

CAPÍTULO 4

Transistores bipolares de unión (BJT)

.	Introducción	193	4.5	Operación y modelos de pequeña señal	231
4.1	Estructura del dispositivo y operación física	194	4.6	Amplificadores BJT de una sola etapa	237
4.2	Curvas características tensión-corriente	205	4.7	Inversor lógico digital BJT Básico	264
4.3	El transistor bipolar como amplificador	218	4.8	Modelo BJT de SPICE y ejemplo de simulación	266
4.4	Polarización en circuitos amplificadores con BJT	223		Problemas	

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se estudiará el otro componente activo importante de tres terminales: el transistor bipolar de unión (BJT). La presentación del material de este capítulo se parece a la del MOSFET del capítulo 3, pero no se relaciona con ella; por lo tanto, si se desea, el BJT o **transistor bipolar** se puede estudiar antes que los MOSFETs.

Los componentes de tres terminales son mucho más útiles que los de dos, como los diodos estudiados en el capítulo 2, porque se pueden usar en variadas aplicaciones, que van desde la amplificación de señales hasta el diseño de circuitos lógicos digitales y de memoria. El principio básico de funcionamiento, como ya se anticipara, es el control, por parte de una tensión (de señal por ejemplo) aplicada entre el par de terminales (o terminales de entrada) para controlar la corriente que circule en el tercer terminal o terminal de salida. De esta manera, un dispositivo de tres terminales se emplea para crear una fuente controlada que, como se aprendió en el capítulo 1, es la base para el diseño de amplificadores. Además, también es posible que la señal de control se pueda usar para lograr que la corriente de la salida cambie de cero a un valor grande, y permitir de esta manera que el componente actúe como llave o interruptor. Asimismo, como se describió en el capítulo 1, el interruptor es la base para la construcción del inversor lógico, el elemento básico de los circuitos digitales.

La invención del transistor bipolar en 1948 en los laboratorios de la Bell Telephone inició la era de los circuitos de estado sólido, lo que llevó a que la electrónica cambiara la forma en que la gente trabaja, en que juega y hasta en el modo de vida. Con el paso del tiempo la invención del BJT también condujo al dominio de la tecnología de la información y al surgimiento de la economía basada en el conocimiento.

Durante casi tres décadas el transistor bipolar fue el componente preferido en el diseño de circuitos discretos e

integrados. Aunque el MOSFET se había conocido mucho antes, no fue sino hasta las décadas de 1970 y 1980 que se convirtió en un serio competidor del BJT. En la actualidad el MOSFET es sin duda el componente electrónico de mayor uso, y la tecnología CMOS es la mejor opción en el diseño de circuitos integrados. No obstante, el BJT sigue siendo un componente importante que sobresale en ciertas aplicaciones. Por ejemplo, la confiabilidad de los circuitos BJT en condiciones ambientales adversas los convierte en los componentes dominantes en la electrónica automotriz, un área importante que aun esta en desarrollo.

El BJT sigue siendo popular en el diseño de circuitos discretos, en los que el diseñador cuenta con una amplia variedad de tipo de transistores bipolares de unión. Cabe resaltar también que las características del transistor bipolar se comprenden tan bien que se puede diseñar circuitos de transistores cuyo desempeño sea notablemente predecible y bastante insensible a variaciones en los parámetros del dispositivo.

El transistor bipolar es aun el componente preferido en aplicaciones de circuitos analógicos con mucha demanda, tanto integrados como discretos. Esto resulta especialmente cierto en aplicaciones de muy alta frecuencia, como circuitos de radiofrecuencia (RF) para sistemas inalámbricos. Una familia de circuitos lógicos digitales de muy alta velocidad basados en transistores bipolares (lógica de emisores acoplados) aun se encuentra en uso. Por ultimo, los transistores bipolares se pueden combinar con los MOSFET para crear circuitos innovadores que aprovechan la alta impedancia de entrada y la operación a muy baja potencia de los MOSFET, y la operación a muy alta frecuencia y la capacidad de manejo de corrientes elevadas de los transistores bipolares. A la tecnología resultante se le conoce como BiMOS o BiCMOS y se encuentra en áreas cada vez más grandes de aplicación.

