



Modelado del Transistor

8.1 INTRODUCCION

La construcción básica, aspecto y características del transistor se presentaron en el capítulo 4. Después, en el capítulo 5 se examinó en detalle la polarización de cd del dispositivo. Empezaremos ahora a estudiar la respuesta ca a *señal pequeña* del amplificador BJT revisando los *modelos* que se utilizan con mayor frecuencia para representar el transistor en el dominio de ca senoidal.

Una de nuestras primeras inquietudes en el análisis de ca senoidal en redes de transistores es la magnitud de la señal de entrada. Ello determinará si deben aplicarse técnicas de *señal pequeña* o técnicas de *señal grande*. No existe una línea divisoria entre las dos, pero la aplicación, así como la magnitud de las variables de interés relativas a las escalas de las características del dispositivo, determinarán casi siempre con bastante claridad cuál método es el apropiado. La técnica de *señal pequeña* se presenta en este capítulo y las aplicaciones de *señal grande* se examinan en el capítulo 12.

Hay dos modelos que se utilizan por lo común en el análisis de ca de *señal pequeña* de redes de transistor: el *equivalente híbrido* y el *modelo r_e* . Este capítulo no sólo presenta ambos modelos, sino que define el papel que cada uno desempeña y la relación que existe entre ellos.

2 AMPLIFICACION EN EL DOMINIO DE CA

Se señaló al principio que el transistor es un dispositivo amplificador. Esto es, la señal senoidal de salida es mayor que la señal de entrada o, establecido de otro mo-

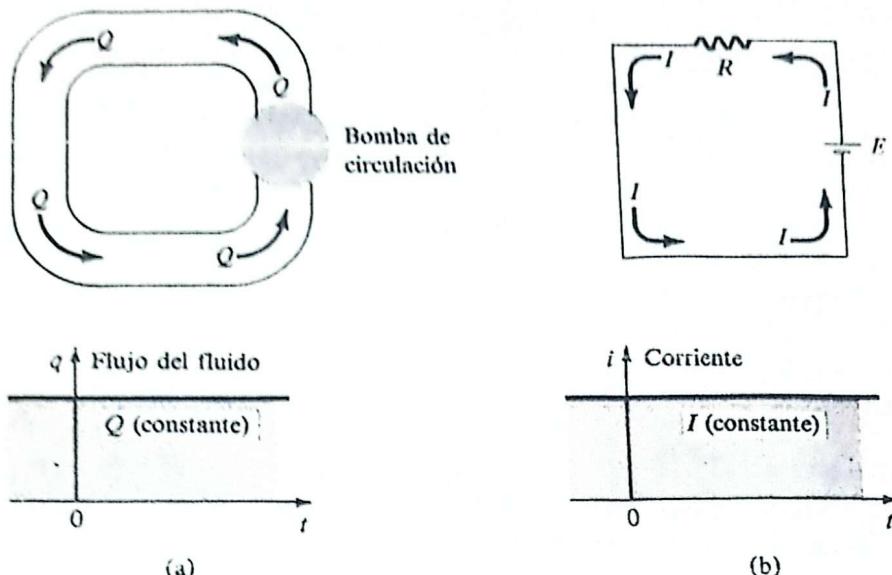


Figura 8.1 Analogía de flujo de fluidos de un circuito eléctrico en serie con una entrada de cd: (a) sistema fluido; (b) sistema eléctrico.

do, la potencia de ca de salida es mayor que la potencia de ca de entrada. La pregunta que surge a menudo en relación con esto es de dónde se genera esta potencia adicional de ca. El único propósito de los siguientes párrafos será responder esta pregunta, ya que resulta fundamental para comprender con extrema claridad varios criterios importantes de eficiencia que se definirán en el libro más adelante.

Las analogías pocas veces son perfectas, pero la siguiente resultará de utilidad en la descripción de los acontecimientos que llevarán a las conclusiones precedentes. En la figura 8.1a la bomba ha establecido un flujo denso y estable de un líquido. La analogía eléctrica de este sistema aparece en la figura 8.1b. En cada caso hay cierta resistencia al flujo, con el resultado de que la magnitud de dicho flujo se determina mediante la relación de la ley de Ohm. En cada una de las figuras aparece una gráfica del flujo frente el tiempo.

A continuación, instalaremos un *mecanismo de control* en cada sistema, como se muestra en la figura 8.2. Una señal pequeña en la entrada de cada uno de estos elementos de control puede tener un marcado efecto sobre el flujo en estado estable (cd) constituido de cada sistema; en el sistema fluido podría ser el cierre parcial oscilatorio del pasaje para limitar el flujo a través de la tubería. En el sistema eléctrico se establece un mecanismo para el control de la corriente i a través del sistema. Recuérdese que variaciones muy pequeñas de I_B pueden tener un efecto considerable sobre la corriente de colector en la configuración de transistor de emisor común.

En otras palabras, una señal de entrada pequeña puede tener un efecto grande sobre el flujo en estado estable del sistema. Considérese que el flujo de salida resultante para los dos sistemas puede ser como se ilustra en la figura 8.2. La excursión senoidal del flujo de salida es en verdad mayor que la entrada aplicada: *por lo tanto, la amplificación en el dominio de ca es una realidad!*

