

4.12 CIRCUITOS DE ESPEJO DE CORRIENTE

Un circuito de espejo de corriente (vea la fig. 4.64) produce una corriente constante y se utiliza principalmente en circuitos integrados. La corriente constante se obtiene desde una corriente de salida, la cual es la reflexión o espejo de una corriente constante desarrollada en un lado del circuito. El circuito es particularmente adecuado para la fabricación de circuitos integrados porque el circuito requiere que los transistores tengan caídas de voltaje idénticas entre la base y el emisor, y valores idénticos de beta, lo cual se logra mejor cuando los transistores se forman al mismo tiempo en la fabricación de circuitos integrados. En la figura 4.64 la corriente I_X establecida por el transistor Q_1 y el resistor R_X se reflejan en la corriente I mediante el transistor Q_2 .

Las corrientes I_X e I se obtienen utilizando las corrientes que se listan en el circuito de la figura 4.65. Suponemos que la corriente de emisor (I_E) en ambos transistores es la misma (Q_1 y Q_2 se fabrican muy cerca uno de otro en el mismo chip). Las dos corrientes de base en el transistor son aproximadamente

$$I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} \approx \frac{I_E}{\beta}$$

La corriente del colector de cada transistor es, entonces

$$I_C \approx I_E$$

Por último, la corriente I_X a través del resistor R_X es

$$I_X = I_E + \frac{2I_E}{\beta} = \frac{\beta I_E}{\beta} + \frac{2I_E}{\beta} = \frac{\beta + 2}{\beta} I_E \approx I_E$$

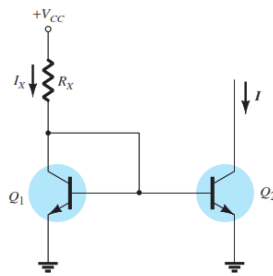


FIG. 4.64

Circuito de espejo de corriente.

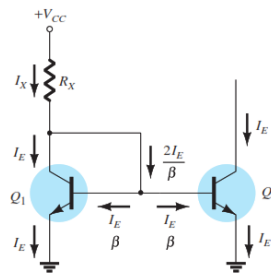


FIG. 4.65

Corrientes para el circuito de espejo de corriente.

CIRCUITOS DE ESPEJO DE CORRIENTE 201

En suma, la corriente constante producida en el colector de Q_2 es la imagen de espejo de Q_1 . Como

$$I_X = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_X} \quad (4.50)$$

la corriente I_X establecida por V_{CC} y R_X se refleja en la corriente que se dirige al colector de Q_2 .

El transistor Q_1 se conoce como transistor conectado como diodo porque la base y el colector están en cortocircuito entre sí.

EJEMPLO 4.26 Calcule la corriente reflejada I en el circuito de la figura 4.66.

Solución:

$$\text{Ec. (4.50): } I = I_X = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_X} = \frac{12 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{1.1 \text{ k}\Omega} = 10.27 \text{ mA}$$

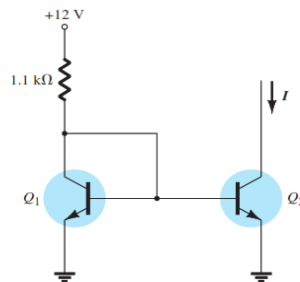


FIG. 4.66

Circuito de espejo de corriente para el ejemplo 4.26.

EJEMPLO 4.27 Calcule la corriente I a través los transistores Q_2 y Q_3 en el circuito de la figura 4.67.

Solución: La corriente I_X es

$$I_X = I_E + \frac{3I_E}{\beta} = \frac{\beta + 3}{\beta} I_E \approx I_E$$

Por consiguiente,

$$I \approx I_X = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_X} = \frac{6\text{ V} - 0.7\text{ V}}{1.3\text{ k}\Omega} = 4.08\text{ mA}$$

202 POLARIZACIÓN DE CD DE LOS BJT

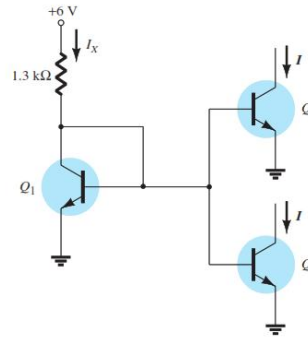


FIG. 4.67

Circuito de espejo de corriente para el ejemplo 4.27.

La figura 4.68 muestra otra forma de espejo de corriente para producir una impedancia de salida mayor que la de la figura 4.64. La corriente a través de R_X es

$$I_X = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_X} \approx I_E + \frac{I_E}{\beta} = \frac{\beta + 1}{\beta} I_E \approx I_E$$

Suponiendo que Q_1 y Q_2 son apareados, vemos que la corriente de salida I se mantiene constante a

$$I \approx I_E = I_X$$

De nueva cuenta vemos que la corriente de salida I es un valor de espejo de la corriente establecida por la corriente fija a través de R_X .

La figura 4.69 muestra otra forma más de espejo de corriente. El transistor de efecto de campo de unión (vea el capítulo 6) produce una corriente constante de valor I_{DSS} . Esta corriente se refleja, y el resultado es la corriente a través de Q_1 del mismo valor:

$$I = I_{DSS}$$

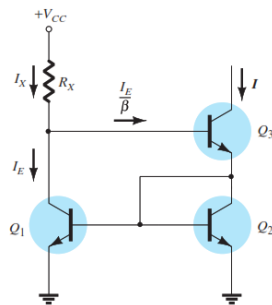


FIG. 4.68

Circuito de espejo de corriente con una mayor impedancia de salida.

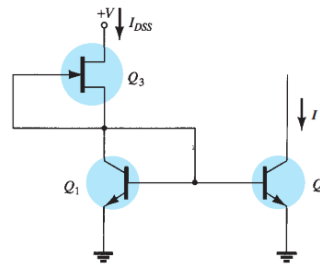


FIG. 4.69

Conexión de un espejo de corriente.

4.13 CIRCUITOS DE FUENTE DE CORRIENTE

El concepto de una fuente de energía constituye el punto de partida de nuestra consideración de circuitos de fuente de corriente. Una fuente de voltaje práctica (Fig. 4.70a) es una fuente de voltaje en serie con una resistencia. Una fuente de voltaje ideal tiene $R = 0$, en tanto que una fuente práctica incluye alguna resistencia. Una fuente de corriente práctica (Fig. 4.70b) es una fuente

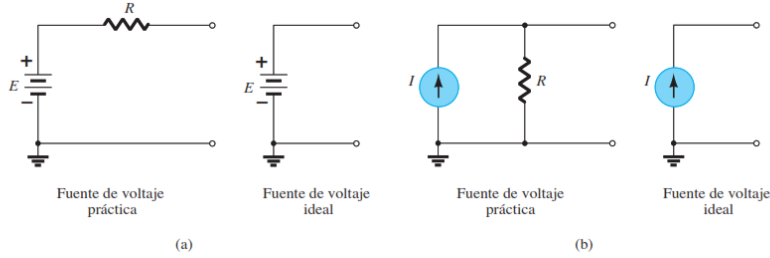


FIG. 4.70
Fuentes de corriente y de voltaje.

de corriente en paralelo con una resistencia. Una fuente de corriente ideal tiene $R = \infty \Omega$, en tanto que una fuente de corriente práctica incluye alguna resistencia muy grande.

Una fuente de corriente ideal produce una corriente constante sin tomar en cuenta la carga que esté conectada a ella. Se pueden construir circuitos de corriente constante con dispositivos bipolares, dispositivos FET y una combinación de estos componentes. Hay circuitos utilizados por separado y otros más adecuados para su operación en circuitos integrados.

Fuente de corriente constante con transistores bipolares

Los transistores bipolares se pueden conectar en un circuito que actúa como una fuente de corriente constante de varias maneras. La figura 4.71 muestra un circuito que utiliza algunos resistores y un transistor *npn* para operar como un circuito de corriente constante. La corriente a través de I_E se determina como sigue. Suponiendo que la impedancia de entrada en la base es mucho mayor que R_1 o R_2 , tenemos

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{EE})$$

y

$$V_E = V_B - 0.7 \text{ V}$$

con

$$I_E = \frac{V_E - (-V_{EE})}{R_E} \approx I_C \quad (4.51)$$

donde I_C es la corriente constante producida por el circuito de la figura 4.71.

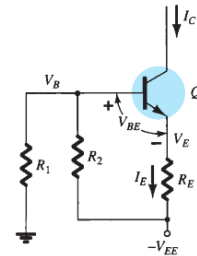


FIG. 4.71
Fuente de corriente constante separada.

EJEMPLO 4.28 Calcule la corriente constante I en el circuito de la figura 4.72.

Solución:

$$\begin{aligned} V_B &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} (-V_{EE}) = \frac{5.1 \text{ k}\Omega}{5.1 \text{ k}\Omega + 5.1 \text{ k}\Omega} (-20 \text{ V}) = -10 \text{ V} \\ V_E &= V_B - 0.7 \text{ V} = -10 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = -10.7 \text{ V} \\ I &= I_E = \frac{V_E - (-V_{EE})}{R_E} = \frac{-10.7 \text{ V} - (-20 \text{ V})}{2 \text{ k}\Omega} \\ &= \frac{9.3 \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 4.65 \text{ mA} \end{aligned}$$

5.2 AMPLIFICACIÓN EN EL DOMINIO DE CA

En el capítulo 3 se demostró que el transistor se puede emplear como un dispositivo amplificador. Es decir, la señal senoidal de salida es mayor que la de entrada, o, dicho de otra manera, la potencia de ca de salida puede ser mayor que la potencia de ca de entrada. Surge entonces la pregunta sobre cómo es que la potencia de salida de ca pueda ser mayor que la potencia de ca de entrada. La conservación de la energía dicta que con el tiempo la salida de potencia total, P_o , de un sistema no puede ser mayor que su potencia de entrada, P_i y que la eficiencia definida por $\eta = P_o/P_i$ no puede ser mayor que 1. El factor que falta en el planteamiento anterior que permite que una potencia de salida de ca sea mayor que la potencia de ca de entrada es la potencia de cd aplicada. Es un contribuyente a la potencia de salida total aun cuando una parte de ella se disipe por el dispositivo y los elementos resistivos. En otras palabras, existe un “intercambio” de potencia de cd con el dominio de ca que permite establecer una potencia de ca de salida más alta. De hecho, se define una *eficiencia de conversión* $\eta = P_{o(ca)}/P_{i(cd)}$, donde $P_{o(ca)}$ es la potencia de ca suministrada a la carga y $P_{i(cd)}$ es la potencia de cd suministrada.

Posiblemente el rol de la alimentación de cd se pueda describir mejor si se considera primero la red simple de cd de la figura 5.1. En la figura se indica la dirección de flujo resultante con una gráfica de la corriente i contra el tiempo. Insertemos ahora un control de mecanismo constante como el de la figura 5.2. El mecanismo de control es tal que la aplicación de una señal relativamente pequeña al mecanismo de control es capaz de producir una excursión sustancial en el circuito de salida.

