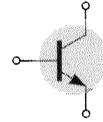


Polarização DC — TBJ



4.1 INTRODUÇÃO

A análise ou projeto de um amplificador com transistor exige o conhecimento das respostas dc e ac do sistema. Frequentemente se assume que o transistor é um dispositivo mágico que pode aumentar o valor da entrada ac aplicada, sem o auxílio de uma fonte de energia externa. Na realidade, o nível da potência de saída ac amplificado é o resultado da transferência de energia das fontes dc aplicadas. A análise ou o projeto de qualquer amplificador eletrônico, portanto, deve-se preocupar com as operações ac e dc. Felizmente, o teorema da superposição é aplicável, e as pesquisas das condições dc podem ser totalmente separadas da resposta ac. Entretanto, deve-se ter em mente que durante o estágio de projeto ou síntese, a escolha dos parâmetros para os níveis dc exigidos influenciará na resposta ac, e vice-versa.

O nível dc de operação de um transistor é controlado por vários fatores, incluindo os diversos pontos de operação das curvas características do dispositivo. Na Seção 4.2, especificamos a faixa de operação para o amplificador com TBJ. Uma vez definida a corrente dc e os níveis de tensão desejados, o circuito deve ser projetado de maneira a estabelecer o ponto de operação escolhido — vários desses circuitos são analisados neste capítulo. Cada projeto determinará também a estabilidade do sistema. Ou seja, o quanto o sistema é sensível às variações de temperatura — outro tópico analisado na última seção deste capítulo.

Embora vários circuitos sejam analisados neste capítulo, há uma semelhança latente entre a análise de cada configuração, devido ao uso das seguintes relações básicas importantes de um transistor:

$$V_{BE} \cong 0,7 \text{ V} \quad (4.1)$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B \cong I_C \quad (4.2)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (4.3)$$

Na verdade, uma vez claramente compreendida a análise dos primeiros circuitos, o caminho a ser tomado para a solução destes começará a se tornar bem evidente. Na maioria dos casos, a corrente de base I_B é a primeira quantidade a ser determinada. Conhecida I_B , as relações das Eqs. (4.1) até (4.3) podem ser aplicadas para se achar os parâmetros restantes de interesse. As se-

melhanças na análise se tornarão imediatamente óbvias, ao progredirmos com o capítulo. As equações para I_B são tão semelhantes para as configurações que uma equação pode ser deduzida de outra apenas retirando-se ou adicionando-se um ou dois termos. A função principal deste capítulo é proporcionar ao leitor uma certa intimidade com as características do TBJ, de modo que permita a realização de uma análise dc para qualquer circuito que emprega o amplificador com TBJ.

4.2 PONTO DE OPERAÇÃO

O termo *polarização* que aparece no título deste capítulo significa a aplicação de tensões dc em um circuito para estabelecer valores fixos de corrente e tensão. Para amplificadores com transistor, a corrente e a tensão dc resultantes estabelecem um *ponto de operação* nas curvas que define a região empregada para a amplificação do sinal aplicado. Já que o ponto de operação é um ponto fixo na curva, este é também chamado *ponto quiescente* (ponto Q abreviado). Por definição, *quiescente* significa repouso, imóvel, inativo. A Fig. 4.1 mostra as curvas características de saída para um dispositivo, com quatro pontos de operação indicados. O circuito de polarização pode ser projetado para estabelecer a operação do dispositivo em qualquer um desses pontos, ou outros, dentro da *região ativa*. Os valores máximos permitidos para os parâmetros estão indicados na Fig. 4.1 por uma linha horizontal para a corrente máxima de coletor, $I_{Cmáx}$, e uma linha vertical para a tensão máxima entre coletor e emissor, $V_{CEmáx}$. A potência máxima é definida pela curva $P_{Cmáx}$ na mesma figura. No extremo inferior do gráfico localiza-se a *região de corte*, definida por $I_R \leq 0 \mu\text{A}$, e a *região de saturação*, definida por $V_{CE} \leq V_{CEsat}$.

O dispositivo TBJ deve ser polarizado para operar fora desses limites máximos. Se isto não ocorrer, a vida útil do dispositivo será reduzida ou o dispositivo poderá ser danificado. Confinando a operação à região *ativa*, pode-se selecionar muitas áreas ou pontos de operação. O pt Q escolhido depende do tipo da utilização do circuito. Podemos, ainda, considerar algumas diferenças entre os vários pontos mostrados na Fig. 4.1 para apresentarmos algumas idéias básicas sobre o ponto de operação, e, com isso, o circuito de polarização.

Se não fosse aplicada a polarização, o dispositivo estaria inicialmente desligado, resultando um pt Q em A — isto é, cor-

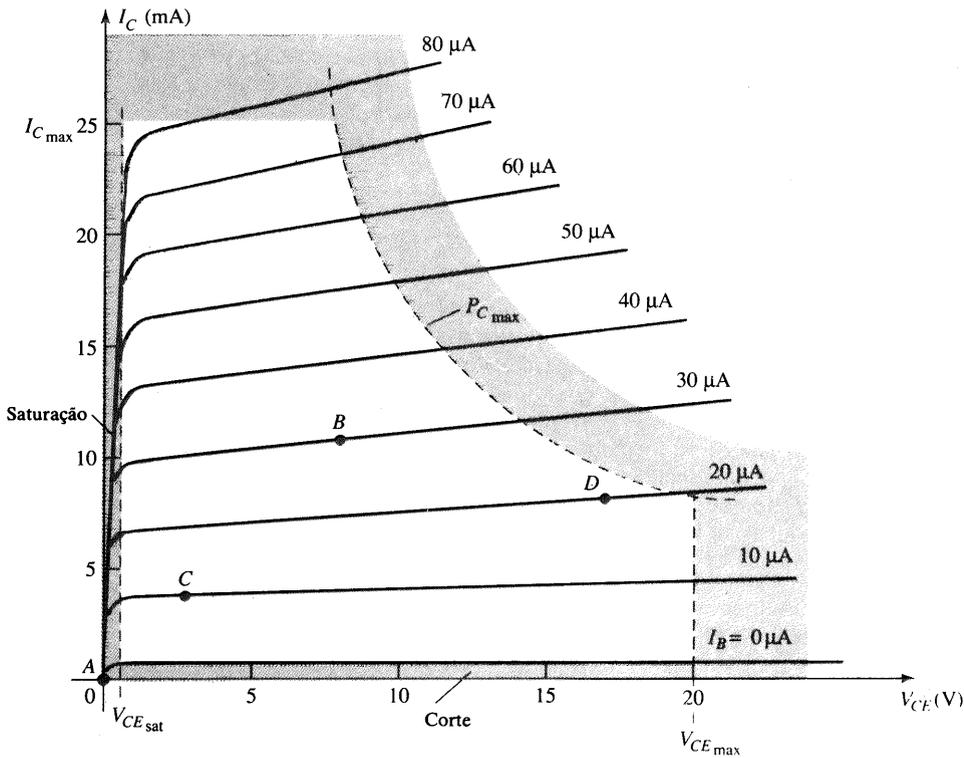


Fig. 4.1 Vários pontos de operação dentro dos limites de operação de um transistor.

rente nula através do dispositivo (idem para tensão). Como é necessário polarizar um dispositivo para que ele possa responder à excursão completa de um sinal de entrada, o ponto A não seria adequado. Para o ponto B, se um sinal é aplicado ao circuito, a tensão e a corrente do dispositivo irão variar em torno do ponto de operação, permitindo que o dispositivo responda (e possivelmente amplifique) à excursão positiva e negativa do sinal de entrada. Se o sinal de entrada é escolhido adequadamente, a tensão e a corrente do dispositivo irão variar, mas não de maneira suficiente para levar o dispositivo ao corte ou à saturação. O ponto C permitiria alguma variação positiva e negativa do sinal de saída, mas o valor pico a pico seria limitado pela proximidade com $V_{CE} = 0V / I_C = 0 \text{ mA}$. Além disso, operar no ponto C pode acarretar transformações não-lineares no sinal, devido ao fato de o espaço entre as curvas de I_B nesta região modificar-se rapidamente. Em geral, é preferível operar onde o ganho do dispositivo mostra-se razoavelmente constante (ou linear), para assegurar que a amplificação em toda a excursão do sinal de entrada seja a mesma. O ponto B está em uma região de espaçamento mais linear e, portanto, acarreta uma operação mais linear, como mostra a Fig. 4.1. O ponto D ajusta o ponto de operação do dispositivo próximo à máxima tensão e nível de potência. A excursão da tensão de saída, no sentido positivo, é portanto limitada à tensão máxima permitida. O ponto B, conseqüentemente, parece ser o melhor ponto de operação em termos de ganho linear e máxima excursão permitida para tensão e corrente de saída. Em geral, esta situação é a condição desejada para amplificadores de pequenos sinais (Cap. 8), mas não necessariamente o caso para amplificadores de potência, que serão considerados no Cap. 16. Nesta discussão, estaremos nos concentrando na polarização de transistores para a operação de amplificação de pequenos sinais.

Um outro fator muito importante de polarização deve ser considerado. Tendo selecionado e polarizado o TBJ em um ponto de

operação desejado, o efeito da temperatura também deve ser considerado. Este efeito acarreta mudanças em parâmetros do dispositivo, como, p. ex., no ganho de corrente de transistor (β_{ac}) e na corrente de fuga do transistor (I_{CE0}). Altas temperaturas resultam em correntes de fuga crescentes, modificando as condições de operação estabelecidas pelo circuito de polarização. O resultado é que o projeto do circuito deve prever uma estabilidade à temperatura, tal que as variações não acarretem mudanças consideráveis no ponto de operação. A manutenção do ponto de operação pode ser especificada por um fator de estabilidade, S , que indica o grau de mudança do ponto de operação devido à variação de temperatura. Deseja-se um circuito altamente estável, e a estabilidade de alguns circuitos de polarização básicos será comparada.

Para a polarização do TBJ em sua região de operação linear (ativa), as seguintes condições devem ser atendidas:

1. A junção base-emissor deve estar diretamente polarizada (região p com potencial maior), com uma tensão resultante de polarização de mais ou menos 0,6 a 0,7 V.
2. A junção base-coletor deve estar reversamente polarizada (região n com potencial maior), com a tensão reversa de polarização situando-se dentro dos limites máximos do dispositivo.

[Observe que para a polarização direta, a tensão através da junção $p-n$ é p -positiva, enquanto para a polarização reversa, a tensão é oposta (reversa) com n -positiva. Esta ênfase dada nas expressões anteriores tem como objetivo ajudar na memorização da polaridade correta.]

A operação no corte, saturação e regiões das curvas do TBJ são especificadas a seguir:

1. **Operação na região linear:**
 Junção base-emissor diretamente polarizada
 Junção base-coletor reversamente polarizada



2. *Operação na região de corte:*
Junção base-emissor reversamente polarizada
3. *Operação na região de saturação:*
Junção base-emissor diretamente polarizada
Junção base-coletor diretamente polarizada

4.3 CIRCUITO COM POLARIZAÇÃO FIXA

O circuito com polarização fixa da Fig. 4.2 serve como uma introdução relativamente simples e direta para a análise de uma polarização dc do transistor. Embora o circuito empregue um transistor *npn*, as equações e cálculos aplicam-se igualmente bem para uma configuração com transistor *pnp*, bastando para isso que se invertam os sentidos das correntes e polaridades das tensões. Os sentidos das correntes da Fig. 4.2 são os sentidos reais, e as tensões são definidas pela notação-padrão das duas letras subscritas. Para a análise dc, o circuito pode ser isolado dos níveis ac indicados, substituindo-se os capacitores por um circuito-aberto equivalente. Além disso, a fonte dc V_{CC} pode ser separada em duas fontes (para efeito de análise somente), como mostra a Fig. 4.3, a fim de permitir uma separação entre os cir-

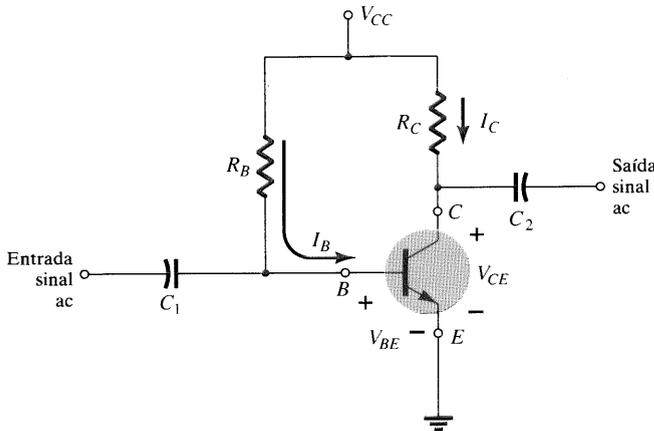


Fig. 4.2 Circuitos com polarização fixa.

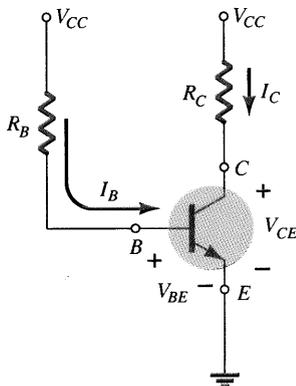


Fig. 4.3 Equivalente dc da Fig. 4.2.

cuitos de entrada e saída. Com isto, reduz-se também a ligação entre os dois para a corrente de base I_B . Observando as Figs. 4.2 e 4.3, podemos afirmar que a separação é certamente válida, uma vez que, nas duas figuras, V_{CC} está conectada diretamente a R_B e R_C .

Polarização Direta da Junção Base-Emissor

Considere inicialmente a malha mostrada na Fig. 4.4, que inclui a tensão base-emissor. Escrevendo a equação das tensões de Kirchhoff no sentido horário da malha, obtemos

$$+V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} = 0$$

Observe a polaridade da queda de tensão através de R_B , estabelecida pela direção indicada de I_B . Solucionando a equação para a corrente I_B , resulta no seguinte:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \tag{4.4}$$

A Eq. (4.4) é fácil de se lembrar; basta observar que a corrente de base é a corrente através de R_B e que, pela lei de Ohm, a corrente é a tensão através de R_B dividida pela resistência R_B . A tensão através de R_B é a tensão V_{CC} aplicada menos a queda através da junção base-emissor (V_{BE}). Além disso, uma vez que a tensão V_{CC} da fonte e a tensão V_{BE} entre a base e emissor são constantes, a escolha de um resistor de base, R_B , ajusta o nível da corrente de base para o ponto de operação.

Malha Coletor-Emissor

A tensão coletor-emissor do circuito aparece na Fig. 4.5, com o sentido da corrente I_C indicado, e a polaridade resultante através de R_C . O valor da corrente do coletor está diretamente relacionado a I_B através de

$$I_C = \beta I_B \tag{4.5}$$

É interessante observar que o valor de I_C não é função da resistência R_C , já que a corrente de base é controlada por R_B e I_C , esta relacionada a I_B por uma constante β . Modificando o valor de R_C , o valor I_B ou I_C não será afetado, desde que o dispositivo esteja na região ativa. Entretanto, como veremos, o valor de R_C determinará o valor de V_{CE} , que é um importante parâmetro.

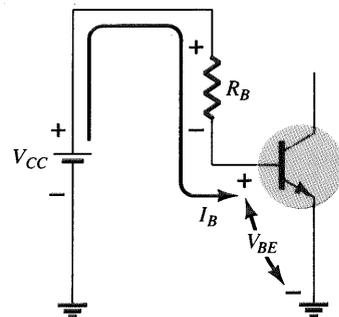


Fig. 4.4 Malha incluindo a junção base-emissor.

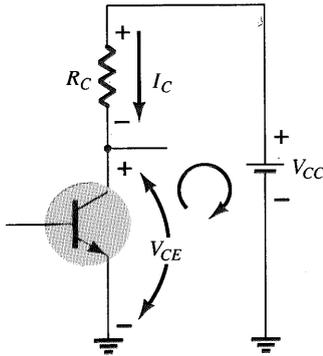


Fig. 4.5 Malha coletor-emissor.

Aplicando a lei das tensões de Kirchoff no sentido horário ao longo da malha indicada na Fig. 4.5, obtemos o seguinte:

$$V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (4.6)$$

que expõe em palavras que a tensão entre coletor e emissor de um transistor, na configuração com polarização fixa, é a fonte de tensão menos a queda através de R_C .

Para uma breve revisão da notação adotada, observe que

$$V_{CE} = V_C - V_E \quad (4.7)$$

onde V_{CE} é a tensão do coletor para o emissor, e V_C e V_E são tensões do coletor e emissor para terra, respectivamente. Mas neste caso, uma vez que $V_E = 0$ V, nós temos

$$V_{CE} = V_C \quad (4.8)$$

Além disso, já que

$$V_{BE} = V_B - V_E \quad (4.9)$$

e $V_E = 0$ V, temos que

$$V_{BE} = V_B \quad (4.10)$$

Tenha em mente que os níveis de tensão, como, p. ex., V_{CE} , são levantados na prática, colocando-se a ponta vermelha (positiva) do

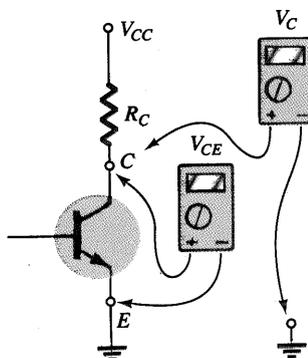


Fig. 4.6 Medição de V_{ce} e V_C .

voltímetro no coletor, e a ponta preta (negativa) no emissor, como mostra a Fig. 4.6. V_C é a tensão do coletor para terra, e é medida da forma mostrada na mesma figura. Neste caso, as duas leituras são idênticas, mas nos próximos circuitos elas podem ser bem desiguais. Compreendendo claramente a diferença entre as duas medições, pode-se mostrar bastante útil na solução de problemas de circuitos com transistor.

EXEMPLO 4.1

Determine as seguintes quantidades para a configuração fixa da Fig. 4.7.

- (a) I_{B_Q} e I_{C_Q} .
- (b) V_{CE_Q} .
- (c) V_B e V_C .
- (d) V_{BC} .

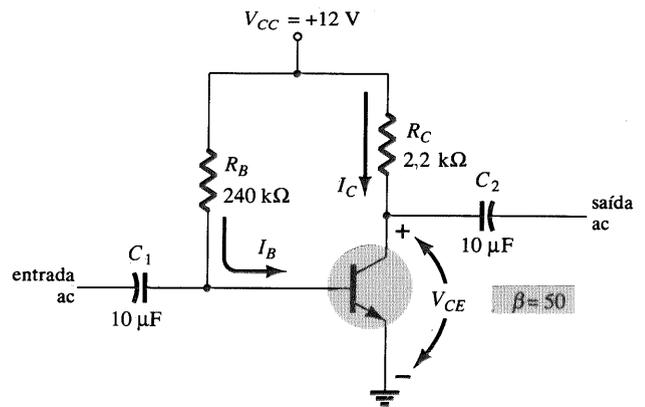


Fig. 4.7 Circuito com polarização de fixa para o Exemplo 4.1.

Solução

(a) Eq. (4.4): $I_{B_Q} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{240 \text{ k}\Omega} = 47,08 \mu\text{A}$

Eq. (4.5): $I_{C_Q} = \beta I_{B_Q} = (50)(47,08 \mu\text{A}) = 2,35$

(b) Eq. (4.6): $V_{CE_Q} = V_{CC} - I_C R_C = 12 \text{ V} - (2,35 \text{ mA})(2,2 \text{ k}\Omega) = 6,83 \text{ V}$

(c) $V_B = V_{BE} = 0,7 \text{ V}$
 $V_C = V_{CE} = 6,83 \text{ V}$

(d) Considerando a notação adotada, vem:

$$V_{BC} = V_B - V_C = 0,7 \text{ V} - 6,83 \text{ V} = -6,13 \text{ V}$$

com o sinal negativo revelando que a junção está reversamente polarizada, como deveria ser para uma amplificação linear.

Saturação do Transistor

O termo *saturação* é aplicado a qualquer sistema onde os níveis alcançam seus valores máximos. Uma esponja saturada não con-

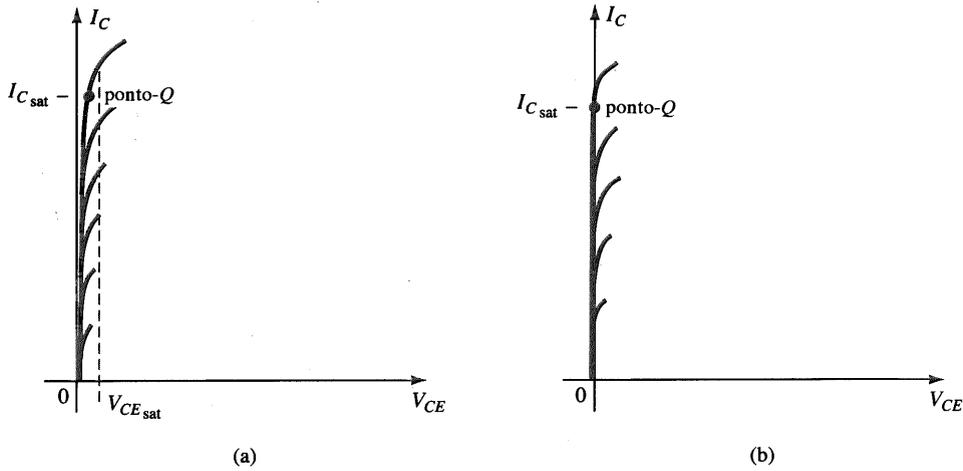


Fig. 4.8 Região de saturação (a) real (b) aproximada.

segue reter mais nenhuma gota de líquido. Para um transistor operando na região de saturação, a corrente apresenta um valor máximo *para um projeto em particular*. Modificando o projeto, o correspondente nível de saturação pode aumentar ou diminuir. É óbvio que o nível mais alto de saturação é definido pela máxima corrente de coletor, fornecida pela folha de especificações.

As condições para saturação são normalmente evitadas porque a junção base-coletor não está reversamente polarizada, e o sinal amplificado na saída estará distorcido. Um ponto de operação na região de saturação é mostrado na Fig. 4.8a. Observe que o ponto está em uma região onde as curvas características se agrupam, e a tensão coletor-emissor apresenta um valor menor ou igual a V_{CEsat} . Além disso, a corrente de coletor é relativamente alta nesta região.

Se considerarmos as curvas da Fig. 4.8b como curvas aproximadas para as da Fig. 4.8a, um método direto e rápido para a determinação do nível de saturação torna-se evidente. Na Fig. 4.8b, a corrente é relativamente alta, e assume-se que a tensão V_{CE} é zero volt. Aplicando a lei de Ohm, a resistência entre os terminais de coletor e emissor pode ser determinada como se segue:

$$R_{CE} = \frac{V_{CE}}{I_C} = \frac{0 \text{ V}}{I_{C\text{sat}}} = 0 \Omega$$

Aplicando os resultados ao esquema do circuito, resulta na configuração da Fig. 4.9.

Para o futuro, portanto, se houver necessidade imediata de se conhecer a corrente de coletor máxima aproximada (nível de saturação) para um projeto em particular, insira um curto-circuito equivalente entre o coletor e o emissor do transistor, e calcule

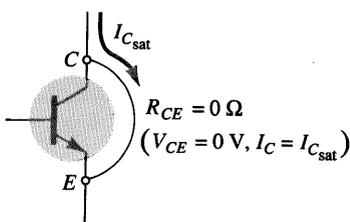


Fig. 4.9 Determinando $I_{C\text{sat}}$.

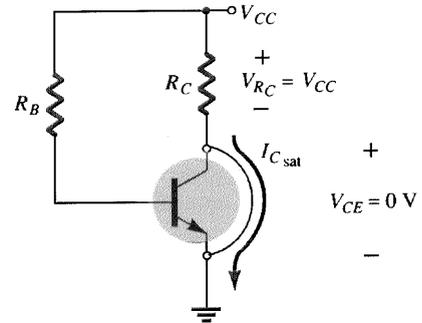


Fig. 4.10 Determinando $I_{C\text{sat}}$ para uma configuração com polarização fixa.

a corrente de coletor resultante. Em resumo, faça $V_{CE} = 0 \text{ V}$. Para a configuração com polarização fixa da Fig. 4.10, o curto-circuito foi aplicado, acarretando em uma tensão através de R_C igual à tensão aplicada V_{CC} . A corrente de saturação reversa para a configuração com polarização fixa:

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C} \tag{4.11}$$

Uma vez conhecida $V_{C\text{sat}}$, temos idéia da corrente máxima possível de coletor para o projeto escolhido, e do nível que deve ser respeitado, se desejarmos uma amplificação linear do sinal de entrada.

EXEMPLO 4.2

Determine o nível de saturação para o circuito da Fig. 4.7.

Solução

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12 \text{ V}}{2,2 \text{ k}\Omega} = 5,45 \text{ mA}$$

O projeto do Exemplo 4.1 resultou em $I_{CQ} = 2,35 \text{ mA}$, que está distante do nível de saturação e é, aproximadamente, metade do valor máximo para o projeto.

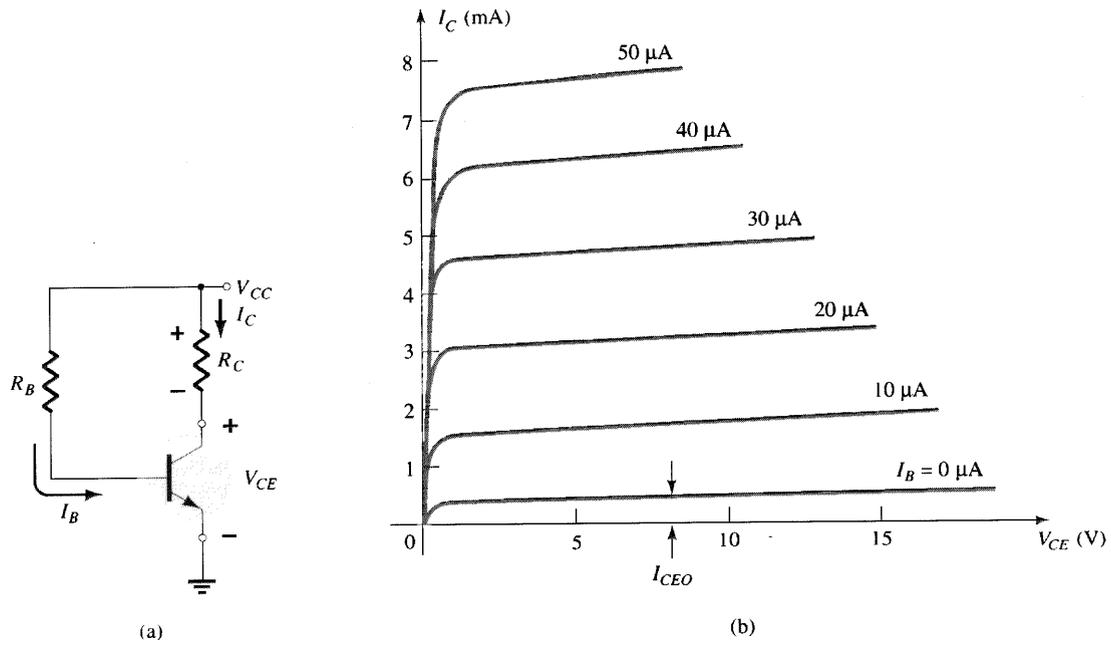


Fig. 4.11 Análise por reta de carga (a) o circuito (b) as curvas características do dispositivo.

Análise por Reta de Carga

A análise feita até então foi realizada utilizando um valor para β , correspondente ao ponto Q resultante. Investigaremos agora como os parâmetros do circuito determinam o conjunto possível de pontos Q , e como o ponto Q real é determinado. O circuito da Fig. 4.11a estabelece uma equação para a saída que relaciona as variáveis I_C e V_{CE} da seguinte maneira:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \quad (4.12)$$

As curvas características de saída do transistor relacionam as mesmas variáveis I_C e V_{CE} da forma mostrada na Fig. 4.11b.

Em resumo, portanto, temos uma equação do circuito e um conjunto de curvas que empregam as mesmas variáveis. A solução comum para ambos ocorre quando as condições estabelecidas em cada um são satisfeitas simultaneamente. Em outras palavras, isto é semelhante a achar a solução para duas equações ao mesmo tempo: uma equação estabelecida pelo circuito e a outra pelas curvas características do dispositivo.

As curvas características do dispositivo de I_C versus V_{CE} são fornecidas na Fig. 4.11b. Devemos sobrepor a reta definida pela Eq. (4.12) nas curvas. O método mais direto de traçar a Eq. (4.12) sobre as curvas características de saída, é utilizar o fato de uma reta ser definida por dois pontos. Se escolhermos I_C igual a 0 mA, estamos especificando o eixo horizontal como a reta na qual o ponto está localizado. Substituindo $I_C = 0$ mA na Eq. (4.12), achamos que

$$V_{CE} = V_{CC} - (0)R_C$$

e

$$V_{CE} = V_{CC} |_{I_C = 0 \text{ mA}} \quad (4.13)$$

definindo um ponto para a linha reta como mostra a Fig. 4.12.

Se agora *escolhermos* V_{CE} igual a 0 V, que estabelece o eixo vertical como a reta na qual o segundo ponto será definido, concluímos que I_C é determinado pela seguinte equação:

$$0 = V_{CC} - I_C R_C$$

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} |_{V_{CE} = 0 \text{ V}} \quad (4.14)$$

como aparece na Fig. 4.12.