Este capítulo comienza con una descripción simple de la operación física del BJT. Aunque simple, dicha descripción arroja conocimientos importantes sobre el desempeño del transistor bipolar como un componente de circuito. Mas tarde, se pasa rápidamente de la descripción del flujo de corriente soportada por electrones y huecos al estudio de las características de los terminales del transistor. Los modelos de circuito para la operación de transistores en diferentes modos se desarrollaran y utilizaran en el análisis y diseño de circuitos con transistores. El objetivo principal de este capítulo es producir en el lector un alto grado de familiaridad con el transistor bipolar. Por lo tanto, hacia el final del capítulo el lector debe contar con la capacidad de llevar a cabo análisis rápidos de primer orden de circuitos con transistores y diseñar amplificadores de una etapa con transistores.

4.1 ESTRUCTURA DEL DISPOSITIVO Y OPERACIÓN FÍSICA

4.1.1 Estructura simplificada y modos de operación

En la figura 4.1.a) se muestra una estructura simplificada del transistor bipolar. Mas adelante se mostrara una estructura practica del transistor. Como lo muestra dicha figura, el BJT esta constituido por tres regiones semiconductoras: la región de emisor (tipo n), la de la base (tipo p) y la del colector (tipo n). A esta clase de transistor se le llama transistor npn . Otro transistor, uno dual del npn como se muestra en la figura 4.1.b) tiene un emisor tipo p , una base tipo n y un colector

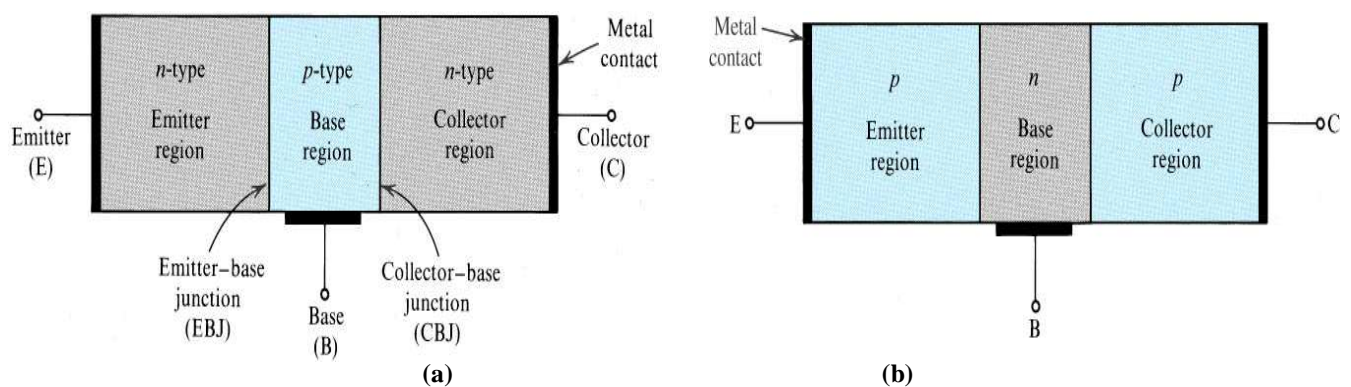


Figura 4.1 (a) Estructura simplificada de un transistor npn (b) Estructura simplificada de un transistor pnp .

tor tipo p , y recibe el nombre apropiado de transistor pnp .

Se conecta un terminal a cada una de las tres regiones semiconductoras del transistor, con los terminales identificados como **emisor** (E), **base** (B) y **colector** (C). Entonces el transistor bipolar está integrado por dos uniones pn , la **unión emisor-base** (EBJ, Emitter-Base Junction) y la unión colector-base (CBJ, Collector-Base Junction). Dependiendo de la condición de polarización (directa o inversa) de cada una de estas uniones se obtienen los diferentes modos de operación del BJT, como se muestra en la tabla 4.1.