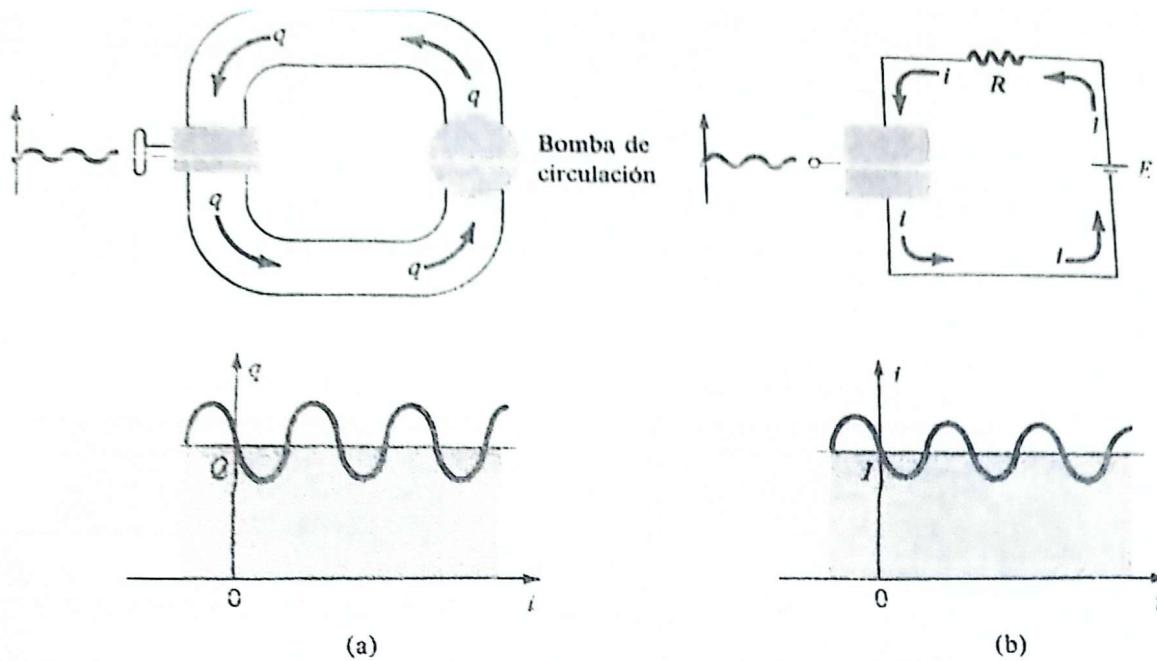


Figura 8.2 Efecto de un elemento de control en un flujo de estado estable de (a) un sistema fluido; (b) un sistema eléctrico.

En consecuencia, es posible concluir que la mayor parte de los amplificadores son simplemente dispositivos que tienen un punto o terminal de control que puede establecer una profunda variación en el flujo entre las otras dos terminales (normalmente parte del circuito de salida). Los circuitos de polarización de cd son necesarios para establecer el flujo denso de carga que será muy sensible a la magnitud de la señal de entrada. La potencia de ca incrementada es el resultado de la conversión de una parte de la potencia de cd hasta el dominio senoidal. La eficiencia de un amplificador electrónico es, por lo general, el cociente entre la potencia de ca a la salida y la potencia de cd a la entrada.

8.3 MODELADO DEL TRANSISTOR

La clave del enfoque de señal pequeña es el empleo de los circuitos equivalentes (modelos) que serán deducidos en este capítulo. Es esa combinación de elementos de circuito, elegidos en forma adecuada, la que mejor se aproximará al dispositivo semiconductor real en una región de operación particular. Una vez determinado el circuito equivalente de ca, el símbolo gráfico del dispositivo puede sustituirse en el esquema mediante este circuito, y se pueden aplicar los métodos básicos del análisis de circuitos de ca (análisis de corrientes de rama, análisis de mallas, análisis nodal y el teorema de Thévenin) para determinar la respuesta del circuito.

Hay dos teorías actuales acerca de cuál será el circuito equivalente que ha de sustituir al transistor. Durante muchos años la industria y las instituciones educativas confiaron ampliamente en los *parámetros híbridos* (que se presentarán en bre-

ve). El circuito equivalente de parámetros híbridos seguirá siendo muy popular, aun cuando en la actualidad debe competir con un circuito equivalente derivado directamente de las condiciones de operación del transistor, el modelo r_e . Los fabricantes siguen especificando los parámetros híbridos para una región de operación particular en sus hojas de especificaciones. Los parámetros (o componentes) del modelo r_e pueden derivarse directamente de los parámetros híbridos en esta región. Sin embargo, el circuito equivalente híbrido adolece de estar limitado a un conjunto particular de condiciones de operación si se considerara preciso. Los parámetros del otro circuito equivalente pueden determinarse para cualquier región de operación dentro de la región activa y no están limitados por un solo grupo de parámetros incluidos en la hoja de especificaciones. A su vez, no obstante, el modelo r_e no tiene un parámetro que defina el nivel de la impedancia de salida del dispositivo y el efecto de retroalimentación de la salida a la entrada.

Puesto que en la actualidad ambos modelos se emplean de manera extensa, los dos se examinan en detalle en este libro. En algunos análisis y ejemplos se empleará el modelo híbrido, en tanto que en otros se utilizará en forma exclusiva el modelo r_e . No obstante, en el texto se hará todo lo necesario para mostrar la forma tan estrecha en que se relacionan los dos modelos y cómo la habilidad en el manejo de uno de ellos conduce a una destreza natural en el manejo del otro.

Con el fin de mostrar el efecto que tendrá el circuito equivalente de ca sobre el análisis que sigue, considérese el circuito de la figura 8.3. Supongamos por el momento que el circuito equivalente de ca de señal pequeña para el transistor ya ha sido determinado. Puesto que sólo nos interesa la respuesta de ca del circuito, todas las alimentaciones de cd pueden sustituirse por equivalentes de potencial cero (circuito en corto), ya que determinan únicamente el nivel de cd o de operación del voltaje de salida y no la magnitud de la excursión de la salida de ca. Esto se muestra claramente en la figura 8.4. Los niveles de cd fueron importantes simplemente para determinar el punto Q de operación adecuado. Una vez determinado, es posible ignorar

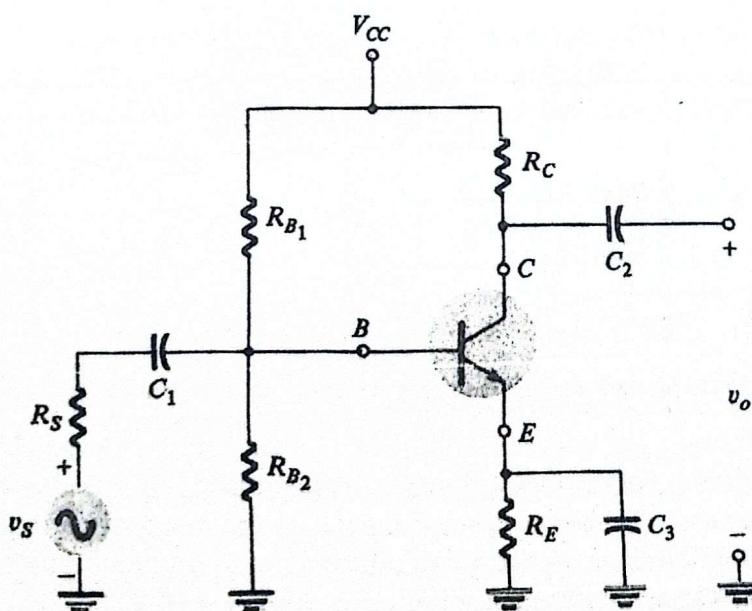


Figura 8.3 Circuito de transistor examinado en este análisis introductorio.

