

Transistores Bipolares de Junção

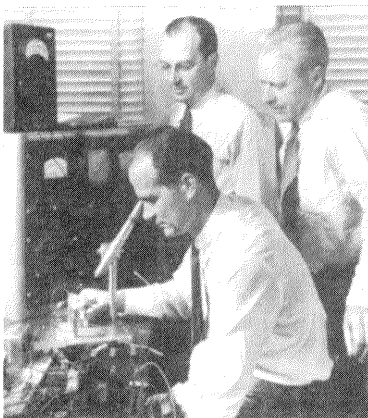
3

β

3.1 INTRODUÇÃO

Durante o período de 1904 até 1947, a válvula foi indubitavelmente o dispositivo eletrônico de interesse e desenvolvimento. Em 1904, o diodo a válvula foi introduzido por J. A. Fleming. Logo depois, em 1906, Lee De Forest adicionou um terceiro elemento, chamado de *grade de controle*, ao diodo a válvula eletrônica, resultando no primeiro amplificador, o *triódo*. Nos anos seguintes, o rádio e a televisão proporcionaram um grande estímulo à indústria de válvulas. A produção cresceu de aproximadamente 1 milhão de válvulas em 1922 para cerca de 100 milhões em 1937. No início da década de 30, o *tétrodo* de quatro elementos e o *pêntodo* de cinco elementos ganharam importância na indústria de válvulas eletrônicas. Posteriormente, a indústria tornou-se uma das mais importantes, e foram obtidos rápidos avanços nas áreas de projeto, técnicas de fabricação, aplicações de alta potência, alta frequência e miniaturização.

Em 23 de dezembro de 1947, entretanto, a indústria eletrônica estava prestes a experimentar uma linha de interesse e desenvolvimento completamente nova. Foi durante a tarde deste dia que Walter H. Brattain e John Bardeen demonstraram a



Co-inventores do primeiro transistor no Bell Laboratories: Dr. William Schockley (sentado); Dr. John Bardeen (à esquerda); Dr. Walter H. Brattain. (Cortesia da AT&T Archives.) Por esta contribuição, todos dividiram o prêmio Nobel em 1956.

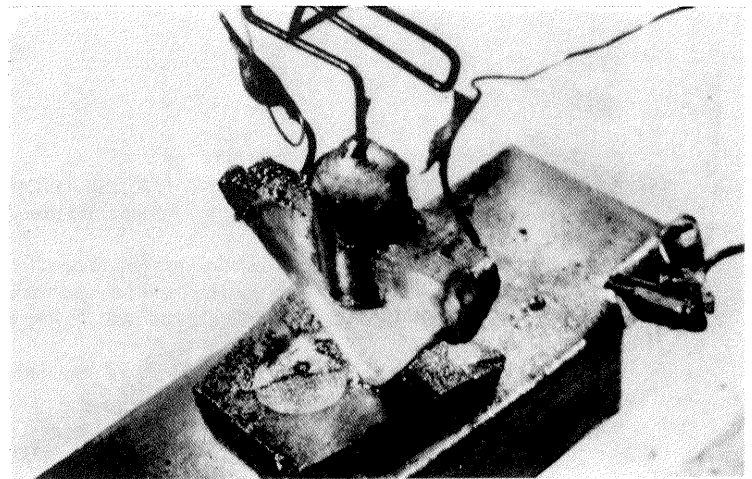


Fig. 3.1 O primeiro transistor. (Cortesia Bell Telephone Laboratories.)

função de amplificação do primeiro transistor, nos laboratórios da companhia Bell Telephone. O transistor original (um transistor de contato de ponta) está mostrado na Fig. 3.1. As vantagens deste dispositivo de estado sólido de três terminais em relação à válvula eram imediatamente óbvias: menor e mais leve, não apresentava necessidade ou perdas de aquecimento; mais robusto; mais eficiente, já que menos potência era absorvida pelo dispositivo, estava instantaneamente disponível para utilização, não necessitando de um período de aquecimento; e tensões de operação menores poderiam ser utilizadas. Observe na discussão acima que este capítulo é a nossa primeira abordagem sobre dispositivos de três ou mais terminais. Você descobrirá que todos os amplificadores (dispositivos que aumentam a tensão, corrente ou nível de potência) possuirão no mínimo três terminais com um deles controlando o fluxo entre os outros dois.

3.2 CONSTRUÇÃO DO TRANSISTOR

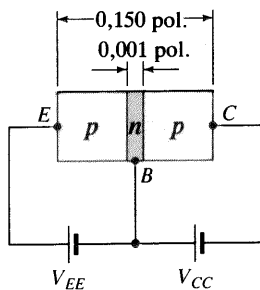
O transistor é um dispositivo semiconductor no qual existe uma camada do tipo *p* entre duas camadas do tipo *n*, ou uma ca-

mada do tipo n entre duas camadas p . O primeiro é denominado *transistor npn*, enquanto que o último é chamado *transistor pnp*. Ambos são mostrados na Fig. 3.2, com a polarização dc apropriada. Verificaremos no Cap. 4 que a polarização dc é necessária para estabelecer a região apropriada de operação para a amplificação ac. As camadas externas do transistor são materiais semicondutores mais fortemente dopados, com larguras muito maiores do que a camada interna tipo p ou n . Para os transistores mostrados na Fig. 3.2, a razão entre a largura total e a largura da camada central é de $0,150/0,001 = 150:1$. A dopagem da camada interna é também consideravelmente menor do que a das camadas externas (tipicamente, 10:1 ou menor). Este nível de dopagem menor reduz a condutividade (aumenta a resistência) deste material, diminuindo o número de portadores “livres”.

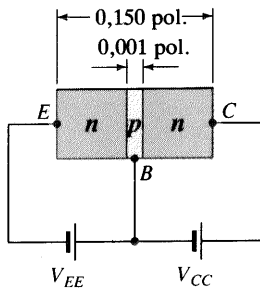
Para a polarização mostrada na Fig. 3.2, os terminais são normalmente indicados pela letra maiúscula E para *emissor*, C para *coletor* e B para *base*. Uma avaliação para esta escolha de notação será desenvolvida quando discutirmos a operação básica do transistor. A abreviação TBJ, *transistor bipolar de junção*, é usualmente aplicada a este dispositivo de três terminais. O termo *bipolar* reflete o fato de que buracos e elétrons participam do processo de injeção no material opostamente polarizado. Se um portador somente é empregado (elétron ou buraco), o dispositivo é considerado *unipolar*. O diodo Schottky do Cap. 20 é um exemplo.

3.3 OPERAÇÃO DO TRANSISTOR

A operação básica do transistor será agora descrita utilizando o transistor *pnp* da Fig. 3.2a. A operação do transistor *nnp* é exata-



(a)



(b)

Fig. 3.2 Tipos de transistores: (a) *pnp*; (b) *nnp*.

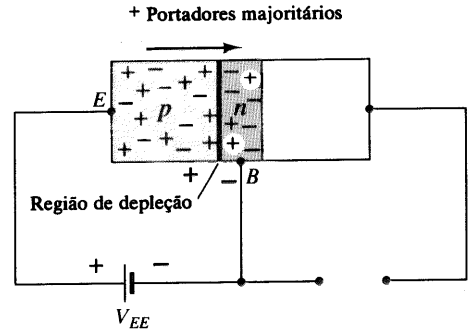


Fig. 3.3 Junção diretamente polarizada de um transistor *pnp*.

mente a mesma, se as funções dos buracos e elétrons fossem trocadas. Na Fig. 3.3, o transistor *pnp* foi redesenhado sem a polarização base-coletor. Note as semelhanças entre esta situação e aquela do diodo *diretamente polarizado* do Cap. 1. A região de depleção foi reduzida em largura devido à tensão aplicada, resultando em um fluxo denso de portadores majoritários do material tipo p para o material tipo n .

Vamos agora remover a polarização base-emissor do transistor *pnp* da Fig. 3.2a como mostra a Fig. 3.4. Considere as semelhanças entre esta situação e aquela do diodo *reversamente polarizado* da Seção 1.6. Lembre-se de que o fluxo de portadores majoritários é zero, resultando apenas em um fluxo de portadores minoritários, como indicado na Fig. 3.4. Em resumo, portanto:

Uma junção p-n de um transistor está reversamente polarizada, enquanto a outra está diretamente polarizada.

Na Fig. 3.5, ambos os potenciais de polarização foram aplicados a um transistor *pnp*, com o resultante fluxo de portadores majoritários e minoritários indicado. Note na Fig. 3.5 as larguras das regiões de depleção, indicando claramente qual junção está diretamente polarizada e qual está reversamente polarizada. Como indicado na Fig. 3.5, inúmeros portadores majoritários serão injetados através da junção *p-n* diretamente polarizada, no material tipo n . A questão, portanto, é se estes portadores contribuirão diretamente para a corrente de base I_B , ou se passarão diretamente para o material tipo p . Já que o material tipo n , interno, é muito fino e apresenta uma baixa condutividade, um número muito pequeno de tais portadores adotará este caminho de alta resistência para o terminal da base. O valor da corrente de base é tipicamente da ordem de

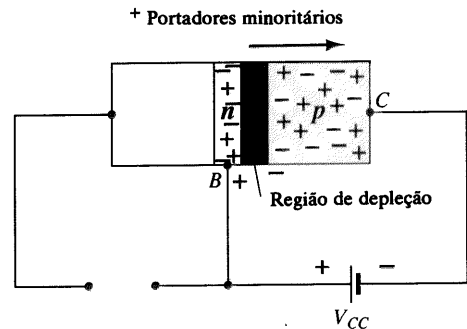


Fig. 3.4 Junção reversamente polarizada de um transistor *pnp*.

microampères, enquanto a corrente de coletor e emissor é de miliampères. Um número maior destes portadores majoritários será injetado, através da junção reversamente polarizada, no material tipo *p* conectado ao terminal de coletor, conforme a Fig. 3.5. A razão da relativa facilidade com que portadores majoritários podem atravessar a junção reversamente polarizada é facilmente compreendida se considerarmos que para o diodo reversamente polarizado os portadores majoritários comportar-se-ão como portadores minoritários no material tipo *n*. Em outras palavras, houve uma *injeção* de portadores minoritários no material tipo *n* da base. Combinando isto com o fato de que todos os portadores minoritários na região de depleção atravessarão a junção reversamente polarizada de um diodo, obtém-se o fluxo indicado da Fig. 3.5.

Aplicando a lei das correntes de Kirchoff ao transistor da Fig. 3.5 como se fosse um nó simples, obtemos

$$I_E = I_C + I_B \quad (3.1)$$

e descobrimos que a corrente de emissor é a soma das correntes de base e coletor. A corrente de coletor, entretanto, é composta de dois elementos — os portadores majoritários e minoritários indicados na Fig. 3.5. A componente de portadores minoritários é chamada *corrente de fuga*, e é dado o símbolo I_{CO} — (corrente I_C com terminal do emissor aberto Open). A corrente de coletor, portanto, é determinada pela Equação 3.2.

$$I_C = I_{C_{\text{majoritário}}} + I_{CO_{\text{minoritário}}} \quad (3.2)$$

Para os transistores usuais, I_C é da ordem de miliampères, enquanto I_{CO} é medido em microampères ou nanoampères. I_{CO} , assim como I_S , para um diodo reversamente polarizado, é sensível à temperatura e deve ser analisado cuidadosamente quando a faixa de variação da temperatura para a aplicação for extensa. Em temperaturas elevadas, este parâmetro pode afetar consideravelmente a estabilidade de um sistema que não considera apropriadamente seu efeito. Melhorias implementadas nas técnicas de construção resultaram em níveis significativamente menores de I_{CO} , chegando a um ponto em que seu efeito pode, na maioria das vezes, ser ignorado.

3.4 CONFIGURAÇÃO BASE-COMUM

A notação e símbolos para o transistor, utilizados atualmente na maioria dos textos e manuais publicados, estão indicados na Fig.

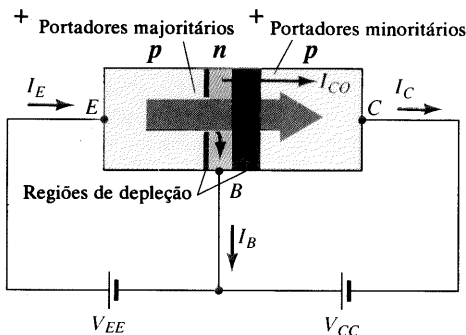


Fig. 3.5 Fluxo de portadores majoritários e minoritários de um transistor *pnp*.

3.6 para a configuração base-comum com transistores *pnp* e *npn*. A terminologia base-comum deriva do fato de a base ser comum tanto à entrada quanto à saída da configuração. Além disso, a base é normalmente o terminal aterrado ou com um nível de potencial mais próximo ao terra. Em todo este livro, os sentidos de corrente irão referir-se ao fluxo convencional (buracos) ao invés de ao fluxo de elétrons. Esta opção foi adotada principalmente pelo fato de uma vasta soma de referências de instituições educacionais e industriais empregarem o fluxo convencional, e as setas em todos os símbolos eletrônicos possuem uma direção definida por esta convenção. Lembre-se de que a seta no símbolo do diodo definia o sentido de condução para a corrente convencional. Para o transistor:

A seta do símbolo gráfico define o sentido da corrente de emissor (fluxo convencional) através do dispositivo.

Todos os sentidos de corrente apresentados na Fig. 3.6 são os sentidos reais, definidos pelo fluxo convencional. Note em cada

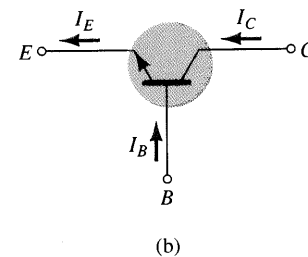
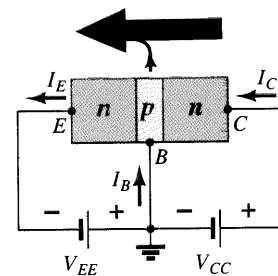
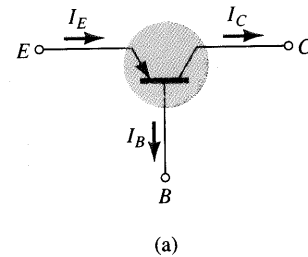
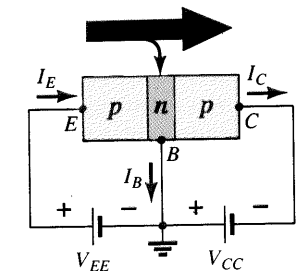


Fig. 3.6 Notação e símbolos utilizados para a configuração-base comum: (a) transistor *pnp*; (b) transistor *npn*.

caso que $I_E = I_C + I_B$. Note também que as polarizações aplicadas (fontes de tensão) são tais que estabelecem uma corrente com o sentido indicado em cada ramo. Ou seja, compare o sentido de I_E à polaridade de V_{EE} para cada configuração, e o sentido de I_C à polaridade de V_{CC} .

