Vamos em seguida examinar a Fig. 7.5 e identificar as quantidades importantes a serem determinadas para o sistema. Como sabemos que o transistor é um dispositivo amplificador, imaginamos esperar alguma indicação de como a tensão de saída  $V_o$  está relacionada à tensão de entrada  $V_i$  — o ganho de tensão. Note, na Fig. 7.5, que para esta configuração  $I_i = I_b$  e  $I_o = I_c$ , o qual define o ganho de corrente  $A_i = I_o/I_i$ . A impedância de entrada  $Z_i$  e a impedância de saída  $Z_o$  mostrar-se-ão particularmente importantes na análise a seguir. Muito mais será dito sobre esses parâmetros nas seções seguintes.

Em resumo, o equivalente ac de um circuito é obtido por:

1. Fixando todas as fontes de tensão dc em zero e substituindo-as por um curto-circuito equivalente.
2. Substituindo todos os capacitores por um curto-circuito equivalente.
3. Removendo todos os elementos em paralelo com os curtos-circuitos equivalentes introduzidos nos passos 1 e 2.
4. Redesenhando o circuito numa forma mais conveniente e lógica.

Nas seções seguintes os circuitos híbridos equivalentes e o circuito  $r_e$  equivalente serão introduzidos para completar a análise ac do circuito da Fig. 7.5.

## 7.4 PARÂMETROS IMPORTANTES:

$$Z_i, Z_o, A_v, A_i$$

Antes da investigação dos circuitos equivalentes para TBJs em detalhes, vamos nos concentrar naqueles parâmetros de um sistema de duas portas que são mais importantes do ponto de vista da análise e projeto. Para o sistema de duas portas (dois pares de terminais) da Fig. 7.6, a seção de entrada (a seção na qual o sinal é geralmente aplicado) é a da esquerda e a seção de saída (onde a carga é conectada) é o lado direito. De fato, para muitos sistemas elétricos e eletrônicos o fluxo geral é, normalmente, da es-

querda para a direita. Para ambos os conjuntos de terminais, a impedância entre cada par de terminais sob condições de operações normais é muito importante.

### Impedância de Entrada, $Z_i$

Para a seção de entrada, a impedância de entrada  $Z_i$  é definida pela lei de Ohm como se segue:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} \quad (7.1)$$

Se o sinal de entrada  $V_i$  for variado, a corrente  $I_i$  pode ser calculada usando o mesmo nível de impedância de entrada. Em outras palavras:

*Para a análise de pequenos sinais, uma vez determinada a impedância de entrada, o mesmo valor pode ser usado para níveis variados do sinal de entrada.*

Na verdade, veremos nas seções a seguir que a impedância de entrada de um transistor pode ser determinada, aproximadamente, através das condições de polarização — condições que não mudam simplesmente porque a amplitude do sinal ac aplicado variou.

É útil ressaltar que para frequências na faixa média e baixa (tipicamente  $\leq 100$  kHz):

*A impedância de entrada de um amplificador a transistor TBJ é puramente resistiva, depende do modo como o transistor é empregado, e pode variar de poucos ohms até megaohms.*

Além disso:

*Um ohmímetro não pode ser usado para medir a impedância de entrada ac para pequenos sinais, já que o ohmímetro opera no modo dc.*

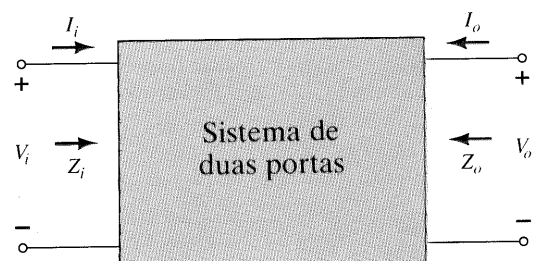


Fig. 7.6 Sistema de duas portas.

A equação (7.1) é particularmente útil porque ela fornece um método de medir a resistência de entrada no domínio ac. Por exemplo, na Fig. 7.7, um resistor sensor foi adicionado à seção de entrada para permitir a determinação de  $I_i$  usando a lei de Ohm. Um osciloscópio ou multímetro digital (DMM) pode ser usado para medir a tensão  $V_s$  e  $V_i$ . Ambas as tensões podem ser pico-a-pico, pico, ou valores rms, desde que ambos os níveis usem a mesma unidade-padrão. A impedância de entrada é então determinada da seguinte maneira:

$$I_i = \frac{V_s - V_i}{R_{\text{sensor}}} \quad (7.2)$$

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

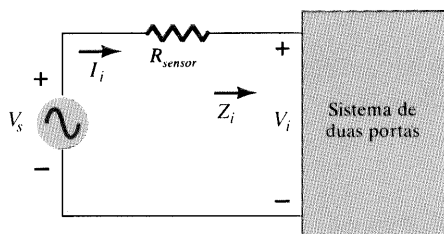


Fig. 7.7 Determinação de  $Z_i$ .

A importância da impedância de entrada de um sistema pode ser mais bem demonstrada através do circuito da Fig. 7.8. A fonte de sinal tem uma resistência interna de  $600\Omega$ , e o circuito (possivelmente um amplificador a transistor) tem uma resistência de entrada de  $1,2\text{k}\Omega$ . Se a fonte for ideal ( $R_s = 0\Omega$ ), os  $10\text{mV}$  completos serão aplicados ao sistema, porém com uma impedância da fonte, a tensão de entrada deve ser determinada usando-se a regra do divisor de tensão como segue:

$$V_i = \frac{Z_i V_s}{Z_i + R_{\text{fonte}}} = \frac{(1,2 \text{ k}\Omega)(10 \text{ mV})}{1,2 \text{ k}\Omega + 0,6 \text{ k}\Omega} = 6,67 \text{ mV}$$

Portanto, somente 66,7% do total do sinal de entrada estão disponíveis na entrada. Se  $Z_i$  fosse somente de  $600\Omega$ , então  $V_i = \frac{1}{2}(10\text{mV}) = 5\text{mV}$  ou 50% do sinal disponível. Obviamente, se  $Z_i = 8,2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_i$  seria de 93,2% do sinal aplicado. O nível de impedância de entrada pode, portanto, ter um impacto signifi-

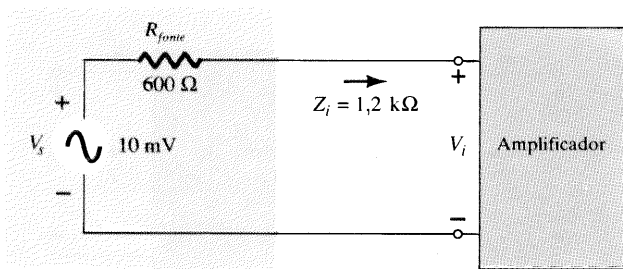


Fig. 7.8 Demonstrando o impacto de  $Z_i$  sobre a resposta de um amplificador.

cativo no nível do sinal que entra no sistema (ou amplificador). Nas seções e capítulos a seguir será demonstrado que a resistência de entrada ac depende de o transistor estar na configuração base-comum, emissor-comum ou coletor-comum e da disposição dos elementos resistivos.

**EXEMPLO 7.1**

Para o circuito da Fig. 7.9, determine o valor da impedância de entrada.

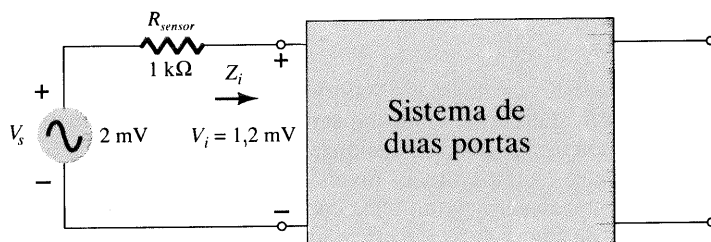


Fig. 7.9 Exemplo 7.1.

**Solução**

$$I_i = \frac{V_s - V_i}{R_{\text{sensor}}} = \frac{2 \text{ mV} - 1,2 \text{ mV}}{1 \text{ k}\Omega} = \frac{0,8 \text{ mV}}{1 \text{ k}\Omega} = 0,8 \mu\text{A}$$

e

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{1,2 \text{ mV}}{0,8 \mu\text{A}} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

**Impedância de Saída,  $Z_o$**

A impedância de saída é naturalmente definida no conjunto dos terminais de saída, mas a maneira pela qual é definida é muito diferente daquela da impedância de entrada. Isto é:

*A impedância de saída é determinada nos terminais de saída olhando-se para dentro do sistema e com o sinal aplicado fixado em zero.*

Na Fig. 7.10, por exemplo, o sinal aplicado foi fixado em zero volt. Para determinar  $Z_o$ , um sinal  $V_s$  é aplicado aos terminais de saída e o nível de  $V_o$  é medido com um osciloscópio ou DMM sensível. A impedância de saída é então determinada da seguinte maneira:

$$I_o = \frac{V - V_o}{R_{\text{sensor}}} \quad (7.4)$$

e

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (7.5)$$

Em particular, para frequências baixas e médias (tipicamente  $\leq 100 \text{ kHz}$ ):

*A impedância de saída de um amplificador a transistor TBJ é naturalmente resistiva, e dependendo da configuração e*

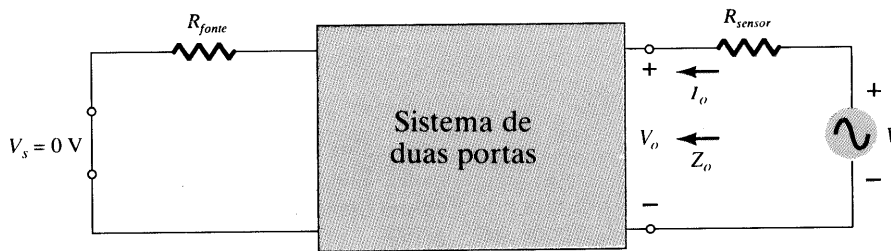


Fig. 7.10 Determinação de  $Z_o$ .

da disposição dos elementos resistivos,  $Z_o$  pode variar de poucos ohms até valores que podem exceder 2 M $\Omega$ .

Além disso:

Um ohmímetro não pode ser usado para medir a impedância de saída ac para pequenos sinais, já que o ohmímetro opera no modo dc.

Para configurações de amplificadores onde um ganho significativo de corrente é desejado, o nível de  $Z_o$  deve ser tão grande quanto possível. Como demonstrado pela Fig. 7.11, se  $Z_o \gg R_L$ , a maior parte da corrente de saída do amplificador passará pela carga. Será demonstrado nas seções e capítulos a seguir que  $Z_o$  é geralmente muito grande comparado a  $R_L$ , o que torna possível a sua substituição por um circuito-aberto equivalente.

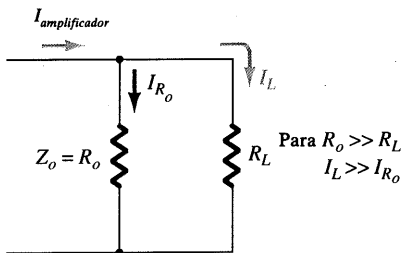


Fig. 7.11 Efeito de  $Z_o = R_o$  na carga ou na corrente de saída  $I_L$ .

**EXEMPLO 7.2**

Para o circuito da Fig. 7.12, determine o valor da impedância de saída.

**Solução**

$$I_o = \frac{V - V_o}{R_{\text{sensor}}} = \frac{1 \text{ V} - 680 \text{ mV}}{20 \text{ k}\Omega} = \frac{320 \text{ mV}}{20 \text{ k}\Omega} = 16 \mu\text{A}$$

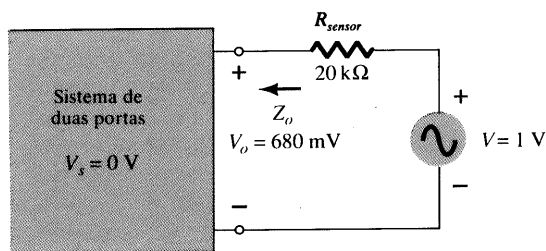


Fig. 7.12 Exemplo 7.2.

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{680 \text{ mV}}{16 \mu\text{A}} = 42,5 \text{ k}\Omega$$

**Ganho de Tensão,  $A_v$**

Uma das mais importantes características de um amplificador é o ganho de tensão ac para pequenos sinais, determinado por

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \tag{7.6}$$

Para o sistema da Fig. 7.13, uma carga não foi conectada aos terminais de saída, e o nível do ganho determinado pela Eq. (7.6) refere-se a um ganho de tensão sem carga. Isto é,

$$A_{vNL} = \frac{V_o}{V_i} \Big|_{R_L = \infty \Omega \text{ (circuito-aberto)}} \tag{7.7}$$

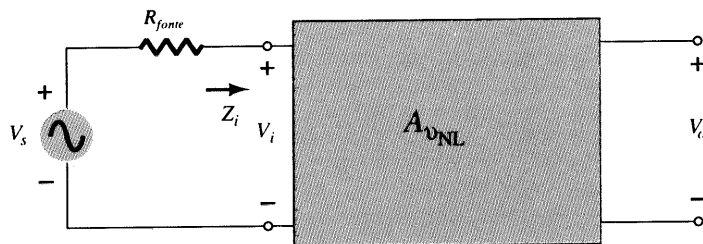


Fig. 7.13 Determinação do ganho de tensão sem carga.

No Cap. 9 será demonstrado que:

Para amplificadores a transistor, o ganho de tensão sem carga acoplada é maior que o ganho de tensão com carga.

Para o sistema de Fig. 7.13, tendo uma resistência de fonte  $R_s$ , o nível  $V_i$  teria que ser determinado primeiro usando a regra do divisor de tensão antes do ganho  $V_o/V_s$  ser calculado. Isto é,

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

com

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s}$$

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

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \tag{7.9}$$

portanto 
$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_{v_{NL}} \tag{7.8}$$

Experimentalmente, o ganho de tensão  $A_{v_s}$  ou  $A_{v_{NL}}$  pode ser determinado simplesmente medindo os níveis de tensão apropriados com um osciloscópio ou DMM sensível e substituindo dentro das equações apropriadas.

*Dependendo da configuração, o valor do ganho de tensão para um amplificador a transistor de estágio simples com carga varia, tipicamente, de pouco mais de 1 até algumas centenas. Um sistema multiestágio (várias unidades), entretanto, pode ter um ganho de tensão em torno de milhares de vezes.*

Embora na maioria das vezes o ganho de tensão seja o item de menor interesse, é todavia um parâmetro importante que pode ter um impacto significativo na eficiência global do projeto. Em geral:

*Para amplificadores TBJ, o ganho de corrente varia tipicamente entre pouco menos de 1 até um nível que pode ser maior que 100.*

Para a situação da carga da Fig. 7.15,

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i} \quad \text{e} \quad I_o = -\frac{V_o}{R_L}$$

com

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

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_L} \tag{7.10}$$

**EXEMPLO 7.3**

Para o amplificador TBJ da Fig. 7.14, determine:

- (a)  $V_i$ .
- (b)  $I_i$ .
- (c)  $Z_i$ .
- (d)  $A_{v_s}$ .