Ligando os dois pontos definidos pelas Eqs. (4.13) e (4.14), a linha reta estabelecida pela Eq. (4.12) pode ser desenhada. A li-

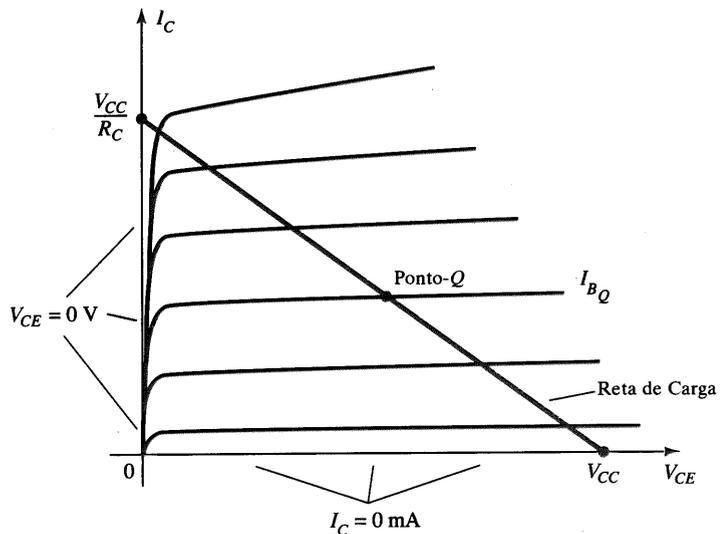


Fig. 4.12 Reta de carga para polarização fixa.

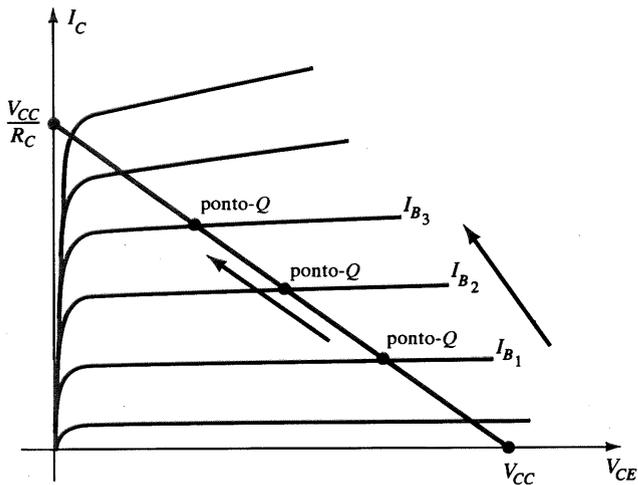


Fig. 4.13 Movimento do ponto Q com valores crescentes de I_B .

nha resultante no gráfico da Fig. 4.12 é chamada *reta de carga*, já que é definida pelo resistor de carga R_C . Solucionando para o valor resultante de I_B , o ponto Q real pode ser estabelecido como mostrado na Fig. 4.12.

Se o nível de I_B é modificado, variando-se o valor de R_B , o ponto Q move-se sobre a reta de carga, como mostra a Fig. 4.13. V_{CC} é mantido fixo, e R_C modificado, a reta de carga desloca-se como mostrado na Fig. 4.14. Se I_B é mantido fixo, o ponto Q irá mover-se como mostrado na mesma figura. Se R_C é fixo, e V_{CC} variado, a reta de carga desloca-se como mostrado na Fig. 4.15.

EXEMPLO 4.3

Dada a reta de carga da Fig. 4.16 e o ponto Q definido, determine os valores exigidos de V_{CC} , R_C e R_B para uma configuração fixa.

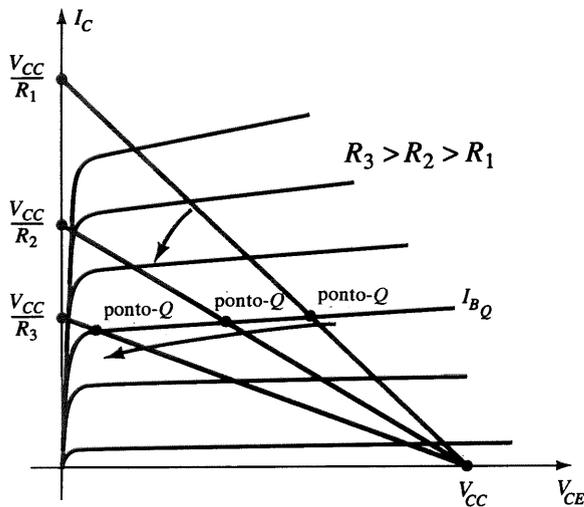


Fig. 4.14 Efeito do aumento no valor de R_C na reta de carga e no ponto Q.

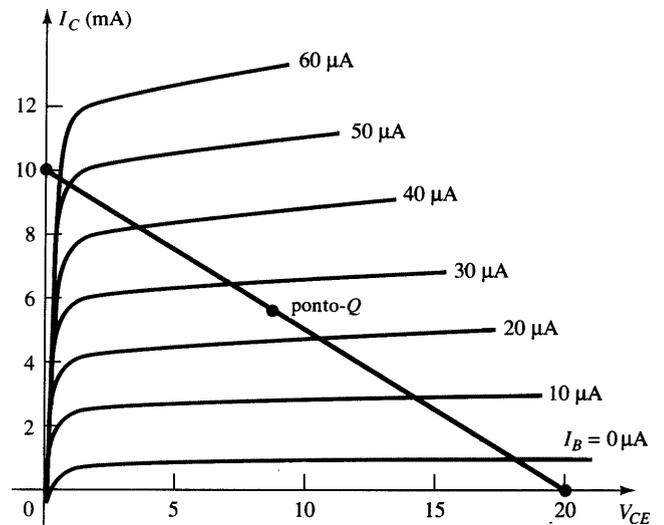


Fig. 4.16 Exemplo 4.3.

Solução

Da Fig. 4.16,

$$V_{CE} = V_{CC} = 20 \text{ V para } I_C = 0 \text{ mA}$$

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} \text{ para } V_{CE} = 0 \text{ V}$$

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{20 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{25 \mu\text{A}} = 772 \text{ k}\Omega$$

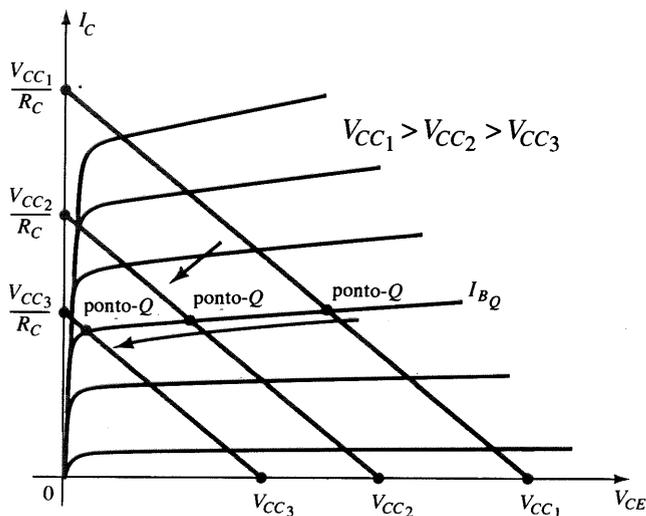


Fig. 4.15 Efeito da variação de V_{CC} na reta de carga e no ponto Q.



4.4 CIRCUITO DE POLARIZAÇÃO ESTÁVEL DO EMISSOR

O circuito de polarização dc da Fig. 4.17 contém um resistor de emissor para melhorar o nível de estabilidade da configuração com polarização fixa. A melhoria da estabilidade será demonstrada por meio de um exemplo numérico no fim da seção. A análise será realizada estudando-se primeiro a malha que inclui a tensão base-emissor, e depois utilizando os resultados para investigar a malha que inclui a tensão coletor-emissor.

Malha Base-Emissor

A malha base-emissor do circuito da Fig. 4.17 pode ser redesenhada da forma mostrada na Fig. 4.18. Escrevendo a lei das tensões de Kirchhoff ao longo da malha, no sentido horário, resulta na seguinte equação:

$$+V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0 \tag{4.15}$$

Lembre do Cap. 3 que

$$I_E = (\beta + 1)I_B \tag{4.16}$$

Substituindo I_E na Eq. (4.15), resulta

$$V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} - (\beta + 1)I_B R_E = 0$$

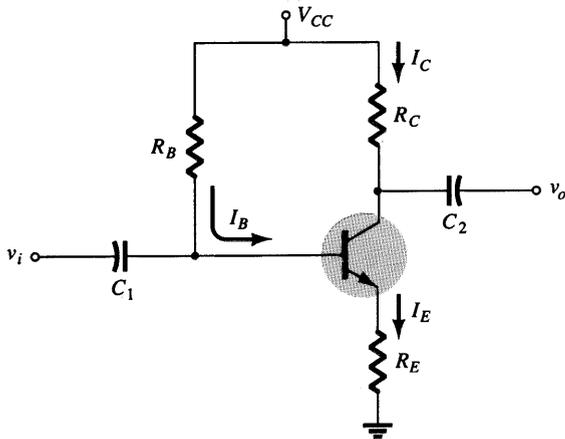


Fig. 4.17 Circuito de polarização do TBJ com resistor de emissor.

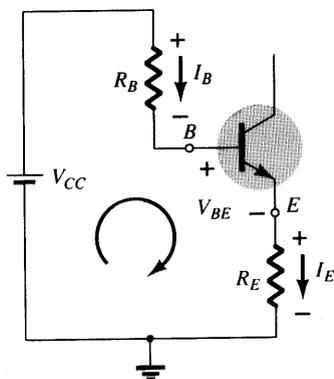


Fig. 4.18 Malha base-emissor.

Agrupando os termos, fornece o seguinte:

$$-I_B(R_B + (\beta + 1)R_E) + V_{CC} - V_{BE} = 0$$

Multiplicando-se por (-1) , temos

$$I_B(R_B + (\beta + 1)R_E) - V_{CC} + V_{BE} = 0$$

com

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

e solucionando para I_B nos dá

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \tag{4.17}$$

Observe que a única diferença entre esta equação para I_B e aquela obtida para a configuração com polarização fixa é o termo $(\beta + 1)R_E$.

Um resultado interessante pode ser deduzido da Eq. (4.17), se a equação for utilizada para esboçar um circuito série equivalente, como mostrado na Fig. 4.19. Do circuito, solucionando para a corrente I_B , o resultado é a mesma equação obtida acima. Observe que independente da tensão base-emissor V_{BE} , o resistor R_E é refletido para o circuito de entrada multiplicado por um fator $(\beta + 1)$. Em outras palavras, o resistor de emissor, que faz parte da malha coletor-emissor, “aparece como” $(\beta + 1)R_E$ na malha base-emissor. Já que β é, normalmente, maior ou igual a 50, o resistor de emissor corresponde a um valor muito maior no circuito de entrada. Em geral, portanto, para a configuração da Fig. 4.20,

$$R_i = (\beta + 1)R_E \tag{4.18}$$

A Eq. (4.18) será muito útil na análise a seguir. Na verdade, ela proporciona um modo mais fácil de lembrar da Eq. (4.17). Utilizando a lei de Ohm, sabemos que a corrente através de um

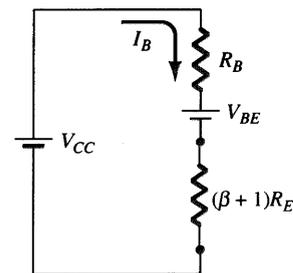


Fig. 4.19 Circuito derivado da Eq. (4.17).

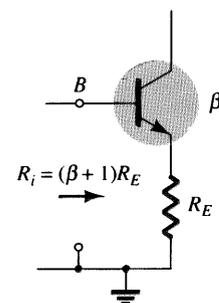


Fig. 4.20 Valor da impedância RE refletida.

sistema é a tensão dividida pela resistência do circuito. Para a malha base-emissor, a fonte resultante é $V_{CC} - V_{BE}$. Os valores de resistência são R_B mais R_E multiplicado por $(\beta + 1)$. O resultado é a Eq. (4.17).

Malha Coletor-Emissor

A malha coletor-emissor está redesenhada na Fig. 4.21. Escrevendo a lei das tensões de Kirchoff para a malha indicada, no sentido horário, resulta em

$$+I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$$

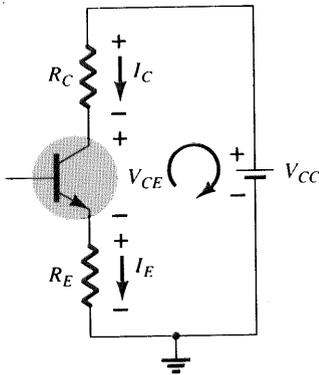


Fig. 4.21 Malha coletor-emissor.

Substituindo $I_E \cong I_C$, e agrupando os termos, vem

$$V_{CE} - V_{CC} + I_C(R_C + R_E) = 0$$

e
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = 0 \quad (4.19)$$

A notação V_E indica uma tensão do emissor para a terra, e é determinada por

$$V_E = I_E R_E \quad (4.20)$$

enquanto que a tensão do coletor para a terra pode ser determinada de

$$V_{CE} = V_C - V_E$$

e
$$V_C = V_{CE} + V_E \quad (4.21)$$

ou
$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (4.22)$$

A tensão na base em relação à terra pode ser determinada de

$$V_B = V_{CC} - I_B R_B \quad (4.23)$$

ou
$$V_B = V_{BE} + V_E \quad (4.24)$$

EXEMPLO 4.4

Para o circuito da Fig. 4.22, determine:

- (a) I_B .
- (b) I_C .
- (c) V_{CE} .

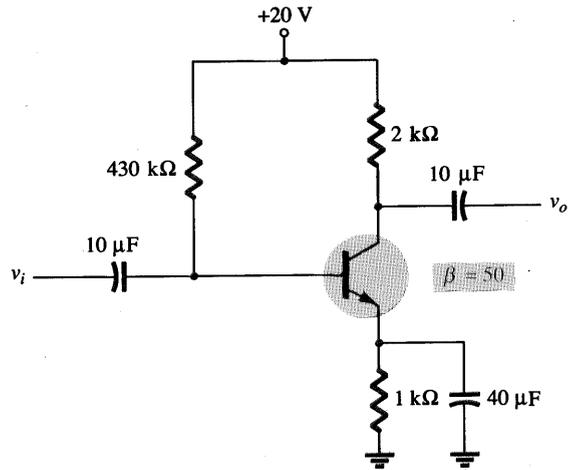


Fig. 4.22 Circuito para estabilidade da polarização do Exemplo 4.4.

- (d) V_C .
- (e) V_E .
- (f) V_B .
- (g) V_{BC} .

Solução

(a) Eq. (4.17):
$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{430 \text{ k}\Omega + (51)(1 \text{ k}\Omega)} = \frac{19,3 \text{ V}}{481 \text{ k}\Omega} = 40,1 \mu\text{A}$$

(b)
$$I_C = \beta I_B = (50)(40,1 \mu\text{A}) \cong 2,01 \text{ mA}$$

(c) Eq. (4.19):
$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = 20 \text{ V} - (2,01 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega) = 20 \text{ V} - 6,03 \text{ V} = 13,97 \text{ V}$$

(d)
$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 20 \text{ V} - (2,01 \text{ mA})(2 \text{ k}\Omega) = 20 \text{ V} - 4,02 \text{ V} = 15,98 \text{ V}$$

(e)
$$V_E = V_C - V_{CE} = 15,98 \text{ V} - 13,97 \text{ V} = 2,01 \text{ V}$$

ou
$$V_E = I_E R_E \cong I_C R_E = (2,01 \text{ mA})(1 \text{ k}\Omega) = 2,01 \text{ V}$$

(f)
$$V_B = V_{BE} + V_E = 0,7 \text{ V} + 2,01 \text{ V} = 2,71 \text{ V}$$

(g)
$$V_{BC} = V_B - V_C = 2,71 \text{ V} - 15,98 \text{ V} = -13,27 \text{ V} \text{ (tensão reversa, como prevista)}$$



Melhoria na Estabilidade da Polarização

A inclusão do resistor de emissor ao circuito de polarização dc do TBJ proporciona uma melhoria na estabilidade do circuito; isto é, mesmo ocorrendo modificações nas condições externas (temperatura, beta do transistor), as correntes e tensões dc permanecem próximas aos valores previamente estabelecidos. Enquanto na Seção 4.12 é fornecida uma análise matemática, uma comparação da melhoria atingida pode ser visualizada no Exemplo 4.5.

EXEMPLO 4.5

Prepara uma tabela e compare as tensões e correntes de polarização dos circuitos das Figs. 4.7 e 4.22, para $\beta = 50$ e para $\beta = 100$. Compare as variações em I_C e V_{CE} para o mesmo aumento de β .

Solução

Utilizando os resultados no Exemplo 4.1, e depois aproveitando-os para o cálculo com $\beta = 100$, temos o seguinte:

β	I_B (μA)	I_C (mA)	V_{CE} (V)
50	47,08	2,35	6,83
100	47,08	4,71	1,64

A corrente de coletor do TBJ sofre um aumento de 100% devido a uma variação de 100% no valor de β . O valor de I_B permanece o mesmo, e V_{CE} diminui 76%.

Utilizando os resultados calculados no Exemplo 4.4, e depois repetindo-os para $\beta = 100$, resulta no seguinte:

β	I_B (μA)	I_C (mA)	V_{CE} (V)
50	40,1	2,01	13,97
100	36,3	3,63	9,11

Agora a corrente de coletor do TBJ aumentou aproximadamente 81%, devido a um aumento de 100% em β . Observe que I_B diminui, impedindo que o valor de I_C aumentasse muito — ou ao menos reduzindo a variação total em I_C devida à variação em β . A variação de V_{CE} diminuiu aproximadamente 35% em relação à variação anterior. O circuito da Fig. 4.22 é, portanto, mais estável do que o circuito mostrado na Fig. 4.7, para a mesma variação em β .

Nível de Saturação

O nível de saturação do coletor ou corrente de coletor máxima em um projeto de polarização pode ser determinado, utilizando-se a mesma abordagem aplicada à configuração com polarização fixa: considere um curto-circuito entre os terminais de coletor e emissor, como mostrado na Fig. 4.23, e calcule a corrente de coletor resultante. Para a Fig. 4.23:

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \tag{4.25}$$

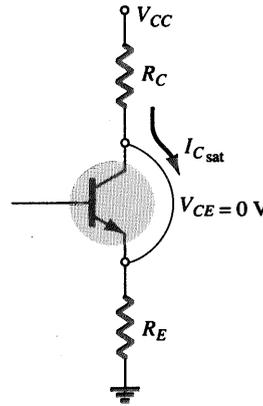


Fig. 4.23 Determinando $I_{C\text{sat}}$ para o circuito de polarização estável do emissor.

A inclusão do resistor de emissor reduz o nível de saturação do coletor para um valor abaixo daquele obtido com uma configuração com polarização fixa, utilizando o mesmo resistor de coletor.

EXEMPLO 4.6

Determine a corrente de saturação para o circuito do Exemplo 4.4.

Solução

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{20\text{ V}}{2\text{ k}\Omega + 1\text{ k}\Omega} = \frac{20\text{ V}}{3\text{ k}\Omega} = 6,67\text{ mA}$$

que é aproximadamente duas vezes o valor encontrado no Exemplo 4.4.

Análise por Reta de Carga

A análise por reta de carga do circuito de polarização do emissor é muito pouco diferente da análise para configuração com polarização fixa. O valor de I_B , determinado pela Eq. (4.17), define o valor de I_B nas curvas da Fig. 4.24 (indicado por I_{BQ}).

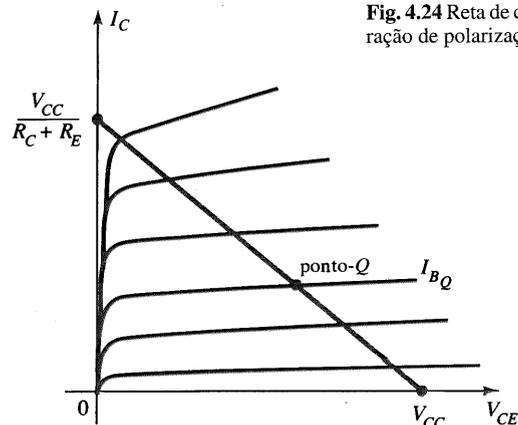


Fig. 4.24 Reta de carga para a configuração de polarização do emissor.



A equação para a malha coletor-emissor que define a reta de carga é a seguinte:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

Fazendo $I_C = 0$ mA, resulta

$$V_{CE} = V_{CC} |_{I_C=0 \text{ mA}} \quad (4.26)$$

como obtido para a configuração com polarização fixa. Fazendo $V_{CE} = 0$ V, dá

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} |_{V_{CE}=0 \text{ V}} \quad (4.27)$$

como mostrado na Fig. 4.24. Diferentes valores de I_{BQ} moverão, é claro, o ponto Q ao longo da reta de carga.

4.5 POLARIZAÇÃO POR DIVISOR DE TENSÃO

Nas configurações anteriores de polarização, a corrente I_C e tensão V_{CEQ} de polarização eram funções do ganho de corrente (β) do transistor. Entretanto, uma vez que β é sensível à temperatura, principalmente em transistores de silício, e o valor exato de beta normalmente não é bem definido, seria desejável desenvolver um circuito de polarização que seja menos vulnerável, ou seja, independente do beta do transistor. A configuração de polarização por divisor de tensão da Fig. 4.25 representa um circuito com estas características. Uma análise adequada revelará que a suscetibilidade às variações de beta é bem pequena. Se os parâmetros do circuito forem escolhidos apropriadamente, os níveis resultantes de I_{CQ} e V_{CEQ} podem ser quase que totalmente independentes de beta. Lembre das discussões anteriores que um ponto Q é definido por um nível fixo de I_{CQ} e V_{CEQ} , como mostra a Fig. 4.26. O valor de I_{BQ} será modificado com a variação de beta, mas o ponto de operação nas curvas, definido por I_{CQ} e V_{CEQ} , pode permanecer fixo se forem empregados parâmetros do circuito apropriados.

Como observado acima, há dois métodos que podem ser aplicados para analisar a configuração de divisor de tensão. A razão

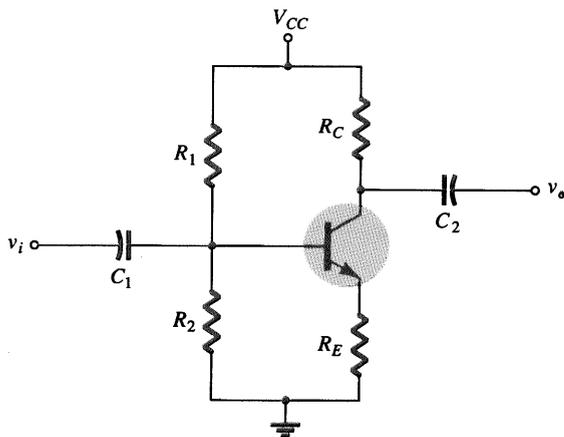


Fig. 4.25 Configuração de polarização por divisor de tensão.

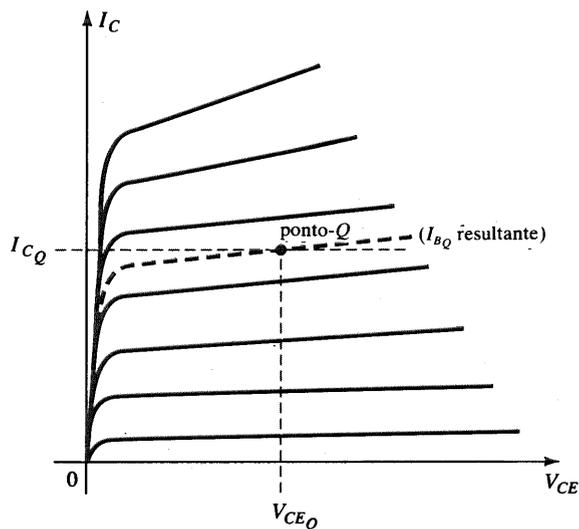


Fig. 4.26 Definindo o ponto Q para a configuração de polarização do divisor de tensão.

para a escolha deste nome para a configuração se tornará óbvia na análise a seguir. O primeiro tópico a ser demonstrado é o *método exato*, que pode ser aplicado a *qualquer* divisor de tensão. O segundo refere-se ao *método aproximado*, e só pode ser utilizado se condições específicas forem satisfeitas. Uma abordagem aproximada permite uma análise mais direta com economia de tempo e energia. Para o projeto, é particularmente útil que este seja abordado em uma seção posterior. Em resumo, o método aproximado pode ser aplicado à maioria das situações e, portanto, deve ser examinado com o mesmo interesse dedicado ao método exato.

Análise Exata

O circuito de entrada do circuito da Fig. 4.25 pode ser redesenhado como mostra a Fig. 4.27 para a análise dc. O circuito equivalente de Thévenin para o circuito à esquerda do terminal da base pode ser determinado da seguinte maneira:

R_{Th} : A fonte de tensão é substituída por um curto-circuito equivalente, como mostra a Fig. 4.28.

$$R_{Th} = R_1 || R_2 \quad (4.28)$$

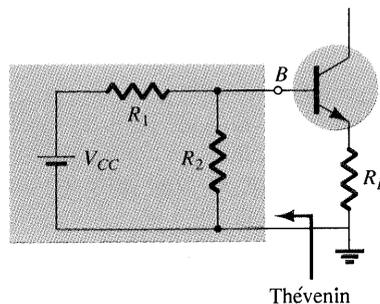


Fig. 4.27 Redesenhando o circuito de entrada da Fig. 4.25.

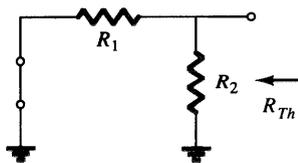


Fig. 4.28 Determinando R_{Th} .

E_{Th} : A fonte de tensão V_{CC} retorna ao circuito, e a tensão Thévenin de circuito-aberto da Fig. 4.29 é determinada como se segue: Aplicando a regra do divisor de tensão:

$$E_{Th} = V_{R_2} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (4.29)$$

O circuito de Thévenin é, portanto, redesenhado conforme Fig. 4.30, e I_{BQ} pode ser determinado aplicando-se inicialmente a lei das tensões de Kirchhoff, no sentido horário, para a malha indicada:

$$E_{Th} - I_B R_{Th} - V_{BE} - I_E R_E = 0$$

Substituindo $I_E = (\beta + 1)I_B$, e solucionando para I_B , vem

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} \quad (4.30)$$

Embora a Eq. (4.30) se mostre diferente das equações desenvolvidas antes, observe que o numerador representa novamente uma diferença entre dois níveis de tensões, e o denominador representa uma resistência de base mais o resistor de emissor multiplicado por $(\beta + 1)$ — certamente muito semelhante à Eq. (4.17).

Uma vez conhecido I_B , as quantidades restantes do circuito podem ser determinadas do mesmo modo que foram para a configuração de polarização do emissor. Ou seja,

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \quad (4.31)$$

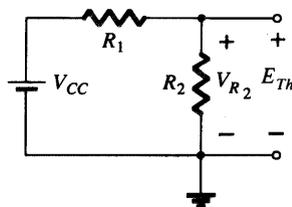


Fig. 4.29 Determinando E_{Th} .

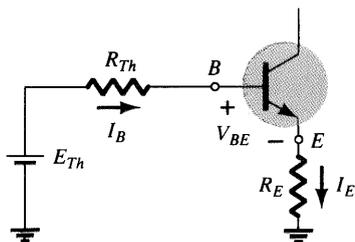


Fig. 4.30 Inserindo o circuito equivalente de Thévenin.

que é exatamente igual à Eq. (4.19). As equações restantes para V_E , V_C e V_B também são obtidas da mesma forma.

EXEMPLO 4.7

Determine a tensão V_{CE} e a corrente I_C de polarização dc para a configuração do divisor de tensão da Fig. 4.31.

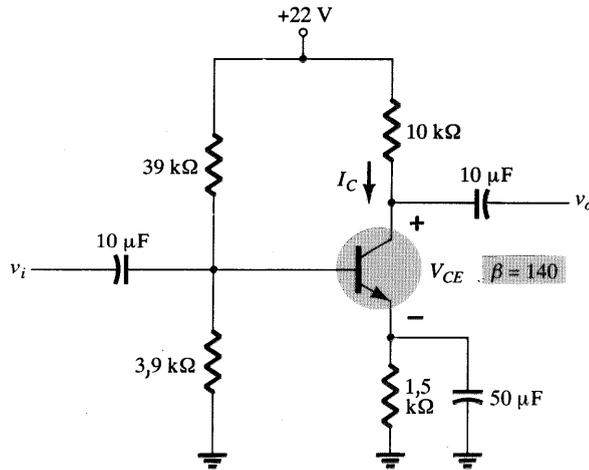


Fig. 4.31 Circuito estável com relação à beta do Exemplo 4.7.