Para descrever totalmente o comportamento de um dispositivo de três terminais, como os amplificadores em base-comum da Fig. 3.6, são exigidos dois conjuntos de curvas características — um para o *ponto de excitação*, ou parâmetros de *entrada*, e o outro para a *saída*. O conjunto de entrada para o amplificador em base-comum, mostrado na Fig. 3.7, relacionará uma corrente de entrada (I_E) a uma tensão de entrada (V_{BE}) para vários níveis de tensão de saída (V_{CB}).

O conjunto de saída relacionará uma corrente de saída (I_C) a uma tensão de saída (V_{CB}) para vários níveis de corrente de entrada (I_E), como mostra a Fig. 3.8. O conjunto de curvas características de saída ou de *coletor* tem três regiões de interesse indicadas na Fig. 3.8: *ativa*, *corte* e *saturação*. A região ativa é aquela normalmente empregada para amplificadores lineares (não-distorcidos). Em particular:

Na região ativa, a junção coletor-base está reversamente polarizada, enquanto a junção base-emissor está diretamente polarizada.

A região ativa é definida pelos esquemas de polarização da Fig. 3.6. No extremo inferior da região ativa, a corrente de emissor (I_E) é zero, a corrente de coletor é devida exclusivamente à corrente de saturação reversa I_{CO} , como indicado na Fig. 3.8. O valor de corrente I_{CO} é tão pequeno (microampères) comparado à escala vertical de I_C (miliampères), que ela localiza-se virtualmente na mesma linha horizontal de $I_C = 0$. As condições de circuito que existem quando $I_E = 0$ para a configuração base-comum estão mostradas na Fig. 3.9. A notação utilizada mais amiúde para I_{CO} em folhas de especificação e de dados é, como indicado na Fig. 3.9, I_{CBO} . Devido a técnicas de fabricação avançadas, o valor de I_{CBO} para transistores de propósito geral (sobretudo o silício) na faixa de baixa e média potência é normalmente tão pequeno que o seu efeito pode ser ignorado. Entretanto, para níveis de potência maiores, I_{CBO} ainda se situará na faixa de microampères. Além disso, saiba que I_{CBO} , assim como I_S para o

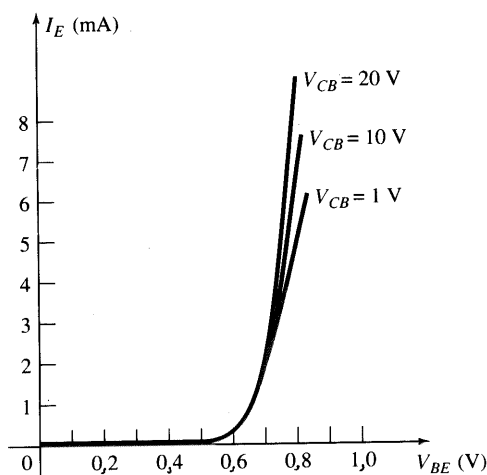


Fig. 3.7 Curvas características de entrada para um transistor amplificador de silício em base-comum.

diodo (ambas correntes de fuga reversas), é sensível à temperatura. Em temperaturas mais elevadas, o efeito de I_{CBO} pode tornar-se um importante fator, uma vez que este aumenta rapidamente a temperatura.

Observe na Fig. 3.8 que à medida que a corrente de emissor aumenta a partir de zero, a corrente de coletor aumenta até um valor essencialmente igual àquele da corrente de emissor, determinada pelas relações básicas de corrente no transistor. Note ainda o efeito quase que desprezível de V_{CB} sobre a corrente de coletor para a região ativa. As curvas indicam claramente *que uma primeira aproximação para a relação entre I_E e I_C na região ativa é dada por*

$$I_C \cong I_E \quad (3.3)$$

Como se pode inferir de seu nome, a região de corte é definida como a região onde a corrente de coletor é 0 A, mostrada na Fig. 3.8. Além disso:

Na região de corte, as junções coletor-base e base-emissor de um transistor estão reversamente polarizadas.

A região de saturação é definida como aquela que se situa à esquerda de $V_{CB} = 0$ V. A escala horizontal foi expandida para mostrar as diferenças marcantes desta região. Observe o aumento exponencial da corrente de coletor à medida que a tensão V_{CB} aumenta em direção a 0V.

Na região de saturação, as junções coletor-base e base-emissor estão diretamente polarizadas.

As curvas características de entrada da Fig. 3.7 revelam que para valores fixos de tensão de coletor (V_{CB}), a corrente de emissor aumenta quando a tensão base-emissor aumenta, comportamento que se assemelha às características do diodo. Na verdade, valores crescentes de V_{CB} têm um efeito tão pequeno que para uma primeira aproximação consideram-se desprezíveis as modificações introduzidas pela variação de V_{CB} , de modo que a curva característica pode ser desenhada tal como mostrado na Fig. 3.10a. Se fizermos uma aproximação de maneira linear da curva, resulta na Fig. 3.10b. Prosseguindo e ignorando a inclinação da curva, e portanto a resistência associada à junção diretamente polarizada, resulta na curva característica da Fig. 3.10c. Para as análises posteriores deste livro, o modelo equivalente da Fig. 3.10c será empregado em toda análise dc de circuitos com transistor. Ou seja, estando o transistor no estado “ligado”, a tensão base-emissor adotada será a seguinte:

$$V_{BE} = 0,7 \text{ V} \quad (3.4)$$

Em outras palavras, o efeito das variações devido à V_{CB} e à inclinação da curva característica de entrada será ignorado. No nosso estudo, desejamos analisar circuitos com transistor de um modo que forneça boas aproximações para os resultados reais, sem se envolver muito com variações de parâmetros de menor importância.

É importante avaliar totalmente a informação obtida da curva característica da Fig. 3.10c. Ela especifica que com o transistor no estado “ligado”, ou ativo, a tensão de base para o emissor será 0,7 V, *qualquer* que seja o valor da corrente de emissor controlada pelo circuito externo. Na verdade, para qualquer configuração de transistor no modo dc, pode-se agora afirmar imediata-

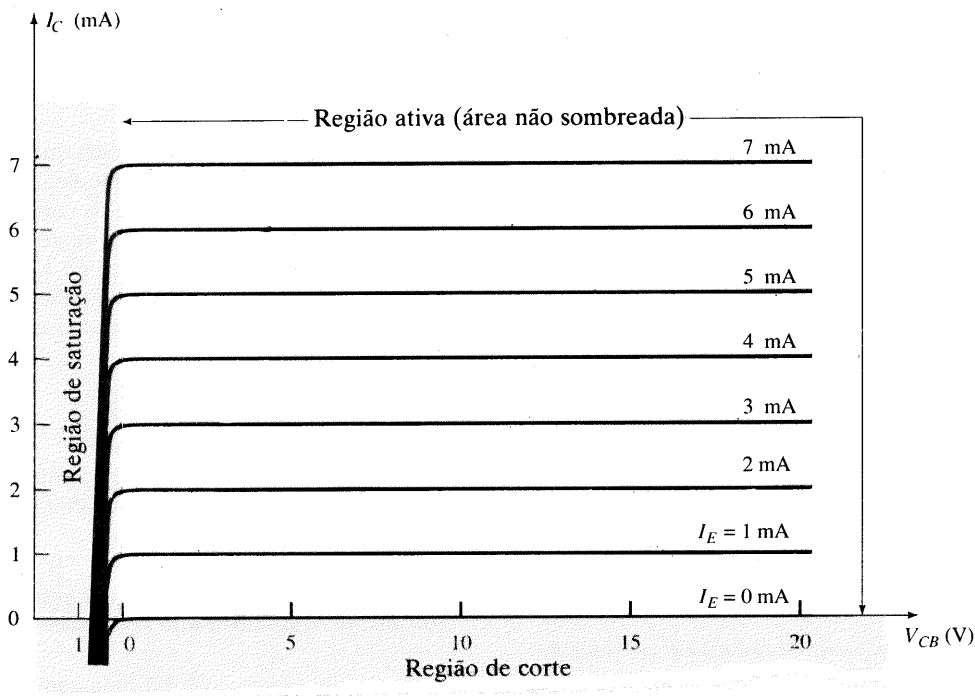


Fig. 3.8 Curvas características de saída ou de coletor para um transistor amplificador em base-comum.

mente que a tensão da base para o emissor é de 0,7 V, se o dispositivo estiver na região ativa — uma conclusão muito importante para a análise dc que vem a seguir.

(d) Novamente da Fig. 3.8, $I_E \cong I_C = 4$ mA. Entretanto, na Fig. 3.10c V_{BE} é 0,7 V para qualquer valor de corrente de emissor.

EXEMPLO 3.1

- (a) Utilizando as curvas características da Fig. 3.8, determine a corrente de coletor resultante de $I_E = 3$ mA e $V_{CB} = 10$ V.
- (b) Utilizando as curvas características da Fig. 3.8, determine a corrente de coletor resultante se I_E permanece em 3 mA, mas V_{CB} é reduzido para 2 V.
- (c) Utilizando as curvas características das Figs. 3.7 e 3.8, determine V_{BE} se $I_C = 4$ mA e $V_{CB} = 20$ V.
- (d) Repita a letra (c) utilizando as curvas características das Figs. 3.8 e 3.10c.

Solução

- (a) A curva característica indica claramente que $I_C \cong I_E = 3$ mA.
- (b) O efeito da variação de V_{CB} é desprezível, e I_C continua a ser 3 mA.
- (c) Da Fig. 3.8, $I_E \cong I_C = 4$ mA. Na Fig. 3.7, o valor resultante de V_{BE} é aproximadamente de 0,74 V.

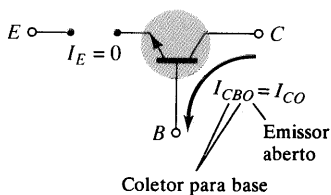


Fig. 3.9 Corrente de saturação reversa.

Alfa (α)

Na análise dc, os valores de I_C e I_E devidos aos portadores majoritários são relacionados por um parâmetro denominado *alfa* e definido pela equação:

$$\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E} \tag{3.5}$$

onde I_C e I_E são os níveis de corrente no ponto de operação. Apesar da curva característica da Fig. 3.8 sugerir que $\alpha = 1$, os dispositivos na prática apresentam valores de alfa variando entre 0,90 e 0,998, sendo que a maioria deles possui um alfa próximo ao extremo superior da faixa. Como alfa é definido exclusivamente para portadores majoritários, a Eq. (3.2) torna-se

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO} \tag{3.6}$$

Para a curva característica da Fig. 3.8, quando $I_E = 0$ mA, I_C é igual a I_{CBO} , entretanto, como já foi mencionado, o valor de I_{CBO} é normalmente tão pequeno que não é possível detectá-lo no gráfico da Fig. 3.8. Em outras palavras, quando $I_E = 0$ mA na Fig. 3.8, assume-se também o valor de 0 mA para a faixa de valores de V_{CB} .

Em situações de análise ac, onde o ponto de operação se move sobre a curva característica, alfa ac é definido por

$$\alpha_{ac} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right|_{V_{CB} = \text{constante}} \tag{3.7}$$

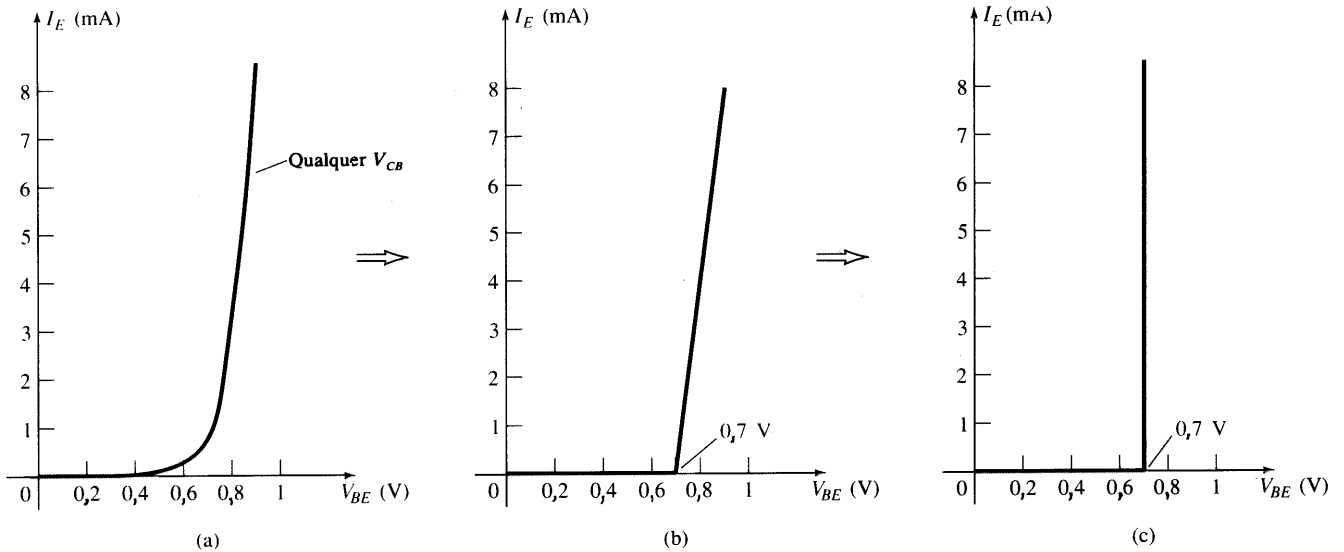


Fig. 3.10 Desenvolvendo um modelo equivalente com análise dc para ser empregado para a região base-emissor de um amplificador.

O alfa ac é formalmente chamado de *base-comum, curto-circuito, fator de amplificação*, por motivos que serão óbvios quando analisarmos os circuitos equivalentes do transistor no Cap. 7. Por enquanto, observe que a Eq. (3.7) especifica que uma pequena variação na corrente de coletor é dividida pela variação correspondente de I_E , com a tensão coletor-base mantida constante. Para a maioria dos casos, os valores de α_{ac} e α_{dc} são bem próximos, permitindo a substituição de um pelo outro. O uso da equação (3.7) será demonstrado na Seção 3.6.