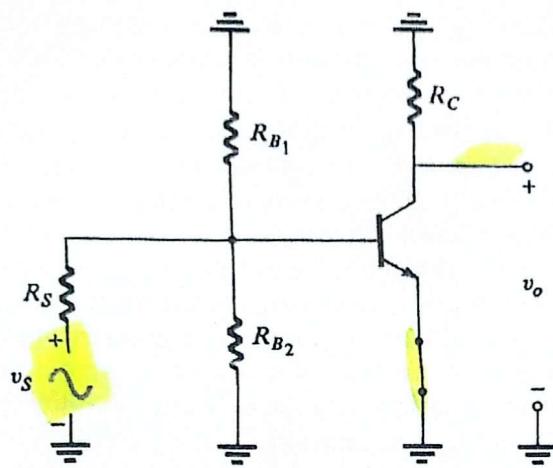


Figura 8.4 Red de la figura 8.3 después de eliminar la alimentación de cd y de incluir el equivalente en corto circuito para los capacitores.

8.4

los niveles de cd en el análisis de ca de la red. Además, los capacitores de acoplamiento C_1 y C_2 y el capacitor en paralelo C_3 se eligieron de modo que tuvieran una reactancia muy pequeña a la frecuencia de aplicación. Por lo tanto, es posible también reemplazarlos para todos los propósitos prácticos por medio de una trayectoria de baja resistencia (circuito en corto). Nótese que esto producirá el “corto circuito” de la resistencia de polarización de cd, R_E . Recuérdese que los capacitores tomen un equivalente de circuito abierto en condiciones de estado estable cd, permitiendo un aislamiento entre etapas en los niveles de cd y las condiciones de operación.

La conexión común de tierra dará como resultado una combinación en paralelo de los resistores R_{B1} y R_{B2} , y R_C que aparecerá del colector al emisor como se muestra en la figura 8.5. Como los componentes del circuito equivalente del transistor insertado en la figura 8.5 son aquellos con los que ya nos hemos familiarizado (resistores, fuentes controladas, etc.), las técnicas de análisis tales como superposición y el teorema de Thévenin, entre otras, pueden aplicarse para determinar las cantidades deseadas.

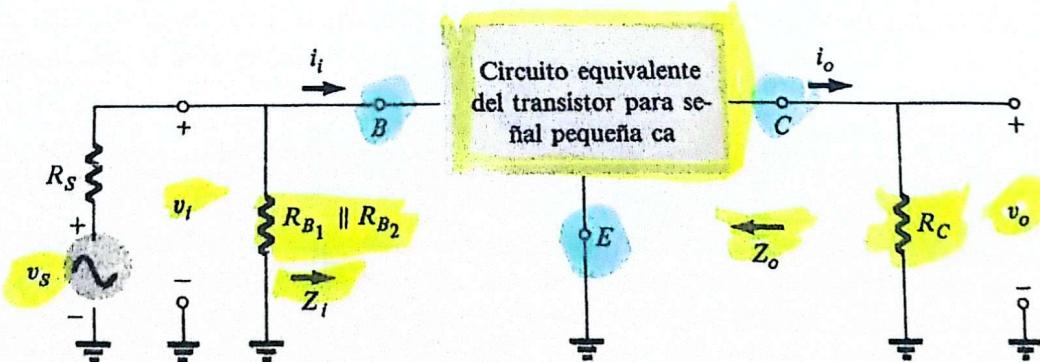


Figura 8.5 Circuito de la figura 8.4 redibujado para el análisis de señal pequeña ca.

Examinaremos aún más la figura 8.5 e identifiquemos las cantidades importantes que se determinarán en el sistema. En realidad, quisiéramos conocer la impedancia de entrada y de salida Z_I y Z_O como se muestra en la figura 8.5. Puesto que sabemos que el transistor es un dispositivo amplificador, esperaríamos alguna indi-

cación de cómo se relaciona el voltaje de salida v_o con el voltaje de entrada v_i , la *ganancia de voltaje*. En la figura 8.5, obsérvese que en esta configuración $i_i = i_b$ y que $i_o = i_c$, lo cual define la *ganancia de corriente* $A_i = i_o/i_i$.

En el capítulo 4 encontramos que el voltaje de colector a emisor no tiene ningún efecto (aun cuando fuera pequeño) sobre la relación de entrada entre i_B y v_{BE} . En consecuencia, podríamos esperar alguna “retroalimentación” de los circuitos de salida al de entrada en el circuito equivalente. La siguiente sección, a través de una breve introducción a la *teoría de dos puertos*, presentará el circuito equivalente híbrido, el que incluirá parámetros que harán posible la determinación de cada una de las cantidades mencionadas antes.

8.4 CIRCUITO EQUIVALENTE HIBRIDO DEL TRANSISTOR

El desarrollo que sigue es una introducción a un tema denominado *teoría de dos puertos*. En el dispositivo o sistema electrónico básico de tres terminales es evidente, por la figura 8.6, que hay dos puertos (pares de terminales) de interés. Para nuestros propósitos, el conjunto a la izquierda representará las terminales de entrada, y el conjunto de la derecha, las terminales de salida. Nótese que, para cada conjunto de terminales, hay dos variables de interés.

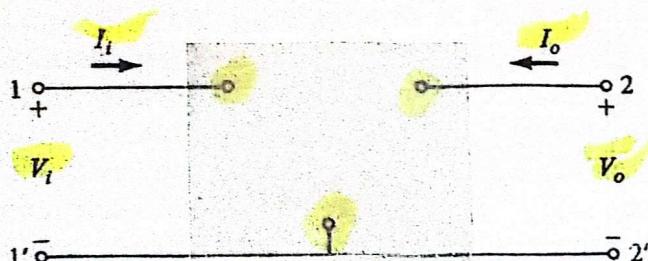


Figura 8.6 Sistema de dos puertos.

El siguiente grupo de ecuaciones (8.1) es sólo una de las diversas maneras en que las cuatro variables pueden relacionarse, pero es el que se emplea con mayor frecuencia en el análisis de circuitos con transistor y, por lo tanto, se analizará en detalle en este capítulo.

$$V_i = h_{11}I_i + h_{12}V_o \quad (8.1a)$$

$$I_o = h_{21}I_i + h_{22}V_o \quad (8.1b)$$

Los parámetros que relacionan las cuatro variables se llaman *parámetros h*, por la palabra “híbrido”. El término “híbrido” se eligió debido a la mezcla de variables (v e i) que en cada ecuación produce un conjunto “híbrido” de unidades de medida para los parámetros h . Una comprensión más clara de lo que representan los diversos parámetros h y de cómo esperamos tratarlos después, puede obtenerse aislando cada uno de ellos y examinando la relación resultante.