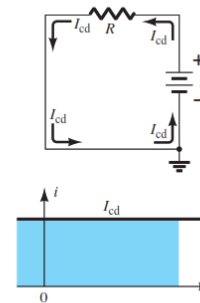


FIG. 5.1
Corriente constante establecida por una fuente de cd

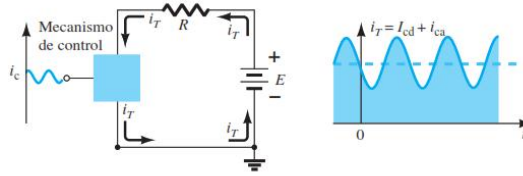


FIG. 5.2
Efecto de un elemento de control en el flujo de estado estable del sistema eléctrico de la figura 5.1.

Es decir, para este ejemplo,

$$i_{ca(p-p)} \gg i_{c(p-p)}$$

y se ha establecido la amplificación en el dominio de ca. El valor pico a pico de la corriente de salida excede por mucho al de la corriente de control.

Para el sistema de la figura 5.2, el nivel de cd establecido controla el valor pico de la excursión en el circuito de salida. Cualquier intento de exceder el límite impuesto por el nivel de cd provocará un "recorte" (aplanamiento) de la región pico en el límite inferior de la señal de salida. En general, por consiguiente, un diseño de amplificación correcto requiere que los componentes de cd y ca sean sensibles a los requerimientos y limitaciones de cada uno.

Sin embargo, es extremadamente útil tener en cuenta que:

El teorema de superposición es aplicable al análisis y diseño de los componentes de cd y ca de una red de BJT, lo que permite separar el análisis de las respuestas de cd y ca del sistema.

En otras palabras, podemos efectuar un análisis de cd completo de un sistema antes de considerar la respuesta de ca. Una vez hecho el análisis de cd, la respuesta de ca se determina mediante un análisis completo de ca. Sucede, sin embargo, que las condiciones de cd determinarán a uno de los componentes que aparece en el análisis de ca de redes de BJT, así que sigue habiendo un vínculo importante entre los dos tipos de análisis.

5.3 MODELO DE UN TRANSISTOR BJT

La clave para el análisis de señal pequeña de un transistor es el uso de circuitos equivalentes (modelos) que se presentarán en este capítulo.

Un modelo es una combinación de elementos de un circuito, apropiadamente seleccionados, que simula de forma aproximada el comportamiento real de un dispositivo semiconductor en condiciones específicas de operación.

Una vez que se determina el circuito equivalente de ca, el símbolo esquemático del dispositivo puede ser reemplazado por este circuito equivalente y los métodos básicos de análisis de circuitos aplicados para determinar las cantidades deseadas de la red.

En los años formativos del análisis de redes de transistores se empleaba con frecuencia la *red equivalente híbrida*. Las hojas de especificaciones incluían los parámetros en sus listas y el análisis simplemente se reducía a insertar el circuito equivalente con los valores listados. Sin embargo, la desventaja de utilizar este circuito equivalente es que *se definía para un conjunto de condiciones de operación que podrían no coincidir con las condiciones de operación reales*. En la mayoría de los casos no es una desventaja grave porque las condiciones de operaciones reales son relativamente parecidas a las condiciones de operación seleccionadas en las hojas de datos. Además, siempre existe una variación en los valores reales de un resistor y en sus valores de beta, así que como método aproximado era bastante confiable. Los fabricantes continúan especificando los valores de los parámetros híbridos para un punto de operación particular en sus hojas de especificaciones. Realmente no tienen otra opción. Desean dar al usuario alguna idea del valor de cada parámetro importante para poder comparar entre transistores, aunque en realidad no conocen las condiciones reales de operación del usuario.

Con el tiempo, el uso del *modelo r_e* llegó a ser el método más deseable porque las condiciones de operación reales determinaban un parámetro importante del circuito equivalente en lugar de utilizar el valor que aparecía en las hojas de datos que en algunos casos podía ser bastante diferente. Desafortunadamente, sin embargo, se tiene que seguir recurriendo a las hojas de datos para algunos de los demás parámetros del circuito equivalente. El modelo r_e no incluía el término de realimentación, lo cual en algunos casos puede ser importante, si no es que simplemente problemático.

En realidad, el modelo r_e es una versión reducida del *modelo π híbrido* utilizado casi exclusivamente para análisis de alta frecuencia. Este modelo también incluye una conexión entre la salida y la entrada para incluir el efecto de realimentación del voltaje de salida y las cantidades de entrada. El modelo híbrido completo se presenta en el capítulo 9.

A lo largo del texto el modelo r_e es el modelo seleccionado a menos que el análisis se centre en la descripción de cada modelo o en una región de examen que predetermine el modelo que se deberá utilizar. Siempre que sea posible, sin embargo, se compararán los modelos para ver qué tan estrecha es su relación. También es importante que una vez que adquiera destreza con un modelo se reflejará en una investigación con un modelo diferente, así que el cambio de uno a otro no será nada complicado.

En un esfuerzo por demostrar el efecto que el circuito equivalente de ca tendrá en el análisis que sigue, considere el circuito de la figura 5.3. Supongamos por el momento que ya se determinó el circuito equivalente de ca de señal pequeña del transistor. Como sólo nos interesa la respuesta de ca del circuito, todas las fuentes de cd pueden ser reemplazadas por un equivalente de potencial cero (cortocircuito) porque determinan sólo el nivel de cd (nivel quiescente) del voltaje de salida y no la magnitud de la excursión de la salida de ca. Esto se demuestra claramente en la figura 5.4. Los niveles de cd simplemente fueron importantes para determinar el punto Q de operación correcta. Una vez determinados, podemos ignorar los niveles de cd en el análisis de la red. Además, los capacitores de acoplamiento C_1 y C_2 y el capacitor de puenteo C_3 se seleccionaron para que tuvieran una reactancia muy pequeña en la frecuencia de aplicación. Por consiguiente, también, en la práctica pueden ser reemplazados por una ruta de baja de resistencia o un

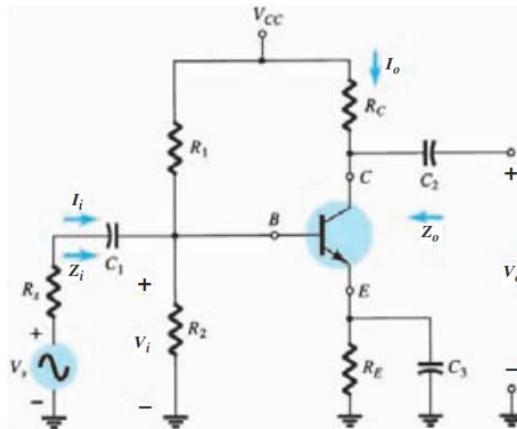


FIG. 5.3

Circuito de transistor examinado en este análisis introductorio.

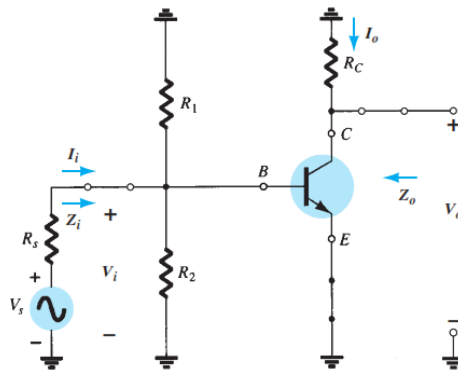


FIG. 5.4

La red de la figura 5.3 después de la eliminación de la fuente de cd y la inserción del equivalente de cortocircuito para los capacitores.

cortocircuito. Observe que esto pondrá en “cortocircuito” al resistor de polarización de cd R_E . Recuerde que los capacitores se comportan como un equivalente de “circuito abierto” en condiciones de estado estable de cd, lo que permite aislar las etapas para los niveles de cd y las condiciones quiescentes.

Es importante que conforme avance a través de las modificaciones de la red, defina el equivalente de ca para que los parámetros de interés como Z_i , Z_o , I_i e I_o , definidos por la figura 5.5, se manejen correctamente. Aun cuando la apariencia de la red puede cambiar, debe asegurarse que las cantidades que encuentre en la red reducida sean las mismas definidas por la red original. En ambas redes la impedancia de entrada se define de base a tierra, la corriente de entrada como la corriente de base del transistor, el voltaje de salida como el voltaje del colector a tierra, y la corriente de salida como la corriente que fluye a través del resistor de carga R_C .

Los parámetros de la figura 5.5 se pueden aplicar a cualquier sistema ya sea que tenga uno o mil componentes. En todos los análisis que siguen en este texto, las direcciones de las corrientes, las polaridades de los voltajes y la dirección de interés de los niveles de impedancia son como aparecen en la figura 5.5. Es decir, la corriente de entrada I_i y la de salida I_o , se definen como de entrada al sistema. Si, en un ejemplo particular, la corriente de salida sale del sistema en lugar de entrar a él como se muestra en la figura 5.5, se le debe aplicar un signo menos. Las polaridades definidas para los voltajes de entrada y salida también son como aparecen en la figura 5.5. Si V_o tiene la polaridad opuesta, se debe aplicar el signo menos. Observe que Z_i

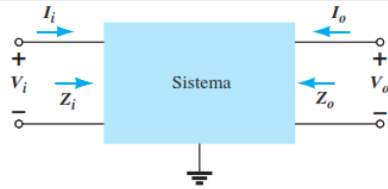


FIG. 5.5

Definición de los parámetros importantes de cualquier sistema.

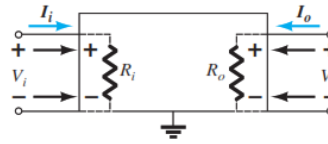


FIG. 5.6

Demostración de la razón para las direcciones y polaridades definidas.

es la impedancia “viendo hacia adentro” del sistema, en tanto que Z_o es la impedancia “viendo de vuelta hacia adentro” del sistema por el lado de salida. Seleccionando las direcciones definidas para las corrientes y voltajes tal como aparecen en la figura 5.5, la impedancia de entrada y la de salida se definen como positivas. Por ejemplo, en la figura 5.6 las impedancias de entrada y de salida para un sistema particular son resistivas. Para la dirección de I_i e I_o el voltaje resultante a través de los elementos resistivos tendrá la misma polaridad que V_i y V_o , respectivamente. Si I_o se hubiera definido en la dirección opuesta a la que aparece en la figura 5.5, se tendría que haber aplicado un signo menos. Para cada caso $Z_i = V_i/I_i$ y $Z_o = V_o/I_o$ con resultados positivos si todas las cantidades tienen las direcciones definidas y la polaridad de la figura 5.5. Si la corriente de salida en un sistema real tiene una dirección opuesta a la de la figura 5.5 se debe aplicar un signo menos al resultado porque V_o se debe definir como aparece en la figura 5.5. Tenga en cuenta la figura 5.5 cuando analice redes de BJT en este capítulo. Es una importante introducción a “Análisis de sistemas”, el cual se está volviendo muy importante con el uso ampliado de sistemas de circuitos integrados encapsulados.