Polarização

A polarização apropriada da configuração base-comum na região ativa pode ser determinada rapidamente, utilizando a aproximação $I_C \cong I_E$ e assumindo, por enquanto, que $I_B \cong 0 \mu A$. O resultado é a configuração da Fig. 3.11 para o transistor *pnp*. A seta do símbolo define o sentido do fluxo convencional para $I_E \cong I_C$. As fontes dc são inseridas com uma polaridade de acordo com o sentido da corrente resultante. Para o transistor *npn*, as polaridades serão invertidas.

Para lembrar o sentido correto da seta do símbolo do transistor, alguns estudantes associam as letras que formam o nome do tipo do transistor com certas letras das frases "apontando para dentro" e "não apontando para dentro". Por exemplo, pode-se

associar as letras *nnp* com aquelas em *itálico de não apontando para dentro* e as letras *pnp* com aquelas em *itálico de apontando para dentro*.*

3.5 TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR

Agora que a relação entre I_C e I_E foi estabelecida na Seção 3.4, a operação básica de amplificação do transistor pode ser introduzida, mesmo que a um nível superficial, utilizando a estrutura da Fig. 3.12. A polarização dc não aparece na figura, já que nosso interesse será limitado à resposta ac. Para a configuração base-comum, a resistência de entrada ac determinada pela curva característica da Fig. 3.7 é extremamente pequena, e varia de 10 até 100 Ω . A resistência de saída determinada pelas curvas da Fig. 3.8 é extremamente alta (quanto mais horizontal a curva, mais alta a resistência) e varia tipicamente entre 50 k Ω e 1 M Ω (100 k Ω para o transistor da Fig. 3.12). A diferença de valores entre as resistências de entrada e saída é devida à junção diretamente polarizada na entrada (base para emissor) e à junção reversamente polarizada na saída (base para coletor). Utilizando um valor usual de 20 Ω para a resistência de entrada, concluiremos que

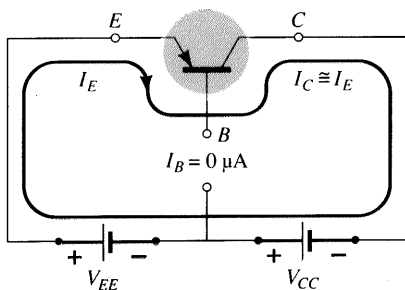


Fig. 3.11 Estabelecendo a polarização apropriada para um transistor *pnp*, em base comum na região ativa.

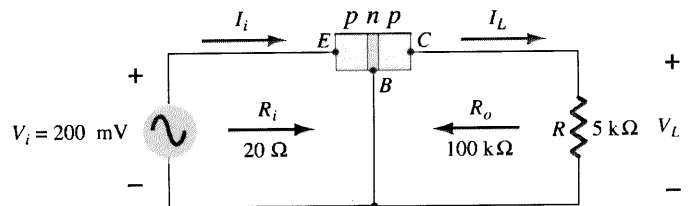


Fig. 3.12 Operação básica de amplificação de tensão da configuração base-comum.

* N.T.: A tradução deste parágrafo para o português não faz muito sentido, uma vez que o autor faz associação com palavras em inglês.

$$I_i = \frac{V_i}{R_i} = \frac{200 \text{ mV}}{20 \Omega} = 10 \text{ mA}$$

Se assumirmos, por enquanto, que $\alpha_{ac} = 1$ ($I_c = I_e$),

$$I_L = I_i = 10 \text{ mA}$$

$$V_L = I_L R$$

$$= (10 \text{ mA})(5 \text{ k}\Omega)$$

$$= 50 \text{ V}$$

A amplificação de tensão é

$$A_v = \frac{V_L}{V_i} = \frac{50 \text{ V}}{200 \text{ mV}} = 250$$

Valores típicos de amplificação de tensão para a configuração base-comum variam de 50 até 300. A amplificação de corrente (I_c/I_E) é sempre menor do que 1 para a configuração base-comum. Esta última característica é óbvia, já que $I_c = \alpha I_e$, e α é sempre menor do que 1.

A operação básica de amplificação foi produzida transferindo-se uma corrente I de um circuito de baixa resistência para um circuito de alta resistência. A combinação destes dois termos em itálico resulta no nome *transistor*; isto é,

transferência + resistor \rightarrow *transistor*

3.6 CONFIGURAÇÃO EMISSOR-COMUM

A configuração mais freqüentemente utilizada para o transistor aparece na Fig. 3.13, com transistores *pnp* e *npn*. É denominada *configuração emissor-comum*, uma vez que o emissor é comum com relação aos terminais de entrada e saída (neste caso, comum

aos terminais de coletor e base). Dois conjuntos de curvas características são novamente necessários para descreverem totalmente o comportamento da configuração emissor-comum: um para o circuito de *entrada* ou *base-emissor* e um para o circuito de *saída* ou *coletor-emissor*. Ambos são mostrados na Fig. 3.14.

As correntes de emissor, coletor e base são mostradas com o sentido convencional adotado para as correntes. Apesar de a configuração para o transistor ter sido mudada, as relações de corrente desenhovidas anteriormente para a configuração base-comum são ainda aplicáveis. Isto é, $I_E = I_C + I_B$ e $I_C = \alpha I_E$.

Para a configuração emissor-comum, as características de saída são representadas pelo gráfico da corrente de saída (I_C) versus a tensão de saída (V_{CE}), para uma faixa de valores de corrente de entrada (I_B). As características de entrada são representadas pelo gráfico de corrente de entrada (I_B) versus a tensão de entrada (V_{BE}), para uma faixa de valores de tensão de saída (V_{CE}).

Observe que nas características apresentadas pela Fig. 3.14 o valor de I_B está em microampères, comparado aos miliampères de I_C . Considere também que as curvas de I_B não estão tão horizontais quanto aquelas obtidas para I_E na configuração base-comum, indicando que a tensão coletor-emissor influencia no valor da corrente de coletor.

A região ativa para a configuração emissor-comum é a porção do quadrante superior direito que apresenta a maior linearidade, isto é, a região na qual as curvas de I_B são mais ou menos retas e estão igualmente espaçadas. Na Fig. 3.14a, esta região situa-se à direita da linha vertical em V_{CEsat} e acima da curva para I_B igual a zero. A região à esquerda de V_{CEsat} é chamada região de saturação.

Na região ativa de um amplificador em emissor-comum, a junção coletor-base está reversamente polarizada, enquanto a junção base-emissor está diretamente polarizada.

Observe que a afirmação acima estabelece as mesmas condições que existiam na região ativa da configuração base-comum.

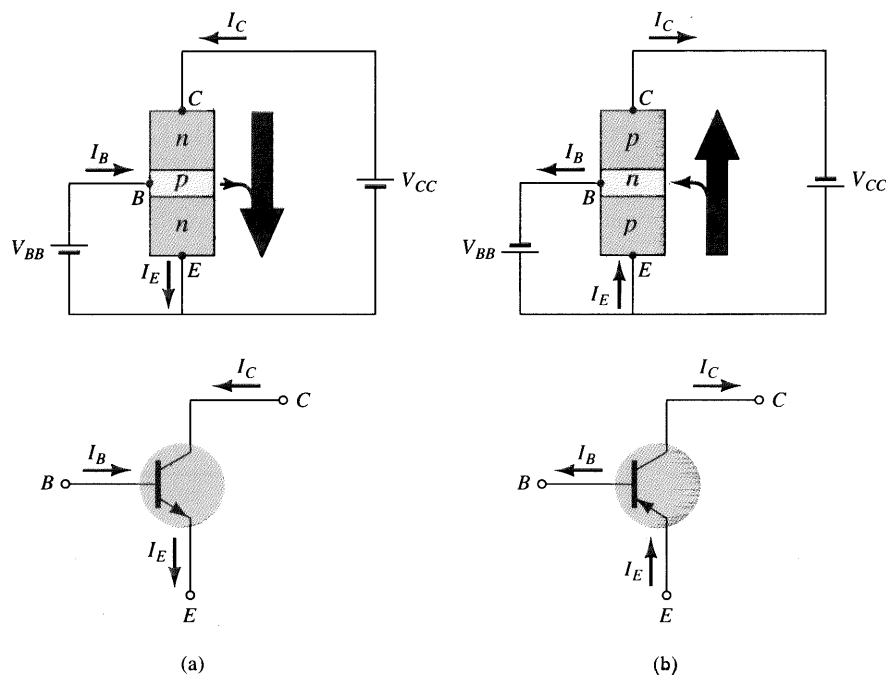


Fig. 3.13 Notação e símbolos utilizados na configuração emissor-comum: (a) transistor *npn*; (b) transistor *pnp*.

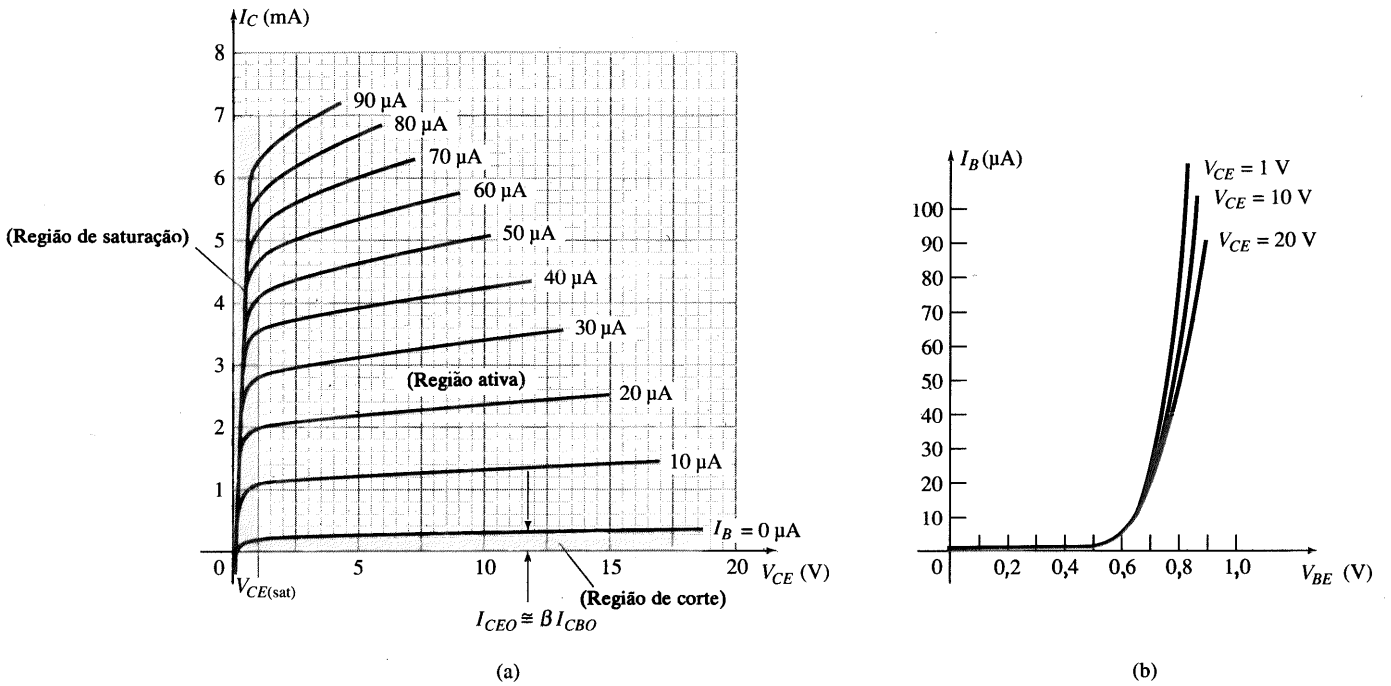


Fig. 3.14 Curva característica de um transistor de silício na configuração emissor-comum: (a) características do coletor; (b) características de base.

A região ativa da configuração emissor-comum pode ser empregada para amplificação de tensão, corrente ou potência.

A região de corte da configuração emissor-comum não é definida da mesma maneira estabelecida para a configuração base-comum. Note nas características de coletor da Fig. 3.14 que I_C não é igual a zero quando I_B é zero. Para a configuração base-comum, quando a corrente de entrada I_E era igual a zero, a corrente de coletor era igual somente à corrente de saturação reversa I_{CO} , de modo que a curva $I_E = 0$ e o eixo das tensões eram considerados coincidentes.

A razão para esta diferença observada nas características de coletor pode derivar de uma manipulação apropriada das Eqs. (3.3) e (3.6). Ou seja,

$$\text{Eq. (3.6): } I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

Substituindo, vem $I_C = \alpha(I_C + I_B) + I_{CBO}$

$$\text{Rearranjando, aparece } I_C = \frac{\alpha I_B}{1 - \alpha} + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \quad (3.8)$$

Se considerarmos o caso discutido acima, onde $I_B = 0 A$, e substituirmos por um valor típico de α , tal como 0,996, a corrente de coletor resultante é a seguinte:

$$I_C = \frac{\alpha(0 A)}{1 - \alpha} + \frac{I_{CBO}}{1 - 0,996} = \frac{I_{CBO}}{0,004} = 250 I_{CBO}$$

Se I_{CBO} fosse 1 μA , a corrente de coletor resultante com $I_B = 0 A$ seria 250(1 μA) = 0,25 mA, refletindo na curva característica da Fig. 3.14.

Como referência futura, a corrente de coletor definida para a condição $I_B = 0 \mu A$ terá a notação indicada pela Eq. (3.9)

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha} \Big|_{I_B = 0 \mu A} \quad (3.9)$$

Na Fig. 3.15, as condições que envolvem esta corrente são demonstradas com o seu sentido de referência assinalado.

Para uma amplificação linear (distorção mínima), a região de corte para a configuração emissor-comum será definida por $I_C = I_{CEO}$.

Em outras palavras, a região abaixo de $I_B = 0 \mu A$ deve ser evitada para que o sinal não seja distorcido.

Quando empregado como chave em um circuito lógico de computador, o transistor terá dois pontos de operação de interesse: um na região de corte e outro na região de saturação. A condição de corte deveria idealmente estabelecer $I_C = 0 mA$ para a tensão V_{CE} escolhida. Como o valor de I_{CEO} é tipicamente baixo para o silício, o corte em termos de chaveamento ocorrerá quando $I_B = 0 \mu A$ ou $I_C = I_{CEO}$, para transistores de silício somente. Para transistores de germânio, entretanto, o corte para o chaveamento ocorrerá quando houver as condições resultantes de $I_C = I_{CBO}$. Em geral, esta condição pode ser obtida em transistor de germânio, invertendo-se a polarização da junção base-emissor em algumas dezenas de volts.