Solução

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.28): } R_{Th} &= R_1 || R_2 \\ &= \frac{(39 \text{ k}\Omega)(3,9 \text{ k}\Omega)}{39 \text{ k}\Omega + 3,9 \text{ k}\Omega} = 3,55 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.29): } E_{Th} &= \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{(3,9 \text{ k}\Omega)(22 \text{ V})}{39 \text{ k}\Omega + 3,9 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.30): } I_B &= \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} \\ &= \frac{2 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{3,55 \text{ k}\Omega + (141)(1,5 \text{ k}\Omega)} \\ &= \frac{1,3 \text{ V}}{3,55 \text{ k}\Omega + 211,5 \text{ k}\Omega} \\ &= 6,05 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_C &= \beta I_B \\ &= (140)(6,05 \mu\text{A}) \\ &= 0,85 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.31): } V_{CE} &= V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\ &= 22 \text{ V} - (0,85 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega + 1,5 \text{ k}\Omega) \\ &= 22 \text{ V} - 9,78 \text{ V} \\ &= 12,22 \text{ V} \end{aligned}$$



Análise Aproximada

A seção de entrada do divisor de tensão pode ser representada pelo circuito da Fig. 4.32. A resistência R_i é a resistência equivalente vista da base para a terra, para o transistor com um resistor de emissor R_E . Lembre da Seção 4.4 [Eq. (4.18)] que a resistência entre a base e o emissor é definida por $R_i = (\beta + 1)R_E$. Se R_i é muito maior do que a resistência R_2 , a corrente I_B será muito menor do que I_2 (a corrente procura sempre o caminho de menor resistência), e I_2 será aproximadamente igual a I_1 . Se aceitarmos a aproximação que I_B é desprezível em relação a I_1 ou I_2 , então $I_1 = I_2$ e R_1 e R_2 podem ser considerados elementos em série. A tensão através de R_2 , que é, na verdade, a tensão de base, pode ser determinada pela aplicação da regra do divisor de tensão (daí o nome para a configuração) ou seja,

$$V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (4.32)$$

Uma vez que $R_i = (\beta + 1)R_E \cong \beta R_E$, a condição que determina se o método aproximado pode ser aplicado é a seguinte:

$$\beta R_E \geq 10R_2 \quad (4.33)$$

Em outras palavras, se o valor de beta multiplicado por R_E é no máximo 10 vezes maior do que o valor de R_2 , o método aproximado pode ser aplicado, obtendo-se um alto grau de precisão nos resultados.

Uma vez determinado V_B , o valor de V_E pode ser calculado de

$$V_E = V_B - V_{BE} \quad (4.34)$$

e a corrente de emissor pode ser determinada de

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} \quad (4.35)$$

e

$$I_{C_Q} \cong I_E \quad (4.36)$$

A tensão coletor-emissor é determinada por

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E$$

mas já que $I_E \cong I_C$,

$$V_{CE_Q} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \quad (4.37)$$

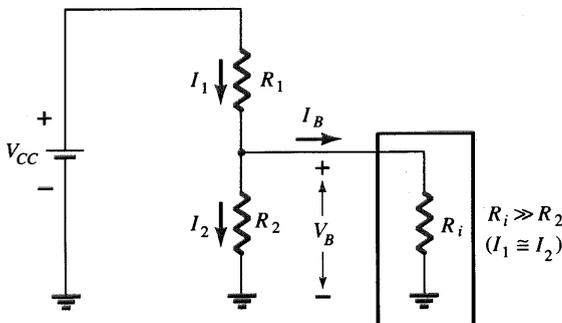


Fig. 4.32 Circuito parcial de polarização para o cálculo da tensão aproximada de base V_B .

Observe na seqüência dos cálculos, da Eq. (4.33) até a Eq. (4.37), que beta não aparece, e I_B não é calculado. O ponto Q (determinado por I_{C_Q} e V_{CE_Q}) é, portanto, independente do valor de beta.

EXEMPLO 4.8

Repita a análise da Fig. 4.31 utilizando a técnica aproximada e compare as soluções para I_{C_Q} e V_{CE_Q} .

Solução

Verificando:

$$\begin{aligned} \beta R_E &\geq 10R_2 \\ (140)(1,5 \text{ k}\Omega) &\geq 10(3,9 \text{ k}\Omega) \\ 210 \text{ k}\Omega &\geq 39 \text{ k}\Omega \text{ (satisfeito)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.32): } V_B &= \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \\ &= \frac{(3,9 \text{ k}\Omega)(22 \text{ V})}{39 \text{ k}\Omega + 3,9 \text{ k}\Omega} \\ &= 2 \text{ V} \end{aligned}$$

Observe que o valor de V_B é igual ao valor encontrado para E_{Th} no Exemplo 4.7. Em resumo, portanto, a diferença principal entre as técnicas exata e aproximada é o efeito de R_{Th} na análise exata, que torna diferente E_{Th} de V_B

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.34): } V_E &= V_B - V_{BE} \\ &= 2 \text{ V} - 0,7 \text{ V} \\ &= 1,3 \text{ V} \end{aligned}$$

$$I_{C_Q} \cong I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{1,3 \text{ V}}{1,5 \text{ k}\Omega} = \mathbf{0,867 \text{ mA}}$$

valor próximo a 0,85 mA obtido pela análise exata. Finalmente,

$$\begin{aligned} V_{CE_Q} &= V_{CC} - I_C (R_C + R_E) \\ &= 22 \text{ V} - (0,867 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega + 1,5 \text{ k}\Omega) \\ &= 22 \text{ V} - 9,97 \text{ V} \\ &= \mathbf{12,03 \text{ V}} \end{aligned}$$

versus 12,22 V encontrado no Exemplo 4.7.

Os resultados para I_{C_Q} e V_{CE_Q} são certamente próximos, e considerando a variação real nos valores dos parâmetros, podem ser considerados tão precisos quanto os outros. Quanto maior o valor de R_i em relação a R_2 , mais se assemelham as soluções exata e aproximada. O Exemplo 4.10 irá comparar as soluções em um nível bem abaixo das condições estabelecidas pela Eq. (4.33).

EXEMPLO 4.9

Repita a análise exata do Exemplo 4.7 com β reduzido para 70, e compare as soluções para I_{C_Q} e V_{CE_Q} .



Solução

Este exemplo não é uma comparação entre os métodos exato e aproximado, mas sim um teste de quanto o ponto Q se move se β é reduzido pela metade. R_{Th} e E_{Th} são os mesmos:

$$R_{Th} = 3,55 \text{ k}\Omega, \quad E_{Th} = 2 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E}$$

$$= \frac{2 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{3,55 \text{ k}\Omega + (71)(1,5 \text{ k}\Omega)} = \frac{1,3 \text{ V}}{3,55 \text{ k}\Omega + 106,5 \text{ k}\Omega}$$

$$= 11,81 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{C_Q} = \beta I_B$$

$$= (70)(11,81 \text{ }\mu\text{A})$$

$$= 0,83 \text{ mA}$$

$$V_{CE_Q} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

$$= 22 \text{ V} - (0,83 \text{ mA})(10 \text{ k}\Omega + 1,5 \text{ k}\Omega)$$

$$= 12,46 \text{ V}$$

Tabulando os resultados, temos:

β	I_{C_Q}	V_{CE_Q}
140	0,85 mA	12,22 V
70	0,83 mA	12,46 V

Os resultados mostram claramente a não-suscetibilidade do circuito a variações em β . Embora β seja drasticamente reduzido pela metade, de 140 para 70, os valores de I_{C_Q} e V_{CE_Q} são essencialmente os mesmos.

EXEMPLO 4.10

Determine os valores de I_{C_Q} e V_{CE_Q} para a configuração com divisor de tensão da Fig. 4.33, utilizando as técnicas exata e aproximada.

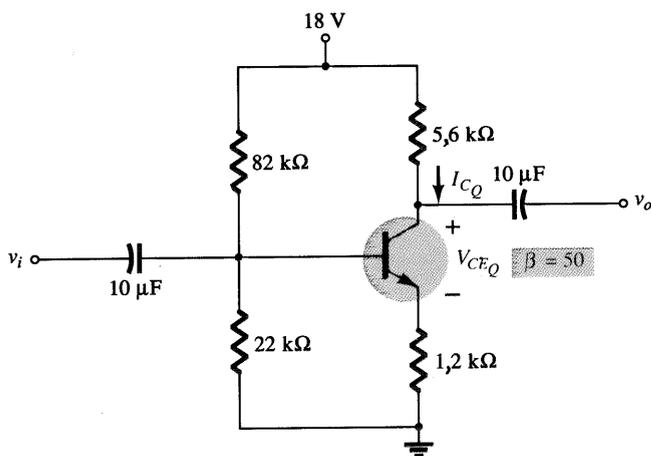


Fig. 4.33 Configuração com divisor de tensão para o Exemplo 4.10.

ximada, e compare as soluções. Neste caso, a condição da Eq. (4.33) não será satisfeita, mas os resultados revelarão a diferença na solução, se o critério da Eq. (4.33) for ignorado.

Solução

Análise Exata:

Eq. (4.33): $\beta R_E \geq 10R_2$

$$(50)(1,2 \text{ k}\Omega) \geq 10(22 \text{ k}\Omega)$$

$$60 \text{ k}\Omega \neq 220 \text{ k}\Omega \text{ (não satisfeito)}$$

$$R_{Th} = R_1 || R_2 = 82 \text{ k}\Omega || 22 \text{ k}\Omega = 17,35 \text{ k}\Omega$$

$$E_{Th} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{22 \text{ k}\Omega(18 \text{ V})}{82 \text{ k}\Omega + 22 \text{ k}\Omega} = 3,81 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E} = \frac{3,81 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{17,35 \text{ k}\Omega + (51)(1,2 \text{ k}\Omega)}$$

$$= \frac{3,11 \text{ V}}{78,55 \text{ k}\Omega}$$

$$= 39,6 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{C_Q} = \beta I_B = (50)(39,6 \text{ }\mu\text{A}) = \mathbf{1,98 \text{ mA}}$$

$$V_{CE_Q} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

$$= 18 \text{ V} - (1,98 \text{ mA})(5,6 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega)$$

$$= \mathbf{4,54 \text{ V}}$$

Análise Aproximada:

$$V_B = E_{Th} = 3,81 \text{ V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 3,81 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 3,11 \text{ V}$$

$$I_{C_Q} \cong I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{3,11 \text{ V}}{1,2 \text{ k}\Omega} = \mathbf{2,59 \text{ mA}}$$

$$V_{CE_Q} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

$$= 18 \text{ V} - (2,59 \text{ mA})(5,6 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega)$$

$$= \mathbf{3,88 \text{ V}}$$

Tabulando os resultados, temos:

	I_{C_Q}	V_{CE_Q}
Exato	1,98 mA	4,54 V
Aproximado	2,59 mA	3,88 V

Os resultados revelam a diferença entre as soluções exata e aproximada. I_{C_Q} é cerca de 30% maior na solução aproximada, enquanto V_{CE_Q} é mais ou menos 10% menor. Em geral, os resultados são diferentes, mas considerando que βR_E é apenas três vezes maior do que R_2 , os resultados podem ser considerados aceitáveis. No futuro, entretanto, nossa análise será ditada pela Eq. (4.33) para assegurar a semelhança entre as soluções exata e aproximada.



Saturação do Transistor

O circuito de saída coletor-emissor para a configuração com divisor de tensão tem a mesma aparência do circuito com emissor polarizado analisado na Seção 4.4. A equação resultante para a corrente de saturação (quando V_{CE_Q} é ajustado para zero volt) é, portanto, a mesma obtida para a configuração com emissor polarizado. Ou seja,

$$I_{C_{sat}} = I_{C_{max}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (4.38)$$

Análise por Reta de Carga

As semelhanças com o circuito de saída da configuração com divisor de tensão provocam interseções iguais para a reta de carga desta configuração. A reta de carga apresentará, portanto, o mesmo aspecto mostrado na Fig. 4.24, com

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \Big|_{V_{CE}=0 \text{ V}} \quad (4.39)$$

e

$$V_{CE} = V_{CC} \Big|_{I_C=0 \text{ mA}} \quad (4.40)$$

O valor de I_B , para as configurações com divisor de tensão e emissor polarizado, é obviamente determinado por equações distintas.

4.6 POLARIZAÇÃO DC COM REALIMENTAÇÃO DE TENSÃO

Consegue-se obter uma melhoria na estabilidade do circuito introduzindo-se uma realimentação de coletor para a base, conforme Fig. 4.34. Embora o ponto Q não seja totalmente independente de beta (mesmo sob condições aproximadas), a suscetibilidade a variações com beta ou na temperatura é normalmente menor do que a percebida para as configurações com divisor de tensão e emissor polarizado. A análise será refeita, consideran-

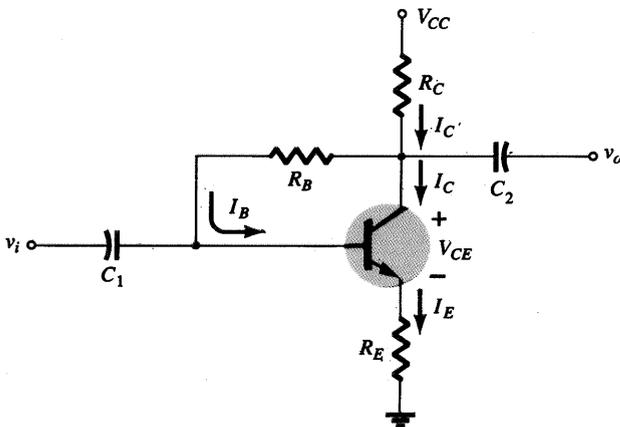


Fig. 4.34 Circuito de polarização dc com realimentação de tensão.

do-se inicialmente a malha base-emissor, e depois utilizando os resultados para investigar a malha coletor-emissor.

Malha Base-Emissor

A Fig. 4.35 mostra a malha base-emissor para a configuração com realimentação de tensão. Escrevendo a lei das tensões de Kirchhoff ao longo da malha indicada, no sentido horário, resulta em

$$V_{CC} - I'_C R_C - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0$$

É importante observar que a corrente através de R_C não é I_C , mas I'_C (onde $I'_C = I_C + I_B$). Entretanto, o valor de I_C e I'_C é muito maior do que o valor usual de I_B , podendo-se empregar a aproximação $I'_C \cong I_C$. Substituindo-se $I'_C \cong I_C = \beta I_B$ e $I_E \cong I_C$, resulta em

$$V_{CC} - \beta I_B R_C - I_B R_B - V_{BE} - \beta I_B R_E = 0$$

Juntando os termos, temos

$$V_{CC} - V_{BE} - \beta I_B (R_C + R_E) - I_B R_B = 0$$

e solucionando para I_B , vem

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)} \quad (4.41)$$

O resultado acima é extremamente interessante, já que o formato é muito parecido com as equações I_B obtidas nas configurações anteriores. O numerador é novamente a diferença entre tensões disponíveis, enquanto o denominador é a resistência de base mais os resistores de coletor e emissor refletidos por beta. Em geral, portanto, a realimentação resulta na reflexão da resistência R_C para o circuito de entrada, assim como da resistência R_E .

Em geral, a equação para I_B teria o seguinte formato:

$$I_B = \frac{V'}{R_B + \beta R'}$$

com a ausência de R' para a configuração com polarização fixa, $R' = R_E$ para a estrutura com emissor polarizado (com $(\beta + 1) \cong \beta$), e $R' = R_C + R_E$ para o circuito com realimentação do coletor. A tensão V' é a diferença entre dois níveis de tensão.

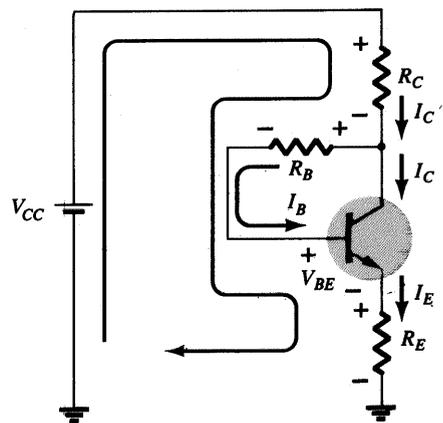


Fig. 4.35 Malha base-emissor para o circuito da Fig. 4.34.

Uma vez que $I_C = \beta I_B$,

$$I_{C_Q} = \frac{\beta V'}{R_B + \beta R'}$$

Em geral, quanto maior o produto $\beta R'$ em relação a R_B , menor é a suscetibilidade de I_{C_Q} a variações em beta. Obviamente, se $\beta R' \gg R_B$ e $R_B + \beta R' \cong \beta R'$, temos

$$I_{C_Q} = \frac{\beta V'}{R_B + \beta R'} \cong \frac{\beta V'}{\beta R'} = \frac{V'}{R'}$$

que I_{C_Q} é independente do valor de beta. Já que R' é tipicamente maior para a configuração com realimentação de tensão do que para a configuração com emissor polarizado, a suscetibilidade a variações em beta é menor para a primeira. Obviamente, R' é zero ohm para a configuração com polarização fixa e, portanto, esta configuração é muito sensível a variações em beta.

Malha Coletor-Emissor

A malha coletor-emissor para o circuito da Fig. 4.34 está mostrada na Fig. 4.36. Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao longo da malha indicada, no sentido horário, resulta em

$$I_E R_E + V_{CE} + I'_C R_C - V_{CC} = 0$$

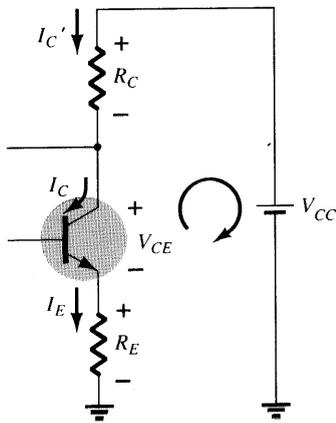


Fig. 4.36 Malha coletor-emissor para o circuito da Fig. 4.34.

Uma vez que $I'_C \cong I_C$ e $I_E \cong I_C$, temos

$$I_C(R_C + R_E) + V_{CE} - V_{CC} = 0$$

e $V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$ (4.42)

que é exatamente o resultado obtido para as configurações do emissor polarizado, e polarização por divisor de tensão.

EXEMPLO 4.11

Determine os níveis quiescentes de I_{C_Q} e V_{CE_Q} para o circuito da Fig. 4.37.

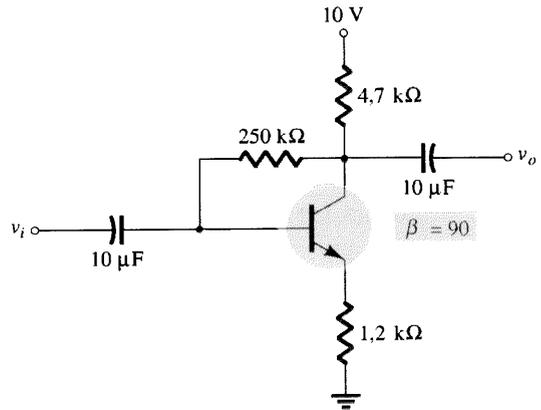


Fig. 4.37 Circuito para o Exemplo 4.11.

Solução

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.41): } I_B &= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta(R_C + R_E)} \\ &= \frac{10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega + (90)(4,7 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega)} \\ &= \frac{9,3 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega + 531 \text{ k}\Omega} = \frac{9,3 \text{ V}}{781 \text{ k}\Omega} \\ &= 11,91 \mu\text{A} \\ I_{C_Q} &= \beta I_B = (90)(11,91 \mu\text{A}) \\ &= 1,07 \text{ mA} \\ V_{CE_Q} &= V_{CC} - I_C(R_C + R_E) \\ &= 10 \text{ V} - (1,07 \text{ mA})(4,7 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega) \\ &= 10 \text{ V} - 6,31 \text{ V} \\ &= 3,69 \text{ V} \end{aligned}$$

EXEMPLO 4.12

Repita o Exemplo 4.11, utilizando um beta de 135 (50% maior do que no Exemplo 4.11).

Solução

É importante observar na solução para I_B do Exemplo 4.11 que o segundo termo no denominador da equação é maior do que o primeiro. Lembre de uma discussão recente, que quanto maior for o segundo termo em relação ao primeiro, menor é a suscetibilidade a variações em beta. Neste exemplo, o valor de beta é aumentado em 50%, elevando ainda mais a diferença do segundo termo para o primeiro. Nesses exemplos, portanto, é mais importante observar que, se o segundo termo for relativamente maior comparado ao primeiro, a suscetibilidade a variações em beta é significativamente menor.

Solucionando para I_B , dá

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



$$\begin{aligned}
 &= \frac{10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega + (135)(4,7 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega)} \\
 &= \frac{9,3 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega + 796,5 \text{ k}\Omega} \\
 &= \frac{9,3 \text{ V}}{1046,5 \text{ k}\Omega} \\
 &= 8,89 \mu\text{A}
 \end{aligned}$$

e $I_{C_Q} = \beta I_B$
 $= (135)(8,89 \mu\text{A})$
 $= 1,2 \text{ mA}$

com $V_{CE_Q} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$
 $= 10 \text{ V} - (1,2 \text{ mA})(4,7 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega)$
 $= 10 \text{ V} - 7,08 \text{ V}$
 $= 2,92 \text{ V}$

Apesar do fato de o valor de β ter aumentado em 50%, o valor de I_{C_Q} foi aumentado apenas em 12,1%, enquanto o valor de V_{CE_Q} diminuiu aproximadamente 20,9%. Se o circuito fosse projetado com polarização fixa, um aumento de 50% em β resultaria em um aumento de 50% em I_{C_Q} , e conseqüentemente em uma dramática mudança na posição do ponto Q .

EXEMPLO 4.13

Determine o nível dc de I_B e V_C para o circuito da Fig. 4.38.

Solução

Neste caso, a resistência de base para a análise dc é composta de dois resistores com um capacitor conectado para terra. No modo dc, o capacitor assume o circuito aberto equivalente, e $R_B = R_1 + R_2$.

Solucionando para I_B , dá

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

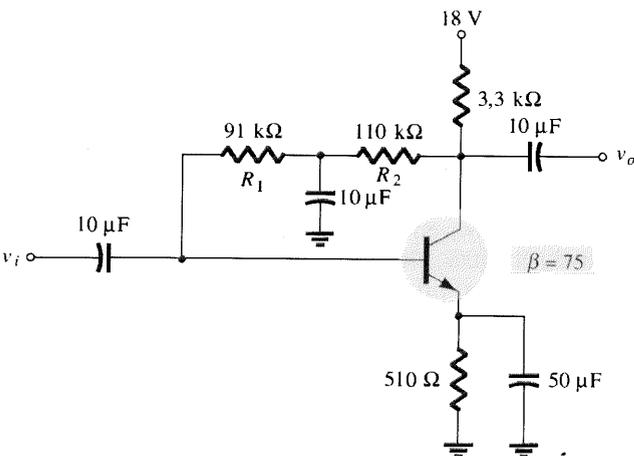


Fig. 4.38 Circuito para o Exemplo 4.13.

$$\begin{aligned}
 &= \frac{18 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{(91 \text{ k}\Omega + 110 \text{ k}\Omega) + (75)(3,3 \text{ k}\Omega + 0,51 \text{ k}\Omega)} \\
 &= \frac{17,3 \text{ V}}{201 \text{ k}\Omega + 285,75 \text{ k}\Omega} = \frac{17,3 \text{ V}}{486,75 \text{ k}\Omega} \\
 &= 35,5 \mu\text{A}
 \end{aligned}$$

$I_C = \beta I_B$
 $= (75)(35,5 \mu\text{A})$
 $= 2,66 \text{ mA}$

$V_C = V_{CC} - I_C R_C \cong V_{CC} - I_C R_C$
 $= 18 \text{ V} - (2,66 \text{ mA})(3,3 \text{ k}\Omega)$
 $= 18 \text{ V} - 8,78 \text{ V}$
 $= 9,22 \text{ V}$

Condições de Saturação

Utilizando a aproximação $I'_C = I_C$, a equação para a corrente de saturação é a mesma obtida para as configurações com divisor de tensão e emissor polarizado. Ou seja,

$$I_{C_{sat}} = I_{C_{max}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \tag{4.43}$$

Análise por Retas de Carga

Prosseguindo com a aproximação $I'_C = I_C$, obtemos a mesma reta de carga das configurações com divisor de tensão e emissor polarizado. O valor de I_{B_Q} será definido pela escolha da configuração de polarização.

4.7 CONFIGURAÇÕES MISTAS DE POLARIZAÇÃO

Há várias configurações de polarização de TBJ que não se enquadram nos modelos básicos analisados nas seções anteriores. Na verdade, existem variações no projeto que exigiriam muito mais páginas do que o aceitável em um livro desta natureza. Entretanto, o objetivo principal aqui é enfatizar as características do dispositivo que permitam uma análise dc da configuração, e estabelecer um procedimento geral que vise a solução do problema. Para cada configuração discutida até o momento, a primeira etapa tem sido a obtenção de uma expressão para a corrente de base. Uma vez conhecida a corrente de base, a corrente de coletor e os níveis de tensão do circuito de saída podem ser determinados diretamente. Isto não implica que todas as soluções seguirão este caminho, mas sugere uma alternativa possível, caso pareça uma nova configuração.

O primeiro exemplo trata de um circuito onde o resistor de emissor foi retirado da configuração com realimentação de tensão da Fig. 4.34. A análise é muito semelhante, mas considere-se a ausência de R_E na equação.



EXEMPLO 4.14

Para o circuito da Fig. 4.39:

- (a) Determine I_{CQ} e V_{CEQ} .
- (b) Determine V_B , V_C , V_E e V_{BC} .

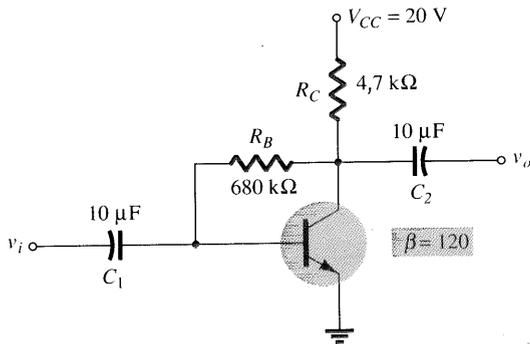


Fig. 4.39 Realimentação de coletor com $R_E = 0\Omega$.

Solução

- (a) A ausência de R_E diminui o valor da resistência refletida. Considere-se somente R_C e a equação para I_B fica reduzida a

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_C}$$

$$= \frac{20\text{ V} - 0,7\text{ V}}{680\text{ k}\Omega + (120)(4,7\text{ k}\Omega)} = \frac{19,3\text{ V}}{1,244\text{ M}\Omega}$$

$$= 15,51\ \mu\text{A}$$

$$I_{CQ} = \beta I_B = (120)(15,51\ \mu\text{A})$$

$$= \mathbf{1,86\text{ mA}}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C R_C$$

$$= 20\text{ V} - (1,86\text{ mA})(4,7\text{ k}\Omega)$$

$$= \mathbf{11,26\text{ V}}$$

$$V_B = V_{BE} = \mathbf{0,7\text{ V}}$$

$$V_C = V_{CE} = \mathbf{11,26\text{ V}}$$

$$V_E = \mathbf{0\text{ V}}$$

$$V_{BC} = V_B - V_C = 0,7\text{ V} - 11,26\text{ V}$$

$$= \mathbf{-10,56\text{ V}}$$

No próximo exemplo, a tensão dc é aplicada diretamente ao terminal de emissor, e R_C é conectada à terra. Inicialmente, esta configuração pode parecer pouco ortodoxa e bem diferente das estudadas até agora, mas a aplicação da lei das tensões de Kirchhoff ao circuito de base nos dará a corrente de base.

EXEMPLO 4.15

Determine V_C e V_B para o circuito da Fig. 4.40.

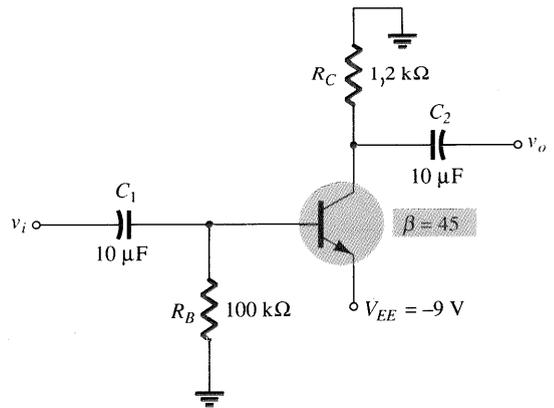


Fig. 4.40 Exemplo 4.15.

Solução

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff no sentido horário, para a malha base-emissor, resulta em

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

$$I_B = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_B}$$

Substituindo

$$I_B = \frac{9\text{ V} - 0,7\text{ V}}{100\text{ k}\Omega}$$

$$= \frac{8,3\text{ V}}{100\text{ k}\Omega}$$

$$= 83\ \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$= (45)(83\ \mu\text{A})$$

$$= 3,735\text{ mA}$$

$$V_C = -I_C R_C$$

$$= -(3,735\text{ mA})(1,2\text{ k}\Omega)$$

$$= \mathbf{-4,48\text{ V}}$$

$$V_B = -I_B R_B$$

$$= -(83\ \mu\text{A})(100\text{ k}\Omega)$$

$$= \mathbf{-8,3\text{ V}}$$

O próximo exemplo emprega um circuito normalmente chamado *seguidor de emissor*. Quando este mesmo circuito for analisado no modo ac, descobriremos que os sinais de entrada e saída estão em fase (um seguindo o outro), e a tensão de saída é ligeiramente menor do que o sinal aplicado. Para a análise dc, o coletor está aterrado, e a tensão da fonte aplicada ao emissor.

EXEMPLO 4.16

Determine V_{CEQ} e I_E para o circuito da Fig. 4.41.