El **modo activo**, al que también se le denomina modo activo directo, es el que se emplea si el transistor va a operar como amplificador. Las aplicaciones de conmutación (como los circuitos lógicos) utilizan el **modo de corte** y el **modo de saturación**. El **modo activo inverso** tiene aplicación muy limitada, pero es importante desde el punto de vista conceptual.

TABLA 4.1 Modos de operación del Transistor Bipolar

Modo	EBJ	CBJ
Corte	Inverso	Inverso
Activo	Directo	Inverso
Activo inverso	Inverso	Directo
Saturación	Directo	Directo

Como se verá en breve, los portadores de carga de ambas polaridades (es decir, electrones y huecos) participan en el proceso de conducción de corriente en un transistor, razón por la cual se le llama también *transistor bipolar*.

4.1.2 Operación del transistor nnp en el modo activo

Para iniciar el estudio, considere la operación física del transistor en modo activo.¹ Esta situación se ilustra en la figura 4.2 para el caso de un transistor nnp . Las dos fuentes de alimentación externas (mostradas como baterías) se usan para establecer las condiciones de polarización requeridas para la operación en modo activo.

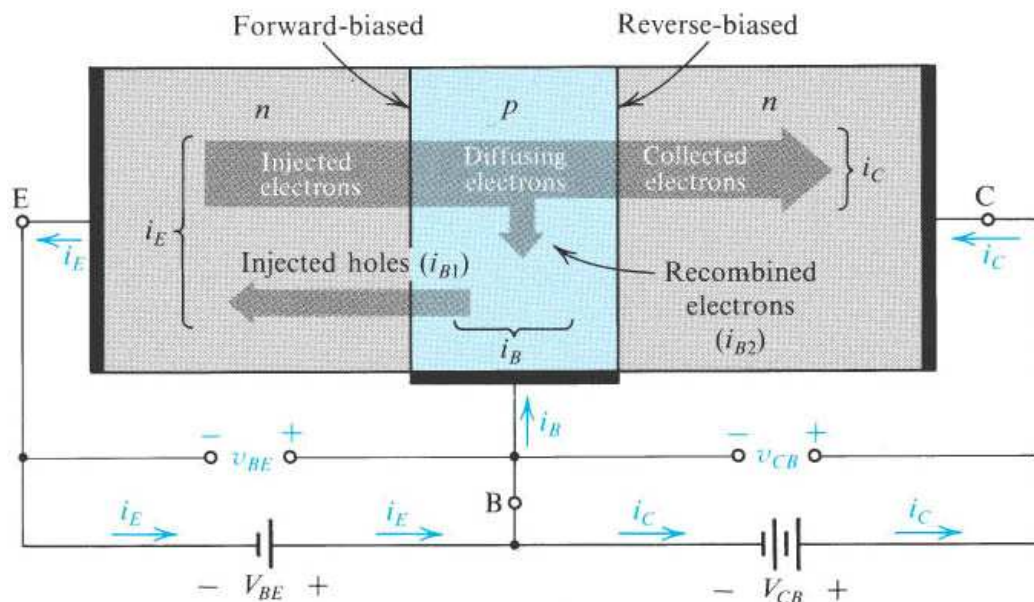


Figura 4.2 Circulación de corriente en un transistor nnp polarizado para operar en el modo activo. (no se muestran las componentes de corriente inversa debida al desplazamiento de portadores minoritarios generados térmicamente).

¹ En esta sección se supone que el lector está familiarizado con la operación de la unión pn en condiciones de polarización directa (sección 2.2.5)

La tensión V_{BE} causa que la base tipo p tenga mayor potencial que el emisor tipo n ; por lo tanto la unión emisor-base tiene polarización directa. Por su parte la tensión colector-base V_{CB} origina que el colector tipo n este a un potencial mayor que la base tipo p , de modo que la unión colector-base tiene polarización inversa.

4.1.2.1. Flujo de corriente En la siguiente descripción del flujo de corriente solo se consideraran los componentes de la corriente de difusión. Las corrientes de arrastre, debidas a los portadores minoritarios generados térmicamente, suelen ser muy pequeñas y se pueden ignorar. No obstante, se estudiara más en detalle a estas otras componentes de corriente inversa en una etapa posterior.