Lembre-se de que, para a configuração base-comum, o conjunto de curvas características para a entrada era aproximadamente uma linha reta, resultando em $V_{BE} = 0,7 V$ para qualquer valor de I_E maior do que 0 mA. Para a configuração emissor-comum,

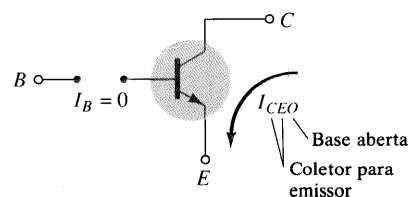


Fig. 3.15 Condições do circuito relacionadas a I_{CEO} .

a mesma consideração pode ser feita, resultando na Fig. 3.16. Os resultados apóiam nossa conclusão anterior de que para um transistor na região ativa ou “ligada” a tensão base-emissor é de 0,7 V. Neste caso, a tensão está fixa para qualquer valor de corrente de base.

EXEMPLO 3.2

- (a) Utilizando as características da Fig. 3.14, determine I_C em $I_B = 30 \mu A$ e $V_{CE} = 10 V$.
- (b) Utilizando as características da Fig. 3.14, determine I_C em $V_{BE} = 0,7 V$ e $V_{CE} = 15 V$.

Solução

- (a) Na interseção de $I_B = 30 \mu A$ e $V_{CE} = 10 V$, $I_C = 3,4 mA$.
- (b) Utilizando a Fig. 3.14b, $I_B = 20 \mu A$ em $V_{BE} = 0,7 V$. Da Fig. 3.14a, descobrimos que $I_C = 2,5 mA$ na interseção de $I_B = 20 \mu A$ em $V_{CE} = 15 V$.

Beta (β)

Na análise dc os valores de I_C e I_B são relacionados por um parâmetro denominado *beta* e definido pela seguinte equação:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} \tag{3.10}$$

onde I_C e I_B são determinados por um ponto de operação particular na curva característica. Os dispositivos na prática apresentam valores de β que variam tipicamente de 50 até 400, concentrados, em sua grande maioria, no meio da faixa. Assim como α , β certamente mostra o valor relativo de uma corrente em relação a outra. Para um dispositivo com um β de 200, a corrente de coletor é 200 vezes maior do que a corrente de base.

Nas folhas de especificações, β_{dc} é normalmente incluído como h_{FE} , com h derivado de circuito equivalente ac híbrido, a

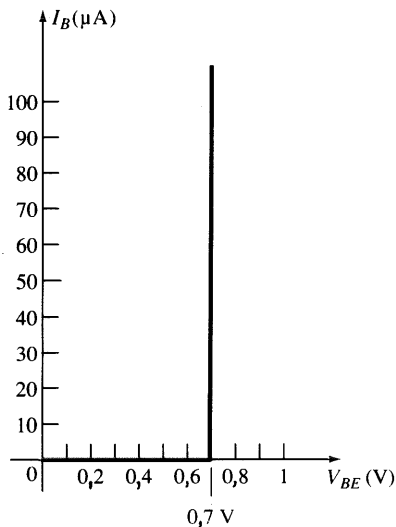


Fig. 3.16 Aproximação linear equivalente à curva característica do transistor da Fig. 3.14b.

ser introduzido no Cap. 7. As letras *FE* são derivadas da amplificação de corrente direta (*forward*) e configuração *emissor-comum*, respectivamente.

Para a análise ac, um beta ac foi definido como se segue:

$$\beta_{ac} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} \tag{3.11}$$

O nome formal para β_{ac} é *fator de amplificação de corrente direta em emissor-comum*. Uma vez que a corrente de coletor é, normalmente, a corrente de saída para a configuração emissor-comum, e a corrente de base é a corrente de entrada, o termo *amplificação* é incluído na nomenclatura acima.

A Equação (3.11) é semelhante em formato à equação para α_{ac} na Seção 3.4. O procedimento para a obtenção de α_{ac} das curvas características não foi descrito por causa da dificuldade de se medir variações de I_C e I_E nas curvas. A Equação (3.11), entretanto, pode ser descrita com alguma clareza e, na verdade, o resultado pode ser utilizado para se determinar α_{ac} , utilizando uma equação a ser descrita em breve.

Nas folhas de especificação, β_{ac} é normalmente incluído como h_{fe} . Observe que a única diferença entre a notação utilizada para o beta dc, especificamente, $\beta_{dc} = h_{FE}$, é o tipo de letra subscrita. A letra minúscula h continua se referindo ao circuito equivalente híbrido a ser descrito no Cap. 7, e fe refere-se ao ganho de corrente direita (*forward*) na configuração emissor-comum.

A utilização da Eq. (3.11) é mais bem descrita através de um exemplo numérico, utilizando o conjunto de características mostrado na Fig. 3.14a e repetido na Fig. 3.17. Vamos determinar β_{ac} para uma região do gráfico definida pelo ponto de operação $I_B = 25 \mu A$ e $V_{CE} = 7,5 V$, como indicado na Fig. 3.17. A restrição de V_{CE} ser constante exige que uma linha vertical seja desenhada através do ponto de operação $V_{CE} = 7,5 V$. Em qualquer ponto desta linha vertical, a tensão V_{CE} é de 7,5 V, uma constante. A variação em I_B (ΔI_B) como a que aparece na Eq. (3.11) é, portanto, definida pela escolha de dois pontos acima e abaixo do ponto Q , ao longo de uma linha vertical, com distâncias aproximadamente iguais em relação ao ponto Q . Para esta situação, as curvas $I_B = 20 \mu A$ e $I_B = 30 \mu A$ atendem à exigência sem se distanciarem muito do ponto Q . As curvas também estabelecem valores para I_B , sendo desnecessária a interpolação de valores. Deve ser mencionado que a melhor determinação é normalmente feita mantendo-se ΔI_B no menor possível. Nas duas interseções de I_B e o eixo vertical, os dois valores de I_{C1} e I_{C2} são obtidos do eixo das ordenadas. O β_{ac} resultante para a região pode ser determinado por

$$\begin{aligned} \beta_{ac} &= \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}} \\ &= \frac{3,2 mA - 2,2 mA}{30 \mu A - 20 \mu A} = \frac{1 mA}{10 \mu A} \\ &= 100 \end{aligned}$$

A solução acima revela que, para uma entrada ac na base, a corrente de coletor será aproximadamente 100 vezes maior do que a corrente de base.

Se determinarmos o beta dc no ponto Q :

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2,7 mA}{25 \mu A} = 108$$

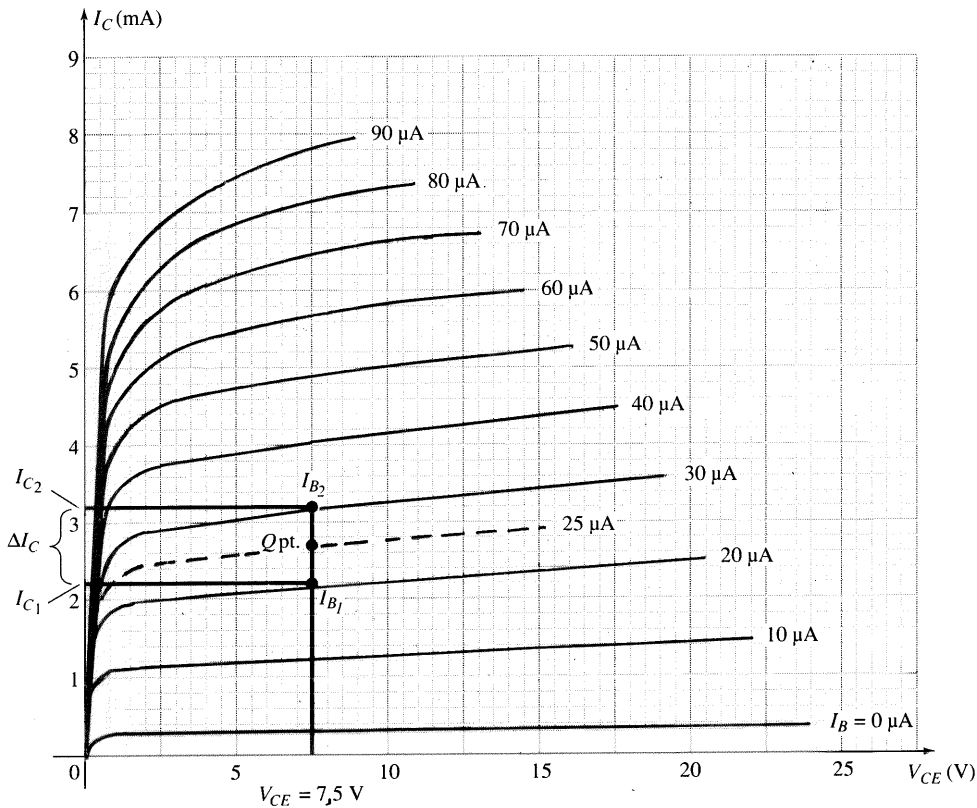


Fig. 3.17 Determinando β_{ac} e β_{dc} das curvas características para o coletor.

Embora não sejam exatamente iguais, em geral, os valores de β_{ac} e β_{dc} são bem próximos e podem ser empregados indistintamente. Isto é, se β_{ac} é conhecido, assume-se que o valor de β_{dc} seja mais ou menos o mesmo, e vice-versa. Tenha em mente que em um mesmo lote o valor de β_{ac} irá variar de um transistor para outro, apesar de todos os transistores possuírem o mesmo número de código. A variação pode não ser significativa, mas, para a maioria das aplicações, é certamente suficiente para validar a aproximação feita acima. Genericamente, quanto menor for o valor de I_{CEO} , mais próximos são os valores dos dois betas. O que se verifica na prática são valores de I_{CEO} cada vez menores, validando a aproximação anterior.

Se as curvas características têm o aspecto mostrado na Fig. 3.18, o valor de β_{ac} é o mesmo em qualquer região das curvas. Observe que o intervalo para I_B é constante e igual a $10 \mu A$, e a distância vertical entre as curvas é a mesma em qualquer ponto — neste caso, 2 mA. O cálculo do valor de β_{ac} no ponto Q indicado resulta em

$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{V_{CE}=\text{constante}} = \frac{9 \text{ mA} - 7 \text{ mA}}{45 \mu A - 35 \mu A} = \frac{2 \text{ mA}}{10 \mu A} = 200$$

A determinação do beta dc no mesmo ponto Q resulta em

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{8 \text{ mA}}{40 \mu A} = 200$$

revelando que, se as curvas têm o aspecto mostrado na Fig. 3.18, o valor de β_{ac} e β_{dc} será o mesmo em qualquer ponto da curva. Em particular, note que $I_{CEO} = 0 \mu A$.

Embora na prática não se encontre um conjunto de transistores com curvas características exatamente iguais às da Fig. 3.18,

esta fornece um conjunto de curvas características que pode ser comparado aos resultados obtidos de um traçador de curva (a ser descrito em breve).

Na análise a seguir, o subscrito dc ou ac não será empregado para β , evitando-se, assim, que as expressões tenham símbolos desnecessários. Para situações de análise dc, β será reconhecido simplesmente como β_{dc} , e para a análise ac, β_{ac} . Se um valor de β é especificado para uma configuração em particular do transistor, normalmente serão realizados ambos os cálculos, dc e ac.

Utilizando-se as relações básicas desenvolvidas até o momento, uma expressão pode ser desenvolvida relacionando β e α . Usando $\beta = I_C/I_B$, temos $I_B = I_C/\beta$, e de $\alpha = I_C/I_E$, temos $I_E = I_C/\alpha$. Substituindo em

$$I_E = I_C + I_B$$

nós temos

$$\frac{I_C}{\alpha} = I_C + \frac{I_C}{\beta}$$

e dividindo ambos os lados da equação por I_C resulta em

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

ou

$$\beta = \alpha\beta + \alpha = (\beta + 1)\alpha$$

portanto

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

(3.12a)

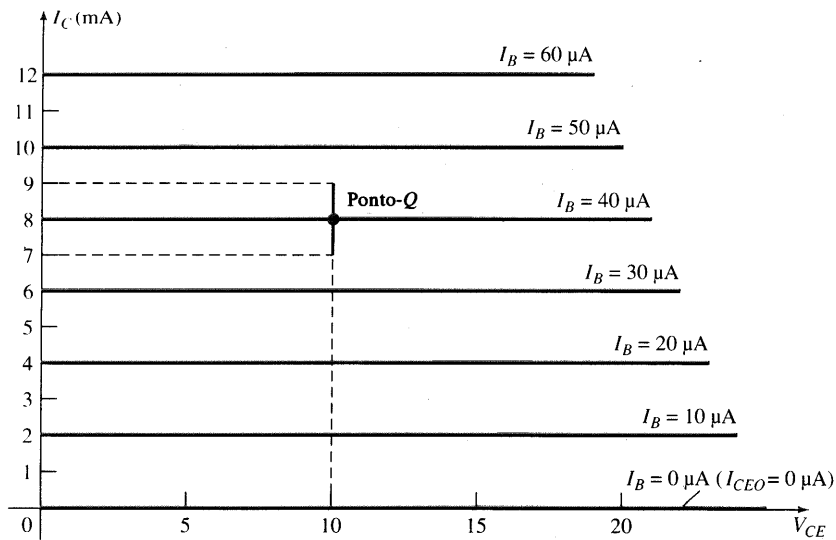


Fig. 3.18 Curvas características nas quais β_{ac} é o mesmo em qualquer ponto, e $\beta_{ac} = \beta_{dc}$.

ou
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (3.12b)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (3.14)$$

Além disso, lembre que

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha}$$

mas usando a equivalência

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

chegamos a

$$I_{CEO} = (\beta + 1)I_{CBO}$$

ou
$$I_{CEO} \cong \beta I_{CBO} \quad (3.13)$$

como indicado na Fig. 3.14a. Beta é um parâmetro particularmente importante, porque fornece uma relação direta entre níveis de corrente dos circuitos de entrada e saída para uma configuração emissor-comum. Isto é

e já que

$$I_E = I_C + I_B \\ = \beta I_B + I_B$$

nós temos

$$I_E = (\beta + 1)I_B \quad (3.15)$$

As duas equações acima têm um papel importante na análise desenvolvida no Cap. 4.