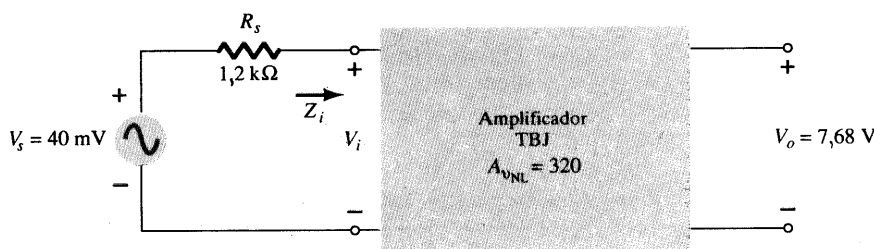


Fig. 7.14 Exemplo 7.3.

**Solução**

(a)  $A_{v_{NL}} = \frac{V_o}{V_i}$  e  $V_i = \frac{V_o}{A_{v_{NL}}} = \frac{7,68 \text{ V}}{320} = \mathbf{24 \text{ mV}}$

(b)  $I_i = \frac{V_s - V_i}{R_s} = \frac{40 \text{ mV} - 24 \text{ mV}}{1,2 \text{ k}\Omega} = \mathbf{13,33 \mu\text{A}}$

(c)  $Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{24 \text{ mV}}{13,33 \mu\text{A}} = \mathbf{1,8 \text{ k}\Omega}$

(d)  $A_{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_{v_{NL}} = \frac{1,8 \text{ k}\Omega}{1,8 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega} (320) = \mathbf{192}$

A Eq. (7.10) permite a determinação do ganho de corrente em função do ganho de tensão e dos níveis de impedância.

**Relações de Fase**

As relações de fase entre os sinais de entrada e saída senoidais são importantes por várias razões. Felizmente, todavia:

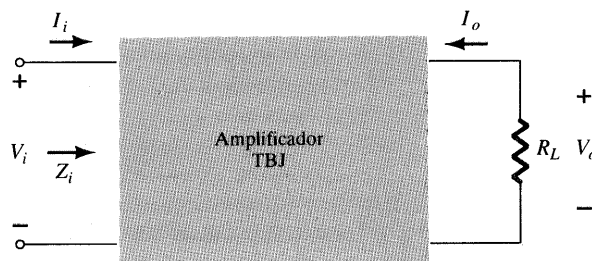


Fig. 7.15 Determinação do ganho de corrente com carga.

**Ganho de Corrente,  $A_i$**

O último parâmetro a ser discutido é o ganho de corrente definido por

Para um amplificador a transistor típico, em frequências que permitem ignorar os efeitos dos elementos reativos, os sinais de entrada e saída estão defasados de  $180^\circ$ .

As razões para isso tornar-se-ão claras nos capítulos seguintes.

## Sumário

Os parâmetros de importância fundamental para um amplificador já foram introduzidos: a impedância de entrada  $Z_i$ , a impedância de saída  $Z_o$ , o ganho de tensão  $A_v$ , o ganho de corrente  $A_i$ , e as relações de fase. Outros fatores, como a frequência aplicada entre os limites inferior e superior do espectro de frequência, afetarão alguns desses parâmetros, mas isso será discutido no Cap. 11. Nas seções e capítulos seguintes, todos os parâmetros serão determinados para uma grande quantidade de circuitos de transistor a fim de permitir uma comparação das vantagens e desvantagens de cada configuração.

## 7.5 MODELO $r_e$ DO TRANSISTOR

O modelo  $r_e$  emprega um diodo e uma fonte controlada de corrente para duplicar o funcionamento do transistor na região de interesse. Lembre que a fonte de corrente controlada por corrente é aquela onde seus parâmetros são controlados por uma corrente de outro ramo do circuito. De fato: em geral:

*Amplificadores a transistor TBJ são classificados como dispositivos controlados por corrente.*

### Configuração Base-Comum

Na Fig. 7.16a um transistor *pnp* em base-comum foi colocado dentro de uma estrutura de duas-portas empregada em nossa discussão das últimas seções. Na Fig. 7.16b o modelo  $r_e$  do transis-

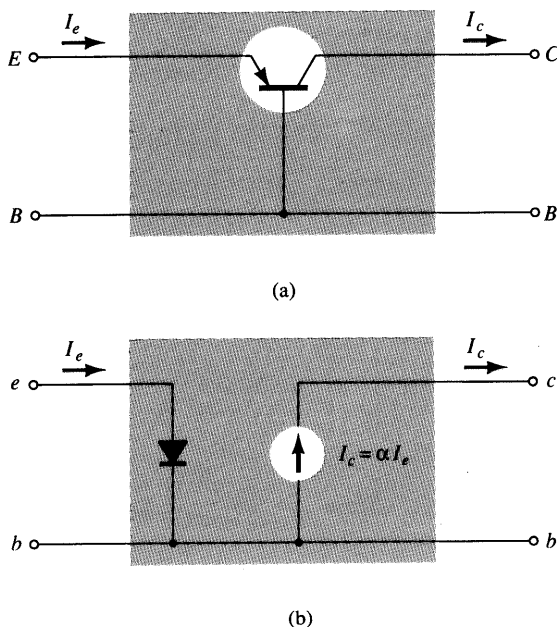


Fig. 7.16 (a) Transistor TBJ em base-comum; (b) modelo  $r_e$  para a configuração da Fig. 7.16a.

tor foi colocado entre os mesmos quatro terminais. Como foi notado na Seção 7.3, o modelo (circuito equivalente) foi escolhido de tal forma que representa uma aproximação do funcionamento do dispositivo que ele está substituindo na região operacional de interesse. Em outras palavras, o resultado obtido com o modelo em questão estará relativamente próximo daquele obtido com o transistor real. Você deve lembrar do Cap. 3 que uma junção de um transistor em operação ativa é polarizada diretamente enquanto a outra, reversamente. A junção polarizada diretamente funcionará tal como um diodo (ignorando os efeitos provocados por  $V_{ce}$ ) como se verifica nas curvas da Fig. 3.7. Para a junção base-emissor do transistor da Fig. 7.16a, o diodo equivalente da Fig. 7.16b entre os mesmos dois terminais parece muito apropriado. Pelo lado da saída, lembre que as curvas horizontais da Fig. 3.8 mostram que  $I_c \cong I_e$  (tirado de  $I_c = \alpha I_e$ ) para a faixa de valores de  $V_{ce}$ . A fonte de corrente da Fig. 7.16b estabelece o fato que  $I_c = \alpha I_e$  com a corrente controladora  $I_e$  aparecendo no lado da entrada do circuito equivalente conforme mostra a Fig. 7.16a. Estabelecemos, portanto, uma equivalência nos terminais de entrada e saída, com a fonte controlada por corrente, fazendo uma ligação entre as duas — uma revisão inicial sugerirá que o modelo da Fig. 7.16b é um modelo válido do dispositivo real.

Lembrando do Cap. 1, a resistência ac de um diodo pode ser determinada pela equação  $r_{ac} = 26 \text{ mV}/I_d$ , onde  $I_d$  é a corrente dc através do diodo no ponto-*Q* (quiescente). Esta mesma equação pode ser usada para achar a resistência ac do diodo da Fig. 7.16b se simplesmente substituirmos a corrente de emissor como se segue:

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} \quad (7.11)$$

O subscrito *e* de  $r_e$  foi escolhido para enfatizar que é o nível dc da corrente de emissor que determina o nível ac da resistência do diodo da Fig. 7.16b. Substituindo o valor resultante de  $r_e$  na Fig. 7.16b resultará no modelo bastante útil da Fig. 7.17.

Devido ao isolamento que existe entre os circuitos da entrada e saída da Fig. 7.17, deve ser óbvio que a impedância de entrada  $Z_i$  para a configuração base-comum de um transistor é simplesmente  $r_e$ . Ou seja,

$$Z_i = r_e \quad \text{BC} \quad (7.12)$$

Para a configuração base-comum, valores típicos de  $Z_i$  atingem a faixa de poucos ohms até um máximo de cerca de  $50\Omega$ .

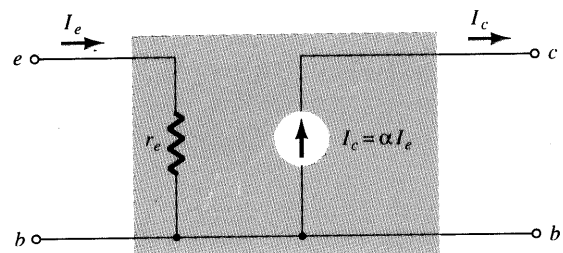


Fig. 7.17 Circuito  $r_e$  equivalente base-comum.

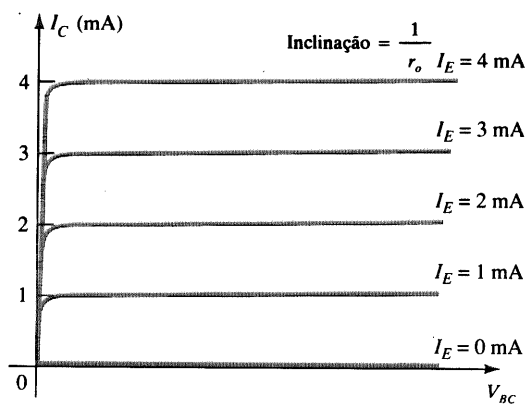


Fig. 7.18 Definição de  $Z_o$ .

Para a impedância de saída, se fixarmos o sinal em zero, então  $I_e = 0A$  e  $I_c = \alpha I_e = \alpha(0A) = 0A$ , resultando num circuito aberto equivalente para os terminais de saída. O resultado é que para o modelo da Fig. 7.17,

$$Z_o \cong \infty \Omega \quad BC \quad (7.13)$$

De fato:

Para a configuração base-comum, valores típicos de  $Z_o$  estão na faixa de megaohms.

A resistência de saída da configuração base-comum é determinada pela inclinação das retas das curvas características de saída como mostrado na Fig. 7.18. Assumindo que as linhas sejam perfeitamente horizontais (uma excelente aproximação) resultaria na conclusão da Eq. (7.13). Se medirmos  $Z_o$  graficamente com cuidado ou experimentalmente, níveis que vão tipicamente de 1- a 2-M $\Omega$  serão obtidos.

Em geral, para a configuração base-comum a impedância de entrada é relativamente pequena e a impedância de saída muito alta.

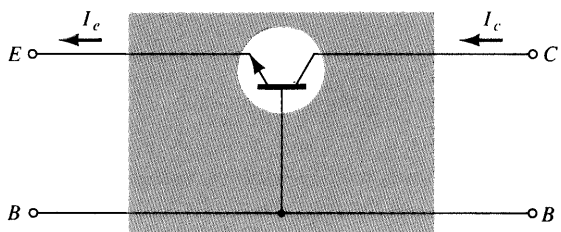


Fig. 7.20 Modelo aproximado para a configuração de um transistor npn em base-comum.

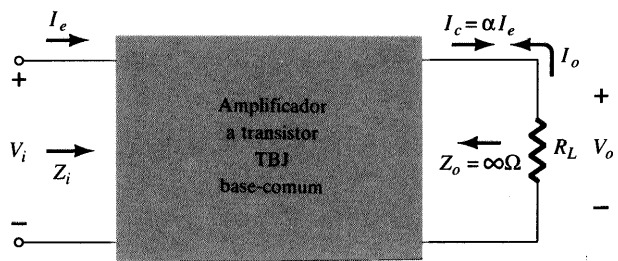


Fig. 7.19 Definição de  $A_v = V_o/V_i$  para a configuração base-comum.

O ganho de tensão será agora determinado para o circuito da Fig. 7.19.

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

e

$$V_i = I_e Z_i = I_e r_e$$

tal que

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha I_e R_L}{I_e r_e}$$

$$A_v = \frac{\alpha R_L}{r_e} \cong \frac{R_L}{r_e} \quad BC \quad (7.14)$$

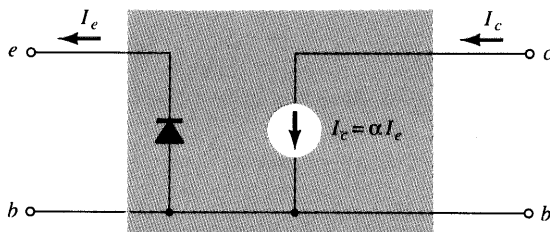
Para o ganho de corrente,

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-I_c}{I_e} = -\frac{\alpha I_e}{I_e}$$

e

$$A_i = -\alpha \cong -1 \quad BC \quad (7.15)$$

O fato de a polaridade da tensão  $V_o$ , quando determinada através da corrente  $I_c$ , ser a mesma que foi definida pela Fig. 7.19 (i.e., o lado negativo está no potencial terra) revela que  $V_o$  e  $V_i$  estão em fase para a configuração base-comum. Para um transistor npn em configuração base-comum, a equivalência será vista como mostra a Fig. 7.20.





**EXEMPLO 7.4**

Para a configuração base-comum da Fig. 7.17, com  $I_E = 4\text{mA}$ ,  $\alpha = 0,98$ , e um sinal ac de  $2\text{mV}$  aplicado entre os terminais de base e emissor:

- Determine a impedância de entrada.
- Calcule o ganho de tensão se uma carga de  $0,56\text{k}\Omega$  é conectada aos terminais de saída.
- Ache a impedância de saída e o ganho de corrente.