Si fijamos arbitrariamente $V_o = 0$ (corto circuito en las terminales de salida), y resolvemos respecto de h_{11} en la ecuación (8.1a), obtendremos lo siguiente:

$$h_{11} = \left. \frac{V_i}{I_i} \right|_{V_o=0} \text{ ohms} \quad (8.2)$$

La relación indica que el parámetro h_{11} es un parámetro de impedancia que se medirá en ohms. Puesto que es el cociente entre el voltaje de *entrada* y la corriente de *entrada* con las terminales de salida en *corto*, recibe el nombre de *parámetro de impedancia de entrada en corto circuito*. El subíndice 11 de h_{11} se refiere a que el parámetro se determina mediante una relación de cantidades medidas en las terminales de entrada.

Si I_i se hace igual a cero abriendo las conexiones de entrada, se producirá el siguiente resultado para h_{12} :

$$h_{12} = \left. \frac{V_i}{V_o} \right|_{I_i=0} \text{ adimensional} \quad (8.3)$$

En consecuencia, el parámetro h_{12} es la relación del voltaje de entrada con el voltaje de salida y con la corriente de entrada igual a cero. No tiene unidades, ya que es una relación entre niveles de voltaje. Se denomina *parámetro de la relación de voltaje de transferencia inverso en circuito abierto*. El subíndice 12 de h_{12} revela que el parámetro es una cantidad de transferencia determinada por la relación entre mediciones de entrada y de salida. El primer entero del subíndice define la cantidad medida que aparece en el numerador; el segundo entero define la fuente de la cantidad que aparece en el denominador. El término *inverso* se incluye para indicar que la relación de voltaje es una cantidad de entrada sobre una cantidad de salida, y no lo contrario, que es casi siempre el cociente de interés.

Si en la ecuación (8.1b), V_o es igual a cero poniendo de nuevo en corto las terminales de salida, se obtendrá el siguiente resultado para h_{21} :

$$h_{21} = \left. \frac{I_o}{I_i} \right|_{V_o=0} \text{ adimensional} \quad (8.4)$$

Nótese que ahora tenemos la relación de una cantidad de salida sobre una cantidad de entrada. El término *directo* se empleará ahora en lugar que inverso, como fue el caso para h_{12} . El parámetro h_{21} es el cociente de la corriente de salida entre la corriente de entrada con las terminales de salida en corto. Este es, en la mayor parte de las aplicaciones, el parámetro de mayor interés. Este parámetro, al igual que h_{12} , no tiene unidades porque es el cociente de niveles de corriente. Formalmente se llama *parámetro de la relación de corriente de transferencia directa en corto circuito*. El subíndice 21 indica de nuevo que es un parámetro de transferencia con la cantidad de salida en el numerador y la cantidad de entrada en el denominador.

El último parámetro, h_{22} , puede encontrarse abriendo otra vez las conexiones de entrada para fijar $I_1 = 0$ y resolver respecto de h_{22} en la ecuación (8.1b):

$$h_{22} = \left. \frac{I_o}{V_o} \right|_{I_1=0} \text{ siemens} \quad (8.5)$$

Puesto que se trata del cociente entre la corriente de salida y el voltaje de salida, es el parámetro de conductancia de salida y se mide en siemens (s) [anteriormente ohms (Ω)]. Recibe el nombre de *parámetro de admitancia de salida en circuito abierto*. El subíndice 22 indica que se determina mediante una relación de las cantidades de salida.

Como cada término de la ecuación (8.1a) tiene unidades de volts, aplicaremos la ley de voltaje de Kirchhoff en sentido inverso para encontrar un circuito que "satisfaga" a la ecuación. Efectuando esta operación se obtendrá el circuito de la figura 8.7. Puesto que la unidad del parámetro h_{11} es el ohm, éste se representa mediante una resistencia en la figura 8.7. La cantidad h_{12} no tiene dimensiones y por ello aparece simplemente como un factor de multiplicación del término de "retroalimentación" en el circuito de entrada.

Como cada término de la ecuación (8.1b) tiene unidades de corriente, aplicaremos ahora la ley de corrientes de Kirchhoff en sentido inverso para obtener el circuito de la figura 8.8. En virtud de que h_{22} tiene unidades de admitancia, que para el modelo de transistor es conductancia, se representa mediante el símbolo de la resistencia. Sin embargo, recuérdese que la resistencia en ohms de este resistor es igual al recíproco de la conductancia ($1/h_{22}$).

El circuito equivalente de "ca" completo para el dispositivo lineal de tres terminales se indica en la figura 8.9 con un nuevo grupo de subíndices para los parámetros

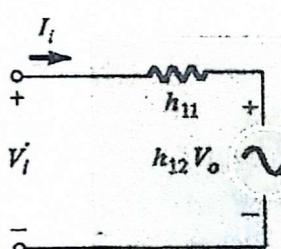


Figura 8.7 Circuito equivalente híbrido de entrada.

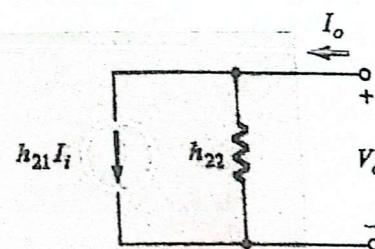


Figura 8.8 Circuito equivalente híbrido de salida.

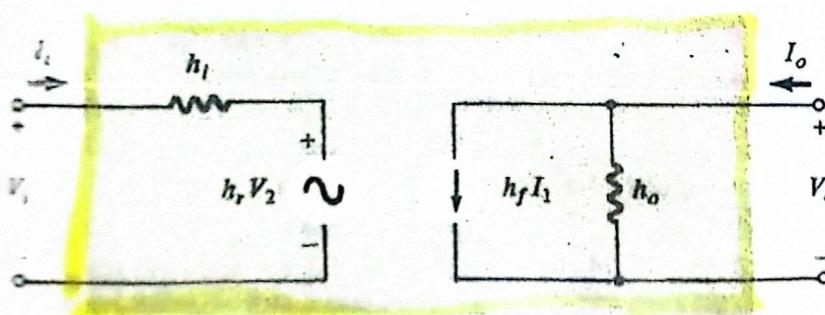


Figura 8.9 Circuito equivalente híbrido completo.

h. La notación de la figura 8.9 es más práctica porque relaciona los parámetros h con el cociente que se obtuvo en los últimos párrafos. La elección de las letras va de acuerdo con la siguiente lista:

- $h_{11} \rightarrow$ resistencia de entrada $\rightarrow h_i$
- $h_{12} \rightarrow$ relación de voltaje de transferencia inversa $\rightarrow h_r$
- $h_{21} \rightarrow$ relación de corriente de transferencia directa $\rightarrow h_f$
- $h_{22} \rightarrow$ conductancia de salida $\rightarrow h_o$