Polarização

A polarização apropriada de um amplificador em emissor-comum pode ser determinada de maneira semelhante àquela introduzida para a configuração base-comum. Vamos assumir que temos um transistor *npn* tal como mostra a Fig. 3.19a, e a proposta é polarizar apropriadamente o dispositivo para operá-lo na região ativa.

O primeiro passo é indicar o sentido de I_E , determinado pela seta no símbolo do transistor da Fig. 3.19b. Em seguida, outras

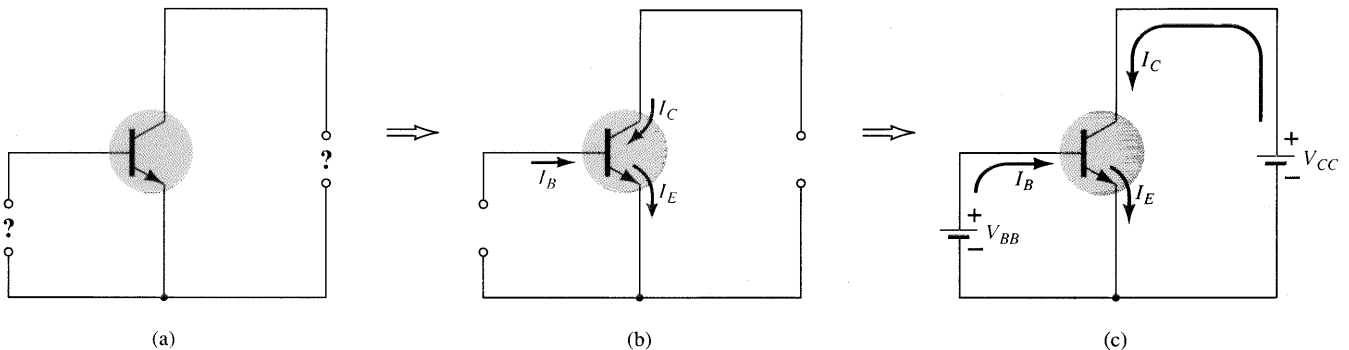


Fig. 3.19 Determinando a polarização apropriada para um transistor *npn* em configuração emissor-comum.

correntes são introduzidas como mostrado, sabendo-se que $I_C + I_B = I_E$, segundo a lei das correntes de Kirchoff. Finalmente, as fontes são introduzidas com polaridades que estão de acordo com os sentidos de I_B e I_C . A mesma abordagem pode ser feita para os transistores *pnp*. Se o transistor da Fig. 3.19 fosse um transistor *pnp*, todas as correntes e polaridades da Fig. 3.19c seriam invertidas.

3.7 CONFIGURAÇÃO COLETOR-COMUM

A terceira e última configuração utilizada é a *configuração coletor-comum* mostrada na Fig. 3.20 com as notações adequadas de tensão e corrente. A configuração coletor-comum é utilizada principalmente para o casamento de impedância, uma vez que esta configuração apresenta uma alta impedância de entrada e uma baixa impedância de saída, revelando-se em uma situação diferente daquela encontrada para as configurações coletor-comum e base-comum.

Uma configuração coletor-comum está mostrada na Fig. 3.21 com o resistor de carga conectado do emissor para a terra. Apesar de o transistor estar conectado de uma forma que se assemelha à configuração emissor-comum, o coletor está aterrado. Do ponto de vista de projeto, não há necessidade de um conjunto de curvas características sobre a configuração coletor-comum, para escolher os parâmetros do circuito da Fig. 3.21. O projeto pode ser feito, utilizando-se as características do emissor-comum da Seção 3.6. Na prática, as curvas características de saída para a configuração coletor-comum são iguais às curvas características da configuração emissor-comum. Para a configuração coletor-comum, o gráfico de I_E versus V_{EC} para um conjunto de valores de I_B representa a curva característica da saída. A corrente de entrada, portanto, é a mesma para as configurações coletor-comum e emissor-comum. O eixo horizontal representando a tensão para a configuração coletor-comum é obtido simplesmente

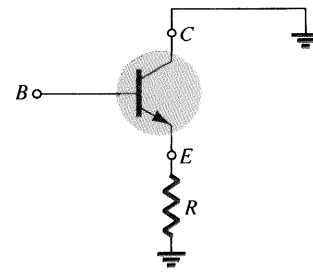


Fig. 3.21 Configuração coletor-comum utilizada para casamento de impedância.

se invertendo o sinal da tensão coletor-emissor das curvas. Finalmente, há uma diferença sutil na escala vertical de I_C para as curvas do emissor-comum, se I_C é substituído por I_E para as curvas características do coletor-comum (pois $\alpha \cong 1$). Para o circuito de entrada da configuração coletor-comum, as curvas características levantadas para a base do emissor-comum são suficientes para se obter as informações necessárias.

3.8 LIMITES DE OPERAÇÃO

Para cada transistor, há uma região de operação nas curvas que assegura que os limites para o transistor serão respeitados e que o sinal de saída conterá um mínimo de distorção. Esta região foi definida para as curvas características de um transistor da Fig. 3.22. Todos os limites de operação são definidos, baseados em uma folha de especificações típica, descrita na Seção 3.9.

Alguns dos limites de operação são auto-explicativos, como a corrente máxima de coletor (normalmente referida nas folhas de especificações como corrente de coletor *contínua*) e a tensão máxima coletor-emissor (frequentemente abreviada como V_{CEO}

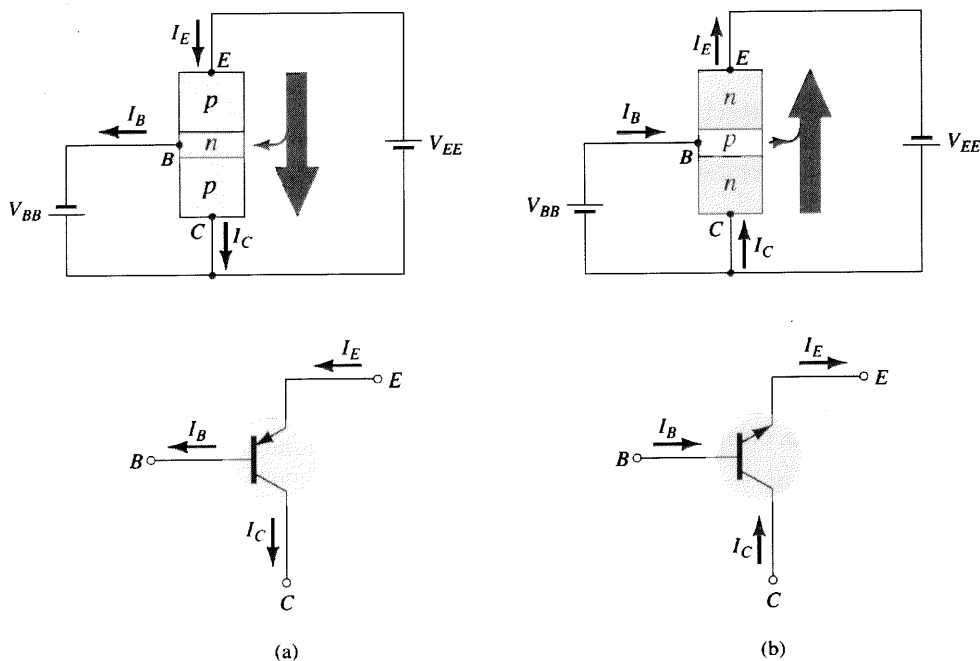


Fig. 3.20 Notação e símbolos utilizados para a configuração coletor-comum: (a) transistor *pnp*; (b) transistor *nnp*.

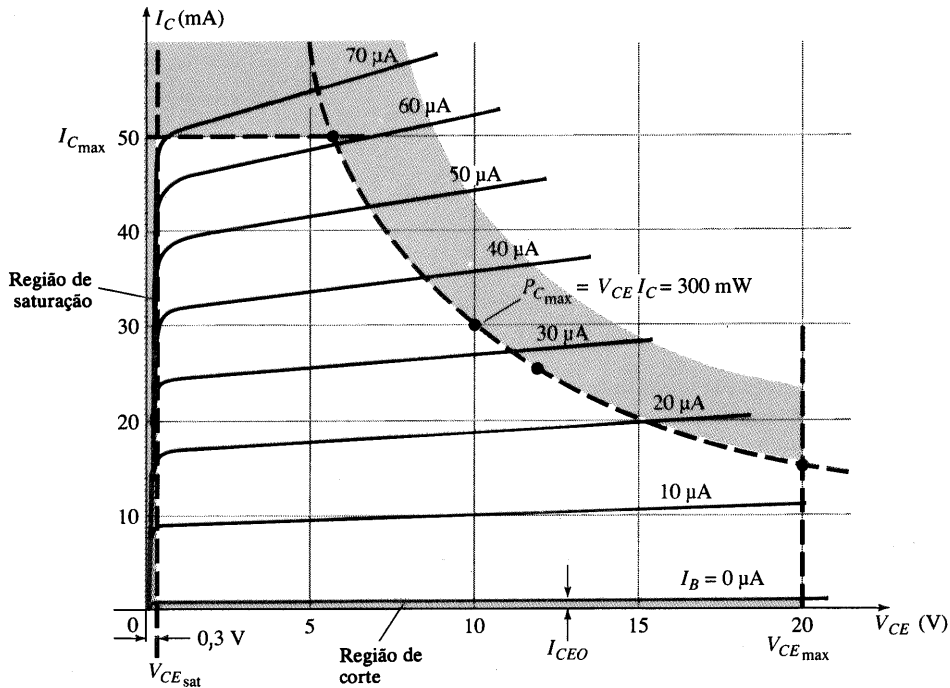


Fig. 3.22 Definindo a região linear (sem distorção) de operação do transistor.

ou $V_{(BR)CEO}$ na folha de especificação). Para o transistor da Fig. 3.22, I_{Cmax} e V_{CE0} foram especificados como sendo de 50 mA e 20 V, respectivamente. A linha vertical no gráfico, representando V_{CEsat} , especifica o valor mínimo de V_{CE} que pode ser aplicado sem que o transistor caia na região não-linear, denominada região de saturação. Em geral, o valor da V_{CEsat} é de cerca de 0,3 V especificada para este transistor.

O valor máximo de dissipação de potência é determinado pela seguinte equação:

$$P_{Cmax} = V_{CE} I_C \quad (3.16)$$

Para o dispositivo da Fig. 3.22, a potência de coletor dissipada é de 300 mW. A questão que surge é de como traçar a curva de dissipação de potência de coletor, especificada pelo fato de que

$$P_{Cmax} = V_{CE} I_C = 300 \text{ mW}$$

ou

$$V_{CE} I_C = 300 \text{ mW}$$

Em qualquer ponto das curvas, o produto de V_{CE} por I_C deve ser igual a 300 mW. Se escolhermos o valor de I_C máximo, 50 mA, e substituirmos na relação acima, obtemos

$$V_{CE} I_C = 300 \text{ mW}$$

$$V_{CE}(50 \text{ mA}) = 300 \text{ mW}$$

$$V_{CE} = \frac{300 \text{ mW}}{50 \text{ mA}} = 6 \text{ V}$$

Como resultado, achamos que $I_C = 50 \text{ mA}$, portanto $V_{CE} = 6 \text{ V}$ na curva de dissipação de potência, como indicado na Fig. 3.22.

Se agora escolhermos o valor máximo de V_{CE} , 20 V, o valor de I_C é o seguinte:

$$(20 \text{ V}) I_C = 300 \text{ mW}$$

$$I_C = \frac{300 \text{ mW}}{20 \text{ V}} = 15 \text{ mA}$$

definindo um segundo ponto na curva de potência.

Escolhendo agora um valor intermediário de I_C , como, por exemplo, 25 mA, e solucionando para o valor resultante de V_{CE} , obtemos

$$V_{CE}(25 \text{ mA}) = 300 \text{ mW}$$

e

$$V_{CE} = \frac{300 \text{ mW}}{25 \text{ mA}} = 12 \text{ V}$$

como indicado também na Fig. 3.22.

Uma estimativa grosseira da curva real pode normalmente ser obtida utilizando-se os três pontos definidos acima. É claro que, quanto mais pontos você tem, mais precisa é a curva; entretanto uma estimativa aproximada é quase sempre suficiente.

A região de corte é definida como a região abaixo de $I_C = I_{CEO}$. Esta região também deve ser evitada para que o sinal de saída apresente o mínimo de distorção. Nas folhas de especificações, somente I_{CBO} é fornecida. Deve-se utilizar a equação $I_{CEO} = \beta I_{CBO}$ para que se tenha alguma idéia do nível de corte. A operação na região resultante da Fig. 3.22 assegurará uma distorção mínima do sinal de saída e valores de corrente e tensão que não danificarão o dispositivo.

Se as curvas características não estão disponíveis ou não constam da folha de especificações (o que normalmente ocorre), deve-se simplesmente assegurar que I_C , V_{CE} e o seu produto $V_{CE} I_C$ se situem nos intervalos determinados pela Eq. 3.17.

$$\begin{aligned} I_{CEO} &\leq I_C \leq I_{C_{\max}} \\ V_{CE_{\text{sat}}} &\leq V_{CE} \leq V_{CE_{\max}} \\ V_{CE} I_C &\leq P_{C_{\max}} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Para a configuração base-comum, a curva de máxima potência é definida pelo seguinte produto dos parâmetros de saída:

$$P_{C_{\max}} = V_{CE} I_C \quad (3.18)$$

3.9 FOLHA DE ESPECIFICAÇÕES DO TRANSISTOR

Já que a folha de especificações é o elo de comunicação entre o fabricante e o usuário, torna-se muito importante que a informação fornecida seja reconhecida e corretamente compreendida. Embora, até então, não tenham sido apresentados todos os parâmetros, a partir deste momento um vasto número deles passará a ser familiar ao leitor. Os parâmetros restantes serão introduzidos em capítulos posteriores. A referência será, portanto, feita a esta folha de especificações, para rever a maneira em que o parâmetro é apresentado.

A informação fornecida na Fig. 3.23 é retirada diretamente de *Transistores de pequenos sinais, FET's, e Diodos*, que são publicações preparadas pela Motorola Inc. O 2N4123 é um transistor *npn* de aplicação geral com a identificação do encapsulamento e dos terminais mostrados no canto superior direito da Fig. 3.23a. Grande parte das folhas de especificações são divididas em *Valores nominais máximos, características térmicas, e características elétricas*. As características elétricas são divididas posteriormente em “ligado”, “desligado” e características para pequenos sinais. As características “ligado” e “desligado” referem-se a limites dc, enquanto as características de pequenos sinais incluem os parâmetros importantes para a operação ac.