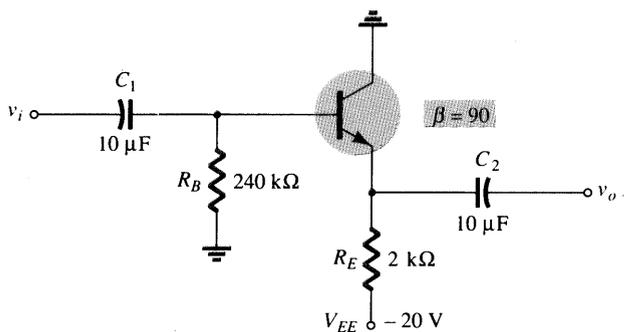


Fig. 4.41 Configuração coletor-comum (seguidor de emissor).

Solução

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

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

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

e $V_{EE} - V_{BE} - (\beta + 1)I_B R_E - I_B R_B = 0$

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

Substituindo os valores, vem

$$I_B = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{240 \text{ k}\Omega + (91)(2 \text{ k}\Omega)}$$

$$= \frac{19,3 \text{ V}}{240 \text{ k}\Omega + 182 \text{ k}\Omega} = \frac{19,3 \text{ V}}{422 \text{ k}\Omega}$$

$$= 45,73 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$= (90)(45,73 \mu\text{A})$$

$$= 4,12 \text{ mA}$$

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito de saída, temos

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

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

e $V_{CE_Q} = V_{EE} - (\beta + 1)I_B R_E$

$$= 20 \text{ V} - (91)(45,73 \mu\text{A})(2 \text{ k}\Omega)$$

$$= 11,68 \text{ V}$$

$$I_E = 4,16 \text{ mA}$$

Todos os exemplos até então empregam uma configuração emissor-comum ou coletor-comum. No próximo exemplo, estaremos a configuração base-comum. Nesta situação do circuito de entrada determinaremos I_E ao invés de I_B . Da análise do circuito de saída determinaremos a corrente de coletor.

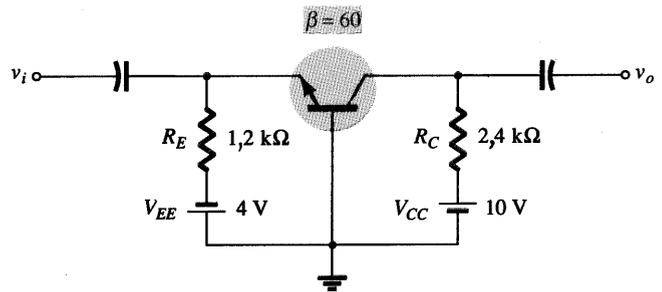


Fig. 4.42 Configuração base-comum.

EXEMPLO 4.17

Determine a tensão V_{CB} e a corrente I_B para a configuração base-comum da Fig. 4.42.

Solução

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito de entrada, fornece

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

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

Substituindo valores, obtemos

$$I_E = \frac{4 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1,2 \text{ k}\Omega} = 2,75 \text{ mA}$$

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito de saída, resulta

$$-V_{CB} + I_C R_C - V_{CC} = 0$$

$$V_{CB} = V_{CC} - I_C R_C \text{ com } I_C \cong I_E$$

$$= 10 \text{ V} - (2,75 \text{ mA})(2,4 \text{ k}\Omega)$$

$$= 3,4 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$

$$= \frac{2,75 \text{ mA}}{60}$$

$$= 45,8 \mu\text{A}$$

O Exemplo 4.18 emprega duas fontes de tensão, e exige a aplicação do teorema de Thévenin para a determinação dos parâmetros do circuito.

EXEMPLO 4.18

Determine V_C e V_B para o circuito da Fig. 4.43.

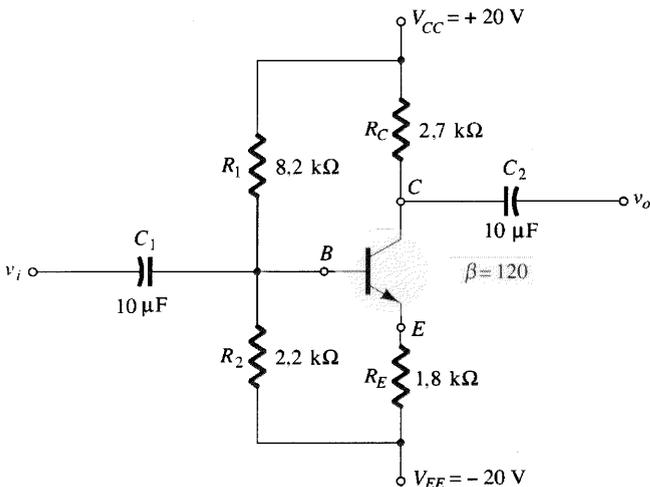


Fig. 4.43 Exemplo 4.18.

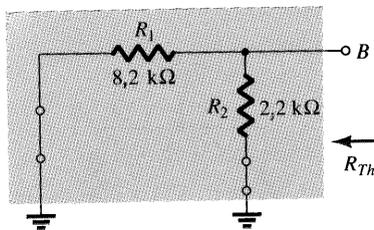


Fig. 4.44 Determinando R_{Th} .

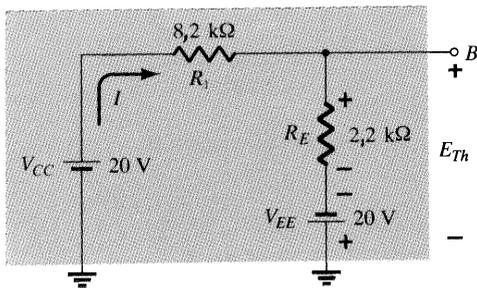


Fig. 4.45 Determinando E_{Th} .

Solução

A resistência e tensão da Thévenin são determinadas para o circuito à esquerda do terminal de base, como mostrado nas Figs. 4.44 e 4.45.

$$R_{Th}: R_{Th} = 8,2 \text{ k}\Omega || 2,2 \text{ k}\Omega = 1,73 \text{ k}\Omega$$

$$E_{Th}: I = \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R_1 + R_2} = \frac{20 \text{ V} + 20 \text{ V}}{8,2 \text{ k}\Omega + 2,2 \text{ k}\Omega} = \frac{40 \text{ V}}{10,4 \text{ k}\Omega}$$

$$= 3,85 \text{ mA}$$

$$E_{Th} = IR_2 - V_{EE}$$

$$= (3,85 \text{ mA})(2,2 \text{ k}\Omega) - 20 \text{ V}$$

$$= -11,53 \text{ V}$$

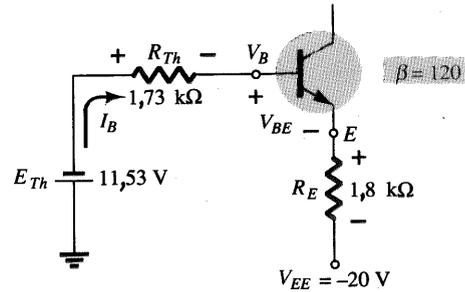


Fig. 4.46 Substituindo pelo circuito equivalente de Thévenin.

O circuito pode, portanto, ser redesenhado como na Fig. 4.46, onde a aplicação da lei das tensões de Kirchhoff resulta em

$$-E_{Th} - I_B R_{Th} - V_{BE} - I_E R_E + V_{EE} = 0$$

Substituindo $I_E = (\beta + 1)I_B$, dá

$$V_{EE} - E_{Th} - V_{BE} - (\beta + 1)I_B R_E - I_B R_{Th} = 0$$

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

$$= \frac{20 \text{ V} - 11,53 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1,73 \text{ k}\Omega + (121)(1,8 \text{ k}\Omega)}$$

$$= \frac{7,77 \text{ V}}{219,53 \text{ k}\Omega}$$

$$= 35,39 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$= (120)(35,39 \mu\text{A})$$

$$= 4,25 \text{ mA}$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C$$

$$= 20 \text{ V} - (4,25 \text{ mA})(2,7 \text{ k}\Omega)$$

$$= 8,53 \text{ V}$$

$$V_B = -E_{Th} - I_B R_{Th}$$

$$= -(11,53 \text{ V}) - (35,39 \mu\text{A})(1,73 \text{ k}\Omega)$$

$$= -11,59 \text{ V}$$

4.8 PROCEDIMENTOS DE PROJETO

As discussões até o momento concentram-se em circuitos previamente estabelecidos. Todos os elementos da configuração estavam determinados, e tratamos somente de levantar os valores de tensão e corrente. Em um projeto, a corrente e/ou tensão devem ser especificados, e os elementos escolhidos de tal forma que atenda às determinações. O processo de síntese exige um claro entendimento das características do dispositivo, das equações básicas para o circuito, e uma firme compreensão das leis básicas que regem a análise do circuito, como a lei de Ohm, a lei das tensões de Kirchhoff, e assim por diante. Na maioria das situações, o projeto torna-se um desafio maior do que a seqüência de análise. O caminho em direção à solução está menos definido,



e na verdade pode exigir que várias suposições sejam feitas. Para o processo de análise do circuito, isto normalmente não ocorre.

A seqüência de projeto é obviamente sensível a componentes que já foram especificados e a elementos que serão determinados. Se o transistor e fontes são especificados, o projeto ficará reduzido simplesmente à determinação dos resistores. Uma vez determinados os valores teóricos dos resistores, o valor comercial mais próximo é adotado. Qualquer variação dos parâmetros do circuito (corrente, tensão) devido a esta diferença deve ser aceita como parte do projeto. Esta aproximação é seguramente válida, considerando-se as tolerâncias normalmente associadas aos elementos resistivos e os parâmetros do transistor.

Se valores para resistores devem ser determinados, uma das equações mais poderosas a ser utilizada é a lei de Ohm, da seguinte forma:

$$R_{\text{desconhecido}} = \frac{V_R}{I_R} \quad (4.44)$$

Em um projeto particular, a tensão através de um resistor pode ser normalmente determinada por meio de níveis especificados. Se especificações adicionais definem o valor da corrente, a Eq. (4.44) pode então ser utilizada para calcular o valor exigido de resistência. Os primeiros exemplos demonstrarão como elementos particulares podem ser determinados a partir das especificações. Um conjunto completo de procedimentos de projeto será, então, introduzido para duas configurações populares.

EXEMPLO 4.19

Dada a curva característica do dispositivo da Fig. 4.47a, determine V_{CC} , R_B e R_C para a configuração com polarização fixa da Fig. 4.47b.

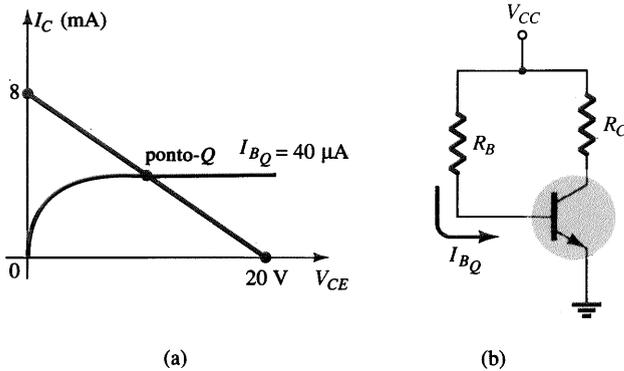


Fig. 4.47 Exemplo 4.19.

Solução

Da reta de carga

$$V_{CC} = 20 \text{ V}$$

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} \Big|_{V_{CE}=0 \text{ V}}$$

$$R_C = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{20 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

com

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{40 \mu\text{A}} = \frac{19,3 \text{ V}}{40 \mu\text{A}} = 482,5 \text{ k}\Omega$$

Valores comerciais de resistores:

$$R_C = 2,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 470 \text{ k}\Omega$$

Utilizando os valores comerciais de resistores, resulta

$$I_B = 41,1 \mu\text{A}$$

que está dentro da faixa de tolerância de 5% do valor especificado.

EXEMPLO 4.20

Dado que $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ e $V_{CEQ} = 10 \text{ V}$, determine R_1 e R_C para o circuito da Fig. 4.48.

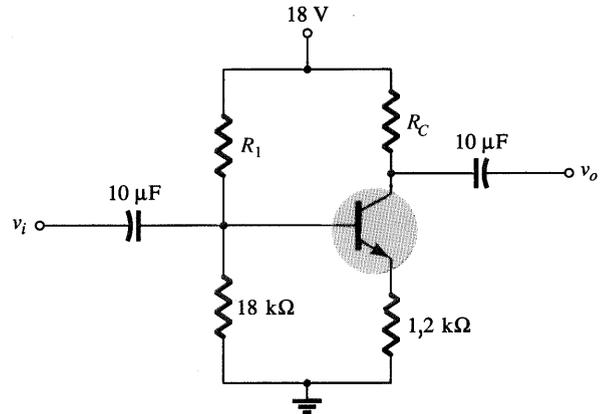


Fig. 4.48 Exemplo 4.20.

Solução

$$V_E = I_E R_E \cong I_C R_E = (2 \text{ mA})(1,2 \text{ k}\Omega) = 2,4 \text{ V}$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0,7 \text{ V} + 2,4 \text{ V} = 3,1 \text{ V}$$

$$V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = 3,1 \text{ V}$$

$$\frac{(18 \text{ k}\Omega)(18 \text{ V})}{R_1 + 18 \text{ k}\Omega} = 3,1 \text{ V}$$

e

$$324 \text{ k}\Omega = 3,1 R_1 + 55,8 \text{ k}\Omega$$

$$3,1 R_1 = 268,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{268,2 \text{ k}\Omega}{3,1} = 86,52 \text{ k}\Omega$$

Eq. (4.44): $R_C = \frac{V_{R_C}}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C}$



com $V_C = V_{CE} + V_E = 10 \text{ V} + 2,4 \text{ V} = 12,4 \text{ V}$

$$R_C = \frac{18 \text{ V} - 12,4 \text{ V}}{2 \text{ mA}}$$

$$= 2,8 \text{ k}\Omega$$

e

Os valores comerciais mais próximos a R_C são $82 \text{ k}\Omega$ e $91 \text{ k}\Omega$. Entretanto, utilizando a combinação em série dos valores comerciais $82 \text{ k}\Omega$ e $4,7 \text{ k}\Omega = 86,7 \text{ k}\Omega$ resulta em um valor muito próximo ao valor de projeto.

EXEMPLO 4.21

A configuração de emissor polarizado da Fig. 4.49 possui as seguintes especificações: $I_{C_Q} = \frac{1}{2}I_{C_{\text{sat}}}$, $I_{C_{\text{sat}}} = 8 \text{ mA}$, $V_C = 18 \text{ V}$, e $\beta = 110$. Determine R_C , R_E e R_B .

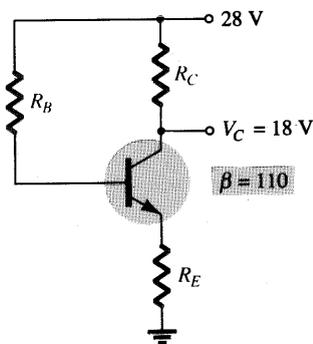


Fig. 4.49 Exemplo 4.21.

Solução

$$I_{C_Q} = \frac{1}{2}I_{C_{\text{sat}}} = 4 \text{ mA}$$

$$R_C = \frac{V_{R_C}}{I_{C_Q}} = \frac{V_{CC} - V_C}{I_{C_Q}}$$

$$= \frac{28 \text{ V} - 18 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$I_{C_{\text{sat}}} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

$$R_C + R_E = \frac{V_{CC}}{I_{C_{\text{sat}}}} = \frac{28 \text{ V}}{8 \text{ mA}} = 3,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 3,5 \text{ k}\Omega - R_C$$

$$= 3,5 \text{ k}\Omega - 2,5 \text{ k}\Omega$$

$$= 1 \text{ k}\Omega$$

$$I_{B_Q} = \frac{I_{C_Q}}{\beta} = \frac{4 \text{ mA}}{110} = 36,36 \mu\text{A}$$

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

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

e

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

$$= \frac{28 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{36,36 \mu\text{A}} - (111)(1 \text{ k}\Omega)$$

com

$$= \frac{27,3 \text{ V}}{36,36 \mu\text{A}} - 111 \text{ k}\Omega$$

$$= 639,8 \text{ k}\Omega$$

Para valores comerciais:

$$R_C = 2,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_E = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 620 \text{ k}\Omega$$

O próximo assunto introduzirá uma técnica para o projeto de um circuito completo, que opera polarizado em um ponto específico. Normalmente, a folha de especificações do fabricante sugere um ponto de operação (ou região de operação) para determinado transistor. Além disso, outros componentes do sistema conectados ao estágio do amplificador podem definir a excursão de corrente, excursão de tensão, valor da fonte de tensão em comum, e assim por diante, para o projeto.

Na prática, muitos outros fatores podem ter que ser considerados, e afetarem a escolha do ponto de operação desejado. No momento, devemos concentrar-nos na determinação dos valores dos componentes que determine um ponto de operação específico. A discussão será limitada às configurações de emissor polarizado e com divisor de tensão, muito embora o mesmo procedimento possa ser aplicado a vários outros circuitos com transistor.

Projeto de um Circuito de Polarização com um Resistor de Realimentação de Emissor

Considere inicialmente o projeto dos componentes de polarização dc de um circuito amplificado, possuindo um resistor de emissor para estabilização da polarização, como mostrado na Fig. 4.50. A fonte de tensão e o ponto de operação foram seleciona-

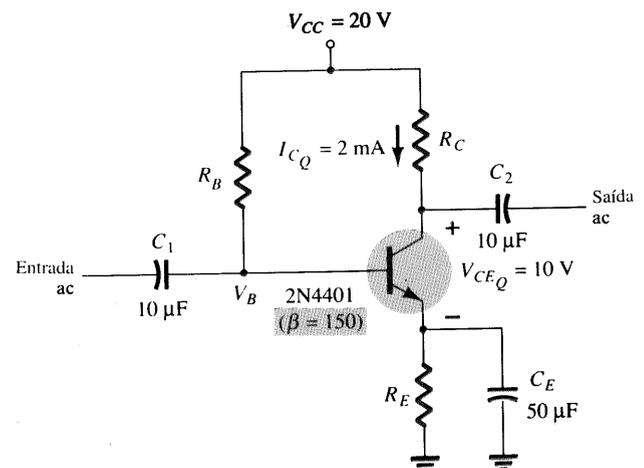


Fig. 4.50 Circuito de polarização da configuração emissor-estabilizado.



dos segundo a informação do fabricante sobre o transistor utilizado no amplificador.

A escolha dos resistores de coletor e emissor não pode ser feita diretamente das informações fornecidas há pouco. A equação que relaciona as tensões ao longo da malha coletor-emissor, apresenta duas quantidades desconhecidas — os resistores R_C e R_E . Neste ponto, uma consideração de engenheiro deve ser feita no que concerne ao valor da tensão de emissor comparada à tensão da fonte aplicada. Lembre de que a necessidade de se incluir um resistor para a terra com o intuito de proporcionar um meio de estabilização da polarização dc, de forma que a variação na corrente de coletor (devido a correntes de fuga) e no valor de beta do transistor não provoquem um deslocamento expressivo no ponto de operação. O resistor de emissor não pode ser muito grande, pois a tensão através deste limita a faixa de excursão da tensão do coletor para o emissor (a ser observado quando a resposta ac for analisada). Os exemplos analisados neste capítulo revelam que a tensão de emissor gira em torno de um quarto a um décimo da tensão da fonte. Adotando o valor mais conservador, um décimo da tensão de fonte, podemos calcular o resistor de emissor R_E e o resistor de coletor R_C de forma semelhante aos exemplos anteriores. No próximo exemplo, apresentaremos o projeto completo do circuito da Fig. 4.49, utilizando o critério introduzido para a tensão de emissor.

EXEMPLO 4.22

Determine os valores dos resistores para o circuito da Fig. 4.50, para o ponto de operação e fonte de tensão indicados.

Solução

$$V_E = \frac{1}{10}V_{CC} = \frac{1}{10}(20 \text{ V}) = 2 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} = \frac{2 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} R_C &= \frac{V_{R_C}}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} \\ &= \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V} - 2 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = \frac{8 \text{ V}}{2 \text{ mA}} \\ &= 4 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{150} = 13,33 \mu\text{A}$$

$$\begin{aligned} R_B &= \frac{V_{R_B}}{I_B} = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{I_B} = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V} - 2 \text{ V}}{13,33 \mu\text{A}} \\ &\cong 1,3 \text{ M}\Omega \end{aligned}$$

Projeto de um Circuito com Ganho de Corrente Estabilizado (Independente de Beta)

O circuito da Fig. 4.51 apresenta um comportamento estável às variações na corrente de fuga e no ganho de corrente (beta). Os valores dos quatro resistores devem ser determinados para um

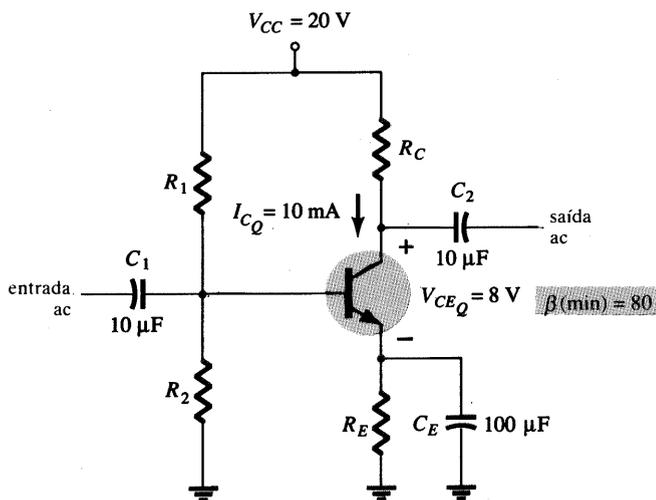


Fig. 4.51 Circuito estável às variações no ganho de corrente.

ponto de operação específico. Uma decisão de engenheiro correta, na escolha da tensão de emissor, V_E , leva a uma solução adequada para todos os resistores. As etapas do projeto são demonstradas no próximo exemplo.

EXEMPLO 4.23

Determine os valores de R_C , R_E , R_1 e R_2 para o circuito da Fig. 4.51 para o ponto de operação indicado.

Solução

$$V_E = \frac{1}{10}V_{CC} = \frac{1}{10}(20 \text{ V}) = 2 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} \cong \frac{V_E}{I_C} = \frac{2 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 200 \Omega$$

$$\begin{aligned} R_C &= \frac{V_{R_C}}{I_C} = \frac{V_{CC} - V_{CE} - V_E}{I_C} = \frac{20 \text{ V} - 8 \text{ V} - 2 \text{ V}}{10 \text{ mA}} \\ &= \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ mA}} \\ &= 1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$V_B = V_{BE} + V_E = 0,7 \text{ V} + 2 \text{ V} = 2,7 \text{ V}$$

As equações para o cálculo dos resistores de base R_1 e R_2 exigem uma análise mais detalhada. Utilizando o valor da tensão de base calculada acima e o valor da fonte de tensão, temos uma equação — mas com duas incógnitas, R_1 e R_2 . Pode-se obter outra equação, se compreendermos a função destes dois resistores ao proporcionarem a tensão de base necessária. Para que o circuito opere eficientemente, assume-se que a corrente através de R_1 e R_2 deve ser muito maior do que a corrente de base (no mínimo 10:1). Esta observação e a equação do divisor de tensão fornecem as duas relações necessárias para determinarmos os resistores de base. Ou seja,

$$R_2 \leq \frac{1}{10}\beta R_E$$

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}V_{CC}$$



Substituindo:

$$R_2 \cong \frac{1}{10}(80)(0,2 \text{ k}\Omega) \\ = 1,6 \text{ k}\Omega$$

$$V_B = 2,7 \text{ V} = \frac{(1,6 \text{ k}\Omega)(20 \text{ V})}{R_1 + 1,6 \text{ k}\Omega}$$

$$2,7R_1 + 4,32 \text{ k}\Omega = 32 \text{ k}\Omega$$

e

$$2,7R_1 = 27,68 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 10,25 \text{ k}\Omega \quad (\text{use } 10 \text{ k}\Omega)$$

4.9 CIRCUITOS DE CHAVEAMENTO COM TRANSISTOR

A aplicação do transistor não está limitada somente à amplificação de sinais. Através de um projeto apropriado, o transistor pode

ser utilizado como chave em computadores e aplicações de controle. O circuito da Fig. 4.52a pode ser empregado como um *inversor* em circuito de lógica computacional. Observe que a tensão de saída V_C é oposta àquela aplicada na base ou terminal de entrada. Além disso, note que não há uma fonte dc conectada ao circuito de entrada. A única fonte dc é conectada ao coletor, ou circuito de saída, para aplicações em computadores, é tipicamente igual à amplitude da porção “alta” do sinal aplicado — neste caso 5 V.

Um projeto apropriado para que o transistor atue como um inversor exige que o ponto de operação chaveie do corte para saturação, ao longo da reta de carga mostrada na Fig. 4.52b. Para o nosso caso, assumiremos que $I_C = I_{CEO} = 0 \text{ mA}$, quando $I_B = 0 \mu\text{A}$ (uma excelente aproximação, se considerarmos que técnicas cada vez melhores de fabricação de transistores estão sendo utilizadas), como mostrado na Fig. 4.52b. Além disso, assumiremos que $V_{CE} = V_{CEsat} = 0 \text{ V}$, ao invés do valor normalmente adotado de 0,1 V a 0,3 V.

Quando $V_i = 5 \text{ V}$, o transistor estará “ligado”, e o projeto deve assegurar que o transistor está saturado para um valor de I_B maior do que o associado à curva de I_B situada próxima ao nível de

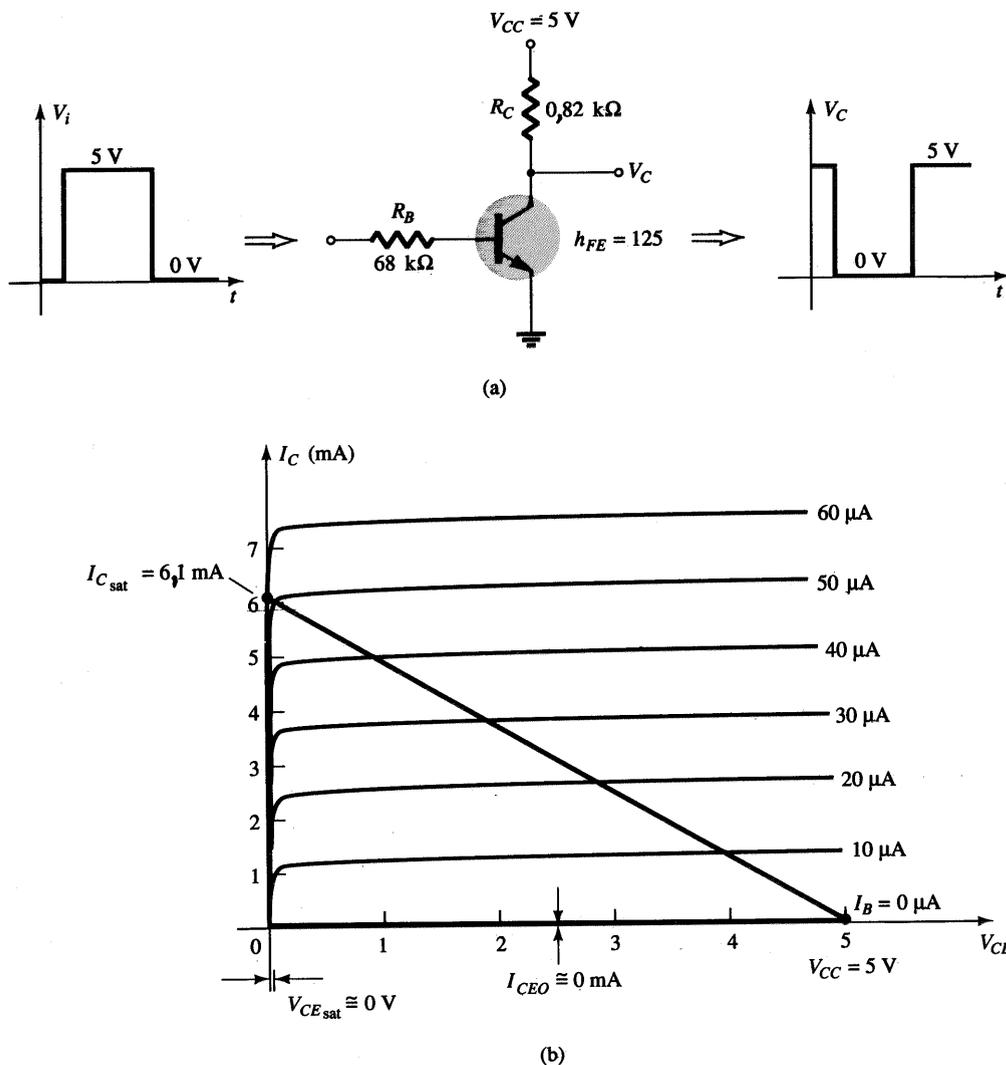


Fig. 4.52 Transistor inversor.



saturação. a Fig. 4.52b, isto significa que I_B deve ser maior do que $50 \mu\text{A}$. O nível de saturação para a corrente de coletor, para o circuito da Fig. 4.52a, é definido por

$$I_{C_{\text{sat}}} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (4.45)$$

O valor de I_B , na região ativa, um pouco antes da saturação, pode ser aproximado pela seguinte equação:

$$I_{B_{\text{max}}} \cong \frac{I_{C_{\text{sat}}}}{\beta_{\text{dc}}}$$

Para o nível de saturação, portanto, devemos assegurar que a seguinte condição é satisfeita:

$$I_B > \frac{I_{C_{\text{sat}}}}{\beta_{\text{dc}}} \quad (4.46)$$

Para o circuito da Fig. 4.52b, quando $V_i = 5 \text{ V}$, o valor resultante de I_B é o seguinte:

$$I_B = \frac{V_i - 0,7 \text{ V}}{R_B} = \frac{5 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{68 \text{ k}\Omega} = 63 \mu\text{A},$$

e

$$I_{C_{\text{sat}}} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{5 \text{ V}}{0,82 \text{ k}\Omega} \cong 6,1 \text{ mA}$$

Verificando a Eq. (4.46), resulta

$$I_B = 63 \mu\text{A} > \frac{I_{C_{\text{sat}}}}{\beta_{\text{dc}}} = \frac{6,1 \text{ mA}}{125} = 48,8 \mu\text{A}.$$

que é satisfeita. Certamente, qualquer valor de I_B maior do que $60 \mu\text{A}$ interceptará a reta de carga em um ponto Q bem próximo ao eixo vertical.