La polarización directa en la unión emisor-base causara que la corriente circule por esta unión. La corriente constara de dos componentes: electrones inyectados desde el emisor hacia la base y huecos inyectados desde la base hacia el emisor. Como se hará evidente en breve, es deseable que la primer componente (electrones del emisor a la base) este en un nivel mucho mayor que la segunda (huecos de la base al emisor). Esto se puede llevar a cabo al fabricar el dispositivo con un emisor muy contaminado y una base con escasas impurezas; es decir, el dispositivo esta diseñado para que tenga una alta densidad de electrones en el emisor y una baja densidad de huecos en la base.

La corriente que circula por la unión emisor-base constituye la corriente del emisor i_E , como se indica en la figura 4.2. El sentido de i_E , saliente del terminal de emisor, tiene el mismo sentido que la corriente de huecos y es opuesta a la dirección de la corriente de electrones; la corriente del emisor i_E es igual a la suma de estas dos componentes. Sin embargo debido a que la componente de electrones es mucho mayor que la componente de huecos, la primera predomina en la corriente de emisor.

Considere ahora a los electrones inyectados desde el emisor a la base. Estos electrones serán portadores minoritarios en la región de base tipo p . Debido a que la base suele ser muy delgada, en el estado estable la concentración en exceso de portadores minoritarios (electrones) en la base tiene un perfil de línea casi recta, tal como se indica mediante una recta de trazo continuo en la figura 4.3. Por su parte, la concentración de electrones es mayor en el lado del emisor [descrita mediante la notación $n_p(0)$] y menor (cero) en el lado del colector.²

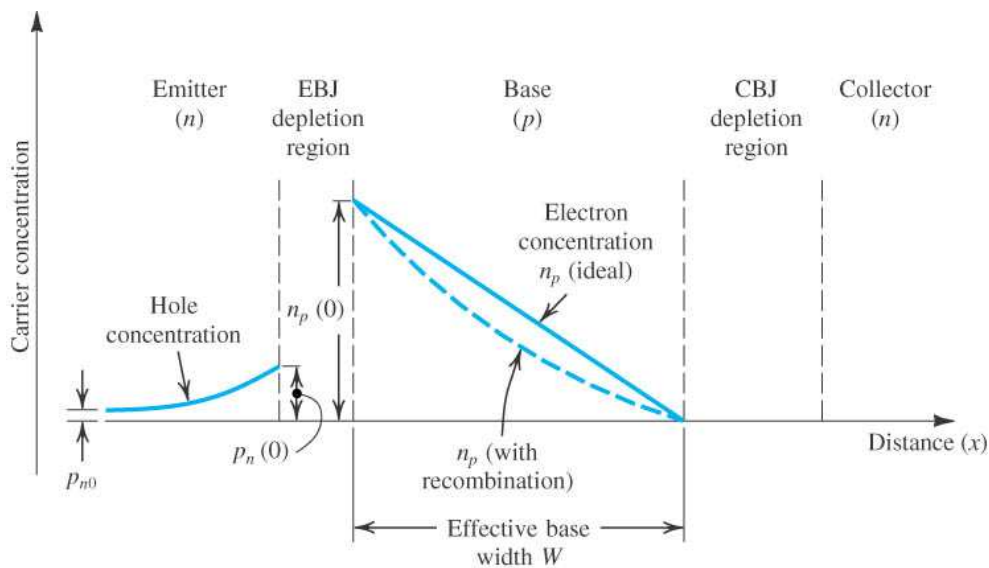


Figura 4.3 Perfiles de concentraciones de portadores minoritarios en la base y en el emisor de un transistor npn que opera en el modo activo: $V_{BE} > 0$ y $V_{CB} \geq 0$.