Observe na lista de valores máximos permitidos (Maximum Ratings) que $V_{CE_{\max}} = V_{CEO} = 30 \text{ V}$ com $I_{C_{\max}} = 200 \text{ mA}$. A dissipação máxima permitida para o dispositivo (*total device dissipation*) é 625 mW. O fator de redução de capacidade (*derating factor*) especifica que o valor máximo de potência dissipada deve diminuir 5 mW a cada 1° de aumento na temperatura acima de 25°C. Nas características “desligado” (“off”), I_{CBO} é especificado como sendo de 50 nA, e nas características “ligado” (“on”) $V_{CE_{\text{sat}}} = 0,3 \text{ V}$. O valor previsto para h_{FE} varia de 50 até 150 em $I_C = 2 \text{ mA}$ e $V_{CE} = 1 \text{ V}$, e um valor mínimo de 25 em um valor mais alto de corrente (50 mA) na mesma tensão.

Os limites de operação foram agora definidos para o dispositivo, e são repetidos abaixo no formato da Eq. (3.17), utilizando $h_{FE} = 150$ (limite superior) e $I_{CEO} \cong \beta I_{CBO} = (150)(50 \text{ nA}) = 7,5 \mu\text{A}$. Certamente, para muitas aplicações o valor $7,5 \mu\text{A} = 0,0075 \text{ mA}$ pode ser considerado como sendo de 0 mA.

Limites de Operação

$$7,5 \mu\text{A} \leq I_C \leq 200 \text{ mA}$$

$$0,3 \text{ V} \leq V_{CE} \leq 30 \text{ V}$$

$$V_{CE} I_C \leq 650 \text{ mW}$$

Nas características para pequenos sinais (*small-signal characteristics*) o valor de $h_{fe}(\beta_{ac})$ é fornecido juntamente com

um gráfico da Fig. 3.23f, que apresenta sua variação com a corrente de coletor. Na Fig. 3.23j, o efeito da temperatura e da corrente de coletor no valor de $h_{FE}(\beta_{ac})$ é demonstrado. À temperatura ambiente (25°C) observe que $h_{FE}(\beta_{dc})$ apresenta um valor máximo de 1 em aproximadamente 8 mA. À medida que I_C aumenta a partir deste valor, h_{FE} cai a metade em $I_C = 50 \text{ mA}$. Se I_C diminui para 0,15 mA, h_{FE} também se reduz a metade. Como se trata de uma curva *normalizada*, se empregarmos um transistor com $\beta_{dc} = h_{FE} = 50$ a temperatura ambiente, o valor máximo em 8 mA é de 50. Em $I_C = 50 \text{ mA}$, h_{FE} cai para $50/2 = 25$. Em outras palavras, normalizar significa que o valor real de h_{FE} , para qualquer valor de I_C , foi dividido pelo valor máximo de h_{FE} naquela temperatura e $I_C = 8 \text{ mA}$. Observe ainda que a escala horizontal da Fig. 3.23j é uma escala logarítmica. Escalas logarítmicas são examinadas a fundo no Cap. 11. Quando encontrar tempo, você pode desejar voltar os gráficos desta seção para rever as primeiras seções do Cap. 11.

Antes de abandonarmos a descrição das características, tome nota do fato de as características reais do coletor não serem fornecidas. Na verdade, a maioria das folhas de especificações, oferecidas por grande parte dos fabricantes, falha ao não dar as características completas. Em um projeto, espera-se que os dados fornecidos sejam suficientes para que se utilize o dispositivo efetivamente.

Como se observou na introdução desta seção, nem todos os parâmetros da folha de especificações foram definidos nas seções ou capítulos anteriores. Entretanto a folha de especificações fornecida na Fig. 3.23 será mencionada continuamente nos capítulos seguintes, à medida que parâmetros forem introduzidos. A folha de especificações pode ser uma ferramenta extremamente útil no projeto e na análise, e todo esforço deve ser feito para que se conheça a importância de cada parâmetro, e como ele pode variar com a corrente, temperatura, e assim por diante.

3.10 TESTE DE TRANSISTORES

Como no caso dos diodos, há três maneiras de se verificar um transistor: com o *traçador de curvas*, os *medidores digitais*, e o *ohmímetro*.

Traçador de Curvas

O traçador de curvas da Fig. 1.45 produzirá o display da Fig. 3.24 se todos os controles estiverem corretamente ajustados. Os displays menores da direita determinam as escalas utilizadas para as curvas. A sensibilidade vertical é de 2 mA/div, resultando na escala mostrada na esquerda da tela do monitor. A sensibilidade horizontal é de 1 V/div, resultando na escala apresentada abaixo das curvas. A função intervalo (step) revela que as curvas são separadas por uma diferença de 10 μA , começando em 0 μA para a curva inferior. O último fator de escala fornecido pode ser utilizado para determinar rapidamente o parâmetro β_{ac} em qualquer região das curvas. Simplesmente multiplique o fator mostrado no display pelo número de divisões entre as curvas de I_B na região de interesse. Por exemplo, vamos determinar β_{ac} em um ponto Q de $I_C = 7 \text{ mA}$ e $V_{CE} = 5 \text{ V}$. Nesta região do display, a distância entre as curvas de I_B é $\frac{9}{10}$ de uma divisão, como indicado na Fig. 3.25. Utilizando o fator especificado, achamos que

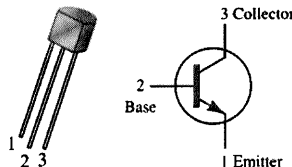
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	2N4123	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	30	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	40	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0	Vdc
Collector Current – Continuous	I_C	200	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	mW mW $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_j, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C W}$

2N4123
CASE 29-04, STYLE 1
TO-92 (TO-226AA)



**GENERAL PURPOSE
TRANSISTOR
NPN SILICON**

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Breakdown Voltage (1) ($I_C = 1.0 \text{ mAdc}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	30		Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 10 \mu\text{Adc}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	40		Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10 \mu\text{Adc}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	5.0	–	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 20 \text{ Vdc}, I_E = 0$)	I_{CBO}	–	50	nAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$)	I_{EBO}	–	50	nAdc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain(1) ($I_C = 2.0 \text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$) ($I_C = 50 \text{ mAdc}, V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	50 25	150 –	–
Collector-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 50 \text{ mAdc}, I_B = 5.0 \text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	–	0.3	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage(1) ($I_C = 50 \text{ mAdc}, I_B = 5.0 \text{ mAdc}$)	$V_{BE(sat)}$	–	0.95	Vdc

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Current-Gain – Bandwidth Product ($I_C = 10 \text{ mAdc}, V_{CE} = 20 \text{ Vdc}, f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	250	–	MHz
Output Capacitance ($V_{CB} = 5.0 \text{ Vdc}, I_E = 0, f = 100 \text{ MHz}$)	C_{obo}	–	4.0	pF
Input Capacitance ($V_{BE} = 0.5 \text{ Vdc}, I_C = 0, f = 100 \text{ kHz}$)	C_{ibo}	–	8.0	pF
Collector-Base Capacitance ($I_E = 0, V_{CB} = 5.0 \text{ V}, f = 100 \text{ kHz}$)	C_{cb}	–	4.0	pF
Small-Signal Current Gain ($I_C = 2.0 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ Vdc}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	50	200	–
Current Gain – High Frequency ($I_C = 10 \text{ mAdc}, V_{CE} = 20 \text{ Vdc}, f = 100 \text{ MHz}$) ($I_C = 2.0 \text{ mAdc}, V_{CE} = 10 \text{ V}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fc}	2.5 50	– 200	–
Noise Figure ($I_C = 100 \mu\text{Adc}, V_{CE} = 5.0 \text{ Vdc}, R_S = 1.0 \text{ k ohm}, f = 1.0 \text{ kHz}$)	NF	–	6.0	dB

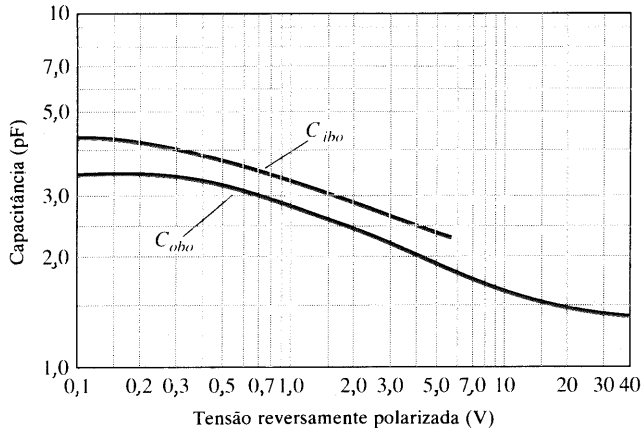
(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle = 2.0%

(a)

Fig. 3.23 Folhas de especificações do transistor.*

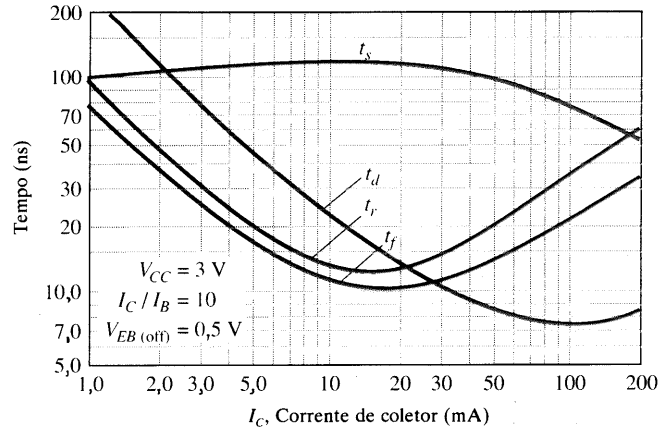
* N.T.: Os termos originais em inglês contidos na parte (a) desta figura não foram traduzidos porque o que se encontra na prática, no laboratório, são especificações escritas em inglês, com raras exceções. Deseja-se, com isto, que o leitor se acostume aos termos técnicos que ele encontrará na sua vida profissional.

Figura 1 — Capacitância



(b)

Figura 2 — Tempos de Chaveamento

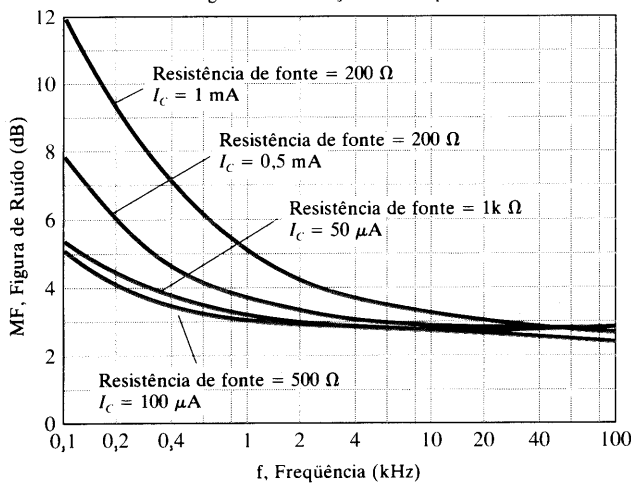


(c)

CARACTERÍSTICAS DE ÁUDIO PARA PEQUENOS SINAIS
FIGURA DE RUÍDO

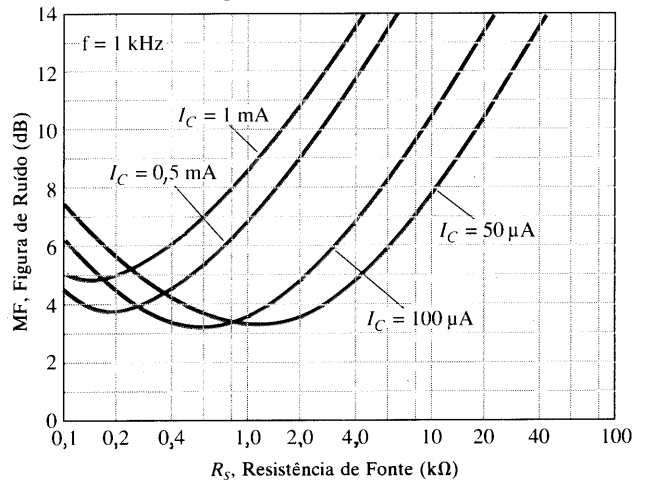
($V_{CE} = 5 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)
Banda passante = 1,0 Hz

Figura 3 — Variações de Frequência



(d)

Figura 4 — Resistência de Fonte



(e)

Fig. 3.23 Folhas de especificações do transistor (cont.).

$$\beta_{ac} = \frac{9}{10} \text{ div} \left(\frac{200}{\text{div}} \right) = 180$$

Utilizando a Eq. (3.11), teremos

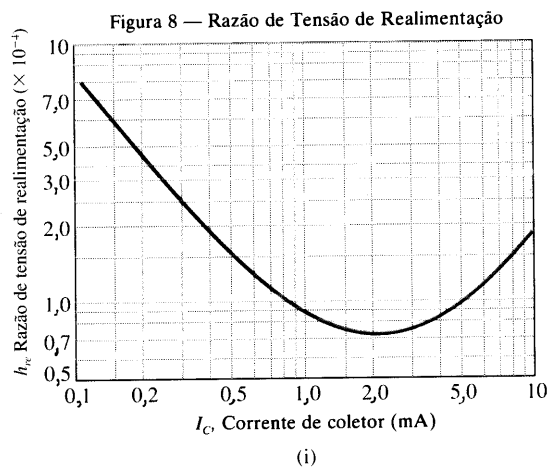
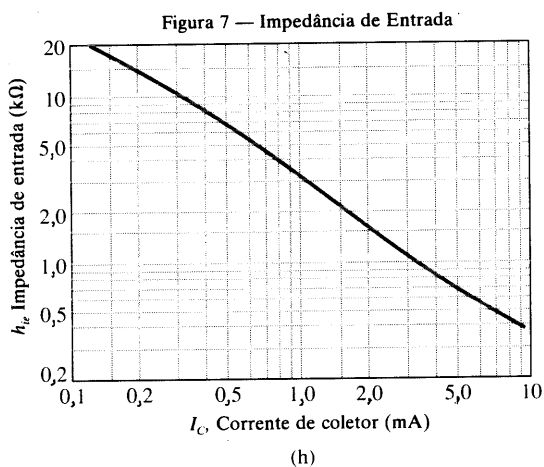
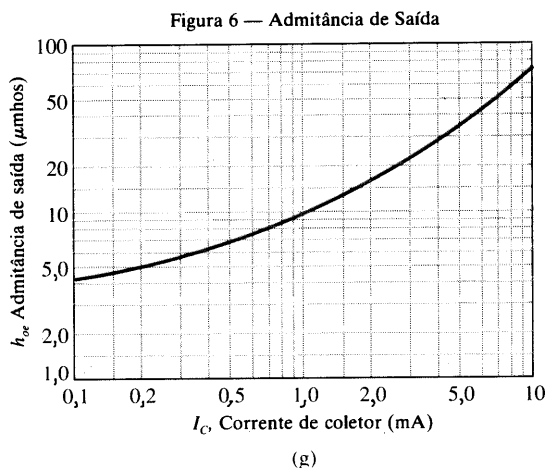
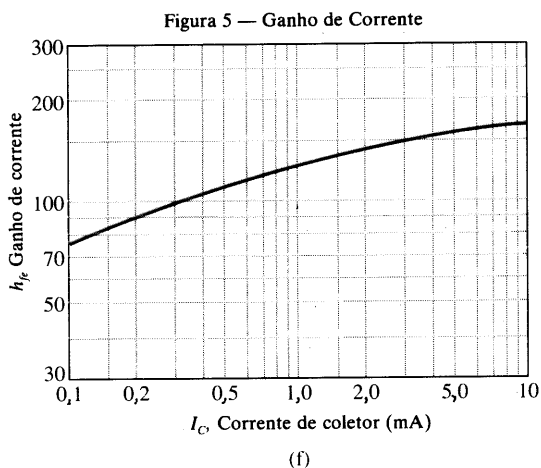
$$\begin{aligned} \beta_{ac} &= \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=\text{constante}} = \frac{I_{C_2} - I_{C_1}}{I_{B_2} - I_{B_1}} = \frac{8,2 \text{ mA} - 6,4 \text{ mA}}{40 \mu\text{A} - 30 \mu\text{A}} \\ &= \frac{1,8 \text{ mA}}{10 \mu\text{A}} = 180 \end{aligned}$$

verificando a determinação acima.