Para $V_i = 0 \text{ V}$, $I_B = 0 \mu\text{A}$, e já que estamos assumindo que $I_C = I_{CEO} = 0 \text{ mA}$, a queda de tensão através de R_C é determinada por $V_{RC} = I_C R_C = 0 \text{ V}$, resultando em $V_C = +5 \text{ V}$ para a resposta indicada na Fig. 4.52a.

O transistor também pode ser empregado como uma chave em um circuito digital, utilizando as mesmas extremidades da reta de carga. Na saturação, a corrente I_C é muito alta e a tensão V_{CE} muito baixa. O resultado é um valor de resistência entre os dois terminais determinado por

$$R_{\text{sat}} = \frac{V_{CE_{\text{sat}}}}{I_{C_{\text{sat}}}}$$

e mostrado na Fig. 4.53.

Utilizando um valor médio típico de $V_{CE_{\text{sat}}}$, como por exemplo $0,15 \text{ V}$, resulta

$$R_{\text{sat}} = \frac{V_{CE_{\text{sat}}}}{I_{C_{\text{sat}}}} = \frac{0,15 \text{ V}}{6,1 \text{ mA}} = 24,6 \Omega$$

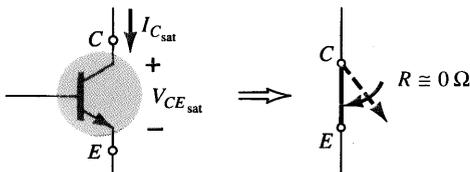


Fig. 4.53 Condições de saturação e resistência resultante entre os terminais.

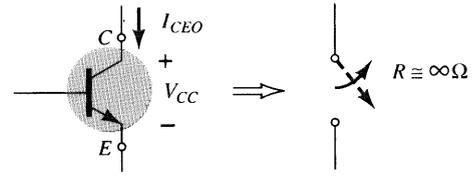


Fig. 4.54 Condições de corte e resistência resultante entre os terminais.

que, relativamente, é um baixo valor, e $\cong 0 \Omega$ quando colocado em série com resistores na faixa de kilohm.

Para $V_i = 0 \text{ V}$, como mostrado na Fig. 4.54, as condições de corte resultarão em um valor de resistência calculado abaixo:

$$R_{\text{corte}} = \frac{V_{CC}}{I_{CEO}} = \frac{5 \text{ V}}{0 \text{ mA}} = \infty \Omega$$

que permite considerar o transistor como um circuito-aberto equivalente. Para um valor típico de $I_{CEO} = 10 \mu\text{A}$, o valor da resistência equivalente no corte é

$$R_{\text{corte}} = \frac{V_{CC}}{I_{CEO}} = \frac{5 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 500 \text{ k}\Omega$$

que certamente, em muitas situações, se comporta como um circuito aberto.

EXEMPLO 4.24

Determine R_B e R_C para o transistor inversor da Fig. 4.55, se $I_{C_{\text{sat}}} = 10 \text{ mA}$.

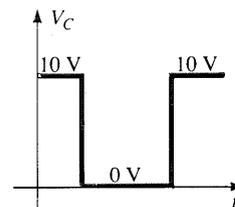
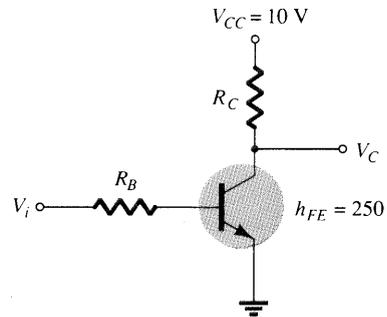
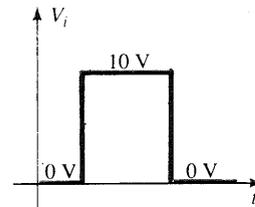


Fig. 4.55 Inversor para o Exemplo 4.24.

**Solução**

Na saturação:

$$I_{C\text{sat}} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

e
$$10 \text{ mA} = \frac{10 \text{ V}}{R_C}$$

portanto,
$$R_C = \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Na saturação:

$$I_B \cong \frac{I_{C\text{sat}}}{\beta_{\text{dc}}} = \frac{10 \text{ mA}}{250} = 40 \mu\text{A}$$

Fazendo $I_B = 60 \mu\text{A}$ para garantir a saturação, e usando

$$I_B = \frac{V_i - 0,7 \text{ V}}{R_B}$$

obtemos
$$R_B = \frac{V_i - 0,7 \text{ V}}{I_B} = \frac{10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{60 \mu\text{A}} = 155 \text{ k}\Omega$$

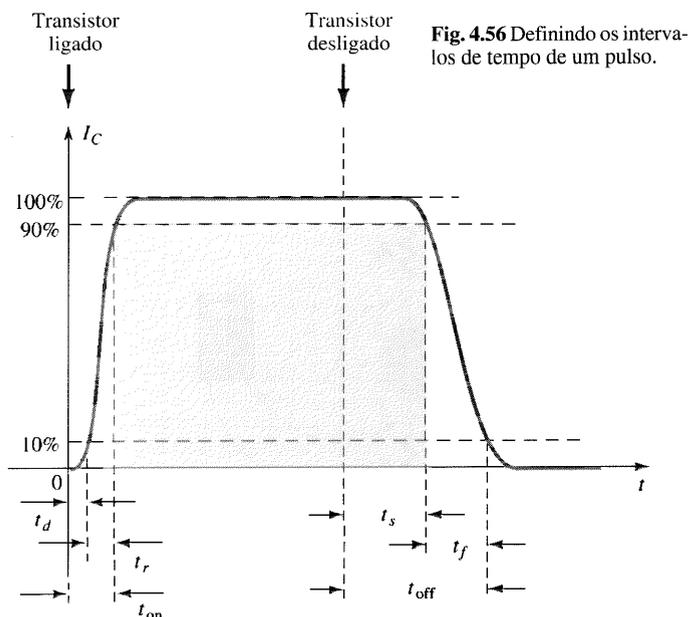
Escolhendo $R_B = 150 \text{ k}\Omega$, que é um valor-padrão, temos

$$I_B = \frac{V_i - 0,7 \text{ V}}{R_B} = \frac{10 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{150 \text{ k}\Omega} = 62 \mu\text{A}$$

e
$$I_B = 62 \mu\text{A} > \frac{I_{C\text{sat}}}{\beta_{\text{dc}}} = 40 \mu\text{A}$$

Portanto, use $R_B = 150 \text{ k}\Omega$ e $R_C = 1 \text{ k}\Omega$.

Há transistores mencionados como *transistores de chaveamento*, devido à velocidade com que conseguem chavear de um nível para outro. Na Fig. 3.23c, os períodos de tempo definidos como t_s , t_d , t_r e t_f são apresentados *versus* a corrente de coletor. Seus efeitos na velocidade de resposta do sinal de saída no coletor são definidos na Fig. 4.56. O tempo total para que o transis-



tor chaveie do estado “desligado” para o estado “ligado” é designado como t_{on} e definido por

$$t_{\text{on}} = t_r + t_s \quad (4.47)$$

com o retardo de tempo t_d sendo o intervalo entre o instante da mudança de estado e o início da resposta na saída. O elemento de tempo t_r é o intervalo no qual a resposta se situa entre 10% e 90% do seu valor final.

O tempo total exigido para que um transistor chaveie do estado “ligado” para o estado “desligado” é mencionado como T_{off} , e definido por

$$t_{\text{off}} = t_f + t_d \quad (4.48)$$

onde t_s é o tempo de armazenamento e t_f o tempo de queda de 90% para 10% do valor inicial.

Para o transistor sem aplicação específica da Eq. 3.23c, em $I_C = 10 \text{ mA}$, achamos

$$t_s = 120 \text{ ns}$$

$$t_d = 25 \text{ ns}$$

$$t_r = 13 \text{ ns}$$

e
$$t_f = 12 \text{ ns}$$

tal que
$$t_{\text{on}} = t_r + t_s = 13 \text{ ns} + 120 \text{ ns} = 133 \text{ ns}$$

e
$$t_{\text{off}} = t_f + t_d = 12 \text{ ns} + 25 \text{ ns} = 37 \text{ ns}$$

A comparação dos valores acima com os parâmetros do transistor de chaveamento BSV52L mostrados abaixo revela uma das razões para a escolha deste tipo de transistor.

$$t_{\text{on}} = 12 \text{ ns} \quad \text{e} \quad t_{\text{off}} = 18 \text{ ns}$$

4.10 TÉCNICAS DE SOLUÇÃO DE PROBLEMAS EM CIRCUITOS

A arte de contornar problemas é um tópico bem abrangente, de forma que todas as alternativas e técnicas existentes não podem ser abordadas completamente nas poucas seções de um livro. Entretanto, o técnico deve conhecer alguns “macetes” e medições básicas que consigam isolar a área do problema, e possibilitar a identificação de uma solução.

Obviamente, o primeiro passo para a identificação do problema é entender bem o comportamento do circuito, e ter alguma idéia dos níveis de tensão e corrente existentes. Para o transistor na região ativa, o nível dc mais importante a ser medido é a tensão base-emissor.

Para um transistor ligado, a tensão V_{BE} deve ser aproximadamente 0,7 V.

As conexões apropriadas para a medição de V_{BE} aparecem na Fig. 4.57. Observe que a ponta de teste vermelha (positiva) do medidor está conectada no terminal de base para um transistor *npn*, e a ponta de teste preta (negativa) no terminal de emissor. Devemos suspeitar de qualquer leitura totalmente diversa do esperado, como 0 V, 4 V, ou 12 V, ou até mesmo valor negativo, devendo-se verificar as conexões do dispositivo ou circuito. Para um transistor *pnp*, podem ser utilizadas as mesmas conexões, mas as leituras serão negativas.

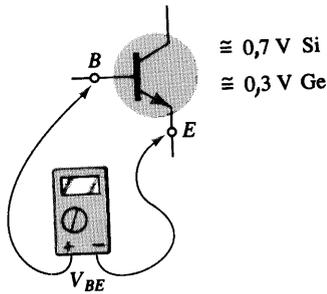


Fig. 4.57 Verificando o nível de V_{BE} .

Um nível de tensão de igual importância é a tensão coletor-emissor. Lembre das características gerais de um TBJ, que valores de V_{CE} em torno de 0,3 V sugerem um dispositivo saturado — condição que não deveria existir, a menos que o transistor esteja sendo utilizado no modo de chaveamento. Entretanto:

Para o transistor típico na região ativa, V_{CE} é normalmente 25% a 75% de V_{CC} .

Para $V_{CC} = 20$ V, uma leitura de 1 a 2 V ou 18 a 20 V para V_{CE} , como medido na Fig. 4.58, é certamente um resultado estranho, e, a menos que tenha sido projetado para estes níveis, o projeto e operação devem ser investigados. Se $V_{CE} = 20$ V (com $V_{CC} = 20$ V), há, no mínimo, duas possibilidades — ou o dispositivo (TBJ) está danificado e comporta-se com um circuito-aberto entre os terminais de coletor e emissor, ou uma conexão na malha coletor-emissor ou base-emissor está aberta, como mostra a Fig. 4.59, estabelecendo $I_C = 0$ mA e $V_{RC} = 0$ V. Na Fig. 4.59, a ponta de teste preta do voltímetro é conectada ao terra comum da fonte, e a ponta vermelha ao terminal inferior do resistor. A ausência de uma corrente de coletor, e a queda resultante através

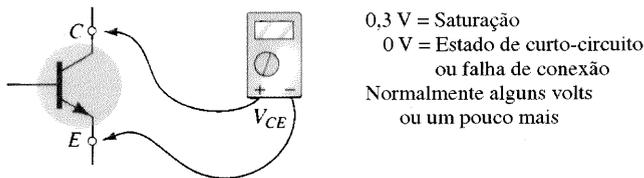


Fig. 4.58 Verificando o nível de V_{CE} .

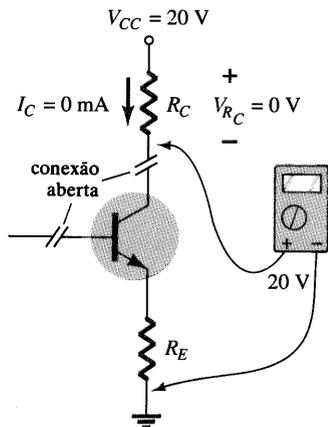


Fig. 4.59 Efeito de uma conexão imperfeita ou dispositivo defeituoso.

de R_C , resulta em uma leitura de 20 V. Se o medidor é conectado ao terminal de coletor do TBJ, a leitura será 0 V, já que V_{CC} não está em contato com o dispositivo devido ao circuito-aberto. Um dos erros mais comuns de ocorrerem em práticas de laboratórios é o uso de valores errados de resistência para um determinado projeto. Imagine o efeito da utilização de um resistor de 680 Ω para R_B , ao invés do valor de projeto de 680 k Ω . Para $V_{CC} = 20$ V e uma configuração com polarização fixa, a corrente de base resultante seria

$$I_B = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{680 \Omega} = 28,4 \text{ mA}$$

ao invés do valor desejado de 28,4 μA — uma diferença significativa!

Uma corrente de base de 28,4 mA certamente situaria o projeto na região de saturação, e talvez danificasse o dispositivo. Já que, em geral, os valores reais dos resistores são diferentes dos valores nominais indicados pelo código de cores (lembre dos níveis de tolerância para os elementos resistivos), recomenda-se medir o resistor antes de inseri-lo no circuito. Com isto, consegue-se obter níveis de tensões e corrente na prática próximos aos valores teóricos, e alguma garantia de que o valor de resistência correto está sendo empregado.

Há vezes em que nos frustramos. Você verificou o dispositivo em um traçador de curvas ou em outro medidor para transistor, e tudo lhe pareceu correto. Todos os valores das resistências foram conferidos, as conexões estão sólidas, e a tensão de fonte apropriada foi aplicada — o que mais? Agora o técnico que busca uma solução deve esforçar-se para atingir um nível mais elevado de sofisticação. Poderia ser uma solda imperfeita entre a placa de circuito impresso e o dispositivo? O quanto realmente prejudica o funcionamento de um circuito, uma conexão malfeita entre a placa e o dispositivo? Talvez a fonte tenha sido ligada com um valor de tensão apropriado, mas o botão de ajuste do nível de corrente foi deixado na posição zero, privando o circuito de um nível de corrente adequado. Obviamente, quanto mais sofisticado o sistema, maior a faixa de possibilidades. Em todo caso, um dos métodos mais eficientes de verificação da operação do circuito é checar os vários níveis de tensão relativo ao terra. Para isso, coloca-se a ponta preta (negativa) do voltímetro no terra e “troca-se” a ponta vermelha (positiva) no terminal considerado. Na Fig. 4.60, se a ponta vermelha for conectada diretamente a V_{CC} , deve-se obter a leitura de V_{CC} volts, já que o circuito tem um terra comum à fonte e aos dispositivos empregados no circuito.

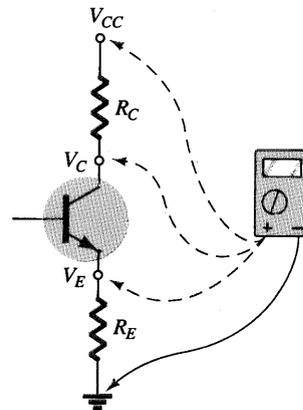


Fig. 4.60 Verificando os níveis de tensão em relação ao terra.



Em V_C , a leitura deve fornecer um valor menor, já que há uma queda de tensão através de R_C e V_E deve ser menor do que V_C devido à tensão coletor-emissor V_{CE} . Algum valor não esperado para um destes pontos pode ser aceitável, mas, em certas ocasiões, pode representar conexão falha ou dispositivo defeituoso. Se V_{RC} e V_{RE} apresentarem valores aceitáveis, mas V_{CE} for de 0 V, é provável que o TBJ esteja com defeito, resultando em um curto-circuito entre os terminais de coletor e emissor. Como observado anteriormente, se V_{CE} registra um valor de mais ou menos 0,3 V, definido por $V_{CE} = V_C - V_E$ (a diferença entre os dois níveis medidos acima), o circuito pode estar saturado com um dispositivo que pode ser ou não defeituoso.

De qualquer maneira, deve ficar claro da discussão acima que o MMD ou MOV funcionando como voltímetro é muito importante no processo de verificação de problemas. Via de regra, os níveis de corrente são calculados a partir de níveis de tensão, não necessitando da inserção no circuito de um multímetro com a função de miliamperímetro. Para esquemas de circuitos extensos, em geral são fornecidos níveis de tensão específicos, facilitando a identificação e verificação de possíveis pontos problemáticos. Naturalmente, para os circuitos abordados neste capítulo, deve-se apenas conhecer os níveis típicos dentro do sistema, determinados pelos potenciais aplicados e operação do circuito.

Concluindo, o processo de correção de defeitos revela-se um teste verdadeiro sobre os seus conhecimentos acerca do comportamento correto de um circuito, e também mostra sua habilidade de isolar regiões problemáticas com o auxílio de poucas medidas e medidores apropriados.

EXEMPLO 4.25

Baseado nas leituras fornecidas na Fig. 4.61, determine se o circuito está operando adequadamente, e, se não estiver, aponte a causa.

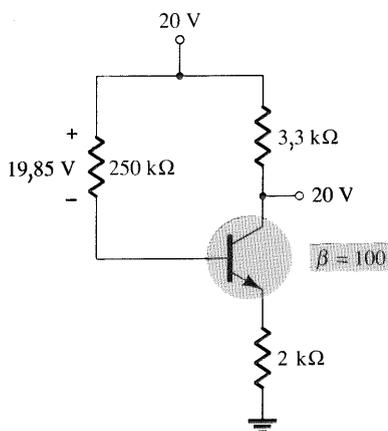


Fig. 4.61 Circuito do Exemplo 4.25.

Solução

Os 20 V no coletor revelam imediatamente que $I_C = 0$ mA, devido a um circuito aberto ou não-operação do transistor. O valor de $V_{R_B} = 19,85$ V revela que o transistor está desligado, uma vez que a diferença $V_{CC} - V_{R_B} = 0,15$ V é menor do que a exigida

para “ligar” o transistor e fornecer alguma tensão para V_E . Na verdade, se assumirmos uma condição de curto-circuito da base para o emissor, obtemos a seguinte corrente através de R_B .

$$I_{R_B} = \frac{V_{CC}}{R_B + R_E} = \frac{20 \text{ V}}{252 \text{ k}\Omega} = 79,4 \mu\text{A}$$

que está de acordo com o resultado obtido de

$$I_{R_B} = \frac{V_{R_B}}{R_B} = \frac{19,85 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega} = 79,4 \mu\text{A}$$

Se o circuito estivesse operando apropriadamente, a corrente de base seria

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{20 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{250 \text{ k}\Omega + (101)(2 \text{ k}\Omega)}$$

$$= \frac{19,3 \text{ V}}{452 \text{ k}\Omega} = 42,7 \mu\text{A}$$

O resultado, portanto, é um transistor defeituoso com um curto-circuito entre a base e o emissor.

EXEMPLO 4.26

Baseado nas leituras fornecidas na Fig. 4.62, determine se o transistor está “ligado” e se o circuito está operando corretamente.

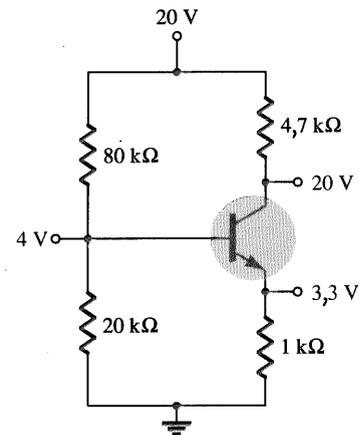


Fig. 4.62 Circuito do Exemplo 4.26.

Solução

Baseado nos valores de R_1 e R_2 e no valor de V_{CC} , a tensão $V_B = 4$ V parece ser apropriada (e, na verdade, é). Os 3,3 V no emissor indicam que há uma queda de 0,7 V através da junção base-emissor, sugerindo um transistor “ligado”. Entretanto, os 20 V no coletor revelam que $I_C = 0$ mA, e não podemos afirmar que a conexão da fonte ao circuito seja falha, já que uma tensão de 20 V aparece no coletor do dispositivo. Existem duas possibilidades — pode haver uma conexão imperfeita entre R_C e o terminal de coletor do transistor, ou o transistor tem uma junção base-coletor aberta. Inicialmente, verifique a continuidade entre o coletor e o resistor, utilizando um ohmímetro, e se estiver certa, o transistor deve ser testado através de um dos métodos descritos no Cap. 3.



4.11 TRANSISTORES PNP

Até agora, a análise limitou-se totalmente aos transistores *npn*, evitando-se abordar o outro tipo de transistor. O objetivo era facilitar o estudo inicial das configurações básicas. Felizmente, a análise de transistores *pn*p segue o mesmo padrão estabelecido para os transistores *npn*. O valor de I_B é primeiro determinado, seguido pela aplicação das relações apropriadas para o transistor a fim de determinar as incógnitas restantes. Na verdade, a única diferença entre as equações resultantes para um circuito no qual um transistor *npn* foi substituído por um transistor *pn*p, é o sinal associado a parâmetros específicos.

Como observado na Fig. 4.63, a notação em que se utiliza um par de letras subscritas é mantida. Os novos sentidos de corrente, entretanto, foram invertidos para refletirem os sentidos de condução reais. Baseado nas polaridades definidas na Fig. 4.63, tanto V_{BE} como V_{CE} terão valores negativos.

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff à malha base-emissor do circuito da Fig. 4.63, resulta na seguinte equação:

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

Substituindo $I_E = (\beta + 1)I_B$, e solucionando para I_B , vem

$$I_B = \frac{V_{CC} + V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (4.49)$$

A equação resultante é igual à Eq. (4.17), com exceção do sinal de V_{BE} . Entretanto, neste caso $V_{BE} = -0,7$ V, e a substituição dos valores resulta em um mesmo sinal para cada termo da Eq. (4.49) comparado à Eq. (4.17). Observe que agora o sentido de I_B é definido oposto àquele definido para o transistor *pn*p, como mostrado na Fig. 4.63.

Para a determinação de V_{CE} , a lei das tensões de Kirchhoff é aplicada à malha coletor-emissor, resultando na seguinte equação:

$$-I_E R_E + V_{CE} - I_C R_C + V_{CC} = 0$$

Substituindo $I_E \cong I_C$ dá

$$V_{CE} = -V_{CC} + I_C(R_C + R_E) \quad (4.50)$$

A equação resultante tem o mesmo formato da Eq. (4.19), mas o sinal associado a cada termo do lado direito da igualdade foi

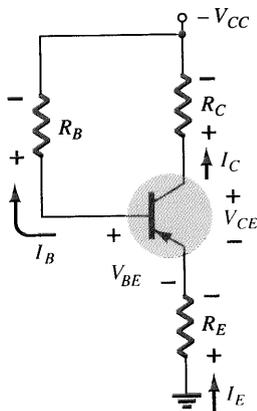


Fig. 4.63 Transistor PNP em uma configuração com emissor estabilizado.

alterado. Uma vez que V_{CC} é maior do que os termos restantes, a tensão V_{CE} será negativa, como observado em um parágrafo anterior.

EXEMPLO 4.27

Determine V_{CE} para a configuração de polarização com divisor de tensão da Fig. 4.64.

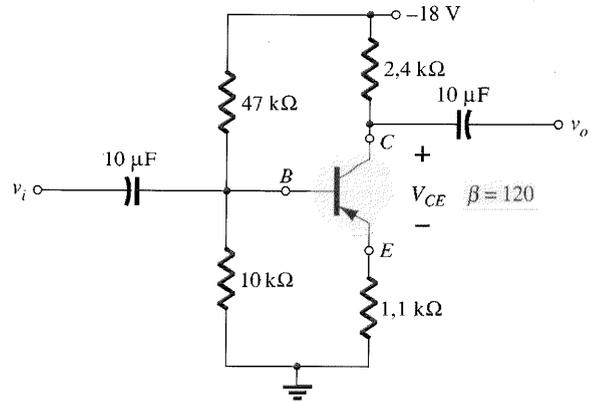


Fig. 4.64 Transistor PNP em uma configuração de polarização com divisor de tensão.

Solução

Testando a condição

$$\beta R_E \geq 10R_2$$

resulta em $(120)(1,1 \text{ k}\Omega) \geq 10(10 \text{ k}\Omega)$

$$132 \text{ k}\Omega \geq 100 \text{ k}\Omega \text{ (satisfeita)}$$

Solucionando para V_B , temos

$$V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{(10 \text{ k}\Omega)(-18 \text{ V})}{47 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} = -3,16 \text{ V}$$

Observe a semelhança no formato da equação, com a tensão negativa resultante para V_B .

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao longo da malha base-emissor em

$$+V_B - V_{BE} - V_E = 0$$

e
$$V_E = V_B - V_{BE}$$

Substituindo valores, obtemos

$$\begin{aligned} V_E &= -3,16 \text{ V} - (-0,7 \text{ V}) \\ &= -3,16 \text{ V} + 0,7 \text{ V} \\ &= -2,46 \text{ V} \end{aligned}$$

Observe na equação acima que a notação-padrão de letras subscritas, simples e dupla, é empregada. Para um transistor *npn*, a relação $V_E = V_B - V_{BE}$ seria exatamente a mesma. A única diferença surge quando os valores são substituídos.



A corrente

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2,46 \text{ V}}{1,1 \text{ k}\Omega} = 2,24 \text{ mA}$$

Para a malha coletor-emissor:

$$-I_E R_E + V_{CE} - I_C R_C + V_{CC} = 0$$

Substituindo $I_E \cong I_C$, e agrupando os termos, temos

$$V_{CE} = -V_{CC} + I_C(R_C + R_E)$$

Substituindo valores, vem

$$\begin{aligned} V_{CE} &= -18 \text{ V} + (2,24 \text{ mA})(2,4 \text{ k}\Omega + 1,1 \text{ k}\Omega) \\ &= -18 \text{ V} + 7,84 \text{ V} \\ &= \mathbf{-10,16 \text{ V}} \end{aligned}$$

4.12 ESTABILIZAÇÃO DA POLARIZAÇÃO

A estabilidade de um sistema é a medida da sensibilidade de um circuito à variação dos seus parâmetros. Em qualquer amplificador empregando um transistor, a corrente de coletor I_C é sensível a cada um dos seguintes parâmetros:

β : aumenta com o aumento da temperatura
 $|V_{BE}|$ diminui aproximadamente 7,5 mV por grau centígrado ($^{\circ}\text{C}$) de aumento na temperatura

I_{CO} (corrente de saturação reversa) dobra de valor para cada 10°C de aumento na temperatura

QUADRO 4.1 Variação dos Parâmetros do Transistor de Silício com a Temperatura

T ($^{\circ}\text{C}$)	I_{CO} (nA)	β	V_{BE} (V)
-65	$0,2 \times 10^{-3}$	20	0,85
25	0,1	50	0,65
100	20	80	0,48
175	$3,3 \times 10^3$	120	0,3

Alguns ou todos estes fatores podem causar o deslocamento do ponto de polarização do ponto de operação projetado. O Quadro 4.1 revela como o nível de I_{CO} e V_{BE} variou com o aumento na temperatura, para um transistor particular. À temperatura ambiente (cerca de 25°C), $I_{CO} = 0,1 \text{ nA}$, enquanto que em 100°C (ponto de ebulição da água) I_{CO} é aproximadamente 200 vezes maior, já que $I_{CO} = 20 \text{ nA}$. Para a mesma variação na temperatura, β aumenta de 50 para 80, e V_{BE} cai de 0,65 V para 0,48 V. Lembre de que I_B é bastante sensível ao nível de V_{BE} sobretudo para valores abaixo do nível de limiar.

O efeito da variação na corrente de fuga (I_{CO}) e no ganho de corrente (β) sobre o ponto de polarização dc é demonstrado pelas curvas características de coletor de uma configuração emissor-comum na Fig. 4.65a e b. A Fig. 4.65 mostra como as características do coletor de um transistor varia, quando se eleva a temperatura de 25°C para uma temperatura de 100°C . Observe que o aumento significativo na corrente de fuga não só causa elevação nas curvas, mas também aumento de beta, revelado por um maior espaçamento entre as curvas.