Si establecemos una tierra común y reacomodamos los elementos de la figura 5.4, R_1 y R_2 estarán en paralelo y R_C aparecerá del colector al emisor como se muestra en la figura 5.7. Como los componentes del circuito equivalente de transistor que aparecen en la figura 5.7 emplean componentes conocidos, tales como resistores y fuentes controladas independientes, se pueden aplicar técnicas de análisis como la de superposición, el teorema de Thévenin, etc., para determinar las cantidades deseadas.

Examinemos con más detenimiento la figura 5.7 e identifiquemos las cantidades importantes que se van a determinar para el sistema. Como sabemos que el transistor es un dispositivo amplificador, podríamos esperar una indicación de cómo se relaciona el voltaje de salida V_o con el voltaje de entrada V_i —la *ganancia de voltaje*. Observe en la figura 5.7 para esta configuración que la *ganancia de corriente* se define como $A_i = I_o/I_i$.

En suma, por consiguiente, el equivalente de ca de una red se obtiene como sigue:

1. Poniendo en cero todas las fuentes de cd y reemplazándolas por un equivalente de cortocircuito.
2. Reemplazando todos los capacitores por un equivalente de cortocircuito.
3. Quitando todos los elementos evitados por los equivalentes de cortocircuito introducidos por los pasos 1 y 2.
4. Volviendo a dibujar la red en una forma más conveniente y lógica.

En las secciones siguientes se presentará un modelo equivalente de transistor para completar

En las secciones siguientes se presentará un modelo equivalente de transistor para completar el análisis de ca de la red de la figura 5.7.

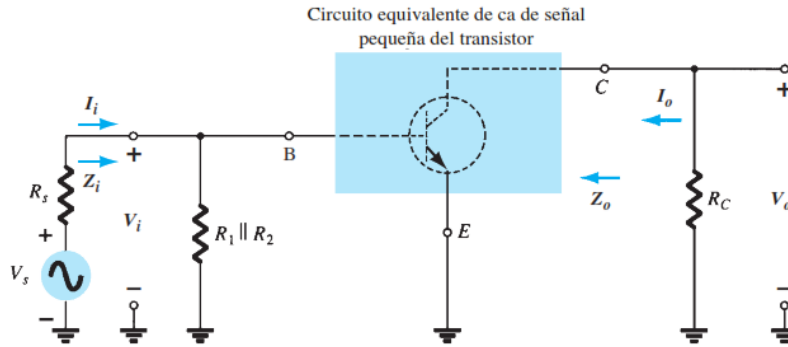


FIG. 5.7

Circuito de la figura 5.4 vuelto a dibujar para el análisis de ca de señal pequeña.

5.4 MODELO r_e DEL TRANSISTOR

A continuación se presentará el modelo r_e para las configuraciones del transistor BJT en emisor común, en base común y en colector común con una breve descripción de por qué cada una es una buena aproximación del comportamiento real de un transistor BJT.

Configuración en emisor común

El circuito equivalente para la configuración en emisor común se construirá por medio de las características del dispositivo y varias aproximaciones. Comenzando con el lado de entrada, vemos que el voltaje aplicado V_i es igual al voltaje V_{be} con la corriente de entrada como la corriente de base I_b como se muestra en la figura 5.8.

Recuerde por el capítulo 3 que como la corriente a través de la unión polarizada en directa del transistor es I_E , las características para el lado de entrada aparecen como se muestra en la figura 5.9a para varios niveles de V_{CE} . Tomando el valor promedio de las curvas de la figura 5.9a obtendremos la curva única de la figura 5.9b, la cual es la de un diodo polarizado en directa.

MODELO r_e DEL TRANSISTOR 251

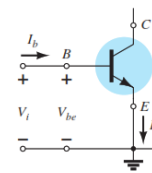


FIG. 5.8 Determinación del circuito equivalente de entrada de un transistor BJT.

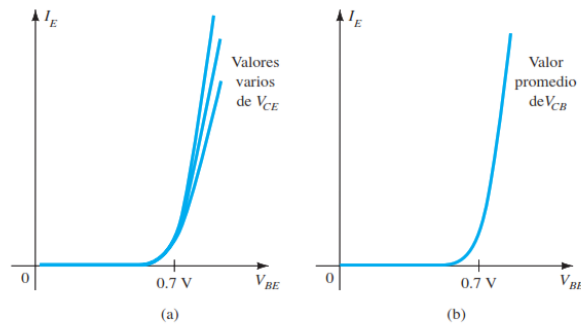


FIG. 5.9

Definición de la curva promedio para las características de la figura 5.9a.

Para el circuito equivalente, por consiguiente, el lado de entrada es un diodo con una corriente I_e como se muestra en la figura 5.10. Sin embargo, ahora tenemos que agregar un componente a la red que establecerá la corriente I_e de la figura 5.10 utilizando las características de salida.

Si volvemos a dibujar las características del colector para tener una β constante como se muestra en la figura 5.11 (otra aproximación), todas las características en la sección de salida pueden ser reemplazadas por una fuente controlada cuya magnitud es beta veces la corriente de base como se muestra en la figura 5.11. Como ahora están todos los parámetros de entrada y salida de la configuración original, en la figura 5.12 ha quedado establecida la red equivalente para la configuración en emisor común.

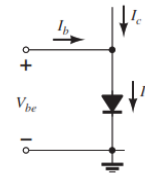


FIG. 5.10

Circuito equivalente del lado de la entrada de un transistor BJT.

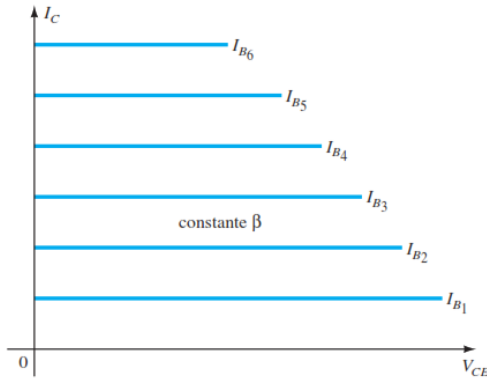


FIG. 5.11
Características de β constante.

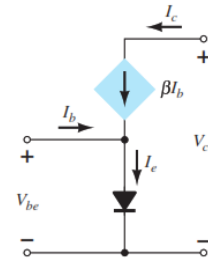


FIG. 5.12
Circuito equivalente del BJT.

252 ANÁLISIS DE CA DE UN BJT

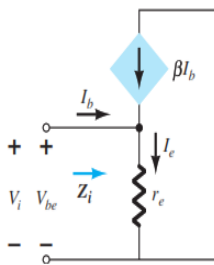


FIG. 5.13
Definición del nivel de Z_i .

Puede parecer difícil trabajar con el modelo equivalente de la figura 5.12 debido a la conexión directa entre las redes de entrada y salida. Se puede mejorar reemplazando primero el diodo por su resistencia equivalente determinada por el nivel de I_E , como se muestra en la figura 5.13. Recuerde por el capítulo 3 que la resistencia de un diodo la determina $r_D = 26 \text{ mV}/I_D$. Al utilizar el subíndice e porque la corriente determinante es la corriente de emisor obtendremos $r_e = 26 \text{ mV}/I_E$.

Ahora, para el lado de entrada:
$$Z_i = \frac{V_i}{I_b} = \frac{V_{be}}{I_b}$$

Resolviendo para V_{be} :
$$V_{be} = I_e r_e = (I_c + I_b) r_e = (\beta I_b + I_b) r_e = (\beta + 1) I_b r_e$$

y
$$Z_i = \frac{V_{be}}{I_b} = \frac{(\beta + 1) I_b r_e}{I_b} = (\beta + 1) r_e \cong \beta r_e$$

El resultado es que la impedancia “viendo hacia adentro” de la base de la red es un resistor igual a beta veces el valor de r_e , como se muestra en la figura 5.14. La corriente de salida del colector sigue estando vinculada a la corriente de entrada por beta como se muestra en la misma figura.

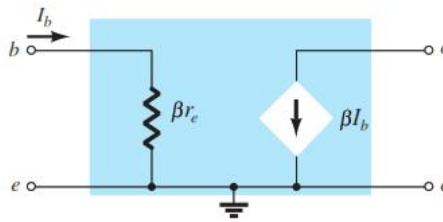


FIG. 5.14
Circuito equivalente mejorado de un BJT.

El circuito equivalente, por consiguiente, ha quedado definido, pero ahora los circuitos de entrada y salida están aislados y están vinculados sólo por la fuente controlada: una forma mucho más fácil de trabajar cuando se analizan redes.

Ahora tenemos una buena representación del circuito de entrada, pero aparte de la corriente de salida del colector definida por el nivel de beta e I_c , no tenemos una buena representación de la impedancia de salida para el dispositivo. Para tener una idea de este valor de impedancia considere las características de salida típicas de un BJT de la figura 5.15. La pendiente de cada curva definirá una resistencia en ese punto como sigue:

$$\text{Pendiente} = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{r_o}$$

$$\text{y } r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

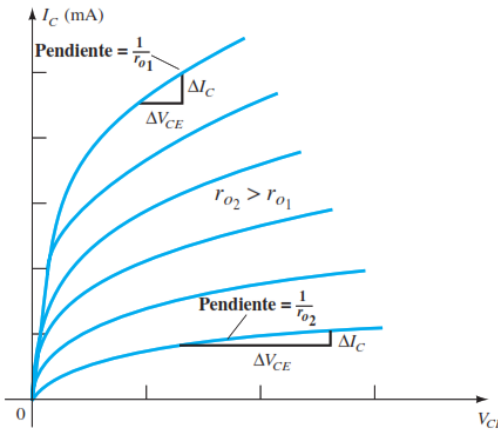


FIG. 5.15

Comparación de los niveles de r_o de un transistor BJT.

Desde luego, por consiguiente, cuanto más cambie V_{CE} por el mismo cambio de I_C , mayor será la resistencia de salida en esa región. Dicho de otro modo, cuanto más horizontal es la curva mayor es la resistencia de salida. El resultado es que la resistencia r_{o2} excede por mucho a la resistencia r_{o1} . Utilizando un valor promedio de la resistencia de salida se agregará el otro componente al circuito equivalente tal como aparece en la figura 5.16.

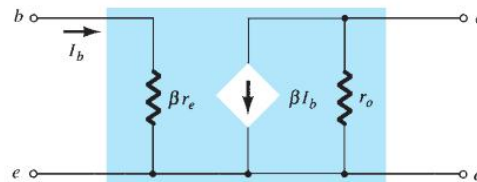


FIG. 5.16

Modelo r_o de la configuración de transistor en emisor común incluido el efecto de r_e .

Se utilizará el circuito equivalente de la figura 5.16 a lo largo del análisis siguiente de la configuración en emisor común. Los valores comunes de beta van de 50 a 200, con valores que van de unos cientos de ohms a un máximo de 6 k Ω a 7 k Ω . La resistencia de salida r en general está en el intervalo de 40 k Ω a 50 k Ω .