Como en el caso de cualquier unión pn con polarización directa (sección 2.2.5), la concentración $n_p(0)$ será proporcional a e^{V_{BE}/V_T} , es decir, mas precisamente

² Esta distribución de portadores minoritarios en la base resulta de las condiciones limite impuestas por las dos uniones. No es una distribución con disminución exponencial, que se obtendría si la región de base fuera infinitamente gruesa. Mas bien, la base delgada provoca que la distribución tenga una disminución lineal. Mas aun, la polarización inversa en la unión colector-base origina que la concentración de electrones en el lado del colector de la base sea nula.

$$n_P(0) = n_{P0} e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.1)$$

donde n_{P0} es el valor de equilibrio térmico de la concentración de portadores minoritarios (electrones) en la región de la base, v_{BE} es la tensión de polarización directa emisor-base y V_T es el voltaje térmico, cuyo valor aproximado es 25 mV a temperatura ambiente. La razón de que la concentración sea cero en el lado del colector de la base es que la tensión positiva del colector v_{CB} causa que los electrones en ese extremo sean barridos por la polarización inversa atravesando la región de carga espacial de la CBJ.

El perfil alargado de la concentración de portadores minoritarios (figura 4.3) causa que los electrones inyectados en la base se difundan por la región de la base hacia el colector. Esta corriente de difusión de electrones I_n es directamente proporcional a la pendiente del perfil de concentración (que es una línea recta),

$$\begin{aligned} I_n &= A_E q D_n \frac{dn_P(x)}{dx} \\ &= A_E q D_n \left\{ -\frac{n_P(0)}{W} \right\} \end{aligned} \quad (4.2)$$

donde A_E es el área de corte transversal de la unión emisor-base (en la dirección perpendicular a la página), q es la magnitud de la carga del electrón, D_n es la difusividad del electrón en la base y W es el ancho efectivo de la base. Observe que la pendiente negativa de la concentración de portadores minoritarios arroja como resultado una corriente negativa I_n en la base; es decir, I_n fluye de derecha a izquierda (en la dirección negativa de x).

Algunos de los electrones que se difunden por la región de la base se combinan con huecos, que son los portadores mayoritarios en la base. Sin embargo, puesto que ésta suele ser muy delgada, la proporción de electrones “perdidos” a causa de este proceso de recombinación será muy pequeña. No obstante, la recombinación en la región de la base causa que el perfil de la concentración de exceso de portadores minoritarios se desvíe de una recta y adopte la forma ligeramente cóncava indicada mediante la línea discontinua gruesa de la figura 4.3. La pendiente del perfil de concentración en la unión emisor-base es un poco mayor que en la unión colector-base; la diferencia se explica por el pequeño número de electrones perdidos en la región de la base inmediata al emisor, por recombinación.

4.1.2.2. La corriente del colector A partir de la anterior descripción se ve que la mayor parte de los electrones que se difunden llegan al límite de la región de carga espacial colector-base. Debido a que el colector es más positivo que la base (por v_{CB} volts en exceso) estos electrones son barridos en la región de carga espacial de la CBJ hacia el colector. Por lo tanto, determinan la corriente del colector i_C . De este modo, $I_C = I_n$, lo cual producirá un valor negativo para i_C , lo que determina de que i_C circula en la dirección negativa del eje x (es decir de derecha a izquierda). Puesto que esto se toma como la dirección positiva de i_C , se elimina el signo negativo de la ecuación 4.2. Al realizar esto y sustituir $n_P(0)$ en la ecuación (4.1), la corriente del colector i_C se expresa como

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.3)$$

donde la **corriente de saturación** I_S se expresa mediante

$$I_S = A_E q D_n n_{P0} / W$$

Al sustituir $n_{P0} = n_i^2 / N_A$ donde n_i es la densidad de portadores intrínsecos y N_A es la concentración de impurezas en la base, se puede expresar I_S como

$$I_S = \frac{A_E q D_n n_i^2}{N_A W} \quad (4.4)$$

Una observación importante que debe hacerse es que la magnitud de i_C depende de V_{CB} . Es decir, siempre que el colector sea positivo con respecto a la base, los electrones que lleguen al lado del colector de la región de la base serán barridos hacia el colector y registrados como corriente de colector.