Um ponto de operação pode ser especificado, desenhando-se a reta de carga dc do circuito sobre o gráfico das curvas características de coletor, e observando-se a interseção desta reta com a corrente de base dc, definida pelo circuito de entrada. Um ponto arbitrário é mostrado na Fig. 4.65a em $I_B = 30 \mu\text{A}$. Uma vez que o cir-

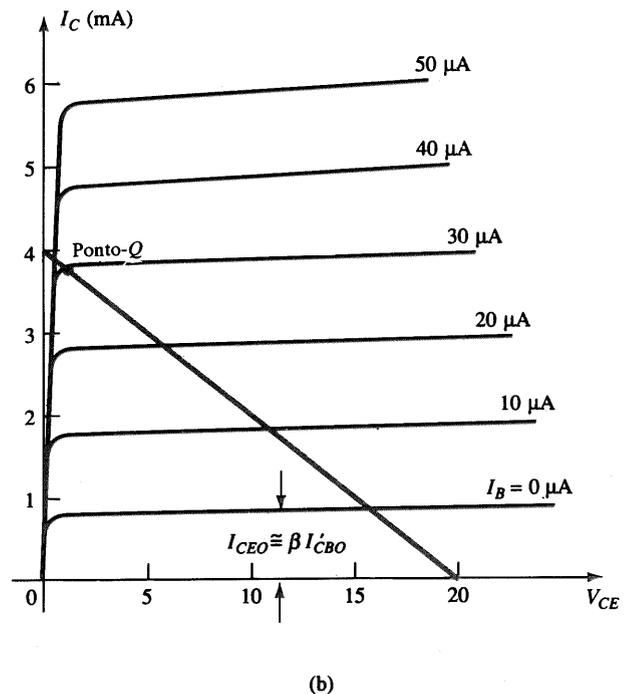
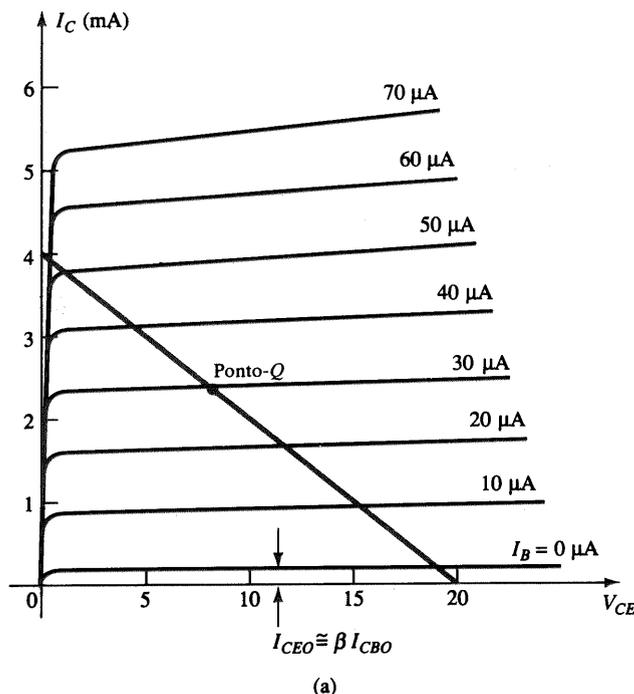


Fig. 4.65 Deslocamento do ponto de polarização dc (ponto Q) devido à variação na temperatura: (a) 25°C ; (b) 100°C .



cuito de polarização fixa produz uma corrente de base cujo valor depende da fonte de tensão e do resistor de base, que não são afetados pela temperatura, corrente de fuga ou beta, a corrente de base terá o mesmo valor para altas temperaturas, conforme indicado no gráfico da Fig. 4.65b. Como mostrado na figura, este fato acarreta deslocamento do ponto de polarização para um valor de corrente de coletor mais alto e uma tensão coletor-emissor mais baixa. No caso extremo, o transistor pode ser levado à saturação. De qualquer maneira, o novo ponto de operação pode ser insatisfatório, podendo surgir considerável distorção no sinal de saída. Um circuito de polarização adequado é aquele que se estabiliza ou mantém a polarização dc previamente ajustada de modo que o amplificador possa ser utilizado em um ambiente de variações bruscas na temperatura.

Fatores de Estabilidade, $S(I_{CO})$, $S(V_{BE})$ e $S(\beta)$

O fator de estabilidade, S , é definido para os parâmetros que afetam a estabilidade da polarização. São listados abaixo:

$$S(I_{CO}) = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} \quad (4.51)$$

$$S(V_{BE}) = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \quad (4.52)$$

$$S(\beta) = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} \quad (4.53)$$

Em cada caso, o símbolo delta (Δ) significa a variação do parâmetro. O numerador de cada equação retrata a variação na corrente de coletor devido à variação no parâmetro do denominador. Para uma configuração particular, se uma alteração no valor de I_{CO} não produz mudança significativa em I_C , o fator de estabilidade definido por $S(I_{CO}) = \Delta I_C / \Delta I_{CO}$ será bem pequeno. Em outras palavras:

Circuitos que são estáveis e relativamente insensíveis às variações de temperatura possuem fatores de estabilidade reduzidos.

Em alguns casos, seria mais apropriado considerar as quantidades definidas pelas Eqs. 4.51- 4.53 como fatores de sensibilidade, porque:

Quanto maior o fator de estabilidade, mais sensível é o circuito a variações naquele parâmetro.

O estudo dos fatores de estabilidade exige um conhecimento sobre cálculo diferencial. Nosso propósito aqui, entretanto, é rever os resultados da análise matemática, e formar uma base que nos permita analisar algumas das configurações de polarização mais populares. Há uma literatura considerável sobre o assunto e, se o tempo permitir, você está convidado a informar-se mais sobre este tópico.

$S(I_{CO})$:

CONFIGURAÇÃO DE POLARIZAÇÃO DO EMISSOR

Para a configuração de polarização do emissor, uma análise do circuito resulta em:

$$S(I_{CO}) = (\beta + 1) \frac{1 + R_B/R_E}{(\beta + 1) + R_B/R_E} \quad (4.54)$$

Para $R_B/R_E \gg (\beta + 1)$, a Eq. (4.54) reduz-se a

$$S(I_{CO}) = \beta + 1. \quad (4.55)$$

como mostrado no gráfico de $S(I_{CO})$ versus R_B/R_E na Fig. 4.66. Para $R_B/R_E \ll 1$, a Eq. (4.54) pode ser aproximada para o seguinte valor (como mostrado na Fig. 4.66):

$$S(I_{CO}) = (\beta + 1) \frac{1}{(\beta + 1)} = 1 \quad (4.56)$$

revelando que o fator de estabilidade tende para o seu menor valor, quando R_E torna-se suficientemente alta. Saiba, entretanto, que, em geral, um bom controle da polarização exige que R_B seja maior do que R_E . O resultado, portanto, é uma situação em que níveis melhores de estabilidade estão associados a critérios de projeto mais pobres. Obviamente, devemos adotar uma solução que concilie as especificações de estabilidade com as de polarização. É interessante notar na Fig. 4.66 que o menor valor

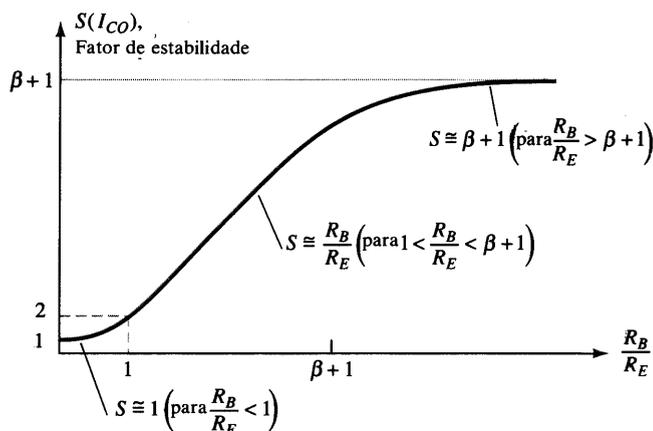


Fig. 4.66 Variação do fator de estabilidade $S(I_{CO})$ com razão R_B/R_E , para a configuração de polarização do emissor.

de $S(I_{CO})$ é 1, revelando que I_C aumentará sempre a uma taxa igual ou maior do que I_{CO} .

Quando R_B/R_E varia entre 1 e $(\beta + 1)$, o fator de estabilidade será determinado por

$$S(I_{CO}) \cong \frac{R_B}{R_E} \quad (4.57)$$

como mostrado na Fig. 4.66. Os resultados mostram que a configuração de polarização do emissor é bem estável, quando a razão R_B/R_E é a menor possível, e é mais instável quando a mesma razão tende para $(\beta + 1)$.

EXEMPLO 4.28

Calcule o fator de estabilidade e a variação de I_C para uma mudança na temperatura de 25°C a 100°C, para o transistor defini-



do pelo Quadro 4.1 nos seguintes arranjos de polarização do emissor:

- (a) $R_B/R_E = 250$ ($R_B = 250 R_E$)
 (b) $R_B/R_E = 10$ ($R_B = 10 R_E$)
 (c) $R_B/R_E = 0,01$ ($R_E = 100 R_B$)

Solução

$$\begin{aligned} \text{(a)} \quad S(I_{CO}) &= (\beta + 1) \frac{1 + R_B/R_E}{1 + \beta + R_B/R_E} \\ &= 51 \left(\frac{1 + 250}{51 + 250} \right) = 51 \left(\frac{251}{301} \right) \\ &\cong \mathbf{42,53} \end{aligned}$$

que começa a aproximar-se do valor definido por $\beta + 1 = 51$

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= [S(I_{CO})](\Delta I_{CO}) = (42,53)(19,9 \text{ nA}) \\ &\cong \mathbf{0,85 \mu A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{(b)} \quad S(I_{CO}) &= (\beta + 1) \frac{1 + R_B/R_E}{1 + \beta + R_B/R_E} \\ &= 51 \left(\frac{1 + 10}{51 + 10} \right) = 51 \left(\frac{11}{61} \right) \\ &\cong \mathbf{9,2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= [S(I_{CO})](\Delta I_{CO}) = (9,2)(19,9 \text{ nA}) \\ &\cong \mathbf{0,18 \mu A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{(c)} \quad S(I_{CO}) &= (\beta + 1) \frac{1 + R_B/R_E}{1 + \beta + R_B/R_E} \\ &= 51 \left(\frac{1 + 0,01}{51 + 0,01} \right) = 51 \left(\frac{1,01}{51,01} \right) \\ &\cong \mathbf{1,01} \end{aligned}$$

que certamente é muito próxima a 1, pois $R_B/R_E \ll 1$:

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= [S(I_{CO})](\Delta I_{CO}) = 1,01(19,9 \text{ nA}) \\ &= \mathbf{20,1 \text{ nA}} \end{aligned}$$

O Exemplo 4.28 mostra o quanto os TBJs atuais, com níveis reduzidos de I_{CO} , melhoraram a estabilidade das configurações básicas de polarização. Apesar da variação de I_C em um circuito que apresenta uma estabilidade ideal ($S = 1$) ser bem diferente da variação em um circuito que possui, por exemplo, um fator de estabilidade de 34,1, a mudança no valor de I_C não é tão significativa. Se a corrente I_C fosse projetada para 2 mA, a variação seria de 2 mA para 2,085 mA no pior caso, que, obviamente, é pequena o suficiente para que seja ignorada na maioria das aplicações. Alguns transistores de potência exibem altas correntes de fuga, mas, para grande parte dos circuitos de amplificação, verificamos níveis reduzidos de I_{CO} , o que contribui positivamente para a manutenção da estabilidade do circuito.

CONFIGURAÇÃO COM POLARIZAÇÃO FIXA

Para a configuração com polarização fixa, se multiplicarmos o numerador e o denominador da Eq. 4.54 por R_E e depois considerarmos $R_E = 0\Omega$, resulta na seguinte equação:

$$S(I_{CO}) = \beta + 1 \quad (4.58)$$

Observe que a equação resultante fornece um valor igual ao valor máximo previsto para a configuração de polarização do emissor. O resultado na prática é uma configuração com fator de estabilidade pobre, e alta sensibilidade às variações em I_{CO} .

Configuração de Polarização com Divisor de Tensão

Lembre, da Seção 4.5, do desenvolvimento do circuito equivalente de Thévenin para a configuração de polarização com divisor de tensão, mostrado agora na Fig. 4.67. Para o circuito da Fig. 4.67, a equação para $S(I_{CO})$ é a seguinte:

$$S(I_{CO}) = (\beta + 1) \frac{1 + R_{Th}/R_E}{(\beta + 1) + R_{Th}/R_E} \quad (4.59)$$

Observe a semelhança com a Eq. (4.54), onde foi determinado que $S(I_{CO})$ tem o seu menor valor, e o circuito é o mais estável possível quando $R_E > R_B$. Para a Eq. (4.59), a condição correspondente é $R_E > R_{Th}$, ou razão R_{Th}/R_E a menor possível. Para a configuração de polarização com divisor de tensão, R_{Th} pode ser muito menor do que o correspondente resistor R_B da configuração de polarização do emissor, e ainda assim obtemos um projeto eficiente.

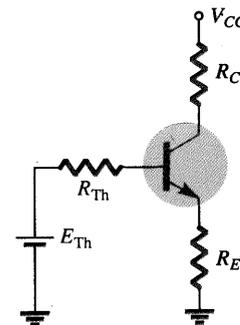


Fig. 4.67 Circuito equivalente para a configuração de polarização com divisor de tensão.

Configuração de Polarização com Realimentação ($R_E = 0\Omega$)

Neste caso,

$$S(I_{CO}) = (\beta + 1) \frac{1 + R_B/R_C}{(\beta + 1) + R_B/R_C} \quad (4.60)$$

Uma vez que a equação é semelhante em formato àquela obtida para as configurações de polarização do emissor e polarização com divisor de tensão, as mesmas conclusões relativas à razão R_B/R_C podem ser aplicadas.

Efeito na Prática

As equações do tipo desenvolvidas acima falham ao não fornecerem um sentimento físico do funcionamento dos circuitos. Agora,



conhecemos os níveis relativos de estabilidade e como a escolha de parâmetros pode afetar a sensibilidade do circuito, mas, sem as equações, pode ser difícil demonstrar com palavras por que um circuito é mais estável do que outro. Os próximos parágrafos preocupam-se em completar esta lacuna, e abordam a utilização de algumas relações básicas associadas com cada configuração.

Para a configuração com polarização fixa da Fig. 4.68a, a equação para a corrente de base é a seguinte:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

com a corrente de coletor determinada por

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CO} \tag{4.61}$$

Segundo a Eq. (4.61), I_C deve aumentar com o aumento de I_{CO} , mas não há nada na equação que indique que I_B compensará esta elevação indesejável no nível de corrente (assumindo que V_{BE} permanece constante). Em outras palavras, o nível de I_C continuaria a aumentar com a temperatura, e I_B manter-se-ia em um valor constante — situação bem instável.

Para a configuração de polarização do emissor da Fig. 4.68b, entretanto, um aumento em I_C devido a um aumento em I_{CO} causará um aumento na tensão $V_E = I_E R_E \cong I_C R_E$. O resultado é uma queda no nível de I_B , determinado pela seguinte equação:

$$I_B \downarrow = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E \uparrow}{R_B} \tag{4.62}$$

Devido à ação do transistor, uma queda de I_B produzirá o efeito de reduzir o nível de I_C , e, portanto, compensar a tendência de aumento de I_C quando houver uma elevação na temperatura. Em resumo, a configuração comporta-se de tal forma que há uma reação a um aumento de I_C , que tenderá a opor-se a uma mudança nas condições de polarização.

A configuração com realimentação da Fig. 4.68c opera de maneira semelhante à configuração de polarização do emissor, quando ela atinge níveis de estabilidade. Se I_C aumentar devido a um aumento de temperatura, o nível de V_{R_B} elevará na seguinte equação:

$$I_B \downarrow = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{R_C} \uparrow}{R_B} \tag{4.63}$$

e o nível de I_B diminuirá. O resultado é uma estabilização do circuito conforme descrito para a configuração de polarização do emissor. Deve-se estar ciente de que a ação descrita acima não

ocorre etapa por etapa, ou seja, é uma ação simultânea que mantém as condições de polarização estabilizadas. Em outras palavras, no instante exato em que I_C começa a se elevar, o circuito sentirá a variação provocando o efeito de compensação descrito acima.

A mais estável das configurações é a configuração de polarização com divisor de tensão da Fig. 4.68d. Se a condição $\beta R_E \gg 10 R_2$ for satisfeita, a tensão V_B permanecerá razoavelmente constante para diferentes níveis de I_C . A tensão base-emissor da configuração é determinada por $V_{BE} = V_B - V_E$. Se I_C aumentar, V_E aumentará como descrito acima, e para uma tensão V_B fixa, V_{BE} sofrerá uma queda. Uma queda em V_{BE} estabiliza I_B em nível mais baixo, o que tentará compensar o aumento de I_C .

$S(V_{BE})$:

O fator de estabilidade definido por

$$S(V_{BE}) = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$$

resulta na seguinte equação para a configuração de polarização do emissor:

$$S(V_{BE}) = \frac{-\beta}{R_B + (\beta + 1)R_E} \tag{4.64}$$

Substituindo $R_E = 0 \Omega$, como ocorreu para a configuração com polarização fixa, resulta em

$$S(V_{BE}) = -\frac{\beta}{R_B} \tag{4.65}$$

A Eq. (4.64) pode ser escrita da seguinte forma:

$$S(V_{BE}) = \frac{-\beta/R_E}{R_B/R_E + (\beta + 1)} \tag{4.66}$$

Substituindo a condição $(\beta + 1) \gg R_B/R_E$, resulta na seguinte equação para $S(V_{BE})$:

$$S(V_{BE}) \cong \frac{-\beta/R_E}{\beta + 1} \cong \frac{-\beta/R_E}{\beta} = -\frac{1}{R_E} \tag{4.67}$$

revelando que, quanto maior a resistência R_E , menor é o fator de estabilidade, e mais estável o sistema.

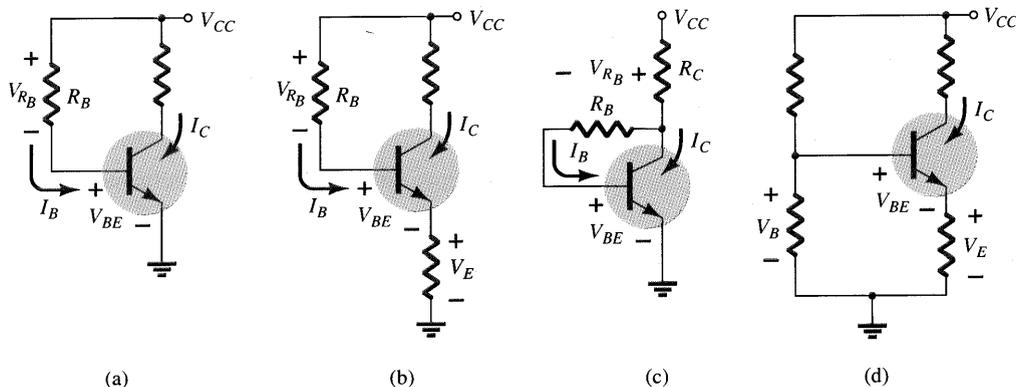


Fig. 4.68 Revisão dos esquemas de polarização e fatores de estabilização de $S(I_{CO})$.

**EXEMPLO 4.29**

Determine o fator de estabilidade $S(V_{BE})$ e a variação em I_C quando a temperatura varia de 25°C a 100°C, para o transistor definido pelo Quadro 4.1, para os seguintes esquemas de polarização.

- (a) Polarização fixa com $R_B = 240 \text{ k}\Omega$ e $\beta = 100$.
 (b) Polarização do emissor com $R_B = 240 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, e $\beta = 100$.
 (c) Polarização do emissor com $R_B = 47 \text{ k}\Omega$, $R_E = 4,7 \text{ k}\Omega$, e $\beta = 100$.

Solução

$$\begin{aligned} \text{(a) Eq. (4.65): } S(V_{BE}) &= -\frac{\beta}{R_B} \\ &= -\frac{100}{240 \text{ k}\Omega} \\ &= -0,417 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= [S(V_{BE})](\Delta V_{BE}) \\ &= (-0,417 \times 10^{-3})(0,48 \text{ V} - 0,65 \text{ V}) \\ &= (-0,417 \times 10^{-3})(-0,17 \text{ V}) \\ &= 70,9 \mu\text{A} \end{aligned}$$

- (b) Neste caso, $(\beta + 1) = 101$ e $R_B/R_E = 240$. A condição $(\beta + 1) \gg R_B/R_E$ não é satisfeita, impossibilitando a aplicação da Eq. (4.67), e exigindo o uso da Eq. (4.64).

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.64): } S(V_{BE}) &= \frac{-\beta}{R_B + (\beta + 1)R_E} \\ &= \frac{-100}{240 \text{ k}\Omega + (101)1 \text{ k}\Omega} = -\frac{100}{341 \text{ k}\Omega} \\ &= -0,293 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

que é aproximadamente 30% menor do que o valor encontrado para a configuração com polarização fixa, devido ao termo adicional $(\beta + 1)R_E$ no denominador da equação de $S(V_{BE})$.

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= [S(V_{BE})](\Delta V_{BE}) \\ &= (-0,293 \times 10^{-3})(-0,17 \text{ V}) \\ &\cong 50 \mu\text{A} \end{aligned}$$

- (c) Neste caso,

$$(\beta + 1) = 101 \gg \frac{R_B}{R_E} = \frac{47 \text{ k}\Omega}{4,7 \text{ k}\Omega} = 10 \text{ (satisfeita)}$$

$$\begin{aligned} \text{Eq. (4.67): } S(V_{BE}) &= -\frac{1}{R_E} \\ &= -\frac{1}{4,7 \text{ k}\Omega} \\ &= -0,212 \times 10^{-3} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= [S(V_{BE})](\Delta V_{BE}) \\ &= (-0,212 \times 10^{-3})(-0,17 \text{ V}) \\ &= 36,04 \mu\text{A} \end{aligned}$$

No Exemplo 4.29, a variação de 70,9 μA produzirá um efeito considerável sobre o nível de I_{C_Q} . Para a situação onde $I_{C_Q} = 2 \text{ mA}$, a corrente de coletor resultante aumentará para

$$\begin{aligned} I_{C_Q} &= 2 \text{ mA} + 70,9 \mu\text{A} \\ &= 2,0709 \text{ mA} \end{aligned}$$

um aumento de 3,5%.

Para a configuração com divisor de tensão, o valor de R_B será modificado para R_{Th} na Eq. (4.64) (como mostrado pela Fig. 4.67). No Exemplo 4.29, o uso de $R_B = 47 \text{ k}\Omega$ torna o projeto questionável. Entretanto, R_{Th} para a configuração com divisor de tensão pode ser igual ou menor do que este valor, e manter ainda as características de um bom projeto. A equação resultante de $S(V_{BE})$, para o circuito com realimentação, será semelhante à Eq. (4.64) com R_E substituído por R_C .

 $S(\beta)$:

O último fator a ser investigado é o $S(\beta)$. O desenvolvimento matemático é mais complexo do que o utilizado para $S(I_{C_Q})$ e $S(V_{BE})$, como sugere a seguinte equação para a configuração de polarização do emissor:

$$S(\beta) = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \frac{I_{C_Q}(1 + R_B/R_E)}{\beta_1(1 + \beta_2 + R_B/R_E)} \quad (4.68)$$

A notação I_{C_Q} e β_1 é utilizada para definir seus valores sob determinadas condições do circuito, enquanto que notação β_2 é utilizada para indicar um novo valor de beta quando há, por exemplo, variações na temperatura, variação de β para o mesmo transistor ou uma substituição dos transistores.

EXEMPLO 4.30

Determine I_{C_Q} em uma temperatura de 100°C, se $I_{C_Q} = 2 \text{ mA}$ em 25°C. Utilize o transistor descrito no Quadro 4.1, onde $\beta_1 = 50$, $\beta_2 = 80$ e uma razão de resistência R_B/R_E de 20.

Solução

Eq. 4.68:

$$\begin{aligned} S(\beta) &= \frac{I_{C_Q}(1 + R_B/R_E)}{\beta_1(1 + \beta_2 + R_B/R_E)} \\ &= \frac{(2 \times 10^{-3})(1 + 20)}{(50)(1 + 80 + 20)} = \frac{42 \times 10^{-3}}{5050} \\ &= 8,32 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

e

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= [S(\beta)](\Delta \beta) \\ &= (8,32 \times 10^{-6})(30) \\ &\cong 0,25 \text{ mA} \end{aligned}$$

Concluindo, portanto, a corrente de coletor mudou de 2 mA à temperatura ambiente para 2,25 mA a 100°C, representando uma variação de 12,5%.



A configuração com polarização fixa é definida por $S(\beta) = I_C/\beta_1$, e R_B da Eq. 4.68 pode ser substituída por R_{Th} para a configuração com divisor de tensão.

Para a configuração com realimentação de coletor com $R_E = 0 \Omega$.

$$S(\beta) = \frac{I_{C1}(R_B + R_C)}{\beta_1(R_B + R_C(1 + \beta_2))} \quad (4.69)$$

Sumário

Agora que os três fatores de estabilidade relevantes foram introduzidos, o efeito total sobre a corrente de coletor pode ser determinado utilizando-se a seguinte equação:

$$\Delta I_C = S(I_{CO})\Delta I_{CO} + S(V_{BE})\Delta V_{BE} + S(\beta)\Delta\beta \quad (4.70)$$

A equação pode parecer inicialmente bem complexa, mas observe que cada termo é apenas um fator de estabilidade para a configuração multiplicado pela variação resultante no parâmetro, entre as temperaturas limites de interesse. Além disso, o valor de ΔI_C a ser determinado é simplesmente a variação de I_C com relação ao seu valor à temperatura ambiente.

Por exemplo, se examinarmos a configuração com polarização fixa, a Eq. (4.70) muda para

$$\Delta I_C = (\beta + 1)\Delta I_{CO} - \frac{\beta}{R_B}\Delta V_{BE} + \frac{I_{C1}}{\beta_1}\Delta\beta \quad (4.71)$$

após substituir os fatores de estabilidade derivados nesta seção. Vamos agora utilizar o Quadro 4.1 para descobrir a variação na corrente de coletor, para uma variação na temperatura de 25°C (temperatura ambiente) a 100°C (ponto de ebulição da água). Para esta faixa, o quadro revela que

$$\begin{aligned} \Delta I_{CO} &= 20 \text{ nA} - 0,1 \text{ nA} = 19,9 \text{ nA} \\ \Delta V_{BE} &= 0,48 \text{ V} - 0,65 \text{ V} = -0,17 \text{ V} \text{ (observe o sinal)} \end{aligned}$$

$$e \quad \Delta\beta = 80 - 50 = 30$$

Começando com uma corrente de coletor de 2 mA e um resistor R_B de 240 kΩ, a variação resultante em I_C devida a um aumento na temperatura de 75°C é a seguinte:

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= (50 + 1)(19,9 \text{ nA}) - \frac{50}{240 \text{ k}\Omega}(-0,17 \text{ V}) + \\ &+ \frac{2 \text{ mA}}{50}(30) = 1,01 \mu\text{A} + 35,42 \mu\text{A} + 1200 \mu\text{A} \\ &= 1,236 \text{ mA} \end{aligned}$$

que é um valor significativo e devido principalmente a uma variação em β . A corrente de coletor aumentou de 2 mA para 3,236 mA — isto já era esperado, pois reconhecemos nesta seção que a configuração com polarização fixa é a menos estável.

Se a configuração com divisor de tensão (mais estável) fosse empregada, com uma razão $R_{Th}/R_E = 2$ e $R_E = 4,7 \text{ k}\Omega$, então

$$\begin{aligned} S(I_{CO}) &= 2,89, & S(V_{BE}) &= -0,2 \times 10^{-3}, \\ S(\beta) &= 1,445 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e \quad \Delta I_C &= (2,89)(19,9 \text{ nA}) - 0,2 \times 10^{-3}(-0,17 \text{ V}) + \\ &+ 1,445 \times 10^{-6}(30) \\ &= 57,51 \text{ nA} + 34 \mu\text{A} + 43,4 \mu\text{A} \\ &= 0,077 \text{ mA} \end{aligned}$$

A corrente de coletor resultante é 2,077 mA, ou, arredondando, 2,1 mA, que é próximo de 2,0 mA a 25°C. O circuito é obviamente bem mais estável do que a configuração com polarização fixa, como mencionado nas discussões anteriores. Neste caso, $S(\beta)$ não anula os outros dois fatores, e os efeitos de $S(V_{BE})$ e $S(I_{CO})$ são igualmente importantes. Na verdade, em altas temperaturas os efeitos de $S(V_{BE})$ e $S(I_{CO})$ serão maiores do que $S(\beta)$ para o dispositivo do Quadro 4.1. Para temperaturas abaixo de 25°C, I_C diminuirá com a redução da temperatura.

A preocupação com o efeito de $S(I_{CO})$ em um projeto está se tornando cada vez menor, já que as técnicas avançadas de fabricação continuam a reduzir o valor de $I_{CO} = I_{CBO}$. Deve ser também mencionado que, para um transistor particular, as variações nos níveis de I_{CBO} e V_{BE} de um transistor para outro em um lote é quase desprezível comparada à variação em beta. Além disso, os resultados da análise acima confirmam o fato de que para um bom projeto de estabilização:

A razão R_B/R_E ou R_{Th}/R_E deve ser a menor possível, respeitadas as considerações para os outros pontos do projeto, incluindo a resposta ac.