Configuración en base común

El circuito equivalente de base común se desarrollará casi del mismo modo en que se aplicó a la configuración en emisor común. Las características generales del circuito de entrada y salida generarán un circuito equivalente que simulará de forma aproximada el comportamiento real del dispositivo. Recuerde que en la configuración en emisor común se utilizó un diodo para repre-

sentar la conexión de la base al emisor. Para la configuración en base común de la figura 5.17a el transistor *npn* empleado presentará la misma posibilidad en el circuito de entrada. El resultado es el uso de un diodo en el circuito equivalente como se muestra en la figura 5.17b. En cuanto al circuito de salida si regresamos al capítulo 3 y examinamos la figura 3.8, vemos que la corriente del colector está relacionada con la del emisor por alfa α . En este caso, sin embargo, la fuente controlada que define la corriente del colector tal como aparece insertada en la figura 5.17b, se opone a la dirección de la fuente controlada de la configuración en emisor común. La dirección de la corriente del colector en el circuito de salida se opone ahora a la corriente de salida definida.

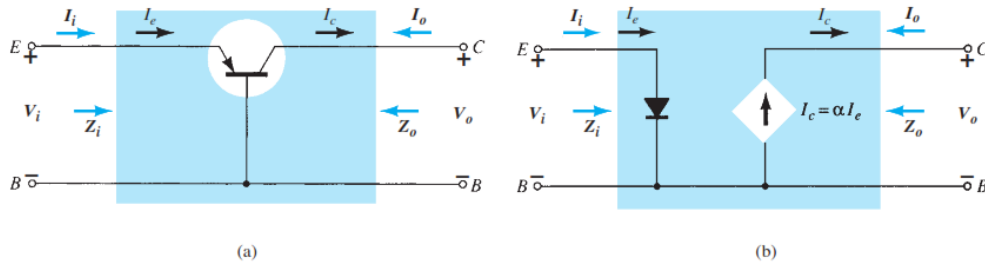


FIG. 5.17

(a) Transistor BJT en base común; (b) circuito equivalente de la configuración de (a).

Para la respuesta de ca, al diodo lo puede reemplazar su resistencia de ca equivalente determinada por $r_e = 26 \text{ mV}/r_e$ como se muestra en la figura 5.18. Observe que la corriente del emisor continúa determinando la resistencia equivalente. Con las características de la figura 5.19 se puede determinar una resistencia de salida adicional casi del mismo modo que las características del colector de la configuración en emisor común. Las líneas casi horizontales indican con claridad que la resistencia de salida r_o tal como aparece en la figura 5.18 será bastante alta.

Por tanto, la red de la figura 5.18 es un excelente circuito equivalente para analizar la mayoría de las configuraciones en base común. Es semejante en muchas maneras a la configuración en

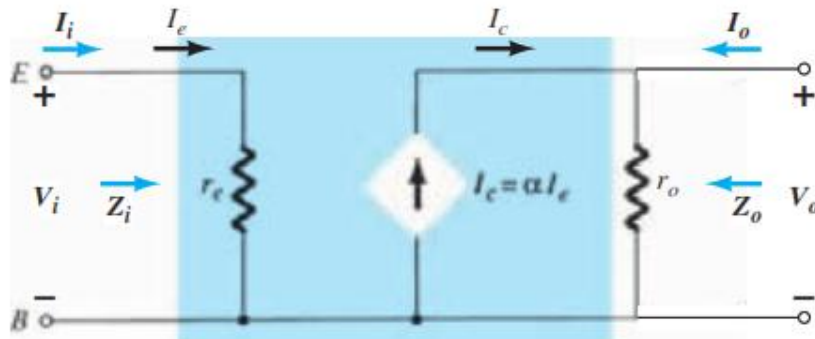


FIG. 5.18

Circuito equivalente r_e en base común.

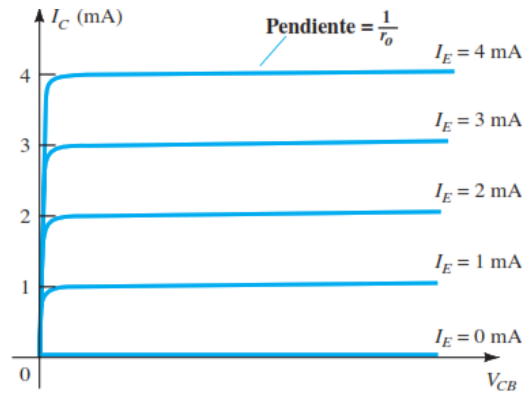


FIG. 5.19
Definición de Z_o

emisor común. En general, las configuraciones en base común tienen una impedancia de entrada muy baja porque en esencia sólo es r_e . Los valores normales se extienden desde unos cuantos ohms hasta tal vez 50Ω . La impedancia de salida r_o , en general, está en el intervalo de los megaohms. Como la corriente de salida se opone a la dirección definida de I_o , en el análisis siguiente verá que no hay desfaseamiento entre los voltajes de entrada y salida. En el caso de la configuración de emisor común existe un desfaseamiento de 180° .

Configuración en colector común

Para la configuración en colector común, normalmente se aplica el modelo definido para la configuración de emisor común de la figura 5.16 en lugar de definir uno para ella. En capítulos subsiguientes investigaremos varias configuraciones en colector común y el efecto de utilizar el mismo modelo será patente.

5.5 CONFIGURACIÓN DE POLARIZACIÓN FIJA EN EMISOR COMÚN

Ahora, para realizar el análisis de señal pequeña de varias configuraciones de red de transistores estándar, utilizaremos los modelos de transistor que acabamos de presentar. Las redes analizadas representan la mayoría de las que aparecen en la práctica. Las modificaciones de las configuraciones estándar serán relativamente fáciles de examinar una vez que se repase y entienda el contenido de este capítulo. Para cada configuración, el efecto de una impedancia de salida se examina con todo detalle.

La sección Análisis por computadora incluye una breve descripción del modelo de transistor empleado en los paquetes de software PSpice y Multisim. Demuestra el alcance y profundidad de los sistemas de análisis por computadora disponibles, y lo relativamente fácil de ingresar a una red compleja e imprimir los resultados deseados. La primera configuración que se analizará en detalle es la red de *polarización fija* en emisor común de la figura 5.20. Observe que la señal de entrada V_i se aplica a la base del transistor, en tanto que la salida V_o se aplica al colector. Asimismo, tenga en cuenta que la corriente de entrada I_i no es la corriente de base, sino la corriente suministrada por la fuente y que la corriente de salida es la corriente del colector.

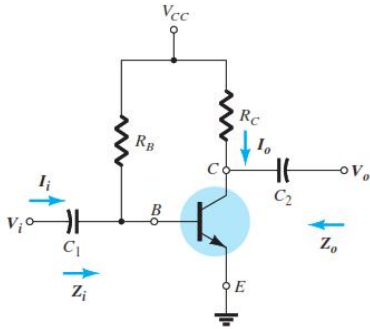


FIG. 5.20

Configuración de polarización fija en emisor común.

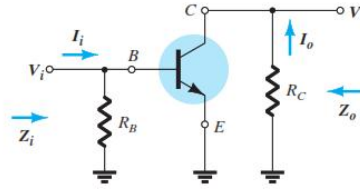


FIG. 5.21

Red de la figura 5.20 después de la eliminación de los efectos de V_{CC} , C_1 y C_2 .

El análisis de ca de señal pequeña se inicia eliminando los efectos de cd de V_{CC} y reemplazando los capacitores de bloqueo C_1 y C_2 por equivalentes de cortocircuito y el resultado es la red de la figura 5.21.

Observe en la figura 5.21 que la tierra común de la fuente de cd y emisor del transistor permite reubicar R_B y R_C en paralelo con las secciones de entrada y salida del transistor respectivamente. Además, observe la colocación de los parámetros importantes Z_i , Z_o , I_i e I_o en la red que se volvió a dibujar. Sustituyendo el modelo r_e para la configuración de emisor común de la figura 5.21 obtenemos la red de la figura 5.22.

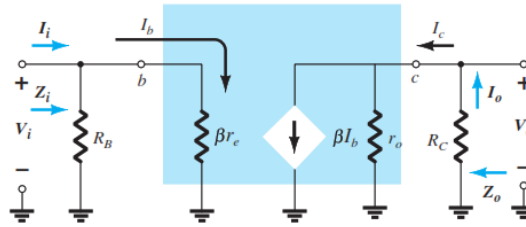


FIG. 5.22

Sustitución del modelo r_e en la red de la figura 5.21.

El siguiente paso es determinar β , r_e y r_o . La magnitud de β , por lo general, se obtiene de una hoja de especificaciones, por medición directa con un trazador de curvas, o un instrumento de prueba de transistores. El valor de r_e se debe determinar con un análisis de cd del sistema y, por lo común, la magnitud de r_o se toma de la hoja de especificaciones o por las características. Suponiendo que β , r_e y r_o ya se han determinado obtendremos las siguientes ecuaciones para las características importantes de dos puertos del sistema.

Z_i La figura 5.22 muestra con claridad que

$$Z_i = R_B \parallel \beta r_e \quad \text{ohms} \quad (5.1)$$

Para la mayoría de las situaciones, R_B es mayor que βr_e por más de un factor de 10 (recuerde por el análisis de elementos en paralelo que la resistencia total de dos resistores en paralelo siempre es menor que el de menor valor y muy cercano al menor si uno es mucho más grande que el otro), lo que permite la siguiente aproximación:

$$Z_i \cong \beta r_e \quad \text{ohms} \quad (5.2) \quad R_B \geq 10\beta r_e$$

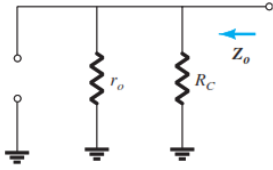


FIG. 5.23
Determinación de Z_o para la red de la figura 5.22

Z_o Recuerde que la impedancia de salida de cualquier sistema se define como la impedancia Z_o determinada cuando $V_i = 0$. Para la figura 5.22, cuando $V_i = 0$, $I_i = 0$, el resultado es una equivalencia de circuito abierto para la fuente de corriente. El resultado es la configuración de la figura 5.23. Tenemos

$$Z_o = R_C \parallel r_o \quad \text{ohms} \quad (5.3)$$

Si $r_o \geq 10R_C$, la aproximación $R_C \parallel r_o \cong R_C$ se aplica con frecuencia, y

$$Z_o \cong R_C \quad r_o \geq 10R_C \quad (5.4)$$

A_v Los resistores r_o y R_C están en paralelo, y

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

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

de modo que $V_o = -\beta \left(\frac{V_i}{\beta r_e} \right) (R_C \parallel r_o)$

y

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{(R_C \parallel r_o)}{r_e} \quad (5.5)$$

Si $r_o \geq 10R_C$, de modo que podemos pasar por alto el efecto de r_o ,

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} \quad r_o \geq 10R_C \quad (5.6)$$

Observe la ausencia explícita de β en las ecuaciones (5.5) y (5.6), aunque se debe utilizar β para determinar r_e .