La corriente de saturación I_S es inversamente proporcional al ancho de la base W y directamente proporcional al área de la EBJ. Por lo general, I_S esta en el orden de 10^{-12} a 10^{-18} A (dependiendo del tamaño del componente). Debido a que I_S es proporcional a n_i^2 , depende mucho de la temperatura, y casi se duplica por cada 5°C de aumento de la temperatura. [Para la dependencia de n_i^2 respecto de la temperatura, revise la ecuación (2.1)].

Puesto que I_S es directamente proporcional al área de la unión (es decir, al tamaño del componente), se le conoce también como **corriente de escala**. Dos transistores que son idénticos excepto en que uno tiene un área de EBJ de, por ejemplo, el doble de la del otro, tendrán corrientes de saturación con esa misma relación (es decir 2:1). Por lo tanto, para el mismo valor de v_{BE} el componente más grande tendrá una corriente de colector que es dos veces la del dispositivo más pequeño. Este concepto se emplea con frecuencia en el diseño de circuitos integrados.

4.1.2.3. La corriente de base La corriente de base i_B tiene dos componentes. El primero, i_{B1} , se debe a los huecos inyectados desde la región de la base hacia la región del emisor. Esta componente de la corriente es proporcional a e^{v_{BE}/V_T} , es decir, mas precisamente

$$i_{B1} = \frac{A_E q D_p n_i^2}{N_D L_p} e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.5)$$

donde D_p es la difusividad de huecos en el emisor, L_p es longitud de difusión de huecos en el emisor y N_D es la concentración de impurezas del emisor.

El segundo componente de la corriente de base, i_{B2} , se debe a los huecos que debe suministrar el circuito externo para reemplazar los huecos perdidos en la base por el proceso de recombinación. Una expresión para i_{B2} , se determina al observar que si el tiempo promedio para que un electrón minoritario se recombine con un hueco mayoritario en la base se denota con τ_b (conocido como tiempo de vida de portadores minoritarios), entonces en τ_b segundos la carga de portadores minoritarios en la base, Q_n , se recombina con los huecos. Por supuesto, en el estado estable Q_n se reabastece mediante inyección de electrones desde el emisor. Para reabastecer los huecos, la corriente i_{B2} debe proveer a la base con una carga positiva igual a Q_n cada τ_b segundos,

$$i_{B2} = \frac{Q_n}{\tau_b} \quad (4.6)$$

La carga de portadores minoritarios almacenada en la región de la base, Q_n , se determina tomando como referencia la figura 4.3. De manera específica, Q_n se representa mediante el área del triangulo debajo de la distribución de línea recta en la base, por lo tanto

$$Q_n = A_E q 0,5 n_p(0) W$$

Al sustituir $n_p(0)$ con la expresión de la ecuación (4.1) y reemplazar $n_{p0} = n_i^2/N_A$, se obtiene

$$Q_n = \frac{A_E q W n_i^2}{2 N_A} e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.7)$$

que se puede sustituir en la ecuación (4.6) para obtener

$$i_{B2} = \frac{A_E q W n_i^2}{2 N_A \tau_b} e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.8)$$

Al combinar las ecuaciones (4.5) y (4.8) y utilizar la ecuación (4.4) se obtiene la expresión para la corriente de base total i_B

$$i_B = I_S \left\{ \frac{D_p N_A W}{D_n N_D L_p} + \frac{W^2}{2 D_n \tau_b} \right\} e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.9)$$

Al comparar las ecuaciones (4.3) y (4.9) se ve que i_B se puede expresar como una fracción de i_C de la manera siguiente:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} \quad (4.10)$$

Es decir,

$$i_B = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.11)$$

donde β se expresa mediante

$$\beta = \frac{1}{\frac{D_p N_A W}{D_n N_D L_p} + \frac{W^2}{2 D_n \tau_b}} \quad (4.12)$$

A partir de lo cual se ve que β es una constante para un transistor particular. En el caso de los transistores *npn* modernos, β adopta valores comprendidos entre unos 50 y 200, pero puede llegar hasta 1000 en componentes especiales. Por razones que mas tarde serán evidentes, a la constante β se le llama **ganancia de corriente del emisor común**.