Embora a análise acima possa ter sido complicada por algumas das complexas equações apresentadas, o propósito aqui era desenvolver um alto nível de conhecimento dos fatores. A consequência natural é a realização de um bom projeto, uma intimidade maior com os parâmetros do transistor e seus efeitos na *performance* do circuito. A análise das seções anteriores utilizou situações idealizadas, com valores constantes para os parâmetros. Estamos agora mais a par de como a resposta dc do projeto pode variar com as variações dos parâmetros de um transistor.

4.13 ANÁLISE POR COMPUTADOR

O conteúdo desta seção incluirá uma análise do circuito com divisor de tensão do Exemplo 4.7, utilizando o BASIC e o PSpice. Desta forma, teremos uma excelente oportunidade para comparar as vantagens relativas de cada programa.

PSpice (Versão DOS)

O circuito do Exemplo 4.7 é mostrado novamente na Fig. 4.69, com os nós determinados para a análise com o PSpice. O arquivo de entrada para o circuito aparece na Fig. 4.70. Observe que todos os parâmetros são definidos com base nos nós indicados, assumindo-se que o primeiro nó está em um potencial mais alto. O formato da expressão para o transistor e a sua entrada •MODEL são os mesmos definidos no Cap. 3. Se quantidades específicas, como $I(R_C) = I_{R_C} = I_C$, $V(3,4) = V_{CE}$, são pedidas, ao invés de uma simples listagem de todas as tensões nos nós, uma expressão •DC de controle deve ser incluída como indicada. Após a indicação •DC, a fonte dc é especificada para o nível escolhido. Se 22 V for repetido, como neste caso, a análise só será realizada neste nível. Se o segundo nível fosse diferente, o *software*

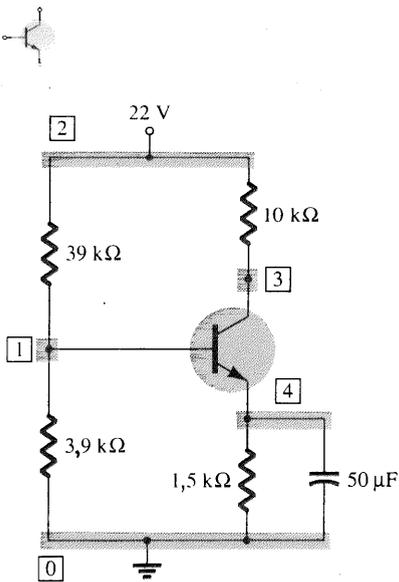


Fig. 4.69 Circuito a ser analisado utilizando o PSpice.

realizaria a análise para níveis de tensões entre, e para, os dois valores limites, utilizando um incremento definido no próximo dado de entrada — neste caso, 1 V. Entretanto, uma vez que 22 V é repetido nesta expressão •DC de controle, 1 V é exigido somente para completar o formato da expressão, mas é ignorado na seqüência operacional. A expressão •PRINT pode então ser

escrita para especificar as quantidades desejadas na listagem do arquivo de saída.

O arquivo de saída aparece na Fig. 4.71, com a lista dos parâmetros do modelo especificado e os níveis de saída desejados. Tanto para I_{C_0} como para V_{CE_0} , os resultados obtidos utilizando o PSpice estão perfeitamente de acordo com a solução do Exemplo 4.7. Isto é, $I_{C_0} = 8,512E-04 = 0,8512 \text{ mA}$ e $V_{CE_0} = 1,220E + 01 = 12,2 \text{ V}$.

PSpice para Windows (Windows Design Center Analysis)

Utilizando a mesma técnica descrita no Cap. 2, o circuito da Fig. 4.69 pode ser reproduzido na página esquemática como mostra a Fig. 4.72. O transistor e o capacitor não tinham aparecido em circuitos anteriores, mas fazem parte da biblioteca **Get New Part**. O capacitor está listado na biblioteca **analog.slb** e o transistor **Q2N2222** na biblioteca **eval.slb**. Note que quando você clica um item na biblioteca **eval.slb**, como por exemplo **Q2N2222**, **Description** aparece sobre o item escolhido na caixa de diálogo **Get Part**. Lembre-se que os **VIEWPOINTS** (pontos de medida) são estabelecidos a partir da biblioteca **special.slb**. Basta clicar o botão esquerdo do mouse para posicionar cada **VIEWPOINT**.

```
DC Biasing of BJT - Fig. 4.69
VCC 2 0 22V
R1 2 1 39K
R2 1 0 3.9K
RC 2 3 10K
RE 4 0 1.5K
CE 4 0 50UF
Q1 3 1 4 QN
.MODEL QN NPN(BF=140 IS=2E-15)
.DC VCC 22 22 1
.PRINT DC I(RC) V(3,4)
.OPTIONS NOPAGE
.END
```

Fig. 4.70 Arquivo de entrada para a análise com PSpice do circuito da Fig. 4.69.

```
DC Biasing of BJT - Fig. 4.69
****      CIRCUIT DESCRIPTION
*****
VCC 2 0 22V
R1 2 1 39K
R2 1 0 3.9K
RC 2 3 10K
RE 4 0 1.5K
CE 4 0 50UF
Q1 3 1 4 QN
.MODEL QN NPN(BF=140 IS=2E-15)
.DC VCC 22 22 1
.PRINT DC I(RC) V(3,4)
.OPTIONS NOPAGE
.END

****      BJT MODEL PARAMETERS
          QN
          NPN
          IS      2.000000E-15
          BF      140

****      DC TRANSFER CURVES      TEMPERATURE =      27.000 DEG C
VCC      I(RC)      V(3,4)
2.200E+01 8.512E-04 1.220E+01
```

Fig. 4.71 Arquivo de saída para a análise com PSpice do circuito da Fig. 4.69.

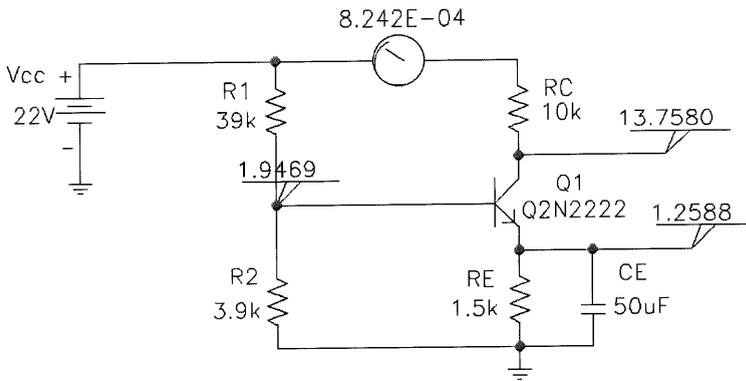


Fig. 4.72 PSpice (apresentação do circuito da Fig. 4.69 em Windows).

Para finalizar a tarefa, clique o botão direito do mouse. A corrente de coletor será medida pela opção **I_{PROBE}** da biblioteca **special.slb**, como mostrado no ramo do circuito que contém o coletor do transistor. Atente para o fato de que a corrente a ser determinada deve entrar próximo ao arco interno, que corresponde à escala do medidor.

Na Fig. 4.69, o parâmetro beta do transistor é 140 e a corrente de saturação 2E-15A. Clicando-se uma vez (e somente uma) no símbolo do transistor na tela, e depois **Edit** na barra de menu, uma lista de opções irá aparecer, da qual **Model** é uma delas. Selecione **Model** para que a caixa de diálogo **Edit Model** apareça. Escolha **Edit Instance Model**, uma vez que estamos interessados apenas em modificar o parâmetro beta e ajustar I_B para este circuito. Uma lista será então fornecida para o transistor **Q2N2222** e I_s (e I_{se}) pode ser alterada para 2E-15 e **Bf** para 140. Feitas as alterações, clique **OK** para que os parâmetros sejam definitivamente modificados.

Provavelmente a maioria dos usuários do programa introduzirá em primeiro lugar, todos os resistores, seguido pelo capacitor, transistor e a fonte de tensão dc. As linhas são normalmente introduzidas por último para completar o circuito. O resultado desta seqüência, contudo, é que os nós são identificados à medida que os elementos vão sendo introduzidos, e provavelmente não estarão de acordo com designação feita na Fig. 4.69. Entretanto, selecionando-se **Analysis** e depois **Examine Netlist**, as referências dos nós podem ser alteradas. Saiba, porém, que a introdução de **I_{PROBE}** exigirá que seja criado um nó adicional entre V_{CC} e o terminal de coletor do transistor. Neste caso, o nó adicional (5) foi designado para que a identificação dos nós esteja de acordo com a da Fig. 4.69. Os números assinalados podem ser alterados com a seqüência **insert/delete** e registrados quando você deixar a caixa de diálogo.

Antes de executar o programa, assegure-se de que **Probe Setup** sob **Analysis** não está configurada para executar **Probe** após a simulação. Isto evitará que a resposta **Probe** seja fornecida antes do arquivo de saída. A resposta **Probe** será examinada no Cap. 8 quando analisarmos um circuito ac. Uma *simulação* do circuito fornecerá o arquivo de saída da Fig. 4.73. O arquivo da Fig. 4.73 é uma versão “cortada e colada” para que o leitor se concentre nos elementos mais importantes do arquivo. Observe que **Schematics Netlist** possui, para cada elemento, as mesmas referências de nós da Fig. 4.69, e o transistor está listado na seqüência 3-1-4 (coletor-base-emissor), como exigido na versão DOS. **BJT MODEL PARAMETERS** é uma lista dos parâmetros mais importantes que definem o transistor **Q2N2222**. Note que **IS** é 2E-15 e **BF** (beta) é 140, o que corresponde à alteração feita anteriormente.

Uma descrição de todos os parâmetros listados pode ser encontrada no manual de referência THE DESIGN CENTER Circuit Analysis, fornecido pela MicroSim Corporation. Os níveis dc para os diversos nós (com respeito ao terra) fazem parte da **Small Signal Bias Solution**. A tensão V_{CE} do transistor é 13,7580 V – 1,2588 V \cong 12,5 V, que está muito próxima da obtida na solução DOS. A próxima lista inclui os vários níveis de corrente e tensão do circuito e os parâmetros determinados pelo ponto de operação resultante. Observe que I_C é 0,824 mA, próxima de 0,851 mA obtida na análise DOS, e V_{BE} é 0,688 V, ou aproximadamente 0,7 V, como desejado. O beta dc é agora 55, em vez do valor 140 introduzido, e o beta ac é 65, que será utilizado na resposta ac. A modificação não ocorreu na versão DOS porque naquele caso foi possível escolher um transistor *npn* sem que este estivesse relacionado a um modelo em particular, que tivesse todos os seus parâmetros definidos. Na versão PSpice para Windows deve-se escolher um transistor da lista fornecida e modificar os parâmetros da melhor maneira possível. Outras alterações devem ser feitas para tornar a análise mais precisa; entretanto, os detalhes exigidos estão além das necessidades deste livro.

Observe no diagrama da Fig. 4.72 que os **VIEWPOINTS** (pontos de medida) e **I_{PROBE}** reproduzem os mesmos resultados impressos no arquivo de saída. Se os **VIEWPOINTS** e **I_{PROBE}** forem utilizados de maneira apropriada, não é necessário nos preocuparmos com a correta identificação dos nós, já que os valores de tensão e corrente podem ser visualizados diretamente no diagrama após a simulação.

BASIC

O programa a ser desenvolvido utilizando o BASIC realizará a mesma análise listada acima, e ainda permitirá mudança na configuração, especificando-se um circuito aberto ou curto-circuito para determinados parâmetros. Por exemplo, se o valor de R_2 é de 1E30 ohm, podemos considerá-lo um circuito-aberto, resultando na configuração de polarização do emissor. Se R_E é zero ohm, com R_2 igual a 1E30 ohm, aparece a configuração com polarização fixa. Desta forma, a faixa de aplicação é muito expandida e limita a quantidade de programas exigida para realizar a análise de um tópico particular.

Um resumo das equações empregadas aparece no Quadro 4.2 e o resumo das variáveis, no Quadro 4.3. A rotina do programa iniciando na linha 10000, escrito em BASIC, realiza os cálculos necessários para a análise dc do circuito da Fig. 4.69. A linha 10010 calcula a resistência do circuito equivalente de Thévenin,

```

****  CIRCUIT DESCRIPTION
*****
****
* Schematics Netlist *
R_R2  0 $N_0001 3.9k
R_R1  $N_0001 $N_0002 39k
R_RC  $N_0003 $N_0005 10k
R_RE  0 $N_0004 1.5k
C_CE  0 $N_0004 50uF
V_Vcc  $N_0002 0 DC 22V
Q_Q1  $N_0003 $N_0001 $N_0004 Q2N2222-X
v_V2  $N_0002 $N_0005 0
****  BJT MODEL PARAMETERS
*****
      Q2N2222-X
      NPN
      IS  2.000000E-15
      BF  140
      NE  1
      VAF  74.03
      IKF  2847
      JSE  14.340000E-15
      NE  1.307
      BR  6.092
      NR  1
      RB  10
      RBM  10
      RC  1
      CJE  22.010000E-12
      MJE  377
      CJC  7.306000E-12
      MJC  3416
      TF  411.100000E-12
      XTF  3
      VTF  1.7
      ITF  6
      TR  46.910000E-09
      XTB  1.5
****  SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION   TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
      NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE VOLTAGE  NODE
      VOLTAGE
(SN_0001)  1.9469          (SN_0002)  22.0000
(SN_0003)  13.7580        (SN_0004)  1.2588
(SN_0005)  22.0000

      VOLTAGE SOURCE CURRENTS
      NAME      CURRENT
      V_Vcc     -1.338E-03
      v_V2      8.242E-04

      TOTAL POWER DISSIPATION  2.94E-02 WATTS
****  BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS
      NAME      Q_Q1
      MODEL     Q2N2222-X
      IB        1.50E-05
      IC        8.24E-04
      VBE       6.88E-01
      VBC       -1.18E+01
      VCE       1.25E+01
      BETADC    5.50E+01
      GM        3.18E-02
      RPI       2.04E+03
      RX        1.00E+01
      RO        1.04E+05
      CBE       5.06E-11
      CBC       2.79E-12
      CBX       0.00E+00
      CIS       0.00E+00
      BETAAC    6.50E+01
      FT        9.47E+07

```

Fig. 4.73 Arquivo de saída para o circuito da Fig. 4.72.



considerando R_1 e R_2 . A linha 10020 calcula o equivalente de Thévenin da tensão na base do transistor. A corrente I_B é então determinada na linha 10030, considerando uma tensão base-emissor de 0,7 V. A linha 10040 verifica a condição de corte, que ocorre quando o valor de V_T é menor do que $V_{BE} = 0,7$ V, determinando que I_B é zero; caso contrário, I_B permanece com o valor calculado na linha 10030. As linhas 10060 e 10070 calculam I_C e I_E , respectivamente.

A linha 10090 verifica a condição de saturação do circuito, fazendo I_C (e I_E) igual ao valor de saturação, se for o caso; se

contrário, são mantidos os valores de I_C e I_E calculados previamente. As linhas de 10100 até 10120 calculam V_E , V_B e V_C , respectivamente. A linha 10130 calcula V_{CE} , e o programa retorna finalmente à rotina principal.

O programa principal pedindo os dados de entrada do circuito, a rotina a partir da linha 10000 que realiza os cálculos de polarização dc, e as etapas do programa para mostrar os resultados, são mostrados na Fig. 4.72. Observe mais uma vez que os resultados são mais ou menos iguais aos obtidos anteriormente para I_{CQ} e V_{CEQ} .

QUADRO 4.2 Equações e Expressões Correspondentes do Programa para a Rotina de Cálculo de Polarização DC

<i>Equação</i>	<i>Expressão para o Programa</i>
$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$	RT = (R1 * R2)/(R1 + R2)
$E_{Th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$	VT = (R2 * CC)/(R1 + R2)
$I_B = \frac{E_{Th} - 0,7}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E}$	IB = (VT - 0,7)/(RT + (BETA + 1) * RE)
$I_C = \beta I_B$	IC = BETA * IB
$I_E = (\beta + 1)I_B$	IE = (BETA + 1) * IB
$V_E = I_E R_E$	VE = IE * RE
$V_B = V_E + 0,7$	VB = VE + 0,7
$V_C = V_{CC} - I_C R_C$	VC = CC - IC * RC
$V_{CE} = V_C - V_E$	CE = VC - VE

QUADRO 4.3 Variáveis da Equação e do Programa para a Rotina de Cálculo da Polarização DC

<i>Variável da Equação</i>	<i>Variável do Programa</i>
R_1	R1
R_2	R2
R_{Th}	RT
V_{CC}	CC
V_{Th}	VT
I_B	IB
V_{BE}	BE
β	BETA
R_E	RE
I_C	IC
I_E	IE
V_E	VE
V_B	VB
V_C	VC
V_{CE}	CE

```

10 REM *****
20 REM
30 REM          DC BIAS CALCULATIONS OF STANDARD CIRCUIT
40 REM
50 REM *****
60 REM
100 PRINT "This program calculates the dc bias"
110 PRINT "for a standard circuit as shown in Figure 4.69."
120 PRINT
130 PRINT "First, enter the following circuit data:"
140 INPUT "RB1=";R1
150 INPUT "RB2(use 1E30 if 'open')=";R2
160 INPUT "RE=";RE
170 INPUT "RC=";RC
180 PRINT
190 INPUT "VCC=";CC
200 PRINT
210 INPUT "Transistor beta=";BETA
220 PRINT
230 REM Now do circuit calculations
240 GOSUB 10000
250 PRINT "The results of dc bias calculations are:"
260 PRINT
270 PRINT "Circuit currents:"
280 PRINT "IB=";IB*1000000!;"uA"
290 PRINT "IC=";IC*1000;"mA"
300 PRINT "IE=";IE*1000;"mA"
310 PRINT
320 PRINT "Circuit voltages:"
330 PRINT "VB=";VB;"volts"
340 PRINT "VE=";VE;"volts"
350 PRINT "VC=";VC;"volts"
360 PRINT "VCE=";CE;"volts"
370 PRINT :PRINT
380 END

10000 REM Module to calculate dc bias of BJT circuit
10010 RT=R1*(R2/(R1+R2))
10020 VT=CC*(R2/(R1+R2))
10030 IB=(VT-.7)/(RT+(BETA+1)*RE)
10040 REM Test for cutoff condition
10050 IF VT<=.7 THEN IB=0
10060 IC=BETA*IB
10070 IE=(BETA+1)*IB
10080 REM Test for saturation condition
10090 IF IC*(RC+RE)=CC THEN IC=CC/(RE+RC) :IE=IC
10100 VE=IE*RE
10110 VB=VE+.7
10120 VC=CC-IC*RC
10130 CE=VC-VE
10140 RETURN

RUN
This program calculates the dc bias
for a standard circuit as shown in Figure 4.69.

First, enter the following circuit data:
RB1=? 39E3
RB2(use 1E30 if 'open')=? 3.9E3
RE=? 1.5E3
RC=? 10E3

VCC=? 22

Transistor beta=? 140

The results of dc bias calculations are:

Circuit currents:
IB= 6.045233 uA
IC= .8463327 mA
IE= .8523779 mA

Circuit voltages:
VB= 1.978567 volts
VE= 1.278567 volts
VC= 13.53667 volts
VCE= 12.25811 volts

```

Fig. 4.74 Programa em BASIC para a análise do circuito da Fig. 4.69.



PROBLEMAS

§ 4.3 Circuitos com Polarização Fixa

1. Para a configuração com polarização fixa da Fig. 4.75, determine:

- (a) I_{B_Q} .
- (b) I_{C_Q} .
- (c) V_{CE_Q} .
- (d) V_C .
- (e) V_B .
- (f) V_E .

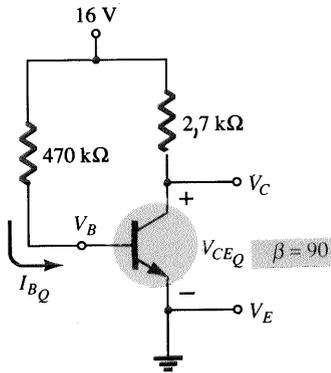


Fig. 4.75 Problemas 1, 4, 11, 47, 51, 52, 53, 57, 61.

2. Dada a informação mostra na Fig. 4.76, determine:

- (a) I_C .
- (b) R_C .
- (c) R_B .
- (c) V_{CE} .

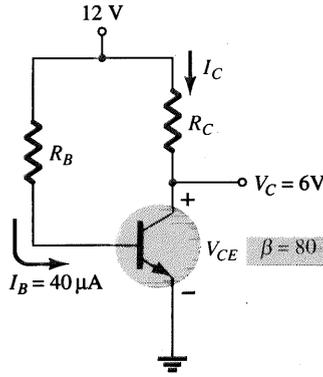


Fig. 4.76 Problema 2.

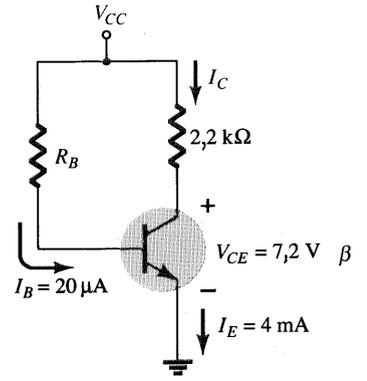


Fig. 4.77 Problema 3.

3. Dada a informação mostrada na Fig. 4.77, determine:

- (a) I_C .
- (b) V_{CC} .
- (c) β .
- (d) R_B .

4. Ache a corrente de saturação ($I_{C_{sat}}$) para a configuração com polarização fixa da Fig. 4.75.

*5. Dada as curvas características de transistor da Fig. 4.78:

- (a) Desenhe uma reta de carga sobre as curvas, determinada por $E = 21\text{ V}$ e $R_C = 3\text{ k}\Omega$, para uma configuração com polarização fixa.
- (b) Escolha um ponto de operação no meio do caminho entre o corte e a saturação. Determine o valor de R_B que estabelece o ponto de operação escolhido.
- (c) Quais são os valores resultantes de I_{C_Q} e C_{CE_Q} ?
- (d) Qual é o valor de β no ponto de operação?
- (e) Qual é o valor de α definido pelo ponto de operação?
- (f) Qual é a corrente de saturação ($I_{C_{sat}}$) para o projeto?
- (g) Esboce a configuração com polarização fixa resultante.
- (h) Qual é a potência dc dissipada pelo dispositivo no ponto de operação?

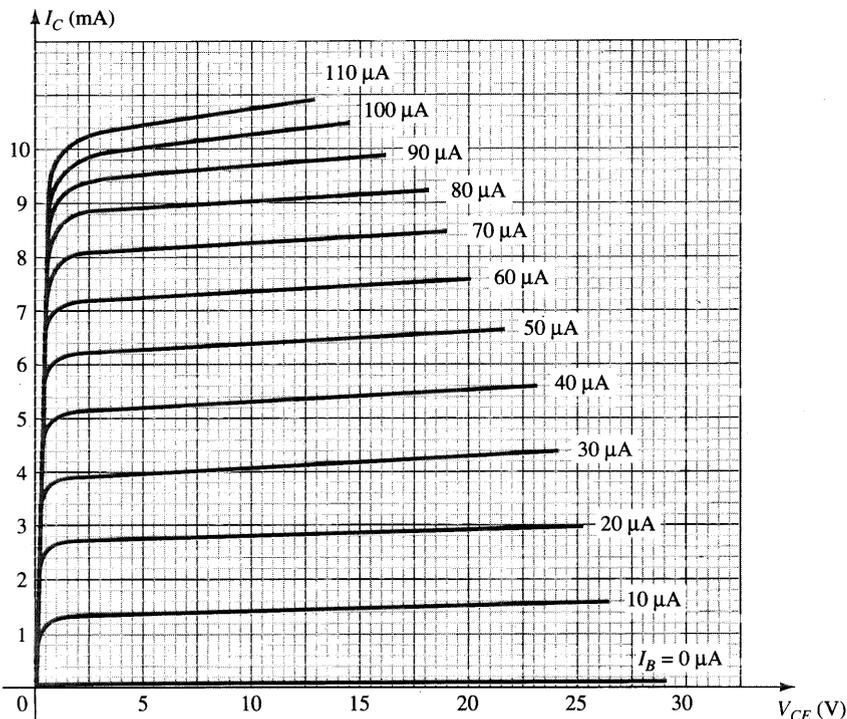


Fig. 4.78 Problemas 5, 10, 19, 35, 36.

- (i) Qual é a potência fornecida pela fonte V_{CC} ?
- (j) Determine a potência dissipada pelos elementos resistivos, calculando a diferença entre os resultados das letras (h) e (i).

§ 4.4 Circuitos de Polarização Estável do Emissor

6. Para o circuito de polarização estável do emissor da Fig. 4.79, determine:

- (a) I_{BQ} .
- (b) I_{CQ} .
- (c) V_{CEQ} .
- (d) V_C .
- (e) V_B .
- (f) V_E .

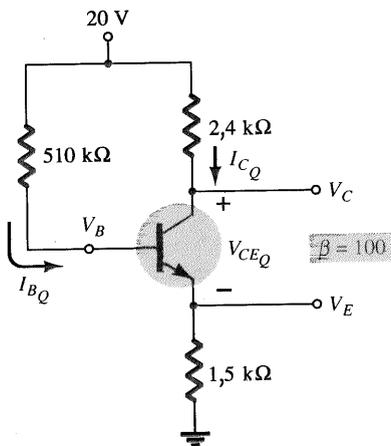


Fig. 4.79 Problemas 6, 9, 11, 20, 24, 48, 51, 54, 58.

7. Dada a informação fornecida na Fig. 4.80, determine::

- (a) R_C .
- (b) R_E .
- (c) R_B .
- (d) V_{CE} .
- (e) V_B .

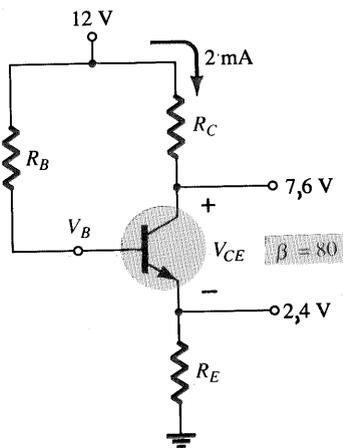


Fig. 4.80 Problema 7.

8. Dada a informação fornecida na Fig. 4.81, determine:

- (a) β .
- (b) V_{CC} .
- (c) R_B .

- 9. Determine a corrente de saturação (I_{Csat}) para o circuito da Fig. 4.79.
- *10. Utilizando as curvas características da Fig. 4.78, determine para uma configuração de polarização do emissor com o ponto Q definido em $I_{CQ} = 4\text{ mA}$ e $V_{CEQ} = 10\text{ V}$, o seguinte:

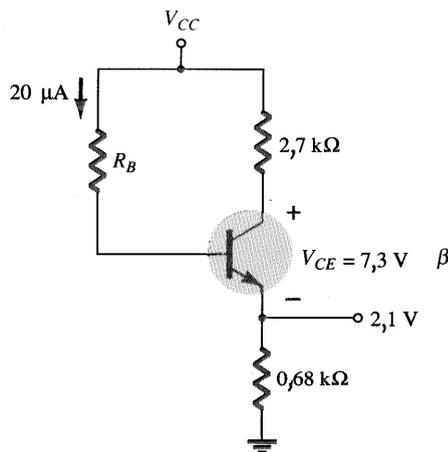


Fig. 4.81 Problema 8.

- (a) R_C se $V_{CC} = 24\text{ V}$ e $R_E = 1,2\text{ k}\Omega$.
- (b) β no ponto de operação.
- (c) R_B .
- (d) Potência dissipada pelo transistor.
- (e) Potência dissipada pelo resistor R_C .
- *11. (a) Determine I_C e V_{CE} para o circuito da Fig. 4.75.
- (b) Faça β igual a 135 e determine o novo valor de I_C e V_{CE} para o circuito da Fig. 4.75.
- (c) Determine a variação percentual em I_C e V_{CE} , utilizando as seguintes equações:

$$\% \Delta I_C = \left| \frac{I_{C(\text{letra b})} - I_{C(\text{letra a})}}{I_{C(\text{letra a})}} \right| \times 100\%, \quad \% \Delta V_{CE} = \left| \frac{V_{CE(\text{letra b})} - V_{CE(\text{letra a})}}{V_{CE(\text{letra a})}} \right| \times 100\%$$

- (d) Determine I_C e V_{CE} para o circuito da Fig. 4.79.
- (e) Faça β igual a 150 e determine o novo valor de I_C e V_{CE} para o circuito da Fig. 4.79.
- (f) Determine a variação percentual em I_C e V_{CE} , utilizando as seguintes equações:

$$\% \Delta I_C = \left| \frac{I_{C(\text{letra e})} - I_{C(\text{letra d})}}{I_{C(\text{letra d})}} \right| \times 100\%, \quad \% \Delta V_{CE} = \left| \frac{V_{CE(\text{letra e})} - V_{CE(\text{letra d})}}{V_{CE(\text{letra d})}} \right| \times 100\%$$

- (g) Para cada item acima, o valor de β foi aumentado em 50%. Compare a variação percentual em I_C e V_{CE} para cada configuração e comente sobre a que parece ser menos sensível às variações em β .