Relación de fase El signo negativo de A_v en la ecuación resultante revela que ocurre un desfaseamiento de 180° entre las señales de entrada y salida, como se muestra en la figura 5.24. Es el resultado de que βI_b establezca una corriente a través de R_C la cual producirá un voltaje a través de R_C , lo opuesto al definido por V_o .

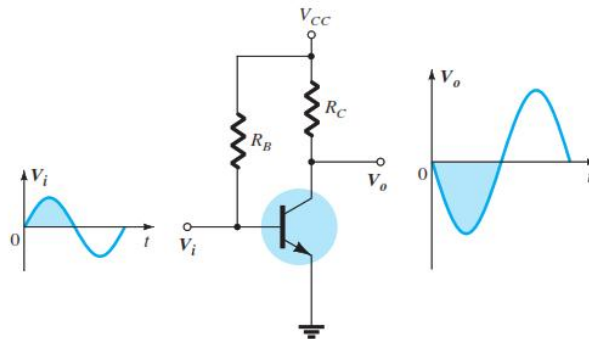


FIG. 5.24
Demostración del desfaseamiento de 180° entre las formas de onda de entrada y salida.

EJEMPLO 5.1 Para la red de la figura 5.25.

- Determine r_e .
- Encuentre Z_i (con $r_o = \infty \Omega$).

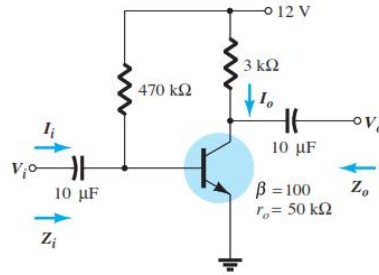


FIG. 5.25
Ejemplo 5.1.

- Calcule Z_o (con $r_o = \infty \Omega$).
- Determine A_v (con $r_o = \infty \Omega$).
- Repita las partes (c) y (d), incluida $r_o = 50 \text{ k}\Omega$ en todos los cálculos y compare los resultados.

Solución:

- Análisis de cd:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{470 \text{ k}\Omega} = 24.04 \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (101)(24.04 \mu\text{A}) = 2.428 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{2.428 \text{ mA}} = 10.71 \Omega$$

- $\beta r_e = (100)(10.71 \Omega) = 1.071 \text{ k}\Omega$
 $Z_i = R_B \parallel \beta r_e = 470 \text{ k}\Omega \parallel 1.071 \text{ k}\Omega = 1.07 \text{ k}\Omega$
- $Z_o = R_C = 3 \text{ k}\Omega$
- $A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{3 \text{ k}\Omega}{10.71 \Omega} = -280.11$
- $Z_o = r_o \parallel R_C = 50 \text{ k}\Omega \parallel 3 \text{ k}\Omega = 2.83 \text{ k}\Omega$ vs. $3 \text{ k}\Omega$
 $A_v = -\frac{r_o \parallel R_C}{r_e} = \frac{2.83 \text{ k}\Omega}{10.71 \Omega} = -264.24$ vs. -280.11

5.6 POLARIZACIÓN POR MEDIO DEL DIVISOR DE VOLTAJE

La siguiente configuración que analizaremos es la red de polarización por medio *del divisor de voltaje* de la figura 5.26. Recuerde que el nombre de la configuración se deriva de la polarización por medio del divisor de voltaje en el lado de entrada para determinar el nivel de cd de V_B .

Sustituyendo el circuito equivalente r_e obtenemos la red de la figura 5.27. Observe la ausencia de R_E debido al efecto de cortocircuito de baja impedancia del capacitor de puenteo C_E . Es decir, a la frecuencia (o frecuencias) de operación la reactancia del capacitor es tan pequeña comparada con R_E , que se considera como un cortocircuito a través de R_E . Cuando V_{CC} se establece en cero, coloca un extremo de R_1 y R_2 a un potencial de tierra, como se muestra en la figura 5.27. Además, observe que R_1 y R_2 permanecen en el circuito de entrada, en tanto que R_C forma parte del circuito de salida. La combinación en paralelo de R_1 y R_2 se define como

$$R' = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.7)$$

Z_i De la figura 5.27

$$Z_i = R' \parallel \beta r_e \quad (5.8)$$

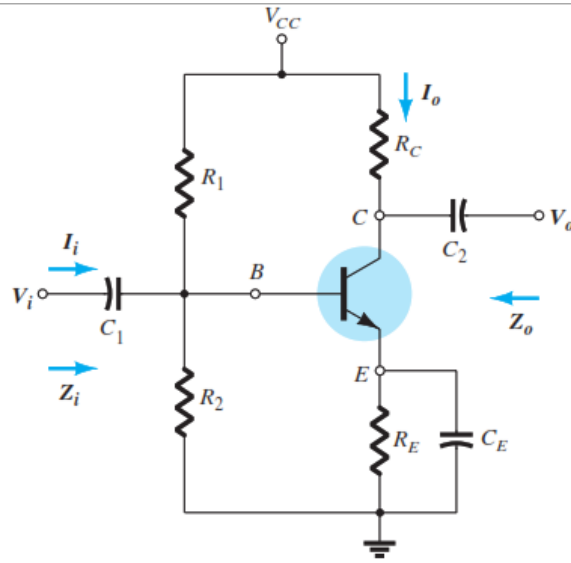


FIG. 5.26

Configuración de polarización por medio del divisor de voltaje.

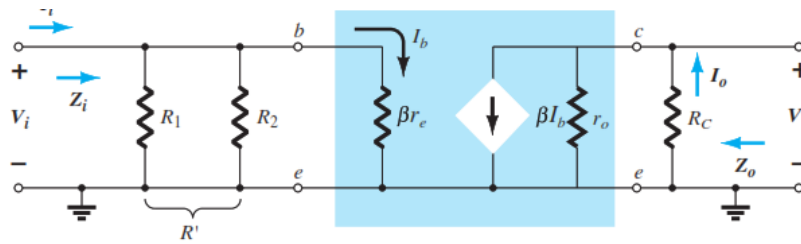


FIG. 5.27

Sustitución del circuito equivalente r_e en la red equivalente de ca de la figura 5.26.

Z_o De la figura 5.27 con V_i ajustada a 0 V, y resulta $I_b = 0 \mu\text{A}$ y $\beta I_b = 0 \text{ mA}$,

$$Z_o = R_C \parallel r_o \quad (5.9)$$

Si $r_o \geq 10R_C$,

$$Z_o \cong R_C \quad r_o \geq 10R_C \quad (5.10)$$

A_v Como R_C y r_o están en paralelo,

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

e

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

de modo que

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

y

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \parallel r_o}{r_e} \quad (5.11)$$

la cual, observe, es un duplicado exacto de la ecuación obtenida para la configuración de polarización fija.

Para $r_o \geq 10R_C$,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{r_e} \quad r_o \geq 10R_C \quad (5.12)$$

POLARIZACIÓN
POR MEDIO
DEL DIVISOR
DE VOLTAJE

Relación de fase El signo negativo de la ecuación (5.11) revela un desfase de 180° entre V_o y V_i .

EJEMPLO 5.2 Para la red de la figura 5.28, determine:

- r_e .
- Z_i .
- Z_o ($r_o = \infty \Omega$).
- A_v ($r_o = \infty \Omega$).
- Los parámetros de las partes (b) a (d) si $r_o = 50 \text{ k}\Omega$ y compare los resultados.

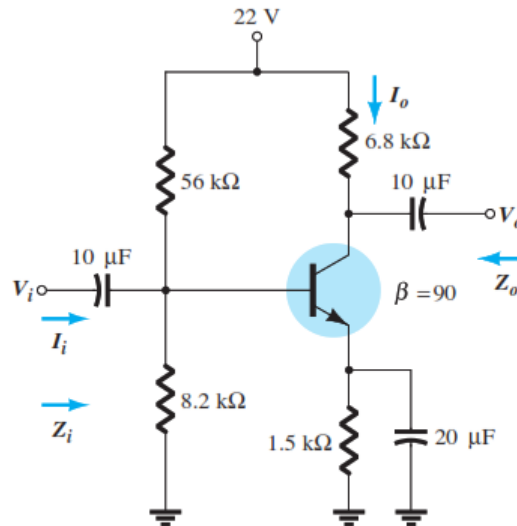


FIG. 5.28
Ejemplo 5.2.

Solución:

a. Cd: Prueba de $\beta R_E > 10R_2$,

$$(90)(1.5 \text{ k}\Omega) > 10(8.2 \text{ k}\Omega)$$

$$135 \text{ k}\Omega > 82 \text{ k}\Omega \text{ (satisfecha)}$$

Utilizando el método aproximado, obtenemos

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{(8.2 \text{ k}\Omega)(22 \text{ V})}{56 \text{ k}\Omega + 8.2 \text{ k}\Omega} = 2.81 \text{ V}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.81 \text{ V} - 0.7 \text{ V} = 2.11 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.11 \text{ V}}{1.5 \text{ k}\Omega} = 1.41 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1.41 \text{ mA}} = \mathbf{18.44 \Omega}$$

b. $R' = R_1 \parallel R_2 = (56 \text{ k}\Omega) \parallel (8.2 \text{ k}\Omega) = 7.15 \text{ k}\Omega$

$$Z_i = R' \parallel \beta r_e = 7.15 \text{ k}\Omega \parallel (90)(18.44 \Omega) = 7.15 \text{ k}\Omega \parallel 1.66 \text{ k}\Omega$$

$$= \mathbf{1.35 \text{ k}\Omega}$$

c. $Z_o = R_C = \mathbf{6.8 \text{ k}\Omega}$

d. $A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{6.8 \text{ k}\Omega}{18.44 \Omega} = \mathbf{-368.76}$

e. $Z_i = \mathbf{1.35 \text{ k}\Omega}$

$$Z_o = R_C \parallel r_o = 6.8 \text{ k}\Omega \parallel 50 \text{ k}\Omega = \mathbf{5.98 \text{ k}\Omega}$$
 vs. $6.8 \text{ k}\Omega$

$$A_v = -\frac{R_C \parallel r_o}{r_e} = -\frac{5.98 \text{ k}\Omega}{18.44 \Omega} = \mathbf{-324.3}$$
 vs. -368.76

Hubo una diferencia medible en los resultados de Z_o y A_v , porque *no* se satisfizo la condición $r_o \geq 10R_C$.

5.7 CONFIGURACIÓN DE POLARIZACIÓN EN EMISOR COMÚN

Las redes examinadas en esta sección incluyen un resistor de emisor que podemos o no puentear en el dominio de ca. Primero consideramos la situación sin puenteo, y luego modificamos la ecuación resultante para la configuración con puenteo.

Sin puenteo

La configuración más fundamental de las configuraciones sin puenteo aparece en la figura 5.29. El modelo r_e equivalente se sustituye en la figura 5.30, pero observe la ausencia de la resisten-

cia r_o . El efecto de r_o es complicar mucho más el análisis, y considerando el hecho de que en la mayoría de las situaciones su efecto puede ser pasado por alto, no se incluirá en este análisis. Sin embargo, el efecto de r_o se analizará más adelante en esta sección.