La ecuación (4.12) indica que dos factores afectan fuertemente el valor de β , el ancho de la región de la base, W , y las impurezas relativas de las regiones de la base y del emisor, (N_A / N_D). Para obtener una constante β alta (lo que es muy deseable, porque β representa un parámetro de ganancia) la base debe ser delgada (W pequeña) y ligeramente contaminada, y el emisor debe contener gran cantidad de impurezas (de modo que la relación N_A / N_D se haga pequeña). Por ultimo, observe que hasta ahora en el análisis se ha dado por hecha una situación idealizada, que β es una constante para un determinado transistor.

4.1.2.4. La corriente de emisor Debido a que la corriente que entra en un transistor debe ser igual a la que sale de el, en la figura 4.2 se observa que la corriente del emisor i_E es igual a la suma de la corriente del colector i_C y de la corriente de base i_B , es decir

$$i_E = i_C + i_B \quad (4.13)$$

Al utilizar las ecuaciones (4.10) y (4.13), se obtiene

$$i_E = \frac{\beta + 1}{\beta} i_C \quad (4.14)$$

Es decir,

$$i_E = \frac{\beta + 1}{\beta} I_S e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.15)$$

Como opción, la ecuación (4.14) puede expresarse en la forma

$$i_C = \alpha i_E \quad (4.16)$$

donde la constante α se relaciona con β mediante

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad (4.17)$$

Por lo tanto, la corriente del emisor en la ecuación (4.15) se escribirá como

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T} \quad (4.18)$$

Por ultimo, la ecuación (4.17) se utiliza para expresar β en función de α , es decir,

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \tag{4.19}$$

De la ecuación (4.17) se desprende que α es una constante (para cierto transistor) que es menor pero muy cercana a la unidad. Por ejemplo, si $\beta = 100$, entonces $\alpha = 0,99$. La ecuación (4.19) revela un hecho importante; los cambios pequeños en α corresponden a cambios muy grandes en β . Esta observación matemática se manifiesta físicamente, y el resultado es que los transistores del mismo tipo pueden tener valores de β muy diferentes. Por razones que mas tarde serán evidentes, a α se le denomina **ganancia de corriente de base común**.

Por ultimo, se debe observar que debido a que α y β caracterizan la operación del BJT en el modo “activo directo” (lo contrario del modo “activo inverso”, que se analizara en breve) con frecuencia se denotan mediante α_F y β_F (F de forward). Se utilizan α y α_F de modo indistinto y, de manera similar β y β_F .

4.1.2.5. **Recapitulación y modelos de circuito equivalente**

Se ha presentado un modelo de primer aproximación para la operación del transistor *npn* en el modo activo (o activo “directo”). Básicamente, la tensión de polarización directa v_{BE} provoca que una corriente relacionada exponencialmente i_C circule en el terminal del colector. La corriente del colector i_C es independiente del valor de la tensión del colector siempre que la unión colector-base permanezca polarizada en forma inversa; es decir con $v_{CB} \geq 0$. Entonces en el modo activo el terminal del colector se comporta como una fuente de corriente constante en la que el valor de la corriente la determina la magnitud de v_{BE} . La corriente del terminal de base i_B es β_F inferior que la corriente de colector, y la corriente del emisor es igual a la suma de las corrientes del colector y de la base. Puesto que i_B es mucho más pequeña que i_C (es decir $\beta_F \gg 1$), $i_C \simeq i_E$. De modo mas preciso, la corriente del colector es una fracción α_F de la corriente del emisor, con un valor de α_F , menor que, pero cercano a, la unidad.