**Solução**

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

$$(b) I_i = I_e = \frac{V_i}{Z_i} = \frac{2 \text{ mV}}{6,5 \Omega} = 307,69 \mu\text{A}$$

$$V_o = I_c R_L = \alpha I_e R_L = (0,98)(307,69 \mu\text{A})(0,56 \text{ k}\Omega) = 168,86 \text{ mV}$$

$$e \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{168,86 \text{ mV}}{2 \text{ mV}} = 84,43$$

ou de Eq. (7.14),

$$A_v = \frac{\alpha R_L}{r_e} = \frac{(0,98)(0,56 \text{ k}\Omega)}{6,5 \Omega} = 84,43$$

$$(c) Z_o \cong \infty \Omega$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = -\alpha = -0,98 \quad \text{conforme definido na Eq. (7.15)}$$

**Configuração Emissor-Comum**

Para a configuração emissor-comum da Fig. 7.21a, os terminais de entrada são a base e o emissor do transistor, mas, agora, os terminais do coletor e emissor são a saída. Além disso, o terminal emissor é agora comum para as portas de entrada e a saída do amplificador. Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente para o transistor *npn*, resultará na configuração da Fig. 7.21b. Note que a fonte controlada de corrente está ainda conectada entre os terminais da base e coletor, e o diodo, entre os terminais da base e emissor. Nesta con-

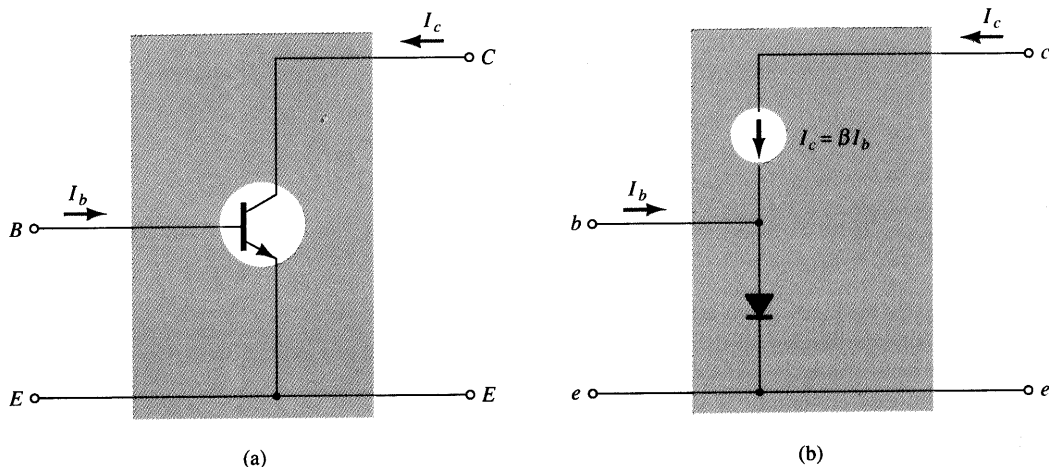


Fig. 7.21 (a) Transistor TBJ emissor-comum; (b) modelo aproximado para a configuração da Fig. 7.21a.

figuração a corrente de base é a corrente de entrada, enquanto a corrente de saída é ainda  $I_c$ . Relembre do Cap. 3, que as correntes de base e coletor estão relacionados pela seguinte equação:

$$I_c = \beta I_b \quad (7.16)$$

A corrente através do diodo é, portanto, determinada por

$$I_e = I_c + I_b = \beta I_b + I_b$$

e

$$I_e = (\beta + 1)I_b \quad (7.17)$$

Entretanto, como  $\beta$  ac é geralmente muito maior que 1, usaremos a seguinte aproximação para a análise de corrente:

$$I_e \cong \beta I_b \quad (7.18)$$

A impedância de entrada é determinada pela seguinte relação:

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

A tensão  $V_{be}$  é aquela medida através do diodo como mostra a Fig. 7.22. O nível de  $r_e$  é ainda determinado pela corrente  $I_e$ . Usando a lei de Ohm temos

$$V_i = V_{be} = I_e r_e \cong \beta I_b r_e$$

Substituindo, encontramos

$$Z_i = \frac{V_{be}}{I_b} \cong \frac{\beta I_b r_e}{I_b}$$

e

$$Z_i \cong \beta r_e \quad EC \quad (7.19)$$

Em essência, a Eq. (7.19) afirma que a impedância de entrada para uma situação tal como a mostrada na Fig. 7.23 é beta vezes o valor de  $r_e$ . Em outras palavras, um elemento resistivo no braço emissor é refletido para o circuito de entrada com um fator multiplicativo  $\beta$ . Por exemplo, se  $r_e = 6,5\Omega$  como no Exemplo 7.4 e  $\beta = 160$  (bem típico), a impedância de entrada aumentou para um nível de

$$Z_i \cong \beta r_e = (160)(6,5 \Omega) = 1,04 \text{ k}\Omega$$

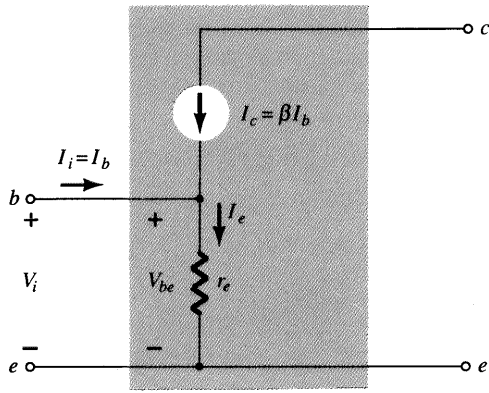


Fig. 7.22 Determinação de  $Z_i$  usando o modelo aproximado.

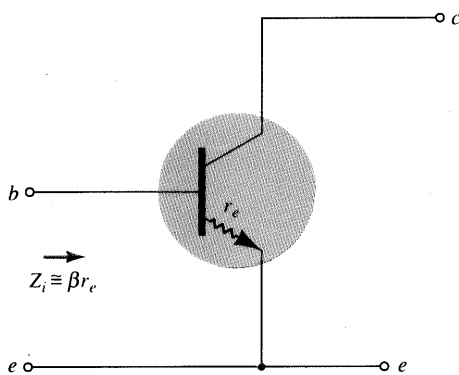


Fig. 7.23 Impacto de  $r_e$  na impedância de entrada.

Para a configuração emissor-comum, valores típicos de  $Z_i$  definidos por  $\beta r_e$  atingem uma faixa de poucas centenas de ohms até kilohm, com máximos de aproximadamente 6-7 kilohms.

Para a impedância de saída, as características de interesse estão nas curvas da Fig. 7.24. Note que a inclinação das curvas aumenta com o aumento da corrente de coletor. Quanto maior a inclinação, menor o nível da impedância de saída ( $Z_o$ ). O modelo  $r_e$  da Fig. 7.21 não inclui uma impedância de saída, mas se estiver disponível por uma análise gráfica ou de *data sheets* ela pode ser incluída, como mostra a Fig. 7.25.

Para a configuração emissor-comum, valores típicos de  $Z_o$  estão na faixa de 40 a 50 k $\Omega$ .

Para o modelo da Fig. 7.25, se o sinal aplicado for zero, a corrente  $I_c$  é 0A e a impedância de saída é

$$Z_o = r_o \quad EC \quad (7.20)$$

Obviamente, se a contribuição devida a  $r_o$  for ignorada como no modelo  $r_e$ , a impedância de saída é definida por  $Z_o = \infty \Omega$ .

O ganho de tensão para a configuração emissor-comum será agora determinado para a configuração da Fig. 7.26 assumindo que  $Z_o = \infty \Omega$ . O efeito de incluir  $r_o$  será considerado no Cap. 8. Para a direção definida de  $I_o$  e polaridade de  $V_o$ ,

$$V_o = -I_o R_L$$

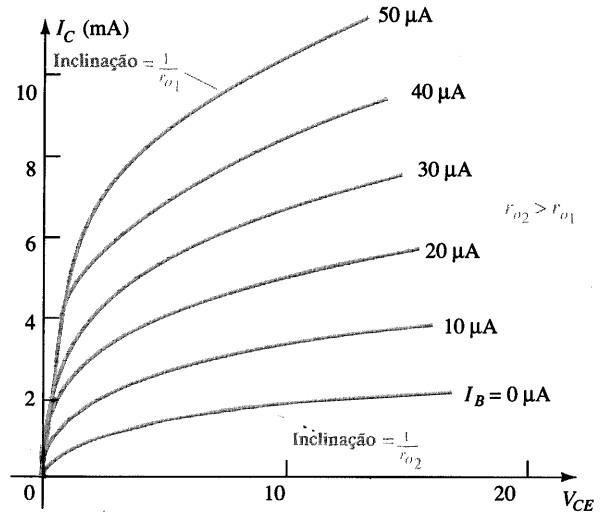


Fig. 7.24 Definição de  $r_o$  para a configuração emissor-comum.

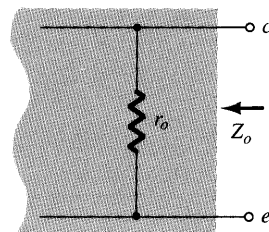


Fig. 7.25 Inclusão de  $r_o$  no circuito equivalente do transistor.

O sinal menos simplesmente reflete o fato de que a direção de  $I_o$  na Fig. 7.26 estabelecerá uma tensão  $V_o$  de polaridade oposta. Continuando, temos

$$V_o = -I_o R_L = -I_c R_L = -\beta I_b R_L$$

$$e \quad V_i = I_i Z_i = I_b \beta r_e$$

$$onde \quad A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta I_b R_L}{I_b \beta r_e}$$

$$e \quad A_v = -\frac{R_L}{r_e} \quad EC, r_o = \infty \Omega \quad (7.21)$$

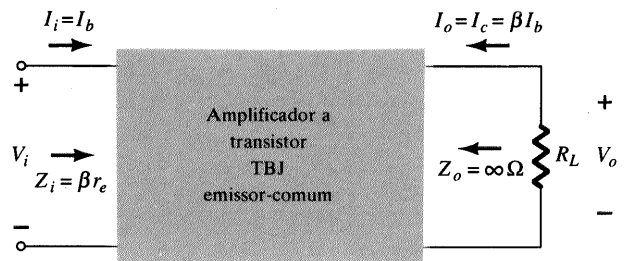


Fig. 7.26 Determinação do ganho de tensão e de corrente para o amplificador a transistor em emissor-comum.

O sinal de menos resultante para o ganho de tensão revela que as tensões de entrada e saída estão defasadas de  $180^\circ$ .

O ganho de corrente para a configuração da Fig. 7.26:

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_c}{I_b} = \frac{\beta I_b}{I_b}$$

$A_i = \beta$

(7.22)  
 $EC, r_o = \infty \Omega$

Usando o fato de que a impedância de entrada é  $\beta r_e$ , que a corrente de coletor é  $\beta I_b$  e que a impedância de saída é  $r_o$ , o modelo equivalente da Fig. 7.27 pode ser uma ferramenta eficaz na análise a seguir. Considerando valores típicos para os parâmetros, a configuração emissor-comum pode ser considerada tendo um nível moderado de impedância de entrada, um alto ganho de tensão e corrente, e uma impedância de saída que pode ser incluída na análise do circuito.

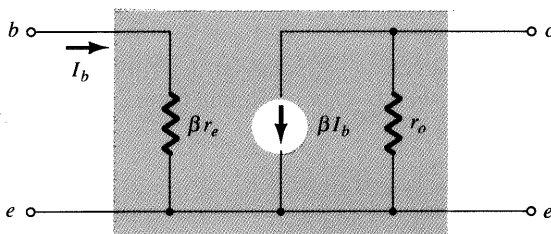


Fig. 7.27 Modelo  $r_e$  para a configuração do transistor em emissor-comum.

**EXEMPLO 7.5**

Dado  $\beta = 120$  e  $I_E = 3,2$  mA para uma configuração emissor-comum com  $r_o = \infty \Omega$ , determine:

- (a)  $Z_i$ .
- (b)  $A_i$ .
- (c)  $A_v$  se uma carga de  $2$  k $\Omega$  é aplicada.

**Solução**

(a)  $r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{3,2 \text{ mA}} = 8,125 \Omega$

(b)  $Z_i = \beta r_e = (120)(8,125 \Omega) = \mathbf{975 \Omega}$

(c) Eq. (7.21):  $A_v = -\frac{R_L}{r_e} = -\frac{2 \text{ k}\Omega}{8,125 \Omega} = \mathbf{-246,15}$

(c)  $A_i = \frac{I_o}{I_i} = \beta = \mathbf{120}$

**Configuração Coletor-Comum**

Em vez de definir um novo modelo para a configuração coletor-comum, aplica-se, normalmente, o modelo da Fig. 7.21 utilizado para a configuração emissor-comum. Nos capítulos subsequentes, algumas configurações coletor-comum serão investigadas, e o efeito da utilização do mesmo modelo tornar-se-á muito claro.

**7.6 MODELO HÍBRIDO EQUIVALENTE**

Foi dito na Seção 7.5 que o modelo  $r_e$  para um transistor é sensível ao nível dc de operação do amplificador. O resultado é uma resistência de entrada que varia com o ponto dc de operação. Para o modelo híbrido equivalente, descrito nesta seção, os parâmetros são definidos em um ponto de operação que pode ou não refletir as condições reais de operação do amplificador. Isto é devido ao fato de que as tabelas de especificações não podem fornecer parâmetros para um circuito equivalente, qualquer que seja o ponto de operação. Elas devem escolher condições de operação que acreditam refletir as características gerais do dispositivo. Os parâmetros híbridos, mostrados na Fig. 7.28, são tirados da folha de especificações do transistor 2N4400 descrito no Cap. 3. Os valores são fornecidos para uma corrente de coletor de 1mA e uma tensão coletor-emissor de 10V. Além disso, uma faixa de valores é fornecida para cada parâmetro como um guia para um projeto inicial ou análise de um sistema. Uma vantagem óbvia da lista fornecida pela folha de especificações é o conhecimento imediato de níveis típicos para os parâmetros do dispositivo quando comparado com outros transistores.

As quantidades  $h_{ie}$ ,  $h_{re}$ ,  $h_{fe}$ , e  $h_{oe}$  da Fig.7.28 são chamadas de parâmetros híbridos, e são os componentes de um circuito equivalente para pequenos sinais a ser descrito sucintamente. Por anos, o modelo híbrido com todos os seus parâmetros foi o modelo escolhido pelas comunidades educacionais e industriais. Atualmente, porém, o modelo  $r_e$  é usado com mais frequência, mais comumente com o parâmetro  $h_{oe}$  do modelo híbrido equivalente, para fornecer alguma medida da impedância de saída. Já que as folhas de especificações fornecem os parâmetros híbridos e o modelo híbrido continua a receber uma boa dose de atenção, é muito importante que este modelo seja discutido com detalhes neste livro. Feito isso, as similaridades entre os modelos  $r_e$  e híbrido serão muito evidentes. Na verdade, uma vez definidos os componentes de um modelo para um ponto de operação em particular, os parâmetros do outro modelo estarão imediatamente disponíveis.