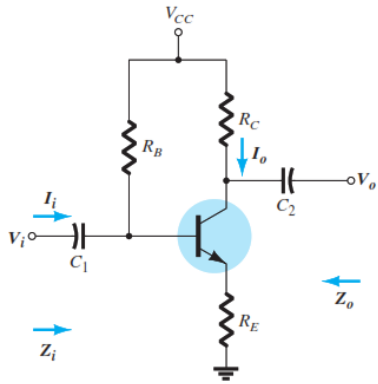


FIG. 5.29

Configuración de polarización en emisor común.

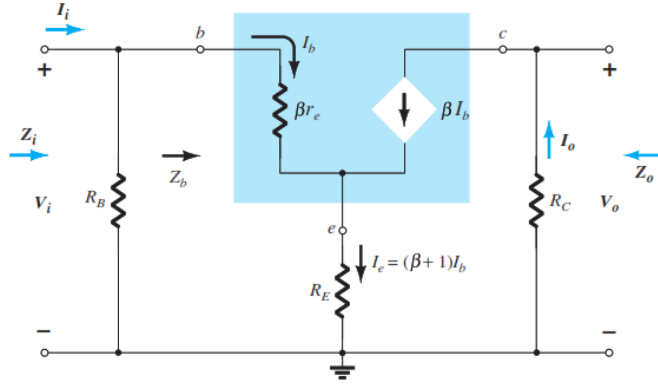


FIG. 5.30

Sustitución del circuito equivalente r_e en la red equivalente de ca de la figura 5.29.

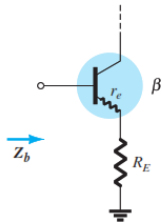


FIG. 5.31

Definición de la impedancia de entrada de un transistor con un resistor de emisor sin puentear.

Al aplicar la ley de voltajes de Kirchhoff al lado de entrada de la figura 5.30 obtenemos

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

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

y la impedancia de entrada viendo hacia la red a la derecha de R_B es

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

El resultado que se muestra en la figura 5.31 revela que la impedancia de entrada de un transistor con un resistor sin puentear R_E se determina como

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1) R_E \quad (5.13)$$

Como normalmente β es mucho mayor que 1, la ecuación aproximada es

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

y

$$Z_b \cong \beta (r_e + R_E) \quad (5.14)$$

Como en general R_E es mucho mayor que r_e , la ecuación (5.14) se puede reducir aún más a

$$Z_b \cong \beta R_E \quad (5.15)$$

Z_i Volviendo a la figura 5.30, tenemos

$$Z_i = R_B \parallel Z_b \quad (5.16)$$

Z_o Con V_i ajustado a cero, $I_b = 0$ y βI_b puede ser reemplazada por un equivalente de circuito abierto. El resultado es

$$Z_o = R_C \quad (5.17)$$

A_v

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

$$\begin{aligned}
 y \quad V_o &= -I_o R_C = -\beta I_b R_C \\
 &= -\beta \left(\frac{V_i}{Z_b} \right) R_C
 \end{aligned}$$

$$\text{con } A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta R_C}{Z_b} \quad (5.18)$$

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

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{r_e + R_E} \quad (5.19)$$

y por aproximación $Z_b \cong \beta R_E$,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_C}{R_E} \quad (5.20)$$

Observe que β no está en la ecuación para A , lo que demuestra una independencia en la variación de β .

Relación de fase El signo negativo en la ecuación (5.18) revela de nuevo un desfaseamiento de 180° entre V_o y V_i .

Efecto de r_o Las ecuaciones que aparecen a continuación revelan claramente la complejidad adicional que resulta de la inclusión de r_o en el análisis. Sin embargo, observe en cada caso que cuando se satisfacen ciertas condiciones, las ecuaciones vuelven a la forma que se acaba de derivar. La derivación de cada ecuación va más allá de las necesidades de este texto y se le dejan a usted como ejercicio. Cada ecuación se puede derivar mediante una *cuidadosa* aplicación de las leyes básicas del análisis de circuitos como las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff, conversiones de fuente, el teorema de Thévenin, etc. Las ecuaciones se incluyeron para eliminar el fastidioso asunto del efecto de r_o en los parámetros importantes de una configuración de transistor.

Z_i

$$Z_b = \beta r_e + \left[\frac{(\beta + 1) + R_C/r_o}{1 + (R_C + R_E)/r_o} \right] R_E \quad (5.21)$$

Como la relación R_C/r_o siempre es mucho menor que $(\beta + 1)$,

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

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

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

la cual se compara directamente con la ecuación (5.13).

Es decir, si $r_o \geq 10(R_C + R_E)$, resultan todas las ecuaciones derivadas con anterioridad. Como $\beta + 1 \cong \beta$, la siguiente ecuación es excelente para la mayoría de las aplicaciones:

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E) \quad r_o \geq 10(R_C + R_E) \quad (5.22)$$

Z_o

$$Z_o = R_C \parallel \left[r_o + \frac{\beta(r_o + r_e)}{1 + \frac{\beta r_e}{R_E}} \right] \quad (5.23)$$

Sin embargo, $r_o \gg r_e$, y

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

la cual puede escribirse como

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

En general, $1/\beta$ y r_e/R_E son menores que uno y casi siempre suman menos que uno. El resultado es un factor de multiplicación para r_o mayor que uno. Para $\beta = 100$, $r_e = 10 \Omega$ y $R_E = 1 \text{ k}\Omega$,

$$\frac{1}{\frac{1}{\beta} + \frac{r_e}{R_E}} = \frac{1}{\frac{1}{100} + \frac{10 \Omega}{1000 \Omega}} = \frac{1}{0.02} = 50$$

y

$$Z_o = R_C \parallel 51r_o$$

la cual, obviamente, es R_C . Por lo tanto,

$$\boxed{Z_o \cong R_C} \quad \text{Cualquier nivel de } r_o \quad (5.24)$$

la cual ya se había obtenido antes.

A_v

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-\frac{\beta R_C}{Z_b} \left[1 + \frac{r_e}{r_o} \right] + \frac{R_C}{r_o}}{1 + \frac{R_C}{r_o}}} \quad (5.25)$$

La relación $\frac{r_e}{r_o} \ll 1$, y

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

Para $r_o \geq 10R_C$,

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{\beta R_C}{Z_b}} \quad r_o \geq 10R_C \quad (5.26)$$

como se había obtenido antes.

Puentado

Si un capacitor de emisor C_E evita el R_E de la figura 5.19, se puede sustituir todo el modelo equivalente r_e y el resultado es la misma red equivalente como en la figura 5.22. Las ecuaciones (5.1) a (5.5) son, por consiguiente, aplicables.

EJEMPLO 5.3 Para la red de la figura 5.32, sin C_E (sin puentado), determine:

- r_e ,
- Z_i ,
- Z_o ,
- A_v .

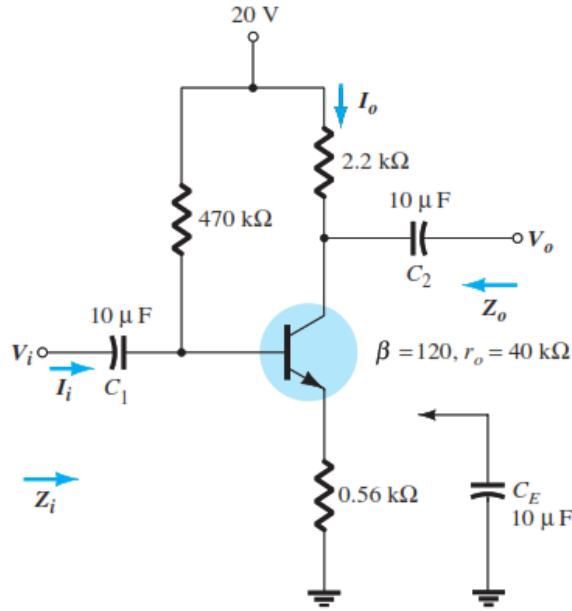


FIG. 5.32
Ejemplo 5.3.

Solución:

a. Cd:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{20\text{ V} - 0.7\text{ V}}{470\text{ k}\Omega + (121)0.56\text{ k}\Omega} = 35.89\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (121)(35.89\ \mu\text{A}) = 4.34\text{ mA}$$

$$\text{y } r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{4.34\text{ mA}} = \mathbf{5.99\ \Omega}$$

b. Sometiendo a prueba la condición $r_o \geq 10(R_C + R_E)$, obtenemos

$$40\text{ k}\Omega \geq 10(2.2\text{ k}\Omega + 0.56\text{ k}\Omega)$$

$$40\text{ k}\Omega \geq 10(2.76\text{ k}\Omega) = 27.6\text{ k}\Omega \text{ (satisfecha)}$$

Por consiguiente,

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E) = 120(5.99\ \Omega + 560\ \Omega) = 67.92\text{ k}\Omega$$

$$\text{y } Z_i = R_B \parallel Z_b = 470\text{ k}\Omega \parallel 67.92\text{ k}\Omega = \mathbf{59.34\text{ k}\Omega}$$

c. $Z_o = R_C = \mathbf{2.2\text{ k}\Omega}$

d. $r_o \geq 10R_C$ se satisface. Por consiguiente,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{\beta R_C}{Z_b} = -\frac{(120)(2.2\text{ k}\Omega)}{67.92\text{ k}\Omega} = \mathbf{-3.89}$$

comparado con -3.93 utilizando la ecuación (5.20): $A_v \cong -R_C/R_E$

5.9 CONFIGURACIÓN EN BASE COMÚN

La configuración en base común se caracteriza por tener una impedancia de entrada baja e impedancia de salida y una ganancia de corriente menor que 1. La ganancia de voltaje, sin embargo, puede ser bastante grande. La configuración estándar aparece en la figura 5.43, con el modelo equivalente r_e en base común sustituido en la figura 5.44. La impedancia de salida r_o del

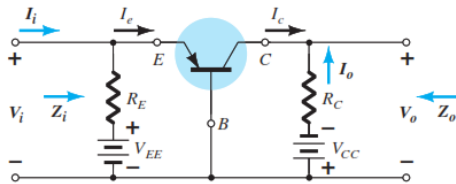


FIG. 5.43

Configuración en base común.

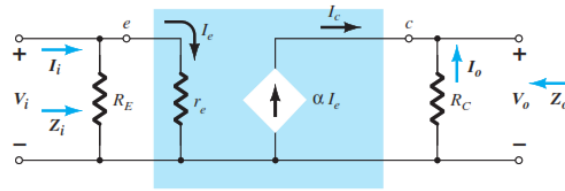


FIG. 5.44

Sustitución del circuito equivalente r_e en la red equivalente de ca de la figura 5.43.

transistor no se incluye para la configuración en base común, ya que por lo general está en el intervalo de los megaohms y puede ser ignorada en paralelo con el resistor R_C .