El circuito de la figura 8.9 se aplica a cualquier dispositivo o sistema electrónico lineal de tres terminales sin fuentes internas independientes. Por lo tanto, en el transistor, aun cuando tiene tres configuraciones básicas, *son todas las configuraciones de tres terminales*, por lo que el circuito equivalente resultante tendrá el mismo formato como el que se muestra en la figura 8.9. En cada caso, la parte inferior de las secciones de la entrada y la salida de la red de la figura 8.9 puede conectarse como se indica en la figura 8.10, ya que el nivel de potencial es el mismo. En esencia, el modelo de transistor es un sistema de dos puertos de tres terminales. No obstante, los parámetros h cambiarán con cada configuración. Para distinguir cuál es el parámetro que se ha utilizado o con cuál se cuenta, se ha adicionado un segundo subíndice a la notación del parámetro h . Para la configuración de base común se agregó la letra minúscula b , en tanto que para las configuraciones de emisor común y de colector común se adicionaron, respectivamente, las letras e y c . La red equivalente híbrida para la configuración de emisor común aparece con la notación estándar en

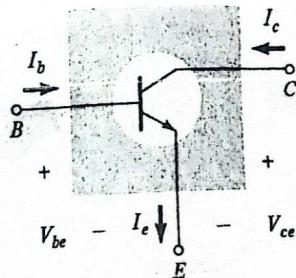
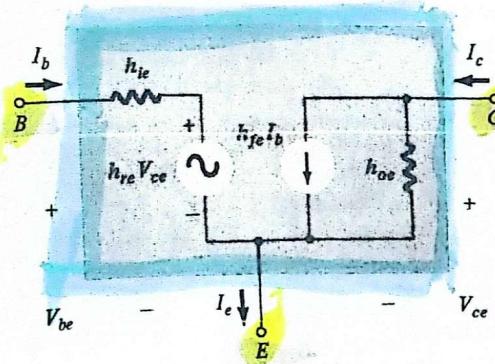


Figura 8.10 Configuración de emisor común.

CAP. 8 Modelado del Transistor

la figura 8.10. Obsérvese que $I_i = I_b$, $I_o = I_c$ y mediante una aplicación de la ley de corriente de Kirchhoff, $I_c = I_b + I_e$. El voltaje de entrada es en este caso V_{be} con el voltaje de salida igual a V_{ce} . Para la configuración de base común de la figura 8.11, $I_i = I_e$, $I_o = I_c$ con $V_{eb} = V_i$ y $V_{cb} = V_o$. Las redes de las figuras 8.10 y 8.11 se aplican en los transistores *pnp* o *npm*.

El circuito equivalente híbrido de la figura 8.9 es de extrema importancia en el área de la electrónica hoy en día. Aparecerá una y otra vez en el análisis que sigue. Sería bastante provechoso para el lector, en este punto, aprender y dibujar de memoria la construcción básica de dicho circuito, así como definir la importancia de los diferentes parámetros [véanse las ecuaciones (8.2) a (8.5)]. El hecho de que tanto el circuito de Thévenin como el de Norton aparezcan en el circuito de la figura 8.9 fue una razón adicional para denominar al circuito resultante circuito equivalente *híbrido*. Otros dos circuitos equivalentes del transistor que no se analizarán en este libro, denominados circuitos equivalentes de parámetros *z* y parámetros *y*, utilizan ya sea la fuente de voltaje o la fuente de corriente, pero no ambas en el mismo circuito equivalente. En la sección 8.7 se encontrará la magnitud de diversos parámetros a partir de las características del transistor en la región de operación dando por resultado la *red equivalente de señal pequeña* deseada para el transistor.

Este capítulo sólo se limita a una introducción de los modelos. En el capítulo 9 se aplicará cada uno a varias configuraciones estándar. Cuando se apliquen en el capítulo 9, se empleará un modelo equivalente aproximado en las primeras secciones; dicho modelo se obtiene a partir de la figura 8.9.

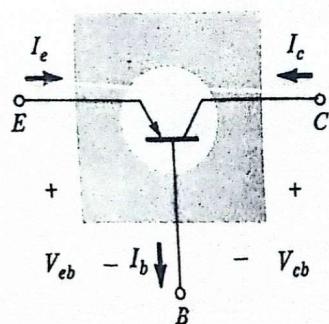
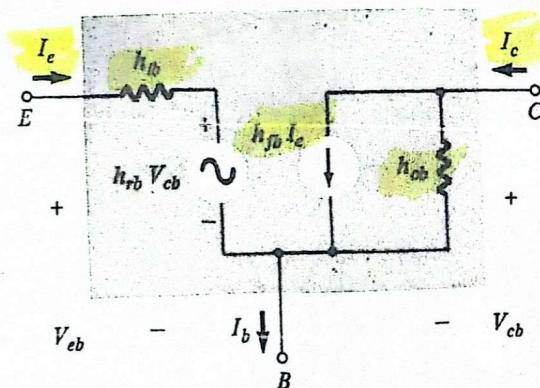


Figura 8.11 Configuración de base común.

En las configuraciones de emisor común y de base común, las magnitudes de h_r y de h_o a menudo son tales, que los resultados obtenidos para parámetros importantes como Z_i y Z_o , A_v y A_i sólo se ven mínimamente afectados si los primeros (h_r y h_o) no se incluyen en el modelo.

Puesto que h_r es por lo general una cantidad relativamente pequeña, su eliminación se aproxima mediante $h_r \approx 0$ y $h_r V_o = 0$, lo que da lugar a un equivalente en corto circuito para el elemento de retroalimentación, como se muestra en la figura 8.12. La resistencia determinada mediante $1/h_o$ es por lo común lo suficientemente grande como para ignorarse, en comparación con la carga en paralelo que puede sustituirse por un equivalente en circuito abierto para los modelos CE y CB, como se indica en la figura 8.12.

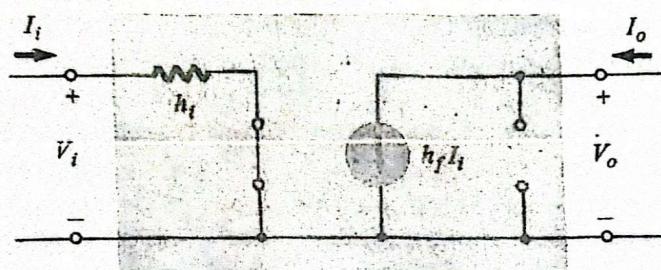


Figura 8.12

El equivalente resultante de la figura 8.13 se empleará en forma muy amplia en el capítulo 9 para asegurar que el enfoque no se vea ensombrecido por la complejidad matemática introducida por h_r y h_o . En la sección 9.10 comparamos las soluciones obtenidas mediante los modelos completo y aproximado para comprobar algunas de las conclusiones generales y demostrar aún más la validez del enfoque aproximado en una amplia gama de aplicaciones.