Nossa descrição do modelo híbrido equivalente será iniciada com o sistema geral de duas portas da Fig. 7.29. O conjunto a

	Mín.	Máx.	
Impedância de entrada ( $I_c = 1$ mA dc, $V_{ce} = 10$ V dc, $f = 1$ kHz) 2N4400	$h_{ie}$	0,5	7,5 k $\Omega$
Realimentação de tensão ( $I_c = 1$ mA dc, $V_{ce} = 10$ V dc, $f = 1$ kHz)	$h_{re}$	0,1	$8,0 \times 10^{-4}$
Ganho de corrente para pequenos sinais ( $I_c = 1$ mA dc, $V_{ce} = 10$ V dc, $f = 1$ kHz) 2N4400	$h_{fe}$	20	250
Admitância de saída ( $I_c = 1$ mA dc, $V_{ce} = 10$ V dc, $f = 1$ kHz)	$h_{oe}$	1,0	30 $1 \mu S$

Fig. 7.28 Parâmetros híbridos para o transistor 2N4400.

seguir de equações (7.23) constitui apenas um dos vários modos pelos quais as quatro variáveis da Fig. 7.29 podem ser relacionadas. É a mais usada em análise de circuitos a transistor, e portanto, será discutida em detalhes neste capítulo.

$$V_i = h_{11}I_i + h_{12}V_o \quad (7.23a)$$

$$I_o = h_{21}I_i + h_{22}V_o \quad (7.23b)$$

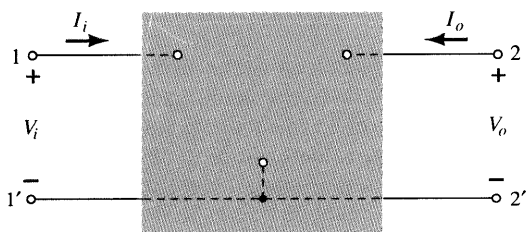


Fig. 7.29 Sistema de duas portas.

Os parâmetros relacionando as quatro variáveis são chamados *parâmetros h* da palavra “híbrido”. O termo “híbrido” foi escolhido devido à mistura de variáveis ( $V$  e  $I$ ) em cada equação, resultando num conjunto “híbrido” de unidades de medida para os parâmetros  $h$ . Um entendimento bem claro do que os parâmetros  $h$  representam e como nós podemos determinar suas amplitudes pode ser feito isolando-se cada um e examinando-se as relações obtidas.

Se arbitrariamente fizermos  $V_o = 0$  (curto-circuito nos terminais de saída), e resolvermos para  $h_{11}$  na Eq. (7.23a), resultará o seguinte:

$$h_{11} = \left. \frac{V_i}{I_i} \right|_{V_o=0} \quad \text{ohms} \quad (7.24)$$

A relação indica que o parâmetro  $h_{11}$  é um parâmetro de impedância com as unidades de ohms. Já que é a razão da tensão de entrada para a corrente de entrada com os terminais de saída “curto-circuitados”, é chamado de *parâmetro de impedância de entrada de curto-circuito*. O subscrito 11 de  $h_{11}$  é devido ao fato de que o parâmetro é determinado pela relação de quantidades medidas nos terminais de entrada.

Se  $I_i$  é feito igual a zero abrindo-se os terminais de entrada, resultará o seguinte para  $h_{12}$ :

$$h_{12} = \left. \frac{V_i}{V_o} \right|_{I_i=0} \quad \text{adimensional} \quad (7.25)$$

O parâmetro  $h_{12}$ , portanto, é a relação da tensão de entrada pela tensão de saída com a corrente de entrada igual a zero. Não há unidade associada pois é uma razão entre níveis de tensão e é chamada de *parâmetro de relação de transferência de tensão reversa de circuito-aberto*. O subscrito 12 de  $h_{12}$  mostra que o parâmetro é uma quantidade de transferência determinada pela razão de medidas da entrada para a saída. O primeiro inteiro do subscrito define a quantidade medida que aparece no numerador; o segundo inteiro define a quantidade que aparece no denominador. O termo *reversa* é incluído porque a razão compreende uma

tensão de entrada sobre uma tensão de saída, inversa da razão normalmente de interesse.

Se na Eq. (7.23b) fixarmos  $V_o$  igual a zero ao novamente darmos um curto-circuito nos terminais de saída, resultará o seguinte para  $h_{21}$ :

$$h_{21} = \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{V_o=0} \quad \text{adimensional} \quad (7.26)$$

Note que temos agora a relação de uma quantidade de saída por uma quantidade de entrada. O termo *direta* será usado então em vez de *reversa*, como foi indicado para  $h_{12}$ . O parâmetro  $h_{21}$  é a relação da corrente de saída pela corrente de entrada com os terminais de saída “curto-circuitados”. Este parâmetro, assim como  $h_{12}$ , não tem unidades, uma vez que é uma razão entre níveis de corrente. É formalmente chamado *parâmetro de razão de transferência direta de corrente de curto-circuito*. O subscrito 21 novamente indica que é um parâmetro de transferência com a quantidade de saída no numerador e a quantidade de entrada no denominador.

O último parâmetro,  $h_{22}$ , pode ser determinado abrindo-se novamente os terminais de entrada para fazer  $I_i = 0$  e resolvendo para  $h_{22}$  na Eq. (7.23b):

$$h_{22} = \left. \frac{I_o}{V_o} \right|_{I_i=0} \quad \text{siemens} \quad (7.27)$$

Como é a razão da corrente de saída pela tensão de saída, este parâmetro representa a condutância de saída e é medido em siemens (S). É chamado de *parâmetro de admitância de saída de circuito aberto*. O subscrito 22 revela que é determinado por uma relação de quantidades de saída.

Já que a unidade de cada termo da Eq. (7.23a) é volt, vamos aplicar a lei das tensões de Kirchhoff “ao contrário” para encontrar um circuito que “corresponde” à equação. Realizando esta operação, resultará no circuito da Fig. 7.30. Como o parâmetro  $h_{11}$  tem a unidade ohm, ele é representado por um resistor na Fig. 7.30. A quantidade  $h_{12}$  é adimensional e, portanto, simplesmente aparece como um fator multiplicativo do termo de “realimentação” no circuito de entrada.

Como cada termo da Eq. (7.23b) tem unidade de corrente, vamos agora aplicar a lei das correntes de Kirchhoff “ao contrário” para obter o circuito da Fig. 7.31. Já que  $h_{22}$  tem unidade de admitância, que para o modelo do transistor representa condutância, ele é representado pelo símbolo de resistor. Tenha em mente, porém, que a resistência em ohms deste resistor é igual ao recíproco da condutância ( $1/h_{22}$ ).

O circuito “ac” equivalente completo para o dispositivo linear básico de três terminais está indicado na Fig. 7.32 com um novo

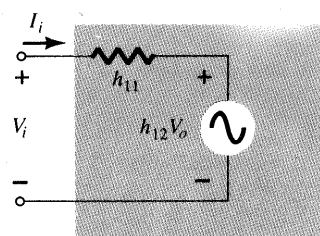


Fig. 7.30 Circuito híbrido equivalente de entrada.

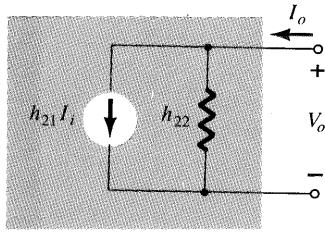


Fig. 7.31 Circuito híbrido equivalente de saída.

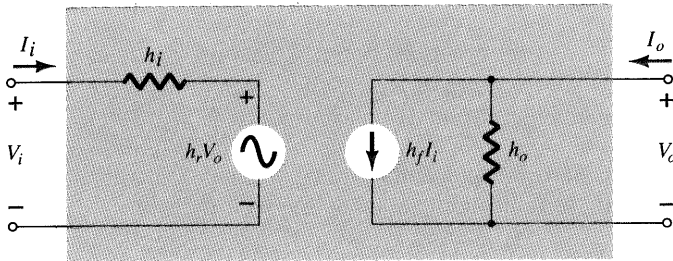


Fig. 7.32 Circuito híbrido equivalente completo.

conjunto de subscritos para os parâmetros  $h$ . A notação da Fig. 7.32 é de natureza mais prática, pois relaciona os parâmetros  $h$  com as relações apresentadas obtidas nos últimos parágrafos. A escolha das letras utilizadas é justificada pelo seguinte:

- $h_{11} \rightarrow$  resistência de entrada  $\rightarrow h_i$
- $h_{12} \rightarrow$  razão de transferência de tensão reversa  $\rightarrow h_r$
- $h_{21} \rightarrow$  razão de transferência direta de corrente  $\rightarrow h_f$
- $h_{22} \rightarrow$  condutância de saída  $\rightarrow h_o$

O circuito da Fig. 7.32 é aplicável para qualquer dispositivo linear eletrônico de três terminais ou sistema com fontes internas independentes. Para o transistor, porém, embora ele possua três configurações básicas, elas são todas configurações de três terminais, de forma que o circuito equivalente resultante terá o mesmo formato que o mostrado na Fig. 7.32. Em cada caso, o ramo inferior das seções de entrada e saída do circuito da Fig. 7.32 pode ser conectada como mostrado na Fig. 7.33, desde que o nível de potencial seja o mesmo. Essencialmente, o modelo do transistor é um sistema de três terminais com duas portas. Os parâmetros  $h$ , entretanto, mudarão de acordo com a configuração. Para distinguir qual parâmetro foi usado ou qual é disponível, um segundo parâmetro foi acrescentado à notação do parâmetro  $h$ . Para a configuração base-comum a letra minúscula  $b$  foi adicionada, enquanto para as configurações emissor-comum e coletor-comum as letras  $e$  e  $c$  foram adicionadas, respectivamente. O circuito híbrido equivalente para a configuração emissor-comum aparece com a notação-padrão na Fig. 7.33. Note que  $I_i = I_b$ ,  $I_o = I_c$  e através da aplicação da lei das correntes de Kirchhoff,  $I_e = I_b + I_c$ . A tensão de entrada é agora  $V_{be}$  com a tensão de saída  $V_{ce}$ . Para a configuração base-comum da Fig. 7.34,  $I_i = I_e$  e  $I_o = I_c$  com  $V_{eb} = V_i$  e  $V_{cb} = V_o$ . Os circuitos das Figs. 7.33 e 7.34 são aplicáveis para transistores  $npn$  e  $pnp$ .

O fato de que ambos os circuitos de Thévenin e Norton aparecem no circuito da Fig. 7.32 representa um motivo a mais para chamarmos o circuito resultante de circuito híbrido equivalente. Dois circuitos adicionais equivalentes com transistor, que não serão discutidos neste texto, chamados de circuitos equivalentes com parâmetro  $z$  e parâmetro  $y$ , utilizam a fonte de tensão ou a fonte de corrente, mas não ambas no mesmo circuito equivalente. Na Seção 7.7 a amplitude dos vários parâmetros será determinada pelas características do transistor na região de operação resultando no *circuito equivalente para pequenos sinais* do transistor.

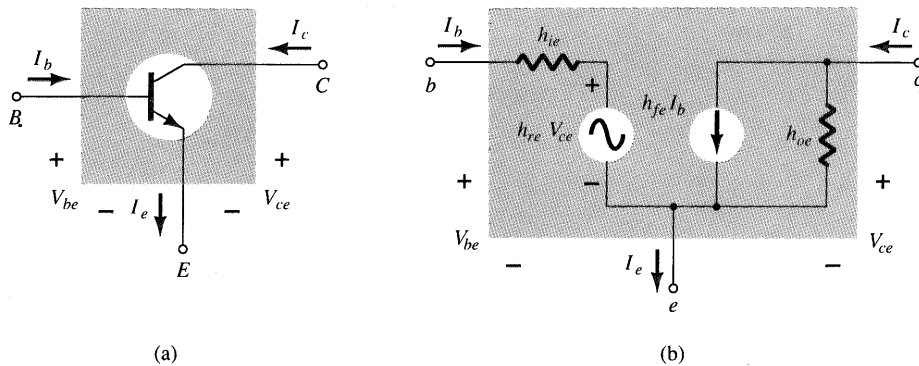


Fig. 7.33 Configuração emissor-comum: (a) símbolo gráfico; (b) circuito híbrido equivalente.

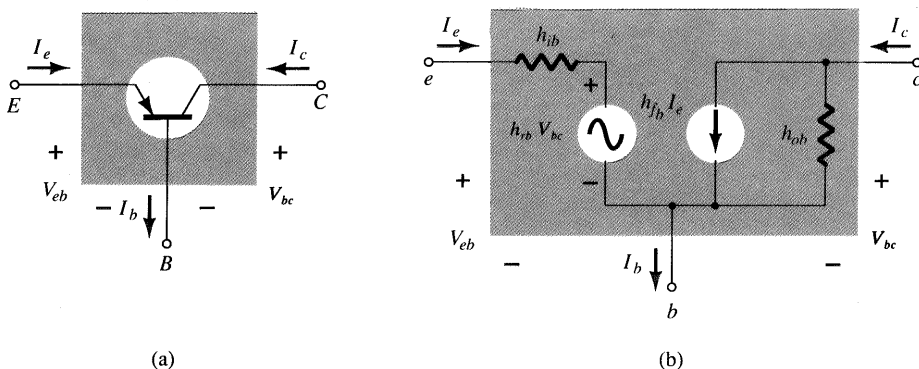


Fig. 7.34 Configuração base-comum: (a) símbolo gráfico; (b) circuito híbrido equivalente.

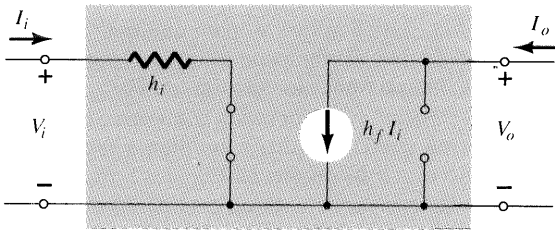


Fig. 7.35 Efeito da remoção de  $h_{re}$  e  $h_{oe}$  no circuito híbrido equivalente.

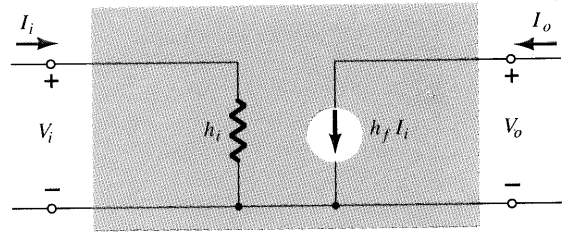


Fig. 7.36 Modelo do circuito híbrido equivalente aproximado.

Em geral, nas configurações emissor-comum e base-comum, os valores  $h_r$  e  $h_o$  permitem que eles ( $h_r$  e  $h_o$ ) não sejam incluídos no modelo, não afetando consideravelmente os resultados obtidos para os importantes parâmetros  $Z_i$ ,  $Z_o$ ,  $A_v$  e  $A_i$ .