§ 4.5 Polarização por Divisor de Tensão

12. Para a configuração de polarização por divisor de tensão da Fig. 4.82, determine:

- (a) I_{BQ} .
- (b) I_{CQ} .
- (c) V_{CEQ} .
- (d) V_C .
- (e) V_E .
- (f) V_B .

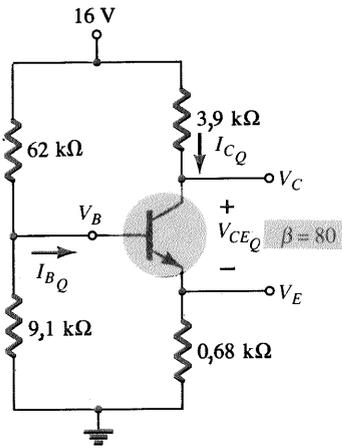


Fig. 4.82 Problemas 12, 15, 18, 20, 24, 49, 51, 52, 55, 59, 63.

13. Dada a informação fornecida na Fig. 4.83, determine:

- (a) I_C .
- (b) V_E .
- (c) V_B .
- (d) R_1 .

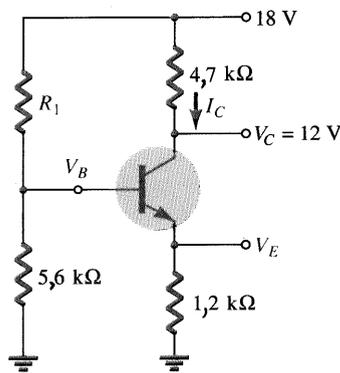


Fig. 4.83 Problema 13.

14. Dada a informação fornecida na Fig. 4.84, determine:

- (a) I_C .
- (b) V_E .
- (c) V_{CC} .
- (d) V_{CE} .
- (e) V_B .
- (f) R_1 .

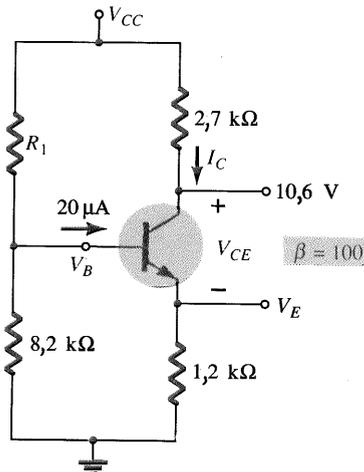


Fig. 4.84 Problema 14.

15. Determine a corrente de saturação ($I_{C(sat)}$) para o circuito da Fig. 4.82.

*16. Para a configuração com divisor tensão da Fig. 4.85, e utilizando o método aproximado se a condição estabelecida pela Eq. 4.33 for satisfeita, determine:

- (a) I_C .
- (b) V_{CE} .
- (c) I_B .
- (d) V_E .
- (e) V_B .

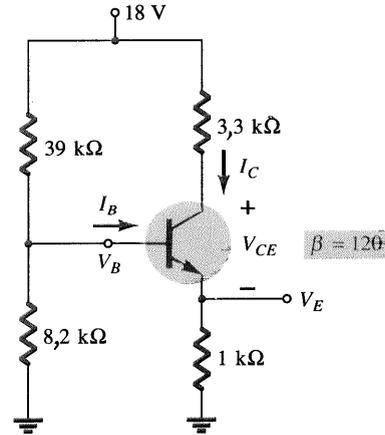


Fig. 4.85 Problemas 16, 17, 21.

*17. Repita o Problema 16, utilizando o método exato (Thévenin) e compare as soluções. Baseado nos resultados, pode-se dizer que o método aproximado é uma técnica válida de análise supondo que a Eq. (4.33) é satisfeita?

18. (a) Determine I_{CQ} , V_{CEQ} e I_{BQ} para o circuito do Problema 12 (Fig. 4.82), utilizando o método aproximado, ainda que a condição estabelecida pela Eq. (4.33) não seja satisfeita.

- (b) Determine I_{CQ} , V_{CEQ} e I_{BQ} , utilizando o método exato.
- (c) Compare as soluções e comente se a diferença é grande o suficiente para se afirmar que a condição estabelecida pela Eq. (4.33) é realmente necessária quando da utilização do método aproximado.

*19. (a) Utilizando as curvas características da Fig. 4.78, determine R_C e R_E para o circuito com divisor de tensão cujo ponto Q é $I_{CQ} = 5\text{ mA}$ e $V_{CEQ} = 8\text{ V}$. Use $V_{CC} = 24\text{ V}$ e $R_C = 3R_E$.

- (b) Ache V_E .
- (c) Determine V_B .
- (d) Ache R_2 se $R_1 = 24\text{ k}\Omega$ assumindo que $\beta R_E > 10R_2$.
- (e) Calcule β no ponto Q.
- (f) Verifique a Eq. (4.33) e observe se a suposição feita na letra (d) está correta.

*20. (a) Determine I_C e V_{CE} para o circuito da Fig. 4.82.

- (b) Faça β igual a 120 (50% de aumento) e determine os novos valores de I_C e V_{CE} para o circuito da Fig. 4.82.
- (c) Determine a variação do percentual de I_C e V_{CE} , utilizando as seguintes equações:

$$\% \Delta I_C = \left| \frac{I_{C(\text{letra b})} - I_{C(\text{letra a})}}{I_{C(\text{letra a})}} \right| \times 100\%, \quad \% \Delta V_{CE} = \left| \frac{V_{CE(\text{letra b})} - V_{CE(\text{letra a})}}{V_{CE(\text{letra a})}} \right| \times 100\%$$

- (d) Compare a solução da letra (c) com os resultados obtidos para as letras (c) e (f) do Problema 11. Se este problema não foi feito, compare com as respostas fornecidas no Apêndice E.



- (e) Baseado nos resultados da letra (d), qual configuração é menos sensível à variações em β ?
- *21. I Repita todo o Problema 20 para o circuito da Fig. 4.85. Faça β igual a 180 na letra (b).
- II A que conclusão pode-se chegar sobre os circuitos em que a condição $\beta R_E > 10R_2$ é satisfeita, e em relação às quantidades I_C e V_{CE} a ser determinadas em resposta a uma variação em β ?

§ 4.6 Polarização DC com Realimentação de Tensão

22. Para a configuração com realimentação de coletor da Fig. 4.86, determine:
- I_B .
 - I_C .
 - V_C .

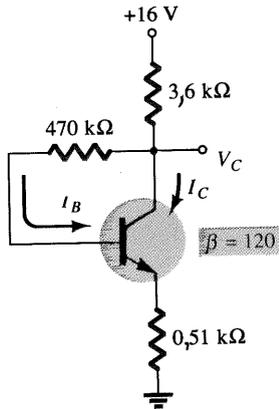


Fig. 4.86 Problemas 22, 50, 56, 60, 64.

23. Para o circuito com divisor de tensão da Fig. 4.87, determine:
- I_C .
 - V_C .
 - V_E .
 - V_{CE} .

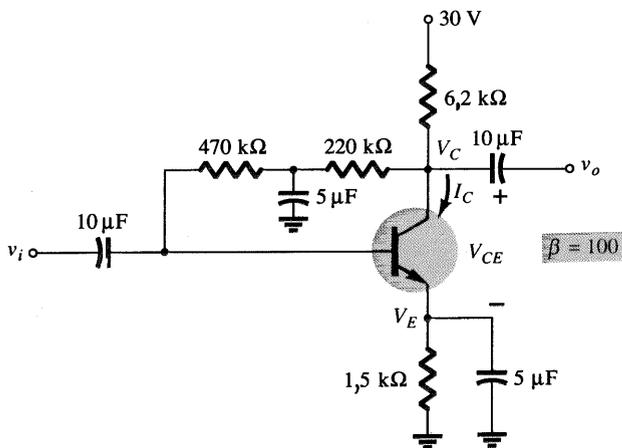


Fig. 4.87 Problema 23.

- *24. (a) Determine o valor de I_C e V_{CE} para o circuito da Fig. 4.88.
 (b) Faça β igual a 135 (50% de aumento) e calcule os novos valores de I_C e V_{CE} .

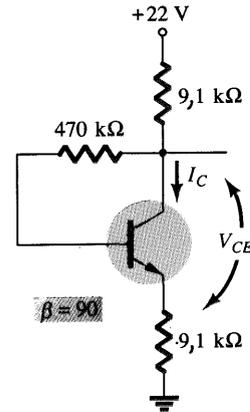


Fig. 4.88 Problema 24.

- (c) Determine a variação percentual em I_C e V_{CE} , utilizando as seguintes equações:

$$\% \Delta I_C = \left| \frac{I_{C(\text{letra b})} - I_{C(\text{letra a})}}{I_{C(\text{letra a})}} \right| \times 100\%, \quad \% \Delta V_{CE} = \left| \frac{V_{CE(\text{letra b})} - V_{CE(\text{letra a})}}{V_{CE(\text{letra a})}} \right| \times 100\%$$

- (d) Compare os resultados da letra (c) com os obtidos nos Problemas 11 (c), 11 (f), e 20 (c). Comparando com as outras configurações, avalie a sensibilidade do circuito com realimentação de coletor à variação em β .
25. Determine a faixa possível de valores para V_C para o circuito da Fig. 4.89; utilizando o potenciômetro de 1 MΩ.

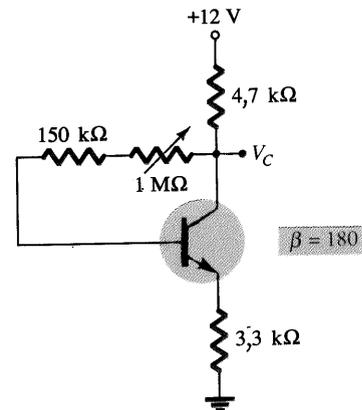


Fig. 4.89 Problema 25.

- *26. Dado $V_B = 4$ V para o circuito da Fig. 4.90, determine:
- V_E .
 - I_C .
 - V_C .
 - V_{CE} .
 - I_B .
 - β .

§ 4.7 Configurações Mistas de Polarização

27. Dado $V_C = 8$ V para o circuito da Fig. 4.90, determine:
- I_B .
 - I_C .

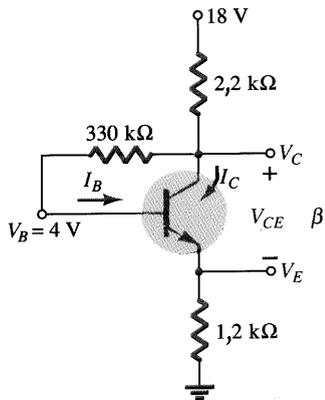


Fig. 4.90 Problema 26.

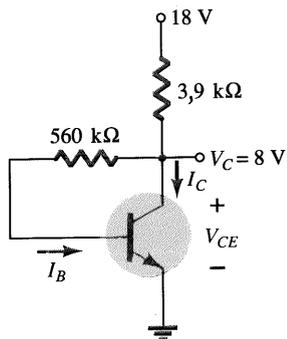


Fig. 4.91 Problema 27.

- (c) β .
 (d) V_{CE} .
 *28. Para o circuito da Fig. 4.92, determine:
 (a) I_B .
 (b) I_C .
 (c) V_{CE} .
 (d) V_C .

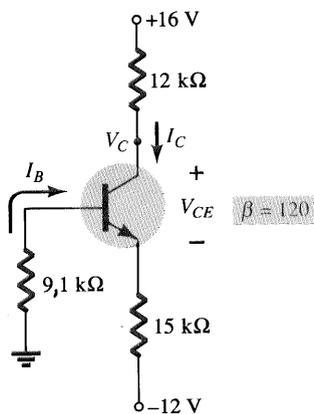


Fig. 4.92 Problema 28.

- *29. Para o circuito da Fig. 4.93, determine:
 (a) I_B .
 (b) I_C .
 (c) V_E .
 (d) V_{CE} .

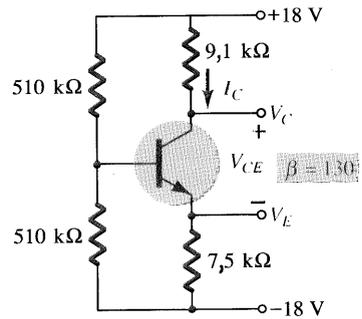


Fig. 4.93 Problema 29.

*30. Determine o nível de V_E e I_E para o circuito da Fig. 4.94.

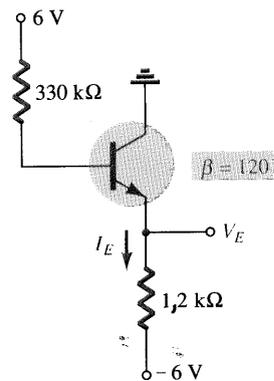


Fig. 4.94 Problema 30.

*31. Para o circuito da Fig. 4.95, determine:
 (a) I_E .
 (b) V_C .
 (c) V_{CE} .

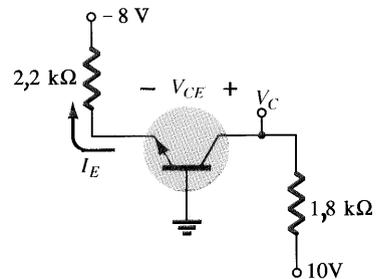


Fig. 4.95 Problema 31.

§ 4.8 Procedimentos de Projeto

32. Determine R_C e R_B para uma configuração com polarização fixa se $V_{CC} = 12\text{ V}$, $\beta = 80$, e $I_{C_Q} = 2,5\text{ mA}$ com $V_{CE_Q} = 6\text{ V}$. Utilize valores comerciais.
 33. Projete um circuito de polarização estável do emissor em $I_{C_Q} = \frac{1}{2} I_{C_{sat}}$ e $V_{CE_Q} = \frac{1}{2} V_{CC}$. Use $V_{CC} = 20\text{ V}$, $I_{C_{sat}} = 10\text{ mA}$, $\beta = 120$, e $R_C = 4R_E$. Utilize valores comerciais.

34. Projete um circuito de polarização com divisor de tensão utilizando uma fonte de 24 V, um transistor com um beta de 110, e um ponto de operação de $I_{CQ} = 4 \text{ mA}$ e $v_{CEQ} = 8 \text{ V}$. Escolha $V_E = \frac{1}{8} V_{CC}$. Utilize valores comerciais.
- *35. Utilizando as curvas características da Fig. 4.78, projete uma configuração com divisor de tensão para que se tenha um nível de saturação de 10 mA, e um ponto Q na metade da distância entre o corte e a saturação. A fonte disponível é de 28 V e V_E deve ser um quinto de V_{CC} . A condição estabelecida pela Eq. (4.33) também deve ser atendida para que resulte em um alto fator de estabilidade. Utilize valores comerciais.

§ 4.9 Circuitos de Chaveamento com Transistor

- *36. Utilizando as curvas características da Fig. 4.78, determine a forma de onda na saída para o circuito da Fig. 4.96. Inclua os efeitos de V_{CEQ} , e determine I_B , $I_{B_{\text{máx}}}$ e $I_{C_{\text{sat}}}$ quando $V_i = 10 \text{ V}$. Determine a resistência equivalente entre o coletor e emissor na saturação e no corte.

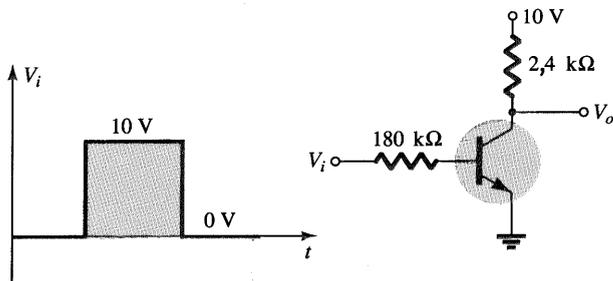


Fig. 4.96 Problema 36.

- *37. Projete o circuito inversor da Fig. 4.97 para operar com uma corrente de saturação de 8 mA, utilizando um transistor com um beta igual a 100. Considere o nível de I_B igual a 120% do valor de $I_{B_{\text{máx}}}$ e utilize resistores com valores comerciais.

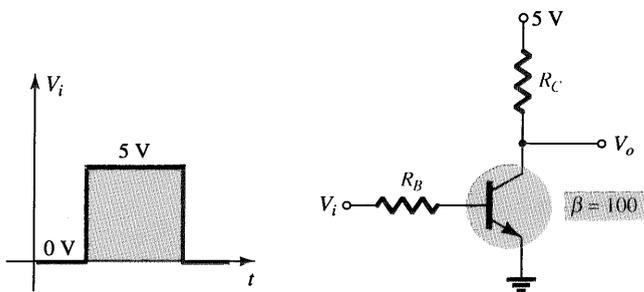


Fig. 4.97 Problema 37.

38. (a) Utilizando as curvas características da Fig. 3.23c, determine t_{on} e t_{off} para uma corrente de 2 mA. Observe o uso de escalas log (caso tenha necessidade, consulte a Seção 11.2).
 (b) Repita a letra (a) para uma corrente de 10 mA. De quanto foi a variação de t_{on} e t_{off} com o aumento na corrente de coletor?
 (c) Para as letras (a) e (b) e baseado na Fig. 4.56, esboce o pulso resultante e compare os resultados.

§ 4.10 Técnicas de Solução de Problemas em Circuitos

- *39. As leituras mostradas na Fig. 4.98 revelam que o circuito não está funcionando corretamente. Cite todas as razões que souber que justifiquem as medidas obtidas.

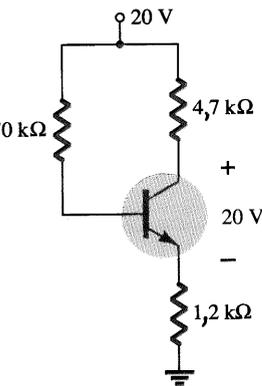
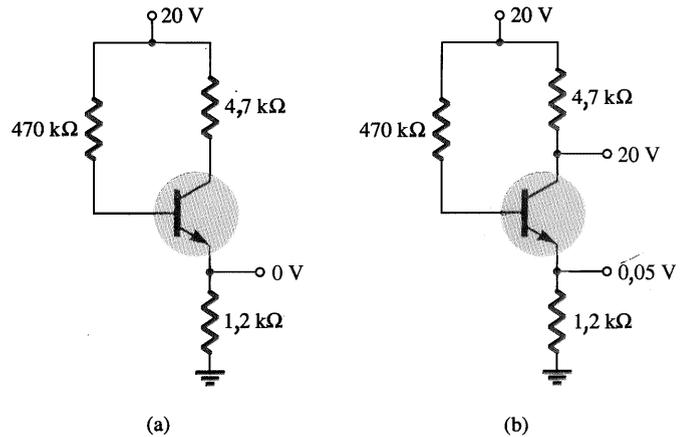


Fig. 4.98 Problema 39.

- *40. As leituras mostradas na Fig. 4.99 revelam que o circuito não está operando corretamente. Seja específico ao descrever por que os níveis obtidos refletem um problema com o comportamento esperado do circuito. Em outras palavras, os níveis obtidos refletem um problema bem específico a cada caso.
41. Para o circuito da Fig. 4.100:
- V_C aumenta ou diminui quando se aumenta R_B ?
 - I_C aumenta ou diminui quando se reduz β ?
 - O que acontece com a corrente de saturação quando se aumenta β ?
 - A corrente de coletor aumenta ou diminui quando reduz V_{CC} ?
 - O que acontece com V_{CE} se o transistor for substituído por outro de menos β ?
42. Responda as seguintes questões sobre o circuito da Fig. 4.101.
- O que acontece com a tensão V_C se o transistor for substituído por outro que apresenta um β de maior valor?
 - O que acontece com a tensão V_{CE} se a perna do resistor ligado à terra abrir (não está mais conectada à terra)?
 - O que acontece com I_C se a fonte de tensão reduzir seu valor?
 - Que tensão V_{CE} surgiria se a junção base-emissor do transistor se comportasse como um circuito-aberto?
 - Que tensão V_{CE} surgiria se a junção base-emissor do transistor se comportasse como um curto-circuito?
- *43. Responda as seguintes questões sobre o circuito da Fig. 4.102.
- O que acontece com a tensão V_C se o resistor R_B abrir?
 - O que deveria acontecer com V_{CE} se β aumentasse devido a temperatura?
 - Como V_E será afetado, se o resistor de coletor for substituído por outro cuja resistência é a menor possível dentro da faixa de tolerância?

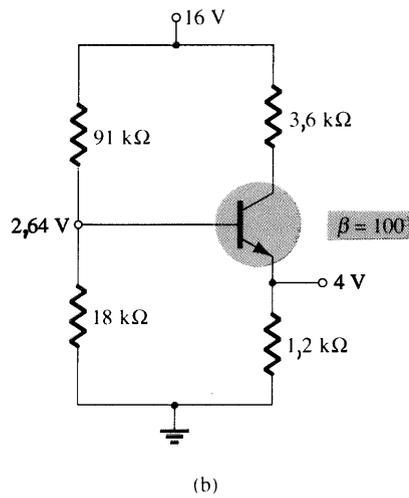
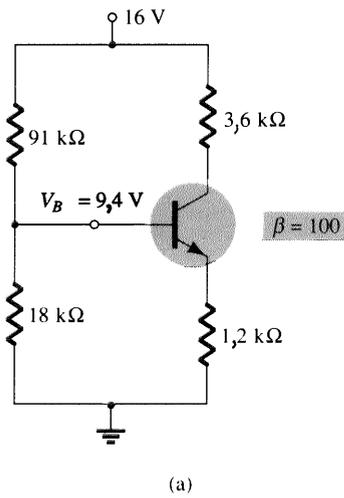


Fig. 4.99 Problema 40.

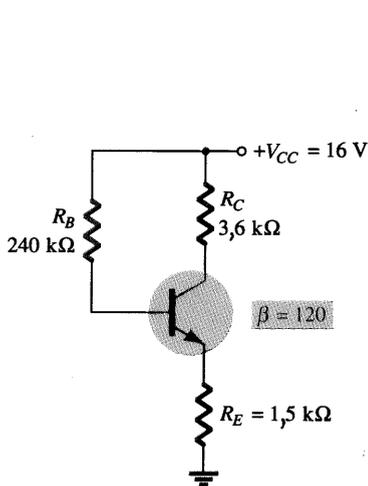


Fig. 4.100 Problema 41.

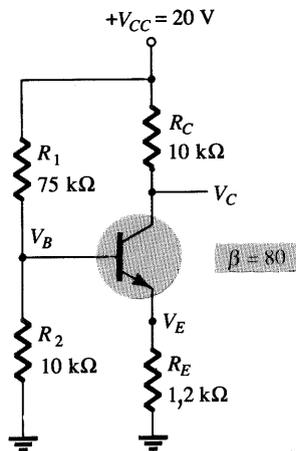


Fig. 4.101 Problema 42.

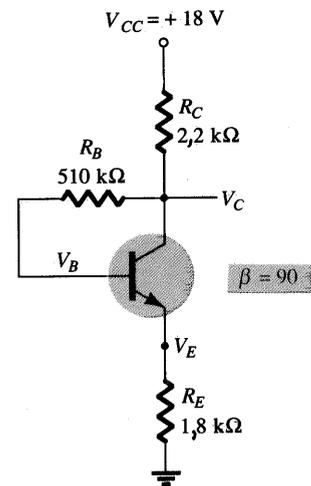


Fig. 4.102 Problema 43.

- (d) Se a conexão do coletor do transmissor abrir, o que acontecerá com V_E ?
- (e) Se V_{CE} for próximo de 18 V, o que deverá ter acontecido?

§ 4.11 Transistores PNP

- 44. Determine V_C , V_{CE} , e I_C para o circuito da Fig. 4.103.
- 45. Determine V_C e I_B para o circuito da Fig. 4.104.
- 46. Determine I_E e V_C para o circuito da Fig. 4.105.

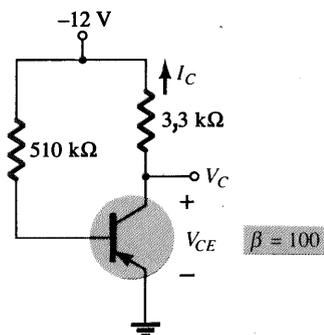


Fig. 4.103 Problema 44.

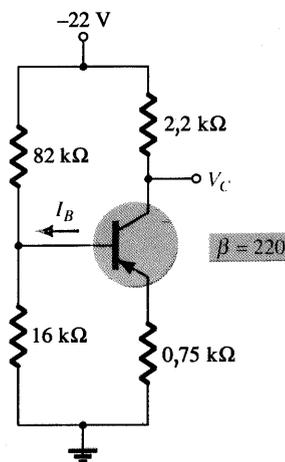


Fig. 4.104 Problema 45.

§ 4.12 Estabilização da Polarização

- 47. Determine o seguinte para o circuito da Fig. 4.75:
 - (a) $S(I_{CO})$.
 - (b) $S(V_{BE})$.

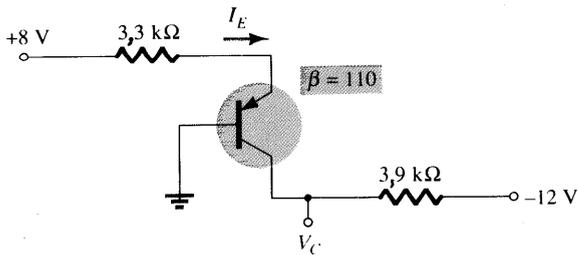


Fig. 4.105 Problema 46.

- (c) $S(\beta)$, considerando T_1 como a temperatura na qual os valores dos parâmetros são especificados e $\beta(T_2)$ 25% maior do que $\beta(T_1)$.
- (d) Determine a variação em I_C para uma alteração nas condições de operação, onde há um aumento de I_{CO} de $0,2 \mu\text{A}$ para $10 \mu\text{A}$, uma queda em V_{BE} de $0,7 \text{ V}$ para $0,5 \text{ V}$, e uma elevação de 25% em β .
- *48.** Para o circuito da Fig. 4.79, determine:
- $S(I_{CO})$.
 - $S(V_{BE})$.
 - $S(\beta)$, considerando T_1 como a temperatura na qual os valores dos parâmetros e $\beta(T_2)$ 25% maior do que $\beta(T_1)$.
 - Determine a variação em I_C para uma alteração nas condições de operação, onde há um aumento de I_{CO} de $0,2 \mu\text{A}$ para $10 \mu\text{A}$, uma queda em V_{BE} de $0,7 \text{ V}$ para $0,5 \text{ V}$, e uma elevação de 25% em β .
- *49.** Para o circuito da Fig. 4.82, determine:
- $S(I_{CO})$.
 - $S(V_{BE})$.
 - $S(\beta)$, considerando T_1 como a temperatura na qual os valores dos parâmetros são especificados e $\beta(T_2)$ 25% maior do que $\beta(T_1)$.
 - Determine a variação em I_C para uma alteração nas condições de polarização, onde há um aumento em I_{CO} $0,2 \mu\text{A}$ para $10 \mu\text{A}$, uma queda em V_{BE} de $0,7 \text{ V}$ para $0,5 \text{ V}$, e uma elevação de 25% em β .
- *50.** Para o circuito da Fig. 4.91, determine:
- $S(I_{CO})$.
 - $S(V_{BE})$.
 - $S(\beta)$, considerando T_1 como a temperatura na qual os valores dos parâmetros são especificados e $\beta(T_2)$ 25% maior do que $\beta(T_1)$.
 - Determine a variação em I_C para uma alteração nas condições de polarização, onde há um aumento em I_{CO} de $0,2 \mu\text{A}$ para $10 \mu\text{A}$, uma queda em V_{BE} de $0,7 \text{ V}$ para $0,5 \text{ V}$, e uma elevação de 25% em β .
- *51.** Para os Problemas 47 até 50, compare os fatores de estabilidade relativos encontrados. As respostas dos Exercícios 47 e 49 podem ser obtidas no Apêndice E. Pode-se tirar alguma conclusão dos resultados?
- *52.** (a) Compare os níveis de estabilidade para a configuração com polarização fixa do Problema 47.
 (b) Compare os níveis de estabilidade para a configuração com divisor de tensão do Problema 49.
 (c) Que fatores das letras (a) e (b) parecem ter maior influência na estabilidade do sistema, ou não há um padrão geral para os resultados?

§ 4.13 Análise por Computador

- 53.** Faça uma análise com PSpice (versão DOS) do circuito da Fig. 4.75. Ou seja, determine I_C , V_{CE} e I_B .
- 54.** Repita o Problema 53 para o circuito da Fig. 4.79.
- 55.** Repita o Problema 53 para o circuito da Fig. 4.82.
- 56.** Repita o Problema 53 para o circuito da Fig. 4.86.
- 57.** Repita a análise com PSpice (versão Windows) do circuito da Fig. 4.75.
- 58.** Repita o Problema 57 para o circuito da Fig. 4.79.
- 59.** Repita o Problema 57 para o circuito da Fig. 4.82.
- 60.** Repita o Problema 57 para o circuito da Fig. 4.86.
- 61.** Faça uma análise do circuito da Fig. 4.75 utilizando BASIC. Ou seja, determine I_C , V_{CE} e I_B .
- 62.** Repita o Problema 61 para o circuito da Fig. 4.79.
- 63.** Repita o Problema 61 para o circuito da Fig. 4.82.
- 64.** Repita o Problema 61 para o circuito da Fig. 4.86.

*Observação: Os asteriscos indicam problemas mais difíceis.