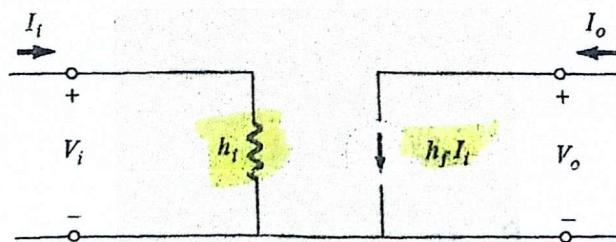


Figura 8.13 Modelo equivalente híbrido aproximado.

Para la configuración de emisor común, el modelo equivalente aproximado aparecerá como se indica en la figura 8.14, donde es bastante obvio que

$$I_i = I_b$$

$$Z_i = h_{ie}$$

$$I_o = I_c = h_{fe} I_b \quad (\text{una amplificación de } I_b \text{ mediante el factor } h_{fe})$$

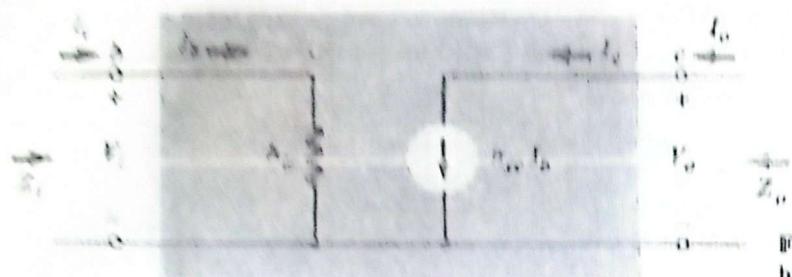


Figura 8.14 Modelo equivalente híbrido emisor común aproximado.

En Z_o , V_o se hace igual a cero, lo que da como resultado $I_o = 0$ y $h_{re}I_B = 0$, que produce un equivalente en circuito abierto para la fuente de corriente. El resultado,

$$Z_o = \infty \Omega \quad (\text{circuito abierto})$$

Como referencia futura, el modelo de la figura 8.14 se denominará *circuito equivalente híbrido aproximado* para la configuración de emisor común, y el modelo de la figura 8.9 se llamará *circuito equivalente híbrido completo*.

El análisis anterior no incluyó la configuración de colector común puesto que ésta rara vez se emplea en el análisis de redes de transistor de ca de pequeña señal. En lugar de eso, la configuración de emisor común se sustituye de una forma que se muestra en el capítulo 9. Además, la magnitud de h_{re} es tal que no puede ignorarse, aun cuando los efectos de h_{re} por lo general pueden despreciarse (en un enfoque aproximado), como se indicó antes para las configuraciones de emisor común y de base común.

8.5 MODELO r_e

En los últimos años ha habido un creciente interés por un circuito equivalente aproximado para el transistor en el que uno de los parámetros se determina mediante las condiciones de operación de cd. Posiblemente, el lector recordará de la hoja de especificaciones del transistor que se presentó en el capítulo 4, que el parámetro híbrido h_{re} se especificó en un punto de operación particular. La figura 8.30 revelará una variación importante en h_{re} con I_C ($\equiv I_E$). La pregunta que surge entonces es qué es lo que puede hacerse con el valor proporcionado de h_{re} si las condiciones de operación (nivel de $I_C \equiv I_E$) fueran diferentes de las indicadas en la hoja de especificaciones. El circuito equivalente que se obtendrá más adelante, permitirá la determinación de un h_{re} equivalente empleando las condiciones de operación de cd de la red, con lo cual no se limitará a sí mismo a los datos sobre el dispositivo que proporciona el fabricante.

La derivación del circuito equivalente alternativo se inicia con un cuidadoso examen de las características de entrada y salida de la configuración del transistor base común (CB), de acuerdo a como se vuelve a dibujar en la figura 8.15, en forma aproximada. Adviértase que los segmentos de línea recta se usan para representar las características del colector, así como para la característica de un solo diodo en el circuito del emisor (ignorando la variación de las características de entrada con el cambio en V_{CB}), dando por resultado un circuito equivalente como el que se muestra en la fi-

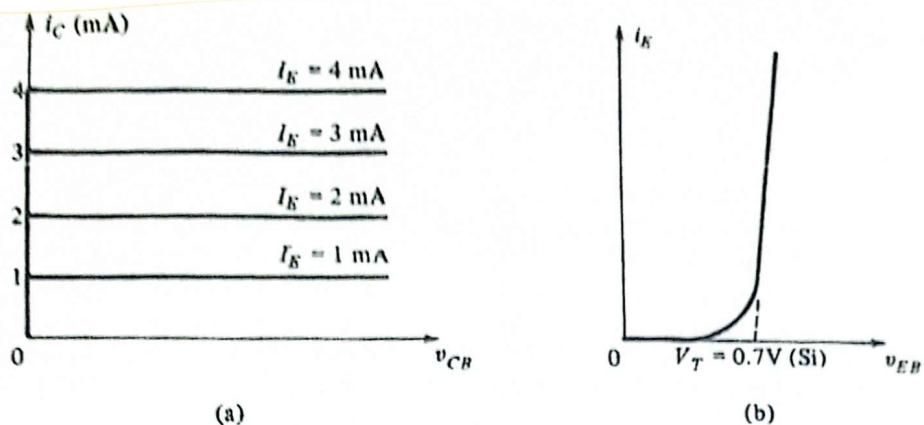


Figura 8.15 Características base común aproximadas: (a) salida; (b) entrada.

gura 8.16b. Para las condiciones de ca, por tanto, la impedancia de entrada en el emisor del transistor CB puede determinarse empleando la ecuación (1.21) para la resistencia dinámica del diodo. Puesto que la corriente de diodo será la corriente del emisor, la notación para la resistencia del diodo es r_e y su valor se determina mediante

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} \quad \text{ohms} \quad (8.6)$$

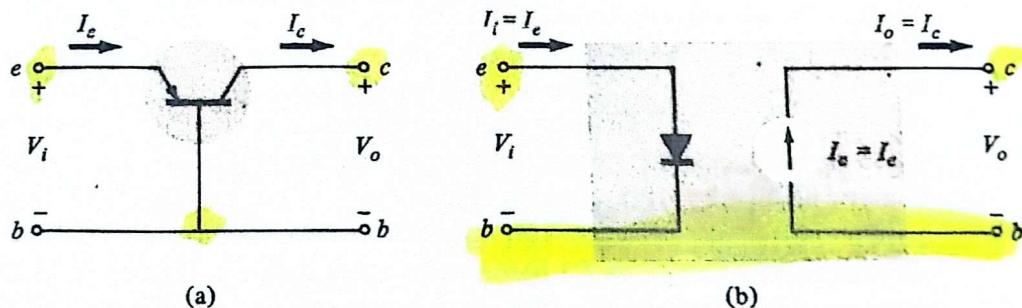


Figura 8.16 (a) Configuración base común; (b) circuito equivalente base común aproximado de acuerdo a como se define en la figura 8.15.