Como, normalmente,  $h_r$  é uma quantidade relativamente pequena, sua remoção é aproximada por  $h_r \cong 0$  e  $h_r V_o = 0$ , resultando num equivalente a curto-circuito para o elemento de realimentação, conforme mostra a Fig. 7.35. Em geral, a resistência determinada por  $1/h_o$  é grande o suficiente para ser ignorada em comparação com uma carga paralela; o que permite sua substituição por um equivalente a circuito-aberto para os modelos EC e BC, como mostrado na Fig. 7.35.

O circuito equivalente resultante da Fig. 7.36 é muito similar à estrutura geral dos circuitos equivalentes base-comum e emissor-comum obtida com o modelo  $r_e$ . O circuito híbrido equivalente e os modelos  $r_e$  para cada configuração foram repetidos na Fig. 7.37 para fins de comparação. Deve ficar claro, da Fig. 7.37a, que

$$h_{ie} = \beta r_e \quad (7.28)$$

$$h_{fe} = \beta_{ac} \quad (7.29)$$

Da Fig. 7.37b,

$$h_{ib} = r_e \quad (7.30)$$

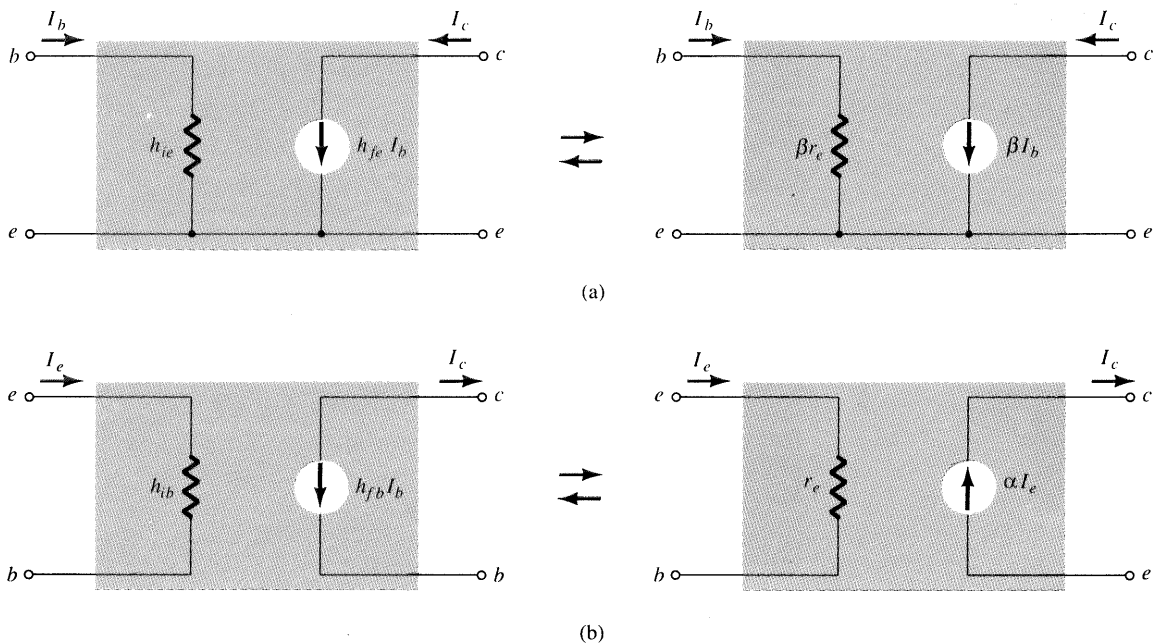


Fig. 7.37 Modelo híbrido versus modelo  $r_e$ : (a) configuração emissor-comum; (b) configuração base-comum.

$$h_{fb} = -\alpha \cong -1 \quad (7.31)$$

Particularmente, note que o sinal de menos da Eq. (7.31) leva em conta o fato de que a fonte de corrente do circuito híbrido equivalente-padrão está apontando para baixo em vez de estar na direção real como mostrado no modelo  $r_e$  na Fig. 7.37b.

**EXEMPLO 7.6**

Dado  $I_E = 2,5\text{mA}$ ,  $h_{fe} = 140$ ,  $h_{oe} = 20\mu\text{S}(\mu\text{mho})$  e  $h_{ob} = 0,5\mu\text{S}$ , determine:

- (a) O circuito híbrido equivalente emissor-comum.
- (b) O modelo  $r_e$  base-comum.

**Solução**

$$(a) r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{2,5 \text{ mA}} = 10,4 \Omega$$

$$h_{ie} = \beta r_e = (140)(10,4 \Omega) = 1,456 \text{ k}\Omega$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{20 \mu\text{S}} = 50 \text{ k}\Omega$$

Observe a Fig. 7.38.

(b)  $r_e = 10,4 \Omega$

$$\alpha \cong 1, \quad r_o = \frac{1}{h_{ob}} = \frac{1}{0,5 \mu S} = 2 \text{ M}\Omega$$

Observe a Fig. 7.39.

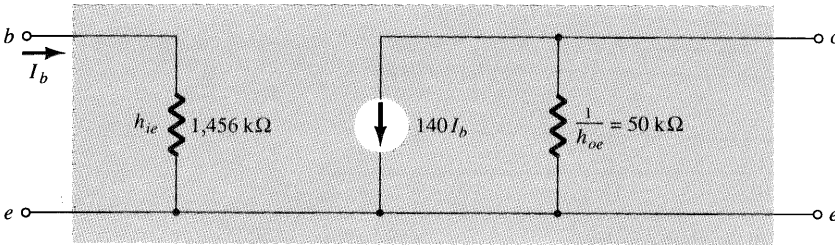


Fig. 7.38 Circuito híbrido equivalente emissor-comum para os parâmetros do Exemplo 7.6.

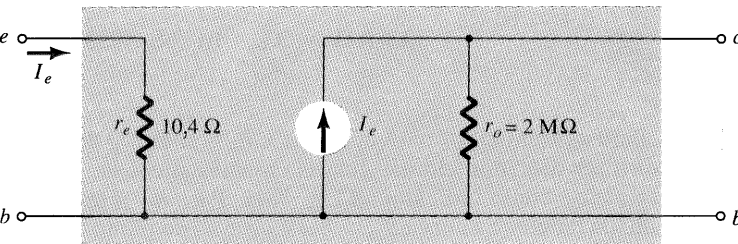


Fig. 7.39 Modelo  $r_e$  base-comum para os parâmetros do Exemplo 7.6.

As séries de equações relativas aos parâmetros de cada configuração para o circuito híbrido equivalente são dadas no Apêndice A. Na Seção 7.8, demonstramos que o parâmetro híbrido  $h_{fe}$  ( $\beta_{ac}$ ) é o menos sensível dos parâmetros híbridos para uma variação da corrente de coletor. Assumindo, pois, que  $h_{fe} = \beta$  é uma constante para a faixa de interesse, o que é uma aproximação razoável. O parâmetro  $h_{ie} = \beta r_e$  é o parâmetro que varia significativamente com  $I_c$  e deve ser determinado em função dos níveis de operação, uma vez que ele pode afetar os valores de ganho de um amplificador com transistor.

## 7.7 DETERMINAÇÃO GRÁFICA DOS PARÂMETROS $h$

Usando derivadas parciais (cálculo), pode ser mostrado que a amplitude dos parâmetros  $h$  para o circuito equivalente para pequenos sinais do transistor na região de operação, para a configuração emissor-comum, pode ser determinada usando as seguintes equações:\*

$$h_{ie} = \frac{\partial v_i}{\partial i_i} = \frac{\partial v_{be}}{\partial i_b} \cong \left. \frac{\Delta v_{be}}{\Delta i_b} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} \quad (\text{ohms}) \quad (7.32)$$

$$h_{re} = \frac{\partial v_i}{\partial v_o} = \frac{\partial v_{be}}{\partial v_{ce}} \cong \left. \frac{\Delta v_{be}}{\Delta v_{ce}} \right|_{I_B=\text{constante}} \quad (\text{adimensional}) \quad (7.33)$$

\*A derivada parcial  $\partial v_i / \partial i_i$  fornece uma medida da variação instantânea de  $v_i$  devido a uma variação instantânea em  $i_i$ .

$$h_{fe} = \frac{\partial i_o}{\partial i_i} = \frac{\partial i_c}{\partial i_b} \cong \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} \quad (\text{adimensional}) \quad (7.34)$$

$$h_{oe} = \frac{\partial i_o}{\partial v_o} = \frac{\partial i_c}{\partial v_{ce}} \cong \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{ce}} \right|_{I_B=\text{constante}} \quad (\text{siemens}) \quad (7.35)$$

Em cada caso, o símbolo  $\Delta$  refere-se a uma pequena variação naquela quantidade em torno do ponto quiescente de operação. Em outras palavras, os parâmetros  $h$  são determinados na região de operação para o sinal aplicado, de forma que o circuito equivalente será o mais preciso possível. Os valores constantes  $V_{CE}$  e  $I_B$  em cada caso referem-se a uma condição que deve ser atendida quando os vários parâmetros são determinados através das características do transistor. Para as configurações base-comum e coletor-comum, as equações apropriadas podem ser obtidas ao substituir, simplesmente, os valores apropriados de  $v_i$ ,  $v_o$ ,  $i_i$  e  $i_o$ .

Os parâmetros  $h_{ie}$  e  $h_{re}$  são determinados pelas características de entrada ou da base, enquanto os parâmetros  $h_{fe}$  e  $h_{oe}$  são obtidos das características de saída ou de coletor. Como  $h_{fe}$  é geralmente o parâmetro de maior interesse, realizaremos primeiro a análise para este parâmetro, baseando-se nas Eqs. (7.32) a (7.35). O primeiro passo na determinação de qualquer um dos quatro parâmetros híbridos é achar o ponto quiescente de operação como indicado na Fig. 7.40. Na Eq. (7.34) a condição  $V_{CE} = \text{constante}$  requer que as variações na corrente de base e na corrente de coletor sejam tomadas ao longo de uma reta vertical desenhada cruzando o ponto  $Q$  representativo da tensão fixa coletor-emissor. A equação (7.34) exige, portanto, que uma variação pequena na corrente de coletor seja dividida pela variação correspondente na corrente da base. Para uma maior precisão, essas variações deverão ser feitas tão pequenas quanto possíveis.

Na Fig. 7.40 a variação em  $i_b$  foi escolhida para estender-se de  $I_{B1}$  a  $I_{B2}$  ao longo da reta perpendicular em  $V_{CE}$ . A variação correspondente em  $i_c$  é então determinada ao desenhar as retas

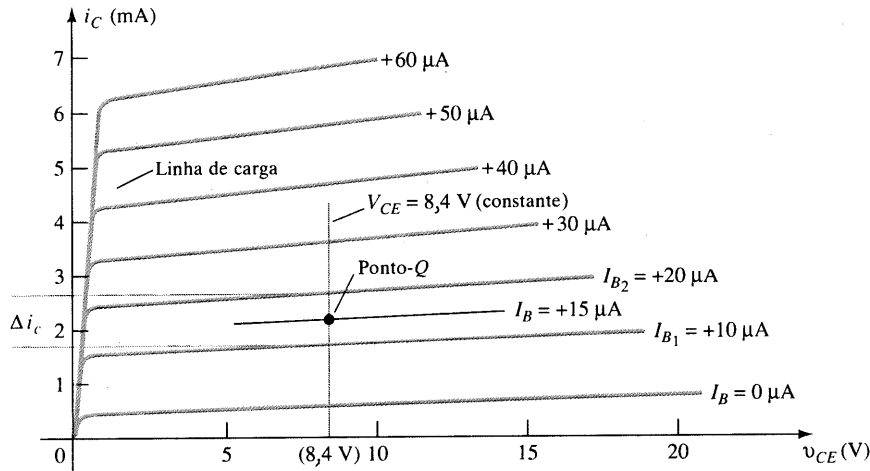


Fig. 7.40 Determinação de  $h_{ie}$ .

horizontais de interseções em  $I_{B1}$  e  $I_{B2}$  com  $V_{CE} = \text{constante}$  no eixo vertical. Tudo o que resta, então, é substituir as variações resultantes de  $i_b$  e  $i_c$  dentro da Eq. (7.34); isto é,

$$|h_{fe}| = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} = \frac{(2,7 - 1,7) \text{ mA}}{(20 - 10) \mu\text{A}} \Big|_{V_{CE}=8,4 \text{ V}}$$

$$= \frac{10^{-3}}{10 \times 10^{-6}} = \mathbf{100}$$

Na Fig. 7.41 uma reta é desenhada tangente à curva  $I_B$  através do ponto- $Q$  para estabelecer uma reta  $I_B = \text{constante}$  como pede a Eq. (7.35) para  $h_{oe}$ . Uma variação em  $v_{ce}$  foi então escolhida, e a variação correspondente em  $i_c$  é determinada desenhando-se retas horizontais até o eixo vertical pelas interseções em  $I_B = \text{constante}$ . Substituindo na Eq. (7.35), temos

$$|h_{oe}| = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta v_{ce}} \right|_{I_B=\text{constante}} = \frac{(2,2 - 2,1) \text{ mA}}{(10 - 7) \text{ V}} \Big|_{I_B=+15 \mu\text{A}}$$

$$= \frac{0,1 \times 10^{-3}}{3} = \mathbf{33 \mu\text{A/V}} = \mathbf{33 \times 10^{-6} \text{ S}} = \mathbf{33 \mu\text{S}}$$

Para determinar os parâmetros  $h_{ie}$  e  $h_{re}$  o ponto- $Q$  deve primeiro ser determinado das curvas características de entrada ou da base como indicado na Fig. 7.42. Para  $h_{ie}$ , a reta é desenhada tangente à curva  $V_{CE} = 8,4 \text{ V}$  através do ponto- $Q$ , para estabelecer uma reta  $V_{CE} = \text{constante}$  como pede a Eq. (7.32). Uma variação pequena em  $v_{be}$  foi escolhida, resultando numa variação correspondente em  $i_b$ . Substituindo na Eq. (7.32), nós temos

$$|h_{ie}| = \left. \frac{\Delta v_{be}}{\Delta i_b} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} = \frac{(733 - 718) \text{ mV}}{(20 - 10) \mu\text{A}} \Big|_{V_{CE}=8,4 \text{ V}}$$

$$= \frac{15 \times 10^{-3}}{10 \times 10^{-6}} = \mathbf{1,5 \text{ k}\Omega}$$

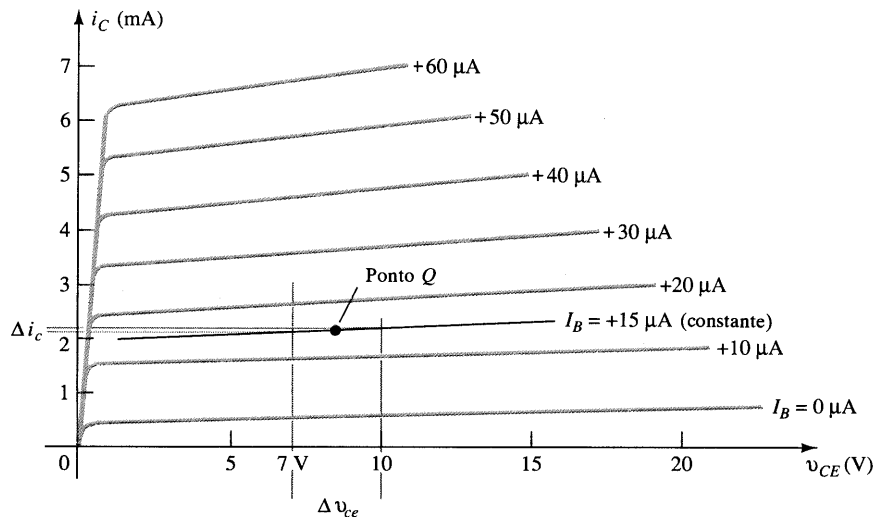


Fig. 7.41 Determinação de  $h_{oe}$ .