Medidores Digitais Avançados

Medidores digitais avançados disponíveis atualmente, tal como o mostrado na Fig. 3.26, podem fornecer o valor de h_{FE} , utilizando os soquetes que aparecem no lado esquerdo inferior do painel do medidor. Observe a opção entre *npn* ou *npn* mais a disponibilidade de duas conexões para emissor, possibilitando a utilização de transistores que apresentam diferentes posições para os terminais. No medidor Testmate 175A, o valor de h_{FE} é determinado para uma corrente de coletor de 2 mA. Note que este versátil instrumento também pode testar o funcionamento de um diodo. Pode medir capacitância e frequência, além das funções normais para tensão, corrente e medidas de resistência.

PARÂMETROS h
 $V_{CE} = 10 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$



CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS

Figura 9 — Ganho de Corrente DC

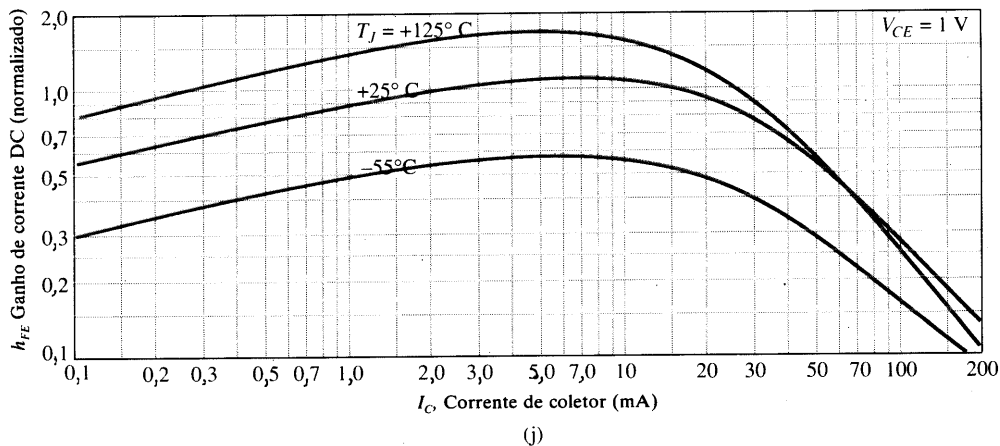


Fig. 3.23 Folhas de especificações do transistor (cont.).

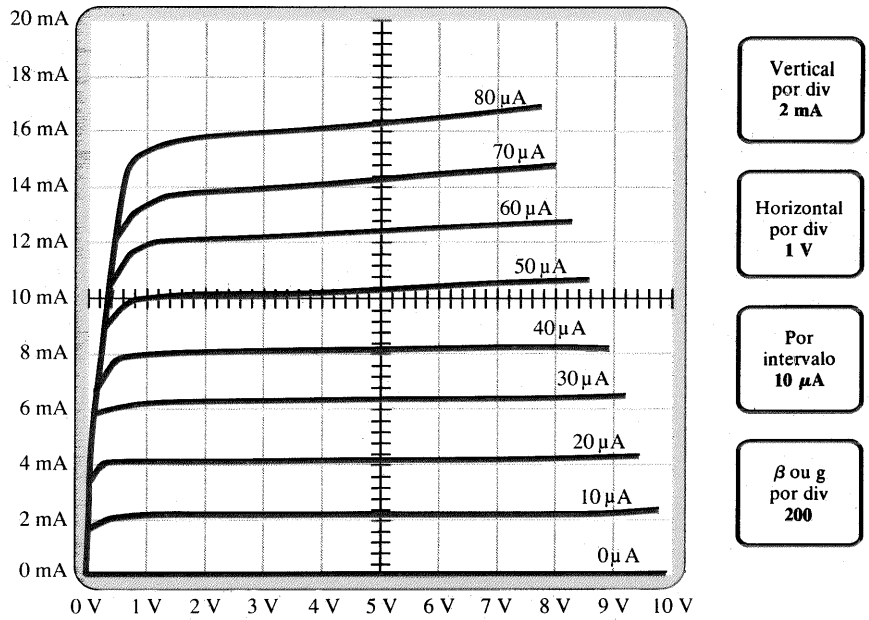


Fig. 3.24 Resposta do traçador de curvas para o transistor npn 2N3904.

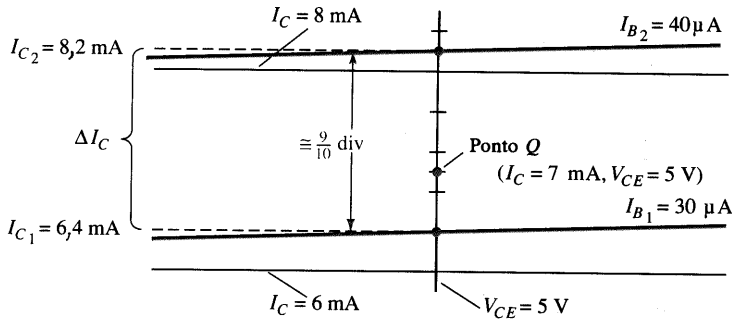


Fig. 3.25 Determinando β_{ac} para as curvas características do transistor da Fig. 3.24 em $I_c = 7 \text{ mA}$ e $V_{ce} = 5 \text{ V}$.

Na verdade, no modo de teste do diodo, o medidor pode ser usado para se verificar as junções $p-n$ de um transistor. Com o coletor aberto, a junção base-emissor deve estar em uma tensão de aproximadamente 0,7 V, com o terminal vermelho (positivo) conectado à base, e o terminal preto (negativo) conectado ao emissor. Uma inversão dos terminais deve resultar na indicação O.L., para representar a junção reversamente polarizada. Analogamente, com o emissor aberto, os estados direta e reversamente polarizados da junção base-coletor podem ser verificados.

Ohmímetro

Um ohmímetro, ou as escalas de resistência de um MMD, pode ser utilizado para determinar o estado de um transistor. Lembre-se de que, para um transistor na região ativa, a junção base-emissor está diretamente polarizada, e a junção base-coletor está reversamente polarizada. Assim, portanto, a junção diretamente polarizada deve registrar um valor de resistência mais ou menos baixo, enquanto a junção reversamente polarizada, um valor muito mais alto de resistência. Para um transistor npn , a junção diretamente polarizada (polarizada pela fonte interna do ohmímetro) da base para o emissor deve ser testada, como mostra a Fig. 3.27, resultando em uma leitura que, tipicamente, cai na faixa de 100Ω até alguns kilohms. Para um transistor npn , a junção reversamente polarizada (polarizada pela fonte interna do medidor) deve ser verificada como mostrado na Fig. 3.28 com uma leitura típica maior do que $100 \text{ k}\Omega$. Para um transis-

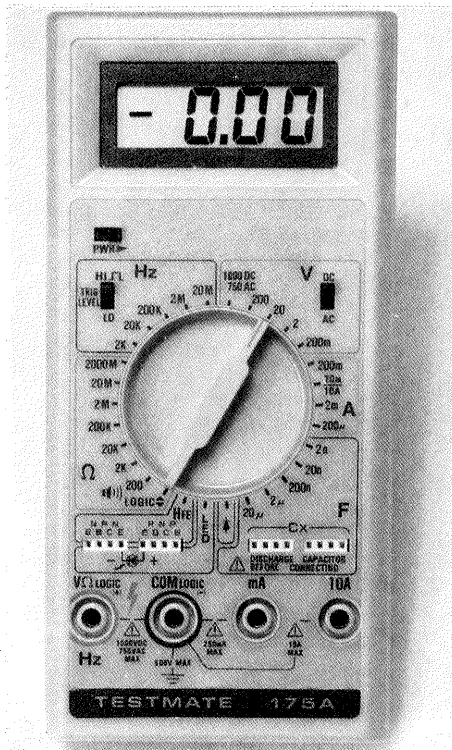


Fig. 3.26 Verificador de transistor. (Cortesia Computronics Technology, Inc.)

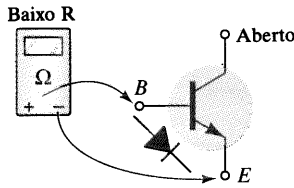


Fig. 3.27 Verificando a junção base-emissor diretamente polarizada de um transistor *npn*.

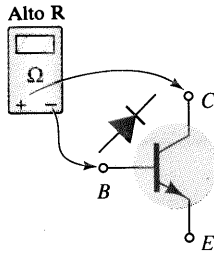


Fig. 3.28 Verificando a junção base-coletor reversamente polarizada de um transistor *npn*.

tor *pn*p, os terminais devem ser trocados de posição para cada junção. Obviamente, uma resistência pequena ou grande em ambas as direções (invertendo os terminais), para cada junção de um transistor *npn* ou *pn*p, indica que se trata de um dispositivo defeituoso.

Se ambas as junções do transistor fornecem leituras adequadas, o tipo do transistor também pode ser determinado se, simplesmente, for observada a polaridade dos transistores ao realizar uma medida na junção base-emissor. Se o terminal positivo (+) é conectado à base, e o terminal negativo (-) ao emissor, a leitura de uma baixa resistência indica um transistor *npn*. A leitura de uma alta resistência denota um transistor *pn*p. Embora um ohmímetro possa ser utilizado para a determinação dos terminais de um transistor (base, coletor e emissor), assume-se que esta determinação possa ser feita simplesmente observando-se a orientação dos terminais no encapsulamento.

3.11 ENCAPSULAMENTO DO TRANSISTOR E IDENTIFICAÇÃO DOS TERMINAIS

Após o transistor ter sido fabricado, utilizando uma das técnicas descritas no Cap. 12, terminais de, tipicamente, ouro, alumínio ou níquel são acrescentados à estrutura e encapsulados em um invólucro do tipo mostrado na Fig. 3.29. Aqueles de construção mais robusta são dispositivos de alta potência, enquanto os de canecos reduzidos ou estrutura de plástico são dispositivos de baixa a média potência.

Sempre que possível, no encapsulamento do transistor haverá alguma marca indicando os terminais que estão conectados ao emissor, coletor ou base de um transistor. Alguns dos modelos normalmente utilizados estão indicados na Fig. 3.30.

A construção interna de uma pastilha TO-92 da linha Fairchild aparece na Fig. 3.31. Observe o tamanho bem reduzido do dispositivo semiconductor real. Há fios de conexão de ouro, uma armação de cobre, e um encapsulamento de material epóxi.

Quatro (quad) transistores de silício *pn*p individuais podem ser agrupados em um invólucro duplo de plástico de 14 pinos mostrado na Fig. 3.32a. As conexões internas dos pinos aparecem na Fig. 3.32b. Assim como o encapsulamento CI do diodo, a indentação na superfície superior determina os pinos de 1 a 14.

3.12 ANÁLISE POR COMPUTADOR

No Cap. 4 um circuito com transistor será investigado, utilizando-se o BASIC e o PSpice (versões DOS e Windows). A análise usando BASIC será comparada à análise feita sem o auxílio do computador, enquanto a análise por meio do PSpice (versão DOS) empregará um modelo de transistor a ser introduzido nos próximos parágrafos.

PSpice (Versão DOS)

A expressão PSpice para a introdução dos elementos do transistor tem o seguinte formato:

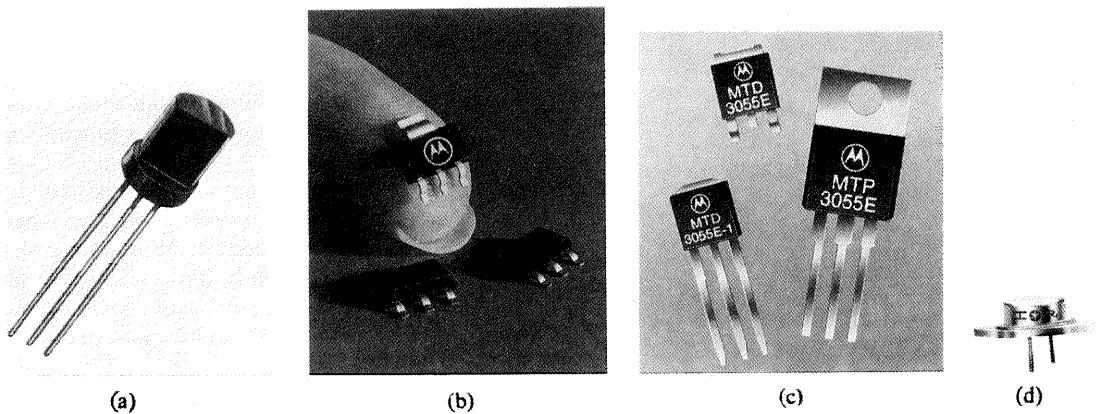


Fig. 3.29 Vários tipos de transistores (a) Cortesia General Electric Company; (b) e (c) Cortesia da Motorola Inc.; (d) Cortesia da International Rectifier Corporation.