En el análisis que sigue se supone que las condiciones de operación son tales que cualquier resistencia de contacto o volumétrica [de la ecuación (1.8)] puede despreciarse en comparación con la calculada mediante la ecuación (8.6).

Al sustituir r_e se producirá el *modelo* r_e de la configuración de base común que aparece en la figura 8.17. Nótese en la figura que $I_c = I_e$, como se comprueba mediante las curvas de la figura 8.15. Adviértanse las similitudes del modelo r_e de la

Figura 8.17 con el modelo equivalente híbrido aproximado de la figura 8.18 para la configuración de base común. La comparación entre los dos revela claramente que

$$h_{ob} = r_e \quad (8.7)$$

$$h_{fb} = -1 \quad (8.8)$$

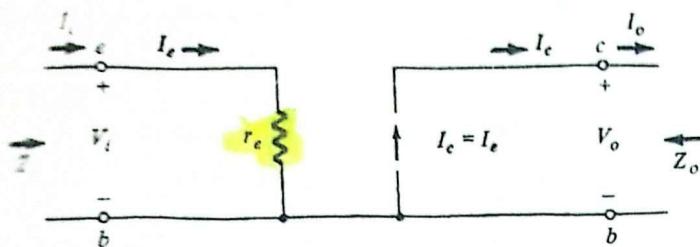


Figura 8.17 Circuito equivalente r_e base común.

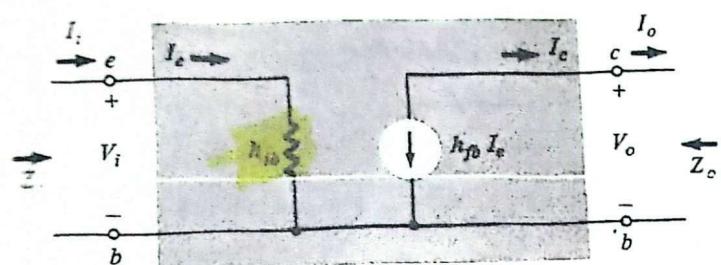


Figura 8.18 Circuito equivalente híbrido base común aproximado.

El hecho de que las características de colector se hayan aproximado por medio de líneas horizontales requiere que $1/h_{ob} \approx \infty \Omega$ o un equivalente en circuito abierto para la sección de salida del transistor que aparece en la figura 8.17. Además, el hecho de que diferentes curvas en el lado de la entrada se hubieran sustituido por una, ignora los efectos de V_{cb} sobre las cantidades de entrada tal como se hizo mediante h_{rb} en la red equivalente híbrida. Como se señaló antes, las aproximaciones $h_{rb} = h_{ob} = 0$ se suponen siempre en el modelo r_e . No existe mecanismo alguno para incluir estos efectos, excepto regresar a las características o a las hojas de especificaciones y añadir las cantidades determinadas para el circuito equivalente.

En el modelo de base común de la figura 8.17, se definen los siguientes parámetros:

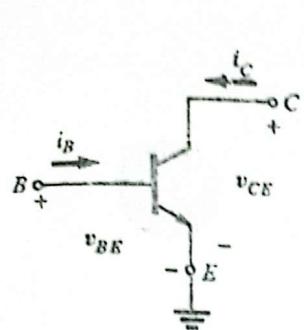
$$I_i = I_e$$

$$Z_i = r_e$$

$$Z_o = \infty \Omega \quad (I_i = I_e = 0; \text{ por tanto, } I_c = I_e = 0)$$

$$I_o = I_c = I_e$$

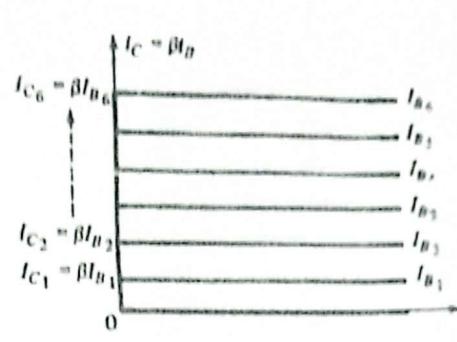
Para la configuración de emisor común que aparece en la figura 8.19a, las características de entrada y salida se han aproximado mediante los sistemas que aparecen en las figuras 8.19b y 8.19c, respectivamente. Las características de la base de



(a)



(b)



(c)

Figura 8.19 (a) Configuración emisor común; (b) característica de entrada; (c) característica de salida.

nuevo se aproximan a las correspondientes de un diodo (se ignora el efecto de V_{CE} sobre las características) y

$$r_{ac} = \frac{26 \text{ mV}}{I_B} \quad (8.9)$$

Pero

$$I_E \cong I_C = \beta I_B \text{ y } I_R \cong \frac{I_E}{\beta}$$

por lo tanto

$$r_{ac} = \frac{26 \text{ mV}}{I_B} = \frac{26 \text{ mV}}{I_E/\beta} = \beta \left(\frac{26 \text{ mV}}{I_E} \right)$$

y

$$r_{ac} = \beta r_e \quad (8.10)$$

como aparece en la figura 8.20. Verbalmente, el resultado establece que la resistencia de entrada de un transistor en la configuración de emisor común con el emisor conectado a tierra es igual a β veces la resistencia determinada por la ecuación (8.6). Por razones que son por demás obvias en el capítulo 9, el resistor r_e se incluye en la pata de conexión del emisor, como se indica en la figura 8.20.