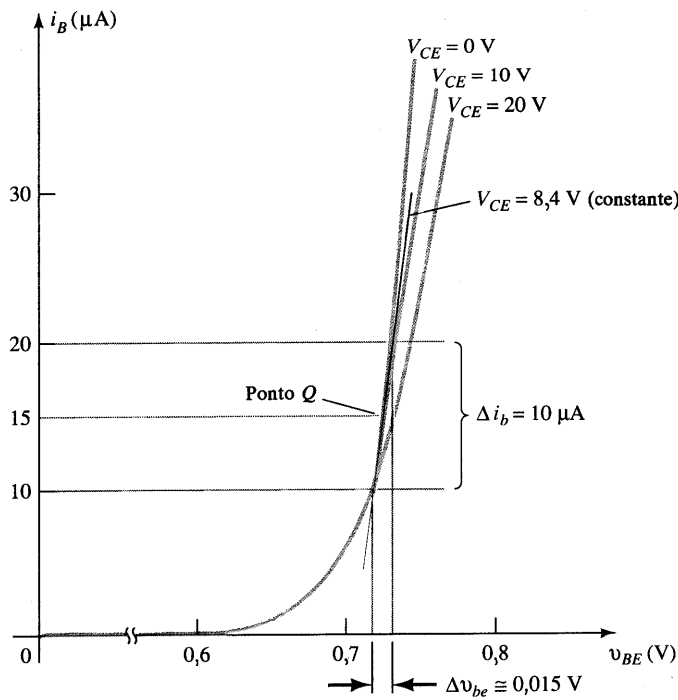


Fig. 7.42 Determinação de  $h_{ie}$ .

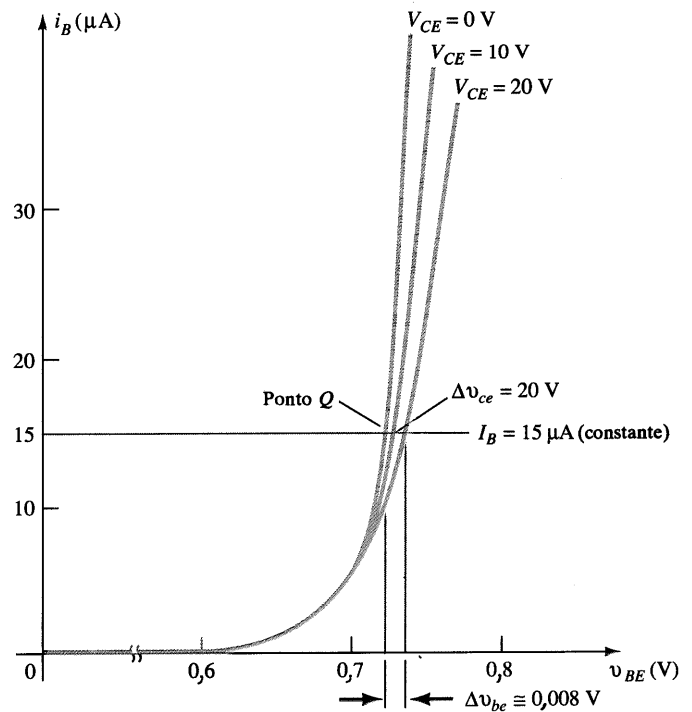


Fig. 7.43 Determinação de  $h_{re}$ .

O último parâmetro,  $h_{re}$ , pode ser achado desenhando-se primeiro uma reta horizontal através do ponto-Q em  $I_B = 15 \mu A$ . Posteriormente seleciona-se uma variação em  $v_{ce}$  e determina-se a variação resultante em  $v_{be}$ , como mostra a Fig. 7.43.

Substituindo na Eq. (7.33), temos

$$|h_{re}| = \frac{\Delta v_{be}}{\Delta v_{ce}} \Big|_{I_B = \text{constante}} = \frac{(733 - 725) \text{ mV}}{(20 - 0) \text{ V}} = \frac{8 \times 10^{-3}}{20} = 4 \times 10^{-4}$$

Para o transistor cujas curvas características apareceram nas Figs. 7.40 a 7.43, o circuito híbrido equivalente para pequenos sinais é mostrado na Fig. 7.44.

Como mencionado antes, os parâmetros híbridos para as configurações base-comum e coletor-comum podem ser determinados usando-se as mesmas equações básicas com as variáveis e curvas características apropriadas.

Valores típicos de cada parâmetro para uma variedade de transistores disponíveis hoje, em cada uma dessas três configurações, são dados no Quadro 7.1. O sinal menos indica que na Eq. (7.34) quando uma quantidade aumenta de valor, dentro da variação escolhida, a outra diminui em amplitude.

Relembre (Seção 3.5: Amplificação do Transistor) que a resistência de entrada da configuração base-comum é baixa, enquanto a resistência de saída é alta. Considere também que o ganho de corrente de curto-circuito é muito próximo de 1. Para as configurações emissor-comum e coletor-comum, note que a resistência de entrada é muito mais alta que da configuração base-comum e que a razão da resistência de saída para a entrada é de cerca de 40:1. Considere também para a configuração base-comum e emissor-comum que  $h_r$  é muito pequeno em amplitude. Transistores são disponíveis hoje com valores de  $h_{fe}$  que variam de 20 a 600. Para qualquer transistor, a região de operação e as condições sob as quais está sendo usado terão efeito sobre os vários parâmetros

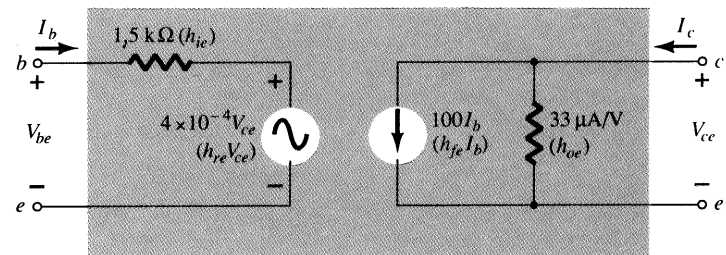


Fig. 7.44 Circuito híbrido equivalente completo para um transistor com as características que aparecem nas Figs. 7.40 a 7.43.

$h$ . O efeito da temperatura, corrente de coletor e tensão sobre os parâmetros  $h$  serão discutidos na Seção 7.8.

## 7.8 VARIÁÇÕES DOS PARÂMETROS DO TRANSISTOR

Há um grande número de curvas que podem ser desenhadas para mostrar as variações dos parâmetros  $h$  com a temperatura, fre-

QUADRO 7.1 Valores Típicos de Parâmetros para as Configurações de Transistor EC, CC, e BC

Parâmetro	EC	CC	BC
$h_i$	1 kΩ	1 kΩ	20 Ω
$h_r$	$2,5 \times 10^{-4}$	$\approx 1$	$3,0 \times 10^{-4}$
$h_f$	50	-50	-0,98
$h_o$	25 μA/V	25 μA/V	0,5 μA/V
$1/h_o$	40 kΩ	40 kΩ	2 MΩ

quência, tensão e corrente. As mais interessantes e úteis neste estágio de desenvolvimento incluem as variações dos parâmetros  $h$  com a temperatura da junção e com a tensão e corrente de coletor.

Na Fig. 7.45, o efeito da corrente de coletor sobre os parâmetros  $h$  foi indicado. Tome especial atenção com a escala logarítmica nos eixos vertical e horizontal. Escalas logarítmicas serão examinadas no Cap. 11. Os parâmetros foram normalizados para a unidade, de forma que as variações relativas em amplitude, devido à corrente de coletor, podem ser facilmente determinadas. Em todas as curvas, como na Fig. 7.46, o ponto de operação no qual os parâmetros foram determinados é sempre indicado. Para esta situação particular, o ponto quiescente está na interseção de  $V_{CE} = 5,0\text{V}$  e  $I_C = 1,0\text{mA}$ . Já que a frequência e a temperatura de operação também afetam os parâmetros  $h$ , estas quantidades são também indicadas nas curvas. Em

$0,1\text{mA}$ ,  $h_{fe}$  é cerca de 0,5 ou 50% de seu valor em  $1,0\text{mA}$ , enquanto em  $3\text{mA}$ , é 1,5 ou 150% daquele valor. Em outras palavras, se  $h_{fe} = 50$  em  $I_C = 1,0\text{mA}$ ,  $h_{fe}$  variará de um valor de  $0,5(50) = 25$  a  $1,5(50) = 75$  com uma variação de  $I_C$  de  $0,1\text{mA}$  a  $3\text{mA}$ . Considere, entretanto, o ponto de operação em  $I_C = 50\text{mA}$ . A amplitude de  $h_{re}$  é agora aproximadamente 11 vezes maior que aquela definida no ponto- $Q$ , um valor que pode não permitir a eliminação deste parâmetro do circuito equivalente. O parâmetro  $h_{oe}$  é aproximadamente 35 vezes o valor normalizado. Este aumento em  $h_{oe}$  diminuirá o valor da resistência de saída do transistor para um ponto onde pode se tornar próximo do valor do resistor de carga. Não haveria, então, na análise aproximada, justificativa na eliminação de  $h_{oe}$  do circuito equivalente.

Na Fig. 7.46, a variação em amplitude dos parâmetros  $h$  foi indicada com uma variação na tensão de coletor. Este con-

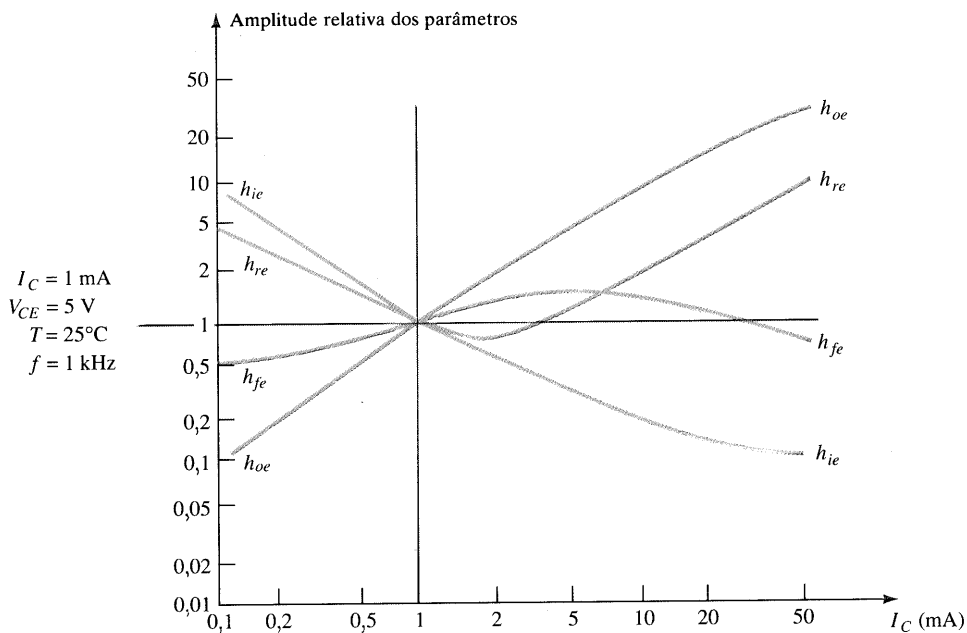


Fig. 7.45 Variações dos parâmetros híbridos com a corrente de coletor.

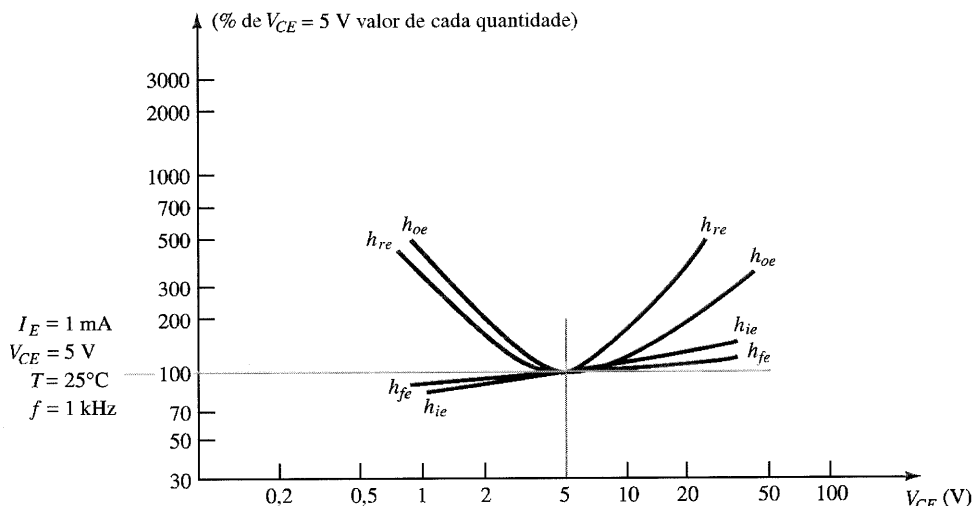


Fig. 7.46 Variações dos parâmetros híbridos com a diferença de potencial coletor-emissor.