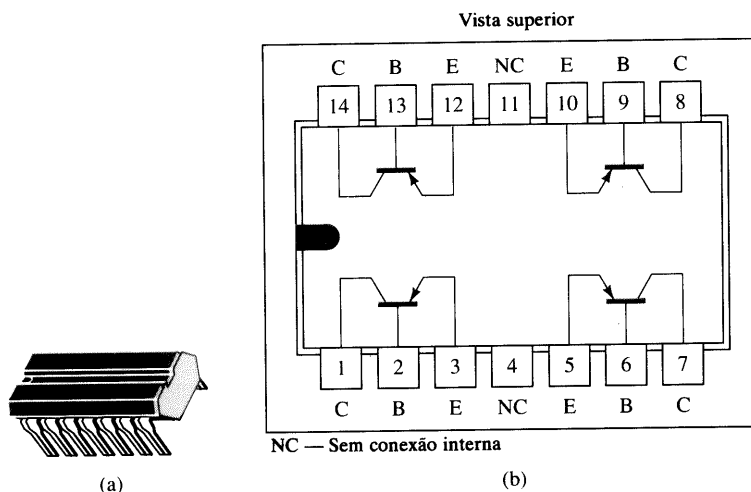


Fig. 3.32 Quatro transistores *nnp* de silício encapsulados tipo Q2T2905 da Texas Instruments: (a) aspecto; (b) conexões dos pinos. (Cortesia Texas Instruments Incorporated.)

ser especificados. Beta, referido como β , e a corrente de saturação reversa I_S , com um valor que resulte em uma tensão base-emissor de aproximadamente 0,7 V quando o dispositivo estiver “ligado”.

Ambas as expressões listadas acima aparecerão na análise fornecida no Cap. 4, na seção de análise por computador. Na verdade, elas serão as únicas expressões diferentes daquelas que aparecem na análise do diodo do Cap. 2. Em outras palavras, novos elementos podem ser introduzidos na biblioteca do PSpice sem modificar os procedimentos já descritos. Utilizando desta maneira o programa PSpice, fazemos uma verdadeira “experiência construtiva”, com a possibilidade de análise de circuitos extremamente complicados com o uso de apenas poucas expressões.

PSpice para Windows (Windows Design Center Analysis)

A seleção do transistor no programa PSpice para Windows é feita clicando-se inicialmente **Draw** na barra de menu da janela **Schematics**. Em seguida, escolha **Get New Part** e depois **Browse** para visualizar a lista disponível. Ache **eval.slb** na lista de **library** e, após clicar no local correspondente, percorra a lista de dispositivos disponíveis. Ao clicar de um item para o próximo, a caixa **Description** irá aparecer descrevendo o tipo de dispositivo. Uma vez escolhido o transistor desejado, basta clicar no dispositivo e em **OK**; ele aparecerá na tela para introdução no circuito. O Cap. 4 descreverá como modificar os parâmetros do transistor escolhido e como realizar a análise de um circuito com transistor.

PROBLEMAS

§ 3.2 Construção do Transistor

1. Quais nomes são empregados para os dois tipos de TBJ? Esboce a construção básica de cada um e identifique os portadores minoritários e majoritários. Desenhe o símbolo gráfico próximo a cada um. Se trocarmos o transistor de silício por um de germânio, alguma informação é alterada?

2. Qual é a maior diferença entre um dispositivo bipolar e um unipolar?

§ 3.3 Operação do Transistor

3. De quanto devem ser polarizadas as duas junções dos transistores para que o transistor atue como um amplificador?
4. Qual é a fonte de corrente de fuga de um transistor?
5. Esboce uma figura semelhante à Fig. 3.3 para a junção diretamente polarizada de um transistor *nnp*. Descreva o movimento resultante dos portadores.
6. Esboce uma figura semelhante à Fig. 3.4 para a junção reversamente polarizada de um transistor *nnp*. Descreva o movimento resultante dos portadores.
7. Esboce uma figura semelhante à Fig. 3.5 para o fluxo dos portadores majoritários e minoritários de um transistor *nnp*. Descreva o movimento resultante dos portadores.
8. Qual das correntes do transistor tem o maior valor? Qual tem o menor? Quais das correntes são relativamente próximas em amplitude?
9. Se a corrente de emissor de um transistor é 8 mA e I_B é 1/100 de I_C , determine os valores I_C e I_B .

§ 3.4 Configuração Base-Comum

10. De memória, esboce o símbolo do transistor para um transmissor *nnp* e um *nnp*, e em seguida introduza os sentidos convencionais do fluxo de cada corrente.
11. Utilizando as curvas características da Fig. 3.7, determine V_{BE} em $I_E = 5$ mA para $V_{CB} = 1$ V, 10 V e 20 V. É razoável assumir que V_{CB} não influi muito na relação entre V_{BE} e I_E ?
12. (a) Determine o valor médio da resistência ac para as curvas características da Fig. 3.10b.
(b) Para os circuitos nos quais o valor dos elementos resistivos é tipicamente de kilohms, a aproximação feita na Fig. 3.10c é válida, baseado nos resultados da letra (a)?
13. (a) Utilizando as curvas características da Fig. 3.8, determine a corrente de coletor resultante se $I_E = 4,5$ mA e $V_{CB} = 4$ V.
(b) Repita a letra (a) para $I_E = 4,5$ mA e $V_{CB} = 16$ V.
(c) Como a variação em V_{CB} afetou o valor resultante de I_C ?
(d) De maneira aproximada, determine como I_E e I_C estão relacionados, com base nos resultados acima?
14. (a) Utilizando as curvas características das Figs. 3.7 e 3.8 determine I_C se $V_{CB} = 10$ V e $V_{BE} = 800$ mV.
(b) Determine V_{BE} se $I_C = 5$ mA e $V_{CB} = 10$ V.
(c) Repita a letra (b) utilizando as curvas da Fig. 3.10b.
(d) Repita a letra (b) utilizando as curvas da Fig. 3.10c.

- (e) Compare as soluções para V_{BE} das letras (b), (c) e (d). A diferença pode ser ignorada, se normalmente encontramos valores de tensão da ordem de poucos volts?
15. (a) Dado $\alpha_{dc} = 0,998$, determine I_C se $I_E = 4$ mA.
 (b) Determine α_{dc} se $I_E = 2,8$ mA e $I_B = 20$ μ A.
 (c) Ache I_E se $I_B = 40$ μ A e $\alpha_{dc} = 0,98$.
16. De memória, e somente de memória, esboce a configuração base-comum de um TBJ (*nnp* e *pnnp*) e indique a polaridade da polarização empregada e os sentidos das correntes resultantes.

§ 3.5 Transistor como Amplificador

17. Calcule o ganho de tensão ($A_v = V_o/V_i$) para o circuito da Fig. 3.12 se $V_i = 500$ mV e $R = 1$ k Ω . (Os outros parâmetros do circuito permanecem os mesmos.)
18. Calcule o ganho de tensão ($A_v = V_o/V_i$) para o circuito da Fig. 3.12, se a fonte tem uma resistência interna de 100 Ω em série com V_i .

§ 3.6 Configuração Emissor-Comum

19. Defina I_{CBO} e I_{CEO} . De que forma elas são diferentes? De que forma elas estão relacionadas? Seus valores são normalmente próximos?
20. Utilizando as curvas da Fig. 3.14a:
- (a) Ache o valor de I_C correspondente a $V_{BE} = +750$ mV e $V_{CE} = +5$ V.
 (b) Ache o valor de V_{CE} e V_{BE} correspondente a $I_C = 3$ mA e $I_B = 30$ μ A.
- *21. (a) Para as curvas características de emissor-comum da Fig. 3.14, ache o beta dc e um ponto de operação de $V_{CE} = +8$ V e $I_C = 2$ mA.
 (b) Ache o valor de α correspondente a este ponto de operação.
 (c) Em $V_{CE} = +8$ V, ache o valor correspondente de I_{CEO} .
 (d) Calcule o valor aproximado de I_{CBO} , utilizando o valor beta dc obtido na letra (a).
- *22. (a) Utilizando as curvas características da Fig. 3.14a, determine I_{CEO} em $V_{CE} = 10$ V.
 (b) Determine β_{dc} em $I_B = 10$ μ A e $V_{CE} = 10$ V.
 (c) Utilizando o valor de β_{dc} determinado na letra (b), calcule I_{CBO} .
23. (a) Utilizando as curvas características da Fig. 3.14(a), determine β_{dc} em $I_B = 80$ μ A e $V_{CE} = 5$ V.
 (b) Repita a letra (a) para $I_B = 5$ μ A e $V_{CE} = 15$ V.
 (c) Repita a letra (a) para $I_B = 30$ μ A e $V_{CE} = 10$ V.
 (d) Revisando os resultados obtidos de (a) a (c), o valor de β_{dc} varia de ponto a ponto nas curvas? Onde se situam os valores mais altos? Você pode elaborar alguma conclusão de maneira geral sobre o valor de β_{dc} em um conjunto de curvas, tal como o fornecido na Fig. 3.14a?
- *24. (a) Utilizando as curvas características da Fig. 3.14a, determine β_{ac} em $I_B = 80$ μ A e $V_{CE} = 5$ V.
 (b) Repita a letra (a) em $I_B = 5$ μ A e $V_{CE} = 15$ V.
 (c) Repita a letra (a) em $I_B = 30$ μ A e $V_{CE} = 10$ V.
 (d) Revisando os resultados de (a) a (c), o valor de β_{ac} varia de ponto a ponto nas curvas? Onde se situam os valores mais altos? Você pode elaborar alguma conclusão de maneira geral sobre o valor de β_{ac} em um conjunto de curvas, tal como o fornecido na Fig. 3.14a?
 (e) Os pontos escolhidos neste exercício são os mesmos do Problema 23. Se o Problema 23 foi resolvido, compare os valores de β_{dc} e β_{ac} para cada ponto e comente o resultado obtido.
25. Utilizando as curvas características da Fig. 3.14a, determine β_{dc} em $I_B = 25$ μ A e $V_{CE} = 10$ V. Em seguida, calcule α_{dc} e o valor resultante de I_E . (Use o valor de I_C determinado por $I_C = \beta_{dc} I_B$.)

26. (a) Dado que $\alpha_{dc} = 0,987$, determine o valor correspondente de β_{dc} .
 (b) Dado $\beta_{dc} = 120$, determine o valor correspondente de α .
 (c) Dado que $\beta_{dc} = 180$ e $I_C = 2,0$ mA, determine I_E e I_B .
27. De memória, e somente de memória, esboce a configuração emissor-comum (para *nnp* e *pnnp*) e introduza a polarização apropriada com os sentidos de correntes para I_B , I_C e I_E .

§ 3.7 Configuração Coletor-Comum

28. Uma tensão de entrada de 2 V rms (medida da base para terra) é aplicada ao circuito da Fig. 3.21. Assumindo que a tensão de emissor segue exatamente a tensão de base e que V_{be} (rms = 0,1 V), calcule a amplificação de tensão do circuito ($A_v = V_o/V_i$) e a corrente de emissor para $R_E = 1$ k Ω .
29. Para um transistor apresentando as curvas características da Fig. 3.14, esboce as curvas de entrada e saída da configuração coletor-comum.

§ 3.8 Limites de Operação

30. Determine a região de operação para um transistor que apresente as curvas características da Fig. 3.14 se $I_{C_{m\acute{a}x}} = 7$ mA, $I_{CE_{m\acute{a}x}} = 17$ V e $P_{C_{m\acute{a}x}} = 40$ mW.
31. Determine a região de operação para um transistor que apresente as características da Fig. 3.8 se $I_{C_{m\acute{a}x}} = 6$ mA, $V_{CB_{m\acute{a}x}} = 15$ V e $P_{C_{m\acute{a}x}} = 30$ mW.

§ 3.9 Folha de Especificações do Transistor

32. Tendo como referência a Fig. 3.23, determine a faixa de temperatura permitida para o dispositivo em graus Fahrenheit.
33. Utilizando a informação fornecida na Fig. 3.23 com relação a $P_{D_{m\acute{a}x}}$, $V_{CE_{m\acute{a}x}}$, $I_{C_{m\acute{a}x}}$ e $V_{CE_{sat}}$, esboce os extremos de operação do dispositivo.
34. Baseado nos dados da Fig. 3.23, qual é o valor esperado para I_{CEO} usando o valor médio de β_{dc} ?
35. Como a faixa de valores de h_{FE} [Fig. 3.23(j)], normalizado para $h_{FE} = 100$] se compara com a faixa de valores de h_{fe} [Fig. 3.23 (f)] para I_C de 0,1 mA até 10 mA?
36. Utilizando as curvas características da Fig. 3.23b, determine se a capacitância de entrada na configuração base-comum aumenta ou diminui para valores crescentes de potencial reverso de polarização. Você pode explicar por quê?
- *37. Utilizando as curvas características da Fig. 3.23f, determine o quanto h_{fe} variou do seu valor em 1 mA para o seu valor em 10 mA. Observe que a escala vertical é logarítmica, podendo ser necessária uma consulta à Seção 11.2. A variação deve ser considerada em uma situação de projeto?
- *38. Utilizando as curvas características da Fig. 3.23j, determine o valor de β_{dc} em $I_C = 10$ mA para os três valores de temperatura fornecidos na figura. A variação é significativa para a faixa de temperatura especificada? Devemos nos preocupar com este elemento no desenvolvimento de um projeto?

§ 3.10 Teste de Transistores

39. (a) Utilizando as curvas características da Fig. 3.24, determine β_{ac} em $I_C = 14$ mA e $V_{CE} = 3$ V.
 (b) Determine β_{dc} em $I_C = 1$ mA e $V_{CE} = 8$ V.
 (c) Determine β_{ac} em $I_C = 14$ mA e $V_{CE} = 3$ V.
 (d) Determine β_{dc} em $I_C = 1$ mA e $V_{CE} = 8$ V.
 (e) Como os valores de β_{ac} e β_{dc} se comparam em cada região?
 (f) A aproximação $\beta_{dc} \cong \beta_{ac}$ é válida para este conjunto de curvas?