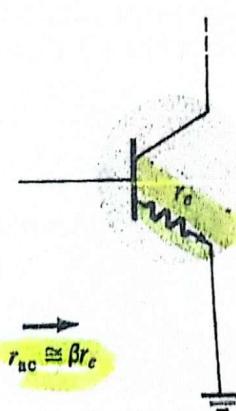


Figura 8.20

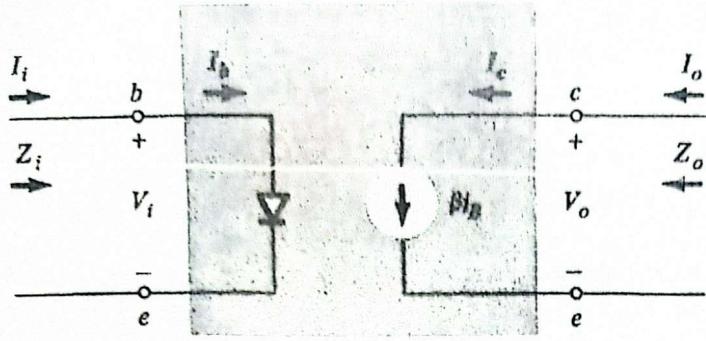


Figura 8.21

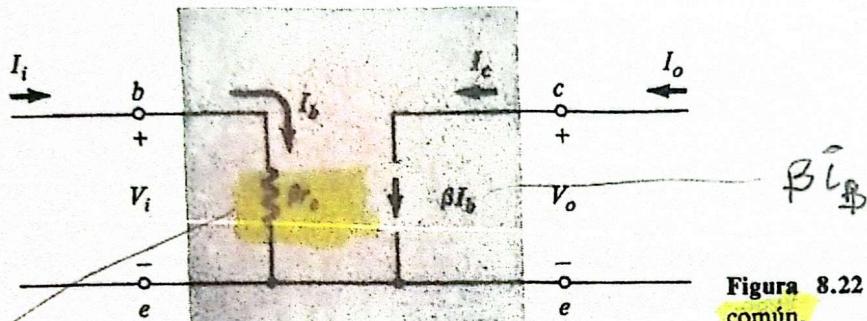


Figura 8.22 Modelo r_e emisor común.

B/re El circuito de entrada en la configuración CE se aproxima, por las razones señaladas antes, mediante el circuito de diodo que aparece en la figura 8.21, pero la impedancia de entrada aparece como βr_e en la figura 8.22 porque r_e se determina por medio de I_E y no de I_B . En la figura 8.19c se empleó esta aproximación para que β sea la misma en todas las características del dispositivo. Sabemos que esto es por completo falso. Sin embargo, se supone que su variación en torno al valor proporcionado para la aplicación típica en la región activa será mínima y un valor fijo es una primera aproximación válida. En nuestro análisis, consideraremos que dicho valor será una constante en el valor proporcionado que produce los circuitos equivalentes de salida de las figuras 8.21 y 8.22. Para propósitos comparativos, en la figura 8.23 se presenta el circuito equivalente híbrido aproximado para la configuración de emisor común. Comparando los circuitos, resulta evidente que

$$\beta = h_{fe} \quad (8.11)$$

$$\beta r_e = h_{ie} \quad (8.12)$$

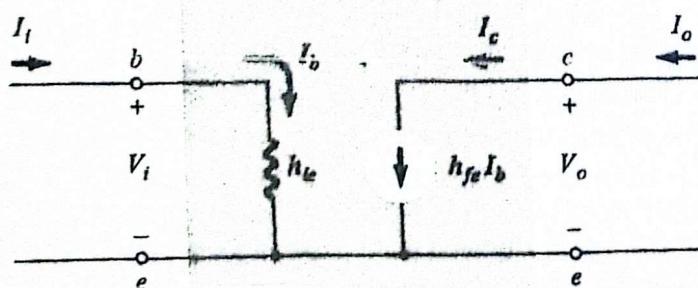


Figura 8.23 Circuito equivalente híbrido emisor común aproximado.

8.5 Modelo r_e

De la figura 8.22 encontramos

$$I_e = I_b \quad y \quad I_c = I_b = \beta I_b$$

$$Z_o = \beta r_e$$

$$Z_i = \approx \Omega (V_i = 0 \text{ V} \Rightarrow I_e = I_b = 0 \text{ A} \text{ y } h_{ie} I_b = 0 \text{ A})$$

Ahora que el modelo r_e se ha definido, recuérdese en los capítulos que siguen que r_e se determina mediante la corriente de emisor de cd que resulta de la configuración de polarización de cd. En otras palabras, antes de que pueda iniciarse el análisis de ca, debe establecerse primero la corriente de emisor de la configuración utilizando los métodos que se presentaron en el capítulo 5. El procedimiento se muestra en varios ejemplos del capítulo 9.

8.6 ¿CUÁL MODELO CONVIENE UTILIZAR?

Ahora que se ha presentado más de un modelo para el transistor, surge naturalmente la pregunta acerca de cuál debe utilizarse en una situación dada.

La ventaja obvia del modelo r_e es que sólo se requiere β para efectuar un análisis aproximado de una configuración de ca. El valor de β puede establecerse empleando instrumentación, tal como un trazador de curvas, lo que evita la necesidad de la hoja de especificaciones o información detallada del transistor más allá de sus valores nominales máximos. En realidad, la hoja de especificaciones sólo brinda un intervalo de valores de β ($= h_{fe}$), lo que sugiere que el valor medido es el único que debe emplearse en los cálculos con cualquiera de los modelos si se quiere lograr un nivel de precisión razonable. La impedancia de entrada puede determinarse después del cálculo de r_e a partir del análisis de cd del sistema y de una aplicación de la ecuación δr_e en la configuración de emisor común.

Sin embargo, como se señaló en la primera sección, el modelo r_e no incluye los efectos del elemento de retroalimentación h_{re} y la impedancia de entrada $1/h_{re}$, dos cantidades que se incluyen en la hoja de especificaciones típica del transistor. En la mayor parte de las aplicaciones comentadas en este libro puede utilizarse la aproximación $h_{re} = h_{oe} \approx 0$. Sin embargo, hay situaciones en las que quizá tengan que considerarse los efectos de h_{re} o $1/h_{re}$ para mantener el nivel de precisión deseado. Por ejemplo, si h_{re} y V_o son suficientemente grandes, el elemento de retroalimentación $h_{re} V_o$ en el circuito equivalente de la entrada del modelo híbrido puede reducir la corriente de entrada de la base en más del 10% y tener un efecto mensurable sobre la ganancia del sistema. Sin embargo, en la mayor parte de las situaciones el efecto de h_{re} puede ignorarse en el análisis. Los anteriores comentarios se dieron solamente para asegurar que se tiene presente el efecto del elemento de retroalimentación, y cuándo puede ser un elemento de utilidad que no es posible ignorar.

Si el cociente de $1/h_{re}$ para una carga aplicada R_L a través de las terminales de salida es menor que 10:1, es posible que el efecto de $1/h_{re}$ tenga que incluirse. Por ejemplo, si $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ y $1/h_{re} = 50 \text{ k}\Omega$ entonces $R'_L = R_L \parallel 1/h_{re} = 5 \text{ k}\Omega \parallel 50 \text{ k}\Omega \approx 4.55 \text{ k}\Omega$ y la relación 10:1 entre elementos produce una caída de casi 10% en el valor efectivo. En realidad, cualquier relación menor tendría incluso mayor impacto.

8.7