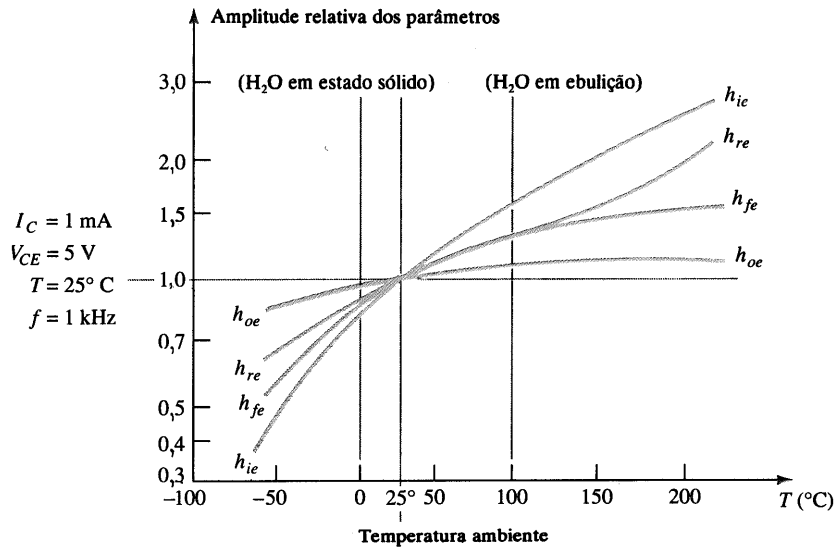


Fig. 7.47 Variações dos parâmetros híbridos com a temperatura.

junto de curvas foi normalizado no mesmo ponto de operação do transistor discutido na Fig. 7.45, de modo que uma comparação entre os dois conjuntos de curvas pode ser feita. Note que  $h_{ie}$  e  $h_{fe}$  estão relativamente estáveis, enquanto  $h_{oe}$  e  $h_{re}$  são muito mais sensíveis às variações de tensão do coletor do que  $h_{ie}$  e  $h_{fe}$ .

É interessante notar das Figs. 7.45 e 7.46 que o valor de  $h_{fe}$  parece mudar pouco. Portanto, o valor específico do ganho de corrente, quer seja  $h_{fe}$  ou  $\beta$ , pode, sob um ponto de vista relativo e aproximado, ser considerado constante para a faixa de corrente e tensão de coletor.

O valor  $h_{ie} = \beta r_e$  varia consideravelmente com a corrente de coletor, como já devíamos esperar devido à sensibilidade de  $r_e$  à corrente ( $I_E \cong I_C$ ) de emissor. É, portanto, um parâmetro que deve ser determinado em condições tão próximas quanto possível dos níveis de operação. Para valores abaixo do  $V_{CE}$  especificado,  $h_{re}$  é razoavelmente constante, mas aumenta consideravelmente para valores mais altos. Felizmente, em muitas aplicações, as amplitudes de  $h_{re}$  e  $h_{oe}$  podem ser geralmente ignoradas. Elas são muito sensíveis à corrente de coletor e à tensão base-emissor.

Na Fig. 7.47, a variação nos parâmetros  $h$  foi desenhada para variações na temperatura da junção. O valor normalizado se baseia na temperatura ambiente:  $T = 25^\circ \text{ C}$ . A escala horizontal é uma escala linear em vez de logarítmica, utilizada nas Figs. 7.45 e 7.46. Em geral, todos os parâmetros aumentam de valor com a temperatura. O parâmetro menos afetado, porém, é  $h_{oe}$ , enquanto a impedância de entrada  $h_{ie}$  varia numa taxa maior. O fato de que  $h_{fe}$  varia de 50% de seu valor normalizado em  $-50^\circ \text{ C}$  para 150% de seu valor normalizado em  $+150^\circ \text{ C}$  indica claramente que a temperatura de operação deve ser considerada com cuidado no projeto de circuitos com transistor.

## 7.9 ANÁLISE POR COMPUTADOR

A introdução de uma fonte de corrente controlada por corrente (CCCS) no modelo equivalente de um transistor requer que o

formato PSpice para essa fonte seja apresentado. O formato é inicializado pela letra F da forma:

<u>FBJT</u>	3	2	<u>VSENSE</u>	<u>0,98</u>
nome	(+N)	(-N)	nome da fonte de tensão controladora	valor do multiplicador para a fonte controladora
	fonte controlada de corrente			

O nome (até sete caracteres) atribuído à fonte controladora é seguido pelos nós positivo e negativo da fonte. A letra V deve aparecer antes do nome da fonte de tensão dc estabelecendo a direção da corrente controladora. A fonte de tensão deve estar em série com a corrente controladora e polarizada de tal modo que estabeleça uma corrente na direção oposta à corrente controladora. A direção oposta é necessária porque no PSpice a corrente de uma fonte independente é definida tendo uma direção oposta à pressão da fonte. Sua amplitude é 0V se sua finalidade é apenas estabelecer a direção da corrente controladora. O último fator a ser introduzido é o fator multiplicador para a fonte controlada de corrente. Como a definição da fonte de tensão deve fazer parte do circuito que aparece no arquivo de entrada, uma linha em separado deve definir o nome, polaridade e amplitude da fonte.

Para a configuração do transistor em base-comum, será empregado o modelo da Fig. 7.48. Para configuração do transistor em emissor-comum, será empregado o modelo da Fig. 7.49.

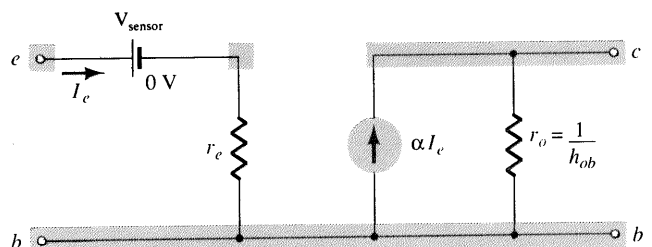


Fig. 7.48 Modelo PSpice base-comum.

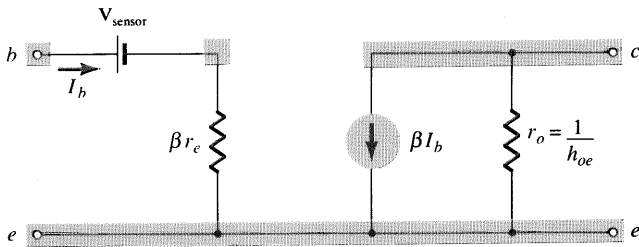


Fig. 7.49 Modelo PSpice emissor-comum.

**EXEMPLO 7.7**

Escreva o arquivo de entrada para o amplificador em emissor-comum da Fig. 7.50 e determine amplitude e ângulo de fase da tensão de saída  $V_o$ .

**Solução**

O arquivo de entrada para o circuito da Fig. 7.50 aparece na Fig. 7.51. As primeiras duas linhas descrevem as duas fontes

do circuito com fase de  $0^\circ$ , não incluído na descrição da fonte ac, já que seu valor-padrão não é especificado. A impedância de entrada  $\beta r_e$  é definida na terceira linha e a fonte controlada de corrente na próxima linha. Compare a descrição da fonte controlada de corrente com a descrição de fontes CCCS acima. A impedância de saída é  $40k\Omega$  entre os terminais 3 e 0. O resistor  $R_c$  é a resistência de coletor do projeto. A frequência escolhida para a análise ac (uma frequência deve ser especificada) é  $1kHz$ , e as próximas linhas pedem a amplitude e ângulo de fase da tensão de saída  $V_o$ . Lembre que os comandos. OPTIONS NOPAGE eliminam alguns resultados supérfluos no arquivo de saída.

O resultado indica que a amplitude da tensão de saída é  $630,9mV$ , resultando num ganho sem carga de

$$A_{v_{NL}} = \left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{630,9 \text{ mV}}{2 \text{ mV}} = 315,45$$

um nível que cairá com uma carga aplicada. O resultado também indica um deslocamento de fase de  $180^\circ$  entre  $V_o$  e  $V_i$ , conforme esperado para a configuração emissor-comum.

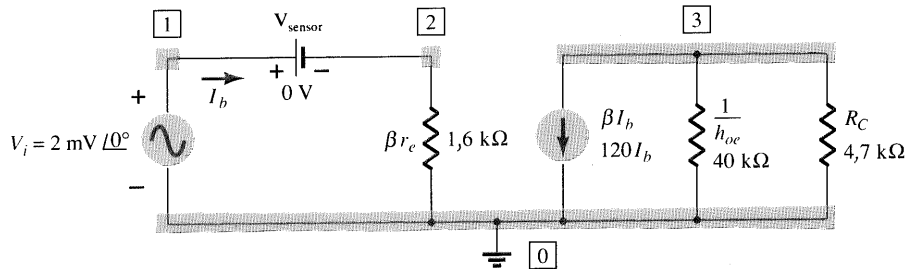


Fig. 7.50 Exemplo 7.7.

```
Common-emitter amplifier of Fig. 7.50
****   CIRCUIT DESCRIPTION
*****
VI 1 0 AC 2MV
VSENSE 1 2 0
RBRE 2 0 1.6K
FBETA 3 0 VSENSE 120
RO 3 0 40K
RC 3 0 4.7K
.AC LIN 1 1K 1K
.PRINT AC VM(3,0) VP(3,0)
.OPTIONS NOPAGE
.END

****   SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION           TEMPERATURE = 27.000 DEG C
NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE
( 1)  0.0000   ( 2)  0.0000   ( 3)  0.0000

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VI        0.000E+00
VSENSE   0.000E+00
TOTAL POWER DISSIPATION  0.00E+00 WATTS

****   AC ANALYSIS           TEMPERATURE = 27.000 DEG C
FREQ      VM(3,0)      VP(3,0)
1.000E+03  6.309E-01      1.800E+02
```

Fig. 7.51 Análise PSpice do circuito EC da Fig. 7.50.

**PROBLEMAS**

**§ 7.2 Amplificação no Domínio AC**

1. (a) Qual a amplificação esperada de um amplificador a transistor TBJ se a fonte dc é fixada em 0 volts?  
 (b) O que acontecerá ao sinal ac de saída se o nível dc for insuficiente? Esboce os efeitos sobre a forma de onda.  
 (c) Qual a eficiência de conversão de um amplificador no qual o valor eficaz da corrente através de um resistor de carga de 2,2-k $\Omega$  é 5mA, e o dreno na fonte dc 18-V é 3,8mA?
2. Você pode pensar numa analogia que explique a importância do nível dc no ganho ac final?

**§ 7.3 Modelagem do Transistor TBJ**

3. Qual a reatância de um capacitor de 10- $\mu$ F em uma frequência de 1kHz? Para circuitos nos quais os níveis dos resistores estão na faixa de kilohms, seria razoável considerar um curto-circuito para as condições descritas? E em 100kHz?
4. Dada a configuração base-comum da Fig. 7.52, esboce o equivalente ac, usando a notação para o modelo do transistor que aparece na Fig. 7.5.
5. (a) Descreva as diferenças entre o modelo  $r_e$  e o modelo híbrido equivalente para o transistor TBJ.

- (b) Para cada modelo, liste as condições sob as quais ele deverá ser aplicado.

**§ 7.4 Parâmetros Importantes:  $Z_i$ ,  $Z_o$ ,  $A_v$ ,  $A_i$**

6. (a) Para a configuração da Fig. 7.7, determine  $Z_i$  se  $V_s = 40$ mV,  $R_{\text{sensor}} = 0,5$ k $\Omega$  e  $I_i = 20$  $\mu$ A.  
 (b) Usando os resultados da letra (a), determine  $V_i$  se a tensão aplicada é alterada para 12mV com uma resistência interna de 0,4k $\Omega$ .
7. (a) Para o circuito da Fig. 7.10, determine  $Z_o$  se  $V = 600$ mV,  $R_{\text{sensor}} = 10$ k $\Omega$ , e  $I_o = 10$  $\mu$ A.  
 (b) Usando o  $Z_o$  obtido na letra (a), determine  $I_L$  para a configuração da Fig. 7.11 se  $R_L = 2,2$ k $\Omega$  e  $I_{\text{amplificador}} = 6$ mA.
8. Dada a configuração do TBJ da Fig. 7.53, determine:
  - (a)  $V_r$ .
  - (b)  $Z_r$ .
  - (c)  $A_{v_{NL}}$ .
  - (d)  $A_{v_i}$ .
9. Para o amplificador TBJ da Fig. 7.54, determine:
  - (a)  $I_i$ .
  - (b)  $Z_i$ .
  - (c)  $V_o$ .
  - (d)  $I_o$ .
  - (e)  $A_i$  usando os resultados das letras (a) e (d).
  - (f)  $A_i$  usando Eq. (7.10).

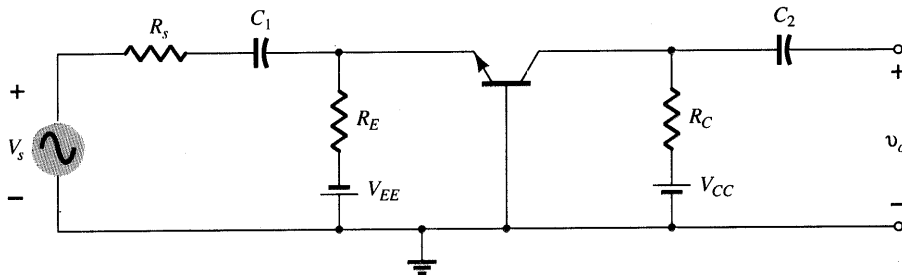


Fig. 7.52 Problema 4.

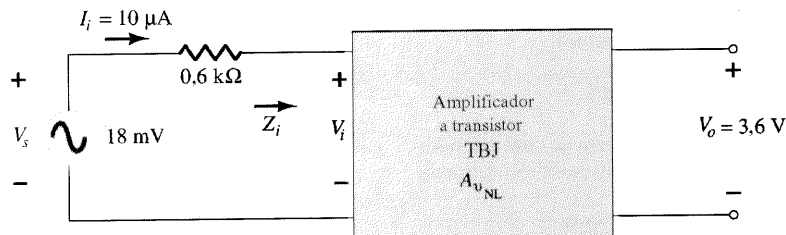


Fig. 7.53 Problema 8.

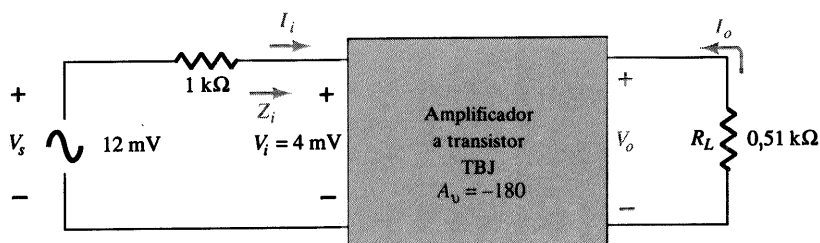


Fig. 7.54 Problema 9.