Z_i

$$Z_i = R_E \parallel r_e \quad (5.42)$$

Z_o

$$Z_o = R_C \quad (5.43)$$

A_v

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

con

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

de modo que

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

y

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e} \quad (5.44)$$

A_i Suponiendo que $R_E \gg r_e$ resulta

$$I_e = I_i$$

y

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

con

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = -\alpha \cong -1 \quad (5.45)$$

Relación de fase El hecho de que A_v sea un número positivo muestra que V_o y V_i están en fase en el caso de la configuración en base común.

Efecto de r_o Para la configuración en base común $r_o = 1/h_{ob}$ por lo general está en el intervalo de los megaohms y es suficientemente más grande que la resistencia en paralelo R_C para permitir la aproximación $r_o \parallel R_C \cong R_C$.

EJEMPLO 5.8 Para la red de la figura 5.45, determine:

EJEMPLO 5.8 Para la red de la figura 5.45, determine:

- r_e .
- Z_i .
- Z_o .
- A_v .
- A_i .

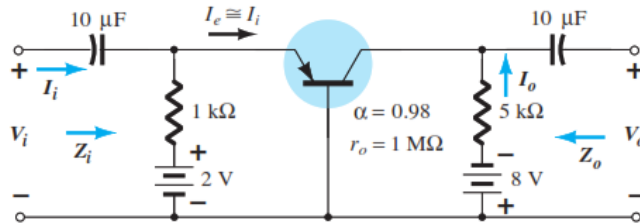


FIG. 5.45
Ejemplo 5.8.

Solución:

$$a. I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \frac{2 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = \frac{1.3 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 1.3 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{1.3 \text{ mA}} = 20 \Omega$$

$$b. Z_i = R_E \parallel r_e = 1 \text{ k}\Omega \parallel 20 \Omega = 19.61 \Omega \cong r_e$$

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

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

$$e. A_i = -0.98 \cong -1$$

5.10 CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DEL COLECTOR

La red de realimentación del colector de la figura 5.46 emplea una ruta de realimentación del colector a la base para incrementar la estabilidad del sistema como se planteó en la sección 4.6. Sin embargo, la maniobra simple de conectar un resistor de la base al colector en lugar de la base a la fuente de cd tiene un efecto significativo en el nivel de dificultad que se presenta al analizar la red.

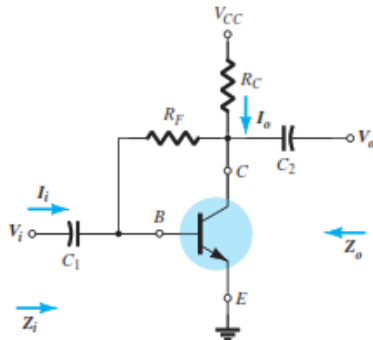


FIG. 5.46
Configuración de realimentación del colector.

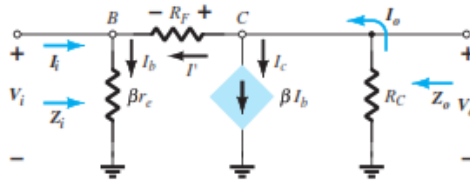


FIG. 5.47
Sustitución del circuito equivalente r_e en la red equivalente de la figura 5.46.

Z_i

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

con

$$V_o = -I_o R_C$$

e

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

Como normalmente βI_b es mucho mayor que I' ,

$$I_o \cong \beta I_b$$

y

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

pero

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

y

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

Por consiguiente,

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

El resultado es

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

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

o

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

y

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

pero R_C suele ser mucho mayor que r_e y

$$1 + \frac{R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}$$

de modo que

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

o

$$Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}} \quad (5.46)$$

Z_o Si ajustamos V_i a cero como se requiere para definir Z_o , la red aparecerá como se muestra en la figura 5.48. El efecto de βr_e se elimina y R_F aparece en paralelo con R_C y

$$Z_o \cong R_C \parallel R_F \quad (5.47)$$

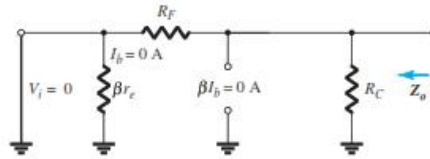


FIG. 5.48
Definición de Z_o para la configuración de realimentación del colector.

A_v En el nodo C de la figura 5.47,

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

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

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

Sustituyendo $I_b = V_i / \beta r_e$, obtenemos

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

y

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{r_e} \quad (5.48)$$

Relación de fase El signo negativo de la ecuación (5.48) indica un desfase de 180° entre V_o y V_i .

Efecto de r_o

Z_i Un análisis completo sin aplicar aproximaciones da

$$Z_i = \frac{1 + \frac{R_C \parallel r_o}{R_F}}{\frac{1}{\beta r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C \parallel r_o}{R_F r_e}} \quad (5.49)$$

Reconociendo que $1/R_F \cong 0$ y aplicando la condición $r_o \cong 10R_C$, obtenemos

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

pero por lo general $R_C/R_F \gg 1$, y

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

o

$$Z_i \cong \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}} \quad r_o \cong 10R_C \quad (5.50)$$

como se obtuvo antes

Z_o Incluyendo r_o en paralelo con R_C en la figura 5.48 obtenemos

$$Z_o = r_o \parallel R_C \parallel R_F \quad (5.51)$$

Para $r_o \cong 10R_C$

$$Z_o \cong R_C \parallel R_F \quad r_o \cong 10R_C \quad (5.52)$$

Como se obtuvo antes. Para la condición común de $R_F \gg R_C$,

$$Z_o \cong R_C \quad r_o \cong 10R_C, R_F \gg R_C \quad (5.53)$$

A_v

$$A_v = - \frac{\left[\frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_e} \right] (r_o \parallel R_C)}{1 + \frac{r_o \parallel R_C}{R_F}} \quad (5.54)$$

Como $R_F \gg r_e$,

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

Para $r_o \cong 10R_C$

$$A_v \cong - \frac{\frac{R_C}{r_e}}{1 + \frac{R_C}{R_F}} \quad r_o \cong 10R_C \quad (5.55)$$

y como en general R_C/R_F es mucho menor que uno,

$$A_v \cong - \frac{R_C}{r_e} \quad r_o \cong 10R_C, R_F \gg R_C \quad (5.56)$$

como se obtuvo antes.

EJEMPLO 5.9 Para la red de la figura 5.62, determine:

- r_e
- Z_i
- Z_o
- A_v
- Repita las partes (b) a (d) con $r_o = 20 \text{ k}\Omega$ y compare los resultados.

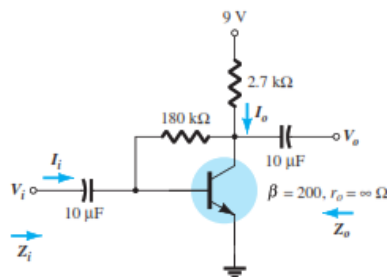


FIG. 5.49
Ejemplo 5.9.

Solución:

$$\text{a. } I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta R_C} = \frac{9 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{180 \text{ k}\Omega + (200)2.7 \text{ k}\Omega} = 11.53 \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (201)(11.53 \mu\text{A}) = 2.32 \text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{2.32 \text{ mA}} = \mathbf{11.21 \Omega}$$

$$\text{b. } Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}} = \frac{11.21 \Omega}{\frac{1}{200} + \frac{2.7 \text{ k}\Omega}{180 \text{ k}\Omega}} = \frac{11.21 \Omega}{0.005 + 0.015} = \frac{11.21 \Omega}{0.02} = 50(11.21 \Omega) = \mathbf{560.5 \Omega}$$

$$\text{c. } Z_o = R_C \parallel R_F = 2.7 \text{ k}\Omega \parallel 180 \text{ k}\Omega = \mathbf{2.66 \text{ k}\Omega}$$

$$\text{d. } A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2.7 \text{ k}\Omega}{11.21 \Omega} = \mathbf{-240.86}$$

e. Z_i : No se satisfizo la condición $r_o \geq 10R_C$. Por consiguiente,

$$Z_i = \frac{1 + \frac{R_C \parallel r_o}{R_F}}{\frac{1}{\beta r_e} + \frac{1}{R_F} + \frac{R_C \parallel r_o}{R_F r_e}} = \frac{1 + \frac{2.7 \text{ k}\Omega \parallel 20 \text{ k}\Omega}{180 \text{ k}\Omega}}{\frac{1}{(200)(11.21)} + \frac{1}{180 \text{ k}\Omega} + \frac{2.7 \text{ k}\Omega \parallel 20 \text{ k}\Omega}{(180 \text{ k}\Omega)(11.21 \Omega)}} = \frac{1 + \frac{2.38 \text{ k}\Omega}{180 \text{ k}\Omega}}{0.45 \times 10^{-3} + 0.006 \times 10^{-3} + 1.18 \times 10^{-3}} = \frac{1 + 0.013}{1.64 \times 10^{-3}} = \mathbf{617.7 \Omega \text{ vs. } 560.5 \Omega \text{ anterior}}$$

Z_o :

$$Z_o = r_o \parallel R_C \parallel R_F = 20 \text{ k}\Omega \parallel 2.7 \text{ k}\Omega \parallel 180 \text{ k}\Omega = \mathbf{2.35 \text{ k}\Omega \text{ vs. } 2.66 \text{ k}\Omega \text{ anterior}}$$

A_v :

$$A_v = \frac{-\left[\frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_e}\right](r_o \parallel R_C)}{1 + \frac{r_o \parallel R_C}{R_F}} = \frac{-\left[\frac{1}{180 \text{ k}\Omega} + \frac{1}{11.21 \Omega}\right](2.38 \text{ k}\Omega)}{1 + \frac{2.38 \text{ k}\Omega}{180 \text{ k}\Omega}} = \frac{-[5.56 \times 10^{-6} - 8.92 \times 10^{-2}](2.38 \text{ k}\Omega)}{1 + 0.013} = \mathbf{-209.56 \text{ vs. } -240.86 \text{ anterior}}$$

Para la configuración de la figura 5.50, las ecuaciones (5.57) a (5.59) determinan las variables de interés. Las derivaciones se dejan como ejercicio al final del capítulo.

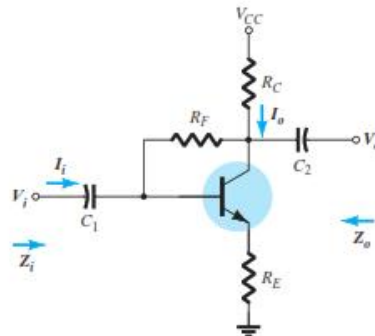


FIG. 5.50

Configuración de realimentación del colector con un resistor de emisor R_E .

 Z_i

$$Z_i \cong \frac{R_E}{\left[\frac{1}{\beta} + \frac{(R_E + R_C)}{R_F} \right]} \quad (5.57)$$

 Z_o

$$Z_o = R_C \parallel R_F \quad (5.58)$$

 A_v

$$A_v \cong -\frac{R_C}{R_E} \quad (5.59)$$

5.11 CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DE CD DEL COLECTOR

La red de la figura 5.51 dispone de un resistor de realimentación de cd para la estabilidad incrementada; sin embargo, el capacitor C_3 desplazará partes de la resistencia de realimentación a las secciones de entrada y salida de la red en el dominio de ca. Los niveles de resistencia de entrada y salida de ca determinarán la parte de R_F desplazada al lado de entrada o salida.

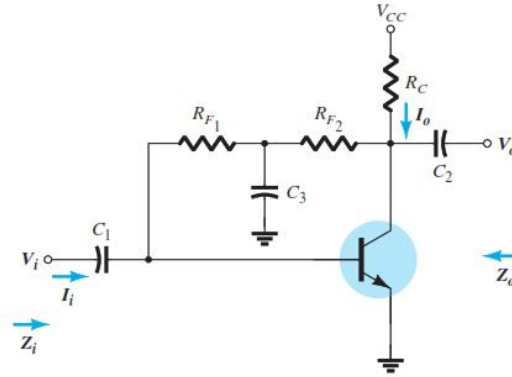


FIG. 5.51

Configuración de realimentación de cd del colector.

En la frecuencia o frecuencias de operación el capacitor asumirá un equivalente de cortocircuito con respecto a tierra por su bajo nivel de impedancia comparado con el de otros elementos de la red. Entonces, el circuito equivalente de ca de señal pequeña aparecerá como se muestra en la figura 5.52.

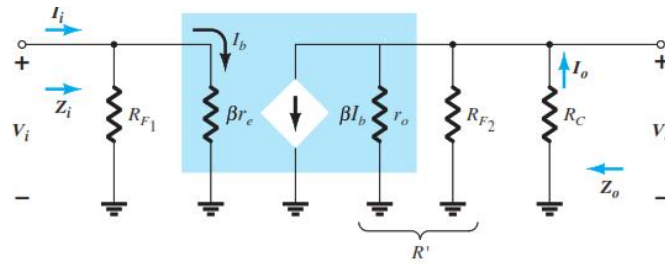


FIG. 5.52

Sustitución del circuito equivalente r_e en la red de ca de la figura 5.51.

Z_i

$$Z_i = R_{F1} \parallel \beta r_e \quad (5.60)$$

Z_o

$$Z_o = R_C \parallel R_{F2} \parallel r_o \quad (5.61)$$

Para $r_o \geq 10R_C$,

$$Z_o \cong R_C \parallel R_{F2} \quad r_o \geq 10R_C \quad (5.62)$$

A_v

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

y

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

pero

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

y

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

de modo que

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{r_o \parallel R_{F2} \parallel R_C}{r_e} \quad (5.63)$$

Para $r_b \geq 10R_C$,

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_{F2} \parallel R_C}{r_e} \quad r_o \geq 10R_C \quad (5.64)$$

Relación de fase El signo negativo en la ecuación (5.63) revela claramente un desfase de 180° entre los voltajes de entrada y salida.

EJEMPLO 5.10 Para la red de la figura 5.53, determine:

- r_e .
- Z_i .
- Z_o .
- A_v .

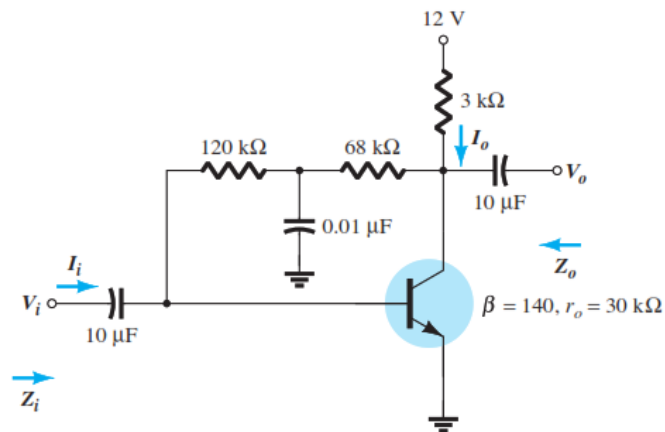


FIG. 5.53
Ejemplo 5.10.

Solución:

$$\begin{aligned} \text{a. Cd: } I_B &= \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta R_C} \\ &= \frac{12 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{(120 \text{ k}\Omega + 68 \text{ k}\Omega) + (140)3 \text{ k}\Omega} \\ &= \frac{11.3 \text{ V}}{608 \text{ k}\Omega} = 18.6 \mu\text{A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_E &= (\beta + 1)I_B = (141)(18.6 \mu\text{A}) \\ &= 2.62 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{26 \text{ mV}}{2.62 \text{ mA}} = \mathbf{9.92 \Omega}$$

$$\text{b. } \beta r_e = (140)(9.92 \Omega) = 1.39 \text{ k}\Omega$$

La red equivalente de ca aparece en la figura 5.54.

$$\begin{aligned} Z_i &= R_{F1} \parallel \beta r_e = 120 \text{ k}\Omega \parallel 1.39 \text{ k}\Omega \\ &\cong \mathbf{1.37 \text{ k}\Omega} \end{aligned}$$

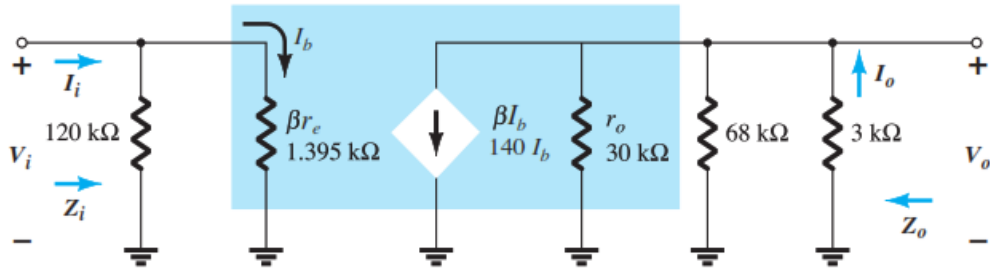


FIG. 5.54

Sustitución del circuito equivalente r_e en la red equivalente de ca de la figura 5.53.

c. Al probar la condición $r_o \geq 10R_C$, encontramos

$$30 \text{ k}\Omega \geq 10(3 \text{ k}\Omega) = 30 \text{ k}\Omega$$

la cual se satisface por el signo igual en la condición. Por consiguiente,

$$\begin{aligned} Z_o &\cong R_C \parallel R_{F_2} = 3 \text{ k}\Omega \parallel 68 \text{ k}\Omega \\ &= \mathbf{2.87 \text{ k}\Omega} \end{aligned}$$

d. $r_o \geq 10R_C$; por consiguiente,

$$\begin{aligned} A_v &\cong -\frac{R_{F_2} \parallel R_C}{r_e} = -\frac{68 \text{ k}\Omega \parallel 3 \text{ k}\Omega}{9.92 \Omega} \\ &\cong -\frac{2.87 \text{ k}\Omega}{9.92 \Omega} \\ &\cong \mathbf{-289.3} \end{aligned}$$

5.12 DETERMINACIÓN DE LA GANANCIA DE CORRIENTE

Es posible que haya observado en las últimas siete secciones que no se determinó la ganancia de corriente para cada configuración. Las primeras ediciones de este libro contenían los detalles de la determinación de esa ganancia, pero en realidad la ganancia de voltaje casi siempre es la ganancia de mayor importancia. La ausencia de las derivaciones no deberá preocupar porque:

Para cada configuración de transistor, la ganancia de corriente se puede determinar directamente a partir de la ganancia de voltaje, la carga definida y la impedancia de entrada.

La derivación de la ecuación que relaciona las ganancias de voltaje y corriente se puede hacer utilizando la configuración de dos puertos de la figura 5.55.



FIG. 5.55

Determinación de la ganancia de corriente utilizando la ganancia de voltaje.

La ganancia de corriente se define como

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \quad (5.65)$$

Al aplicar la ley de Ohm a los circuitos de entrada y salida obtenemos

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

El signo menos asociado con la ecuación de salida está ahí sólo para indicar que la polaridad del voltaje de salida está determinada por una corriente de salida que tiene la dirección opuesta. Por definición, las corrientes de entrada y salida tienen una dirección que forma parte de la configuración de dos puertos.

Sustituyendo en la ecuación (5.65) resulta entonces

$$A_{i_L} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-\frac{V_o}{R_L}}{\frac{V_i}{Z_i}} = -\frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{Z_i}{R_L}$$

y la siguiente ecuación importante:

$$A_{i_L} = -A_{v_L} \frac{Z_i}{R_L} \quad (5.66)$$

La ubicación de V_i e I_o define el valor de R_L .

Para demostrar la validez de la ecuación (5.66), considere la configuración de polarización por medio del divisor de voltaje de la figura 5.26.

Utilizando los resultados del ejemplo 5.2, encontramos

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i} = \frac{V_i}{1.35 \text{ k}\Omega} \text{ y } I_o = \frac{V_o}{R_L} = -\frac{V_o}{6.8 \text{ k}\Omega}$$

de modo que

$$\begin{aligned} A_{i_L} &= \frac{I_o}{I_i} = \frac{\left(\frac{V_o}{6.8 \text{ k}\Omega}\right)}{\frac{V_i}{1.35 \text{ k}\Omega}} = -\left(\frac{V_o}{V_i}\right) \left(\frac{1.35 \text{ k}\Omega}{6.8 \text{ k}\Omega}\right) \\ &= -(-368.76) \left(\frac{1.35 \text{ k}\Omega}{6.8 \text{ k}\Omega}\right) = 73.2 \end{aligned}$$

Utilizando la ecuación 5.66: $A_{i_L} = -A_{v_L} \frac{Z_i}{R_L} = -(-368.76) \left(\frac{1.35 \text{ k}\Omega}{6.8 \text{ k}\Omega}\right) = 73.2$

cuyo formato es igual al de la ecuación resultante anterior y el mismo resultado.

Para algunas configuraciones la solución de la ganancia de corriente será más complicada si se desea una solución en función de los parámetros de red. Sin embargo, si todo lo que se desea es una solución numérica, basta sustituir el valor de los tres parámetros del análisis de la ganancia de voltaje.

Como un segundo ejemplo, considere la configuración de polarización en base común de la sección 5.10. En este caso la ganancia de voltaje es

$$A_{v_L} \cong \frac{R_C}{r_e}$$

y la impedancia de entrada es

$$Z_i \cong R_E \parallel r_e \cong r_e$$

con R_L definida como R_C por la ubicación de I_o .

El resultado es el siguiente:

$$A_{i_L} = -A_{v_L} \frac{Z_i}{R_L} = \left(-\frac{R_C}{r_e}\right) \left(\frac{r_e}{R_C}\right) \cong -1$$

lo cual concuerda con la solución de esa sección porque $I_c \cong I_e$. Observe en este caso que la corriente de salida tiene la dirección opuesta a la que aparece en las redes de esa sección debido al signo menos.