§ 7.5 Modelo  $r_e$  do Transistor

10. Para a configuração base-comum da Fig. 7.17 um sinal ac de 10 mV é aplicado, resultando numa corrente de emissor de 0,5mA. Se  $\alpha = 0,980$ , determine:
  - (a)  $Z_i$ .
  - (b)  $V_o$  se  $R_L = 1,2k\Omega$ .
  - (c)  $A_v = V_o/V_i$ .
  - (d)  $Z_o$  com  $r_o = \infty\Omega$ .
  - (e)  $A_i = I_o/I_i$ .
  - (f)  $I_b$ .
11. Para a configuração base-comum da Fig. 7.17, a corrente de emissor é 3,2 mA e  $\alpha$  é 0,99. Se a tensão aplicada for de 48mV e a carga for de 2,2k $\Omega$ , determine:
  - (a)  $r_e$ .
  - (b)  $Z_i$ .
  - (c)  $I_c$ .
  - (d)  $V_o$ .
  - (e)  $A_v$ .
  - (f)  $I_b$ .
12. Usando o modelo da Fig. 7.27 para um amplificador emissor-comum, se  $\beta = 80$ ,  $I_E(\text{dc}) = 2\text{mA}$ , e  $r_o = 40k\Omega$ , determine:
  - (a)  $Z_i$ .
  - (b)  $I_b$ .
  - (c)  $A_i = I_o/I_i = I_c/I_b$  se  $R_L = 1,2k\Omega$ .
  - (d)  $A_v$  se  $R_L = 1,2k\Omega$ .
13. A impedância de entrada para um amplificador a transistor em emissor-comum é 1,2k $\Omega$  com  $\beta = 140$ ,  $r_o = 50k\Omega$ , e  $R_L = 2,7k\Omega$ . Determine:
  - (a)  $r_e$ .
  - (b)  $I_b$  se  $V_i = 30\text{mV}$ .
  - (c)  $I_c$ .
  - (d)  $A_i = I_o/I_i = I_c/I_b$ .
  - (e)  $A_v = V_o/V_i$ .

§ 7.6 Modelo Híbrido Equivalente

14. Dado  $I_E(\text{dc}) = 1,2\text{mA}$ ,  $\beta = 120$ , e  $r_o = 40k\Omega$ , desenhe o:
  - (a) modelo híbrido equivalente emissor-comum.
  - (b) modelo  $r_e$  equivalente emissor-comum.
  - (c) modelo híbrido equivalente base-comum.
  - (d) modelo  $r_e$  equivalente base-comum.
15. Dado  $h_{ie} = 2,4k\Omega$ ,  $h_{fe} = 100$ ,  $h_{re} = 4 \times 10^{-4}$ , e  $h_{oe} = 25\mu\text{S}$ , desenhe o:
  - (a) modelo híbrido equivalente emissor-comum.
  - (b) modelo  $r_e$  equivalente emissor-comum.
  - (c) modelo híbrido equivalente base-comum.
  - (d) modelo  $r_e$  equivalente base-comum.
16. Redesenhe o circuito da Fig. 7.3 para a resposta ac com o modelo híbrido equivalente aproximado substituído entre os terminais apropriados.
17. Redesenhe o circuito da Fig. 7.55 para a resposta ac com o modelo  $r_e$  inserido entre os terminais apropriados. Inclua  $r_o$ .
18. Redesenhe o circuito da Fig. 7.56 para a resposta ac com o modelo  $r_e$  inserido entre os terminais apropriados. Inclua  $r_o$ .
19. Dados os valores típicos de  $h_{re} = 1k\Omega$ ,  $h_{re} = 2 \times 10^{-4}$ , e  $A_v = -160$  para a configuração de entrada da Fig. 7.57:
  - (a) Calcule  $V_o$  em função de  $V_i$ .
  - (b) Calcule  $I_b$  em função de  $V_i$ .
  - (c) Calcule  $I_b$  se  $h_{re} V_o$  for ignorado.
  - (d) Determine a diferença percentual em  $I_b$  usando a seguinte equação:

$$\% \text{ diferença em } I_b = \frac{I_b(\text{sem } h_{re}) - I_b(\text{com } h_{re})}{I_b(\text{sem } h_{re})} \times 100\%$$

- (e) É uma abordagem válida ignorar os efeitos de  $h_{re} V_o$  para os valores típicos empregados neste exemplo?
20. Dados os valores típicos de  $R_L = 2,2k\Omega$  e  $h_{oe} = 20\mu\text{S}$ , seria uma boa aproximação ignorar os efeitos de  $1/h_{oe}$  na impedância de

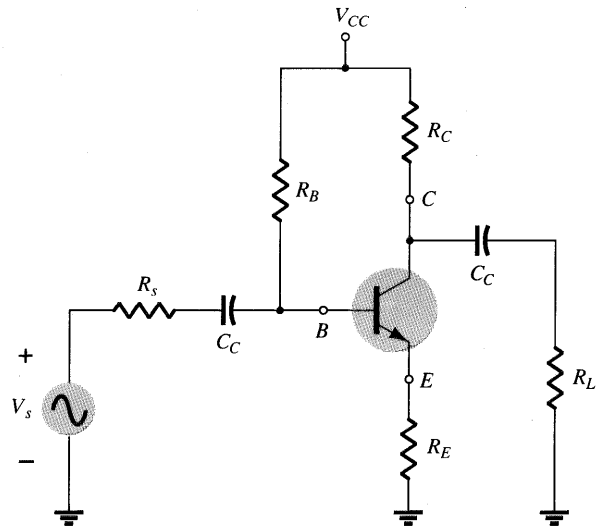


Fig. 7.55 Problema 17.

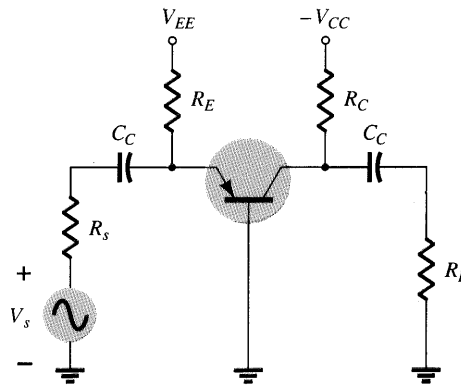


Fig. 7.56 Problema 18.

carga total? Qual a diferença percentual no carregamento total sobre o transistor usando a seguinte equação:

$$\% \text{ diferença na carga total} = \frac{R_L - R_L || (1/h_{oe})}{R_L} \times 100\%$$

21. Repita o Problema 19, usando os valores médios dos parâmetros da Fig. 7.28 com  $A_v = -180$ .
22. Repita o Problema 20 para  $R_L = 3,3k\Omega$  e o valor médio de  $h_{oe}$  na Fig. 7.28.

§ 7.7 Determinação Gráfica dos Parâmetros  $h$

23. (a) Usando as curvas características da Fig. 7.40, determine  $h_{fe}$  em  $I_C = 6\text{mA}$  e  $V_{CE} = 5\text{V}$ .
- (b) Repita a letra (a) em  $I_C = 1\text{mA}$  e  $V_{CE} = 15\text{V}$ .
24. (a) Usando as curvas características da Fig. 7.41, determine  $h_{oe}$  em  $I_C = 6\text{mA}$  e  $V_{CE} = 5\text{V}$ .
- (b) Repita a letra (a) em  $I_C = 1\text{mA}$  e  $V_{CE} = 15\text{V}$ .

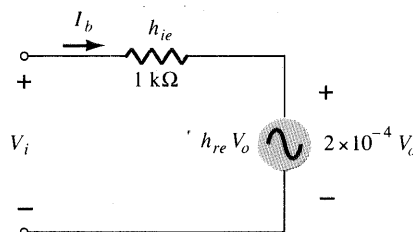


Fig. 7.57 Problemas 19, 21.

- 25. (a) Usando as curvas características da Fig. 7.42, determine  $h_{re}$  em  $I_B = 20\mu A$  e  $V_{CE} = 20V$ .
- (b) Repita a letra (a) em  $I_B = 5\mu A$  e  $V_{CE} = 10V$ .
- 26. (a) Usando as curvas características da Fig. 7.43, determine  $h_{re}$  em  $I_B = 20\mu A$ .
- (b) Repita a letra (a) em  $I_B = 30\mu A$ .
- \*27. Usando as curvas características das Figs. 7.40 e 7.42, determine o modelo híbrido equivalente EC em  $I_B = 25\mu A$  e  $V_{CE} = 12,5V$ .
- \*28. Determine o modelo  $r_e$  EC em  $I_B = 25\mu A$  e  $V_{CE} = 12,5V$  usando as curvas características das Figs. 7.40 e 7.42.
- 29. Usando os resultados da Fig. 7.44, desenhe o modelo  $r_e$  equivalente para o transistor com as curvas características que aparecem nas Figs. de 7.40 a 7.43. Inclua  $r_o$ .

§ 7.8 Variações dos Parâmetros do Transistor

Para os Problemas de 30 até 34, use as Figs. de 7.45 até 7.47.

- 30. (a) Usando a Fig. 7.45 determine a amplitude da variação percentual em  $h_{re}$  para uma variação em  $I_c$  de 0,2mA e 1mA usando a equação
 
$$\% \text{ variação} = \left| \frac{h_{fe}(0,2 \text{ mA}) - h_{fe}(1 \text{ mA})}{h_{fe}(0,2 \text{ mA})} \right| \times 100\%$$
- (b) Repita a letra (a) para uma  $I_c$  variando de 1mA a 5mA.
- 31. Repita o Problema 30 para  $h_{ie}$  (mesmas variações em  $I_c$ ).
- 32. (a) Se  $h_{oe} = 20\mu S$  em  $I_c = 1mA$  na Fig. 7.45, qual é o valor aproximado de  $h_{oe}$  em  $I_c = 0,2mA$ ?
- (b) Determine seu valor resistivo em 0,2mA e compare a uma resistência de carga de 6,8kΩ. É uma boa aproximação ignorar os efeitos de  $1/h_{oe}$  neste caso?
- 33. (a) Se  $h_{oe} = 20\mu S$  em  $I_c = 1mA$  na Fig. 7.45, qual é o valor aproximado de  $h_{oe}$  em  $I_c = 10mA$ ?
- (b) Determine seu valor resistivo em 10mA e compare a uma resistência de carga de 6,8kΩ. É uma boa aproximação ignorar os efeitos de  $1/h_{oe}$  neste caso?
- 34. (a) Se  $h_{re} = 2 \times 10^{-4}$  em  $I_c = 1mA$  na Fig. 7.45, determine o valor aproximado de  $h_{re}$  em 0,1mA.

- (b) Usando o valor de  $h_{re}$  determinado na parte (a),  $h_{re}$  pode ser ignorado como uma boa aproximação se  $A_v = 210$ ?
- \*35. (a) Revendo as características da Fig. 7.45, qual parâmetro variou menos para uma variação completa da corrente de coletor?
- (b) Qual parâmetro variou mais?
- (c) Quais são os valores máximo e mínimo de  $1/h_{oe}$ ? A aproximação  $1/h_{oe} || R_L \cong R_L$  é mais adequada em níveis altos ou baixos de corrente de coletor?
- (d) Em qual região do espectro de corrente a aproximação  $h_{re} V_{ce} \cong 0$  é mais adequada?
- \*36. (a) Revendo as características da Fig. 7.47, qual parâmetro variou mais com o aumento da temperatura?
- (b) Qual parâmetro variou menos?
- (c) Quais são os valores máximo e mínimo de  $h_{fe}$ ? A variação é significativa? Isto era esperado?
- (d) Como  $r_e$  varia com o aumento de temperatura? Calcule seu nível em três ou quatro pontos apenas e compare sua amplitudes.
- (e) Em qual faixa de temperatura os parâmetros variam menos?

§ 7.9 Análise por Computador

PSpice

- 37. Escreva o arquivo de entrada para o circuito base-comum da Fig. 7.58 e obtenha:
  - (a) A amplitude e fase de  $V_o$ .
  - (b) A amplitude da corrente de saída  $I_o$ .
  - (c) A amplitude da corrente  $I_{r_o}$  (e compare com  $I_o$ ).
  - (d) A amplitude da corrente  $I_e$ .
- 38. Escreva o arquivo de entrada para o circuito emissor-comum da Fig. 5.79 e obtenha:
  - (a) A amplitude e fase de  $V_o$ .
  - (b) A amplitude da corrente de saída  $I_o$ .
  - (c) A amplitude da corrente  $I_{r_o}$  (e compare com  $I_o$ ).
  - (d) A amplitude da corrente  $I_b$ .

BASIC

- 39. Repita o Problema 37, usando BASIC.
- 40. Repita o Problema 38, usando BASIC.

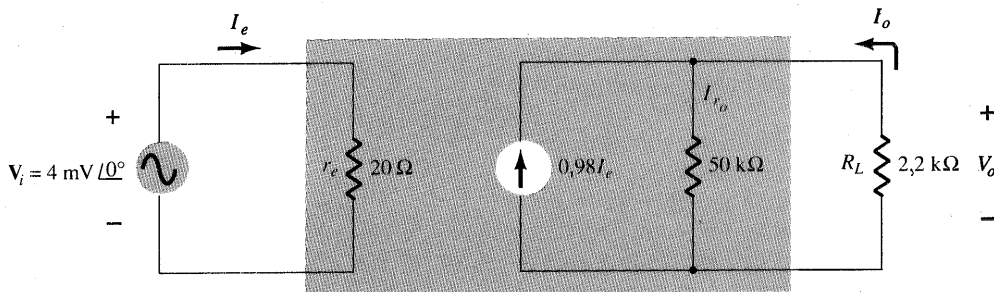


Fig. 7.58 Problemas 37,39.

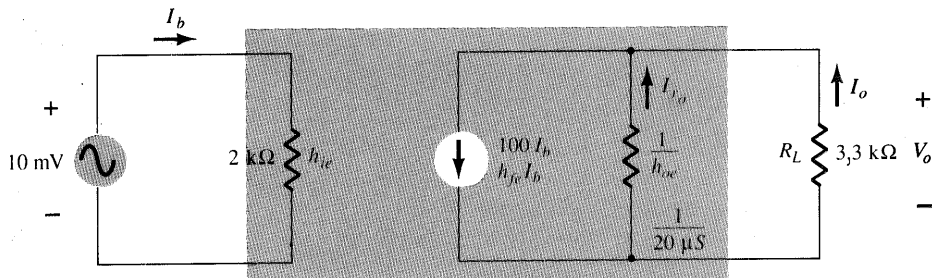


Fig. 7.59 Problemas 38, 40.

\*Observação: Os asteriscos indicam problemas mais difíceis.