Este modelo de primer aproximación de la operación del transistor en el modo activo directo se representa con el circuito equivalente mostrado en la figura 4.4.a). Aquí el diodo D_E tiene una corriente de escala I_{SE} igual a (I_S/α_F) y, por lo tanto, proporciona una corriente i_E relacionada con v_{BE} de acuerdo con la ecuación (4.18). La corriente de la fuente controlada, que es igual a la corriente de colector, se controla mediante v_{BE} de acuerdo con la relación exponencial indicada, en un replanteamiento de la ecuación (4.3). Este modelo es en esencia una fuente de corriente no lineal controlada por tensión. Se puede convertir al modelo de fuente de corriente controlada por corriente mostrado en la figura 4.4.b), al expresar la corriente de la fuente controlada como $\alpha_F i_E$. Observe que este modelo también es no lineal debido a la relación exponencial de la corriente i_E a través del diodo D_E y la tensión v_{BE} . De acuerdo a este modelo se observa que si el transistor se interpreta como un cuadripolo, con los terminales E y B como terminales de entrada y el par de terminales de salida como terminales C y B (es decir, con la base B como terminal común), entonces la ganancia de corriente observada es igual a α_F . Así, a α_F se la denomina ganancia de corriente para base común.

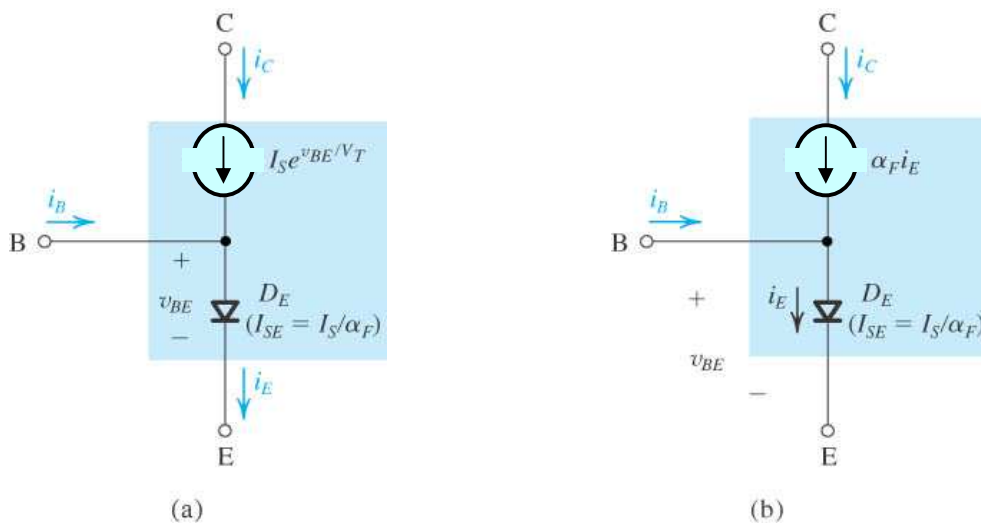


Figura 4.4 Modelo de circuito equivalente de gran señal del transistor BJT *npn* que opera en el modo activo directo: $v_{BE} > 0$ y $v_{CB} \geq 0$.

EJERCICIOS

- 4.1. Considere un transistor *npn* con $v_{BE} = 0,7\text{ V}$ en $i_C = 1\text{ mA}$. Encuentre v_{BE} para una $i_C = 0,1\text{ mA}$ y 10 mA .
Resp. $0,64\text{ V}$; $0,76\text{ V}$.
- 4.2. Se ha especificado que cierto tipo de transistores tienen valores de β en el orden de 50 a 150. Calcule el intervalo de valores de α .
Resp. $0,98$ a $0,93$.
- 4.3. La medición de un BJT *npn* en un circuito particular muestra que la corriente de base es de $14,46\text{ }\mu\text{A}$, la corriente de emisor es de $1,46\text{ mA}$ y la tensión base-emisor es de $0,7\text{ V}$. Para estas condiciones, calcule α , β e I_S .
Resp. $0,99$; 100 ; 10^{-15} A .
- 4.4. Calcule β para dos transistores para los que $\alpha = 0,99$ y $0,98$. Para corrientes de colector de 10 mA , calcule la corriente de base de cada transistor.
Resp. 99 ; 49 ; $0,1\text{ mA}$; $0,2\text{ mA}$.

4.1.3 Estructura de transistores reales

En la figura 4.5 se muestra la sección transversal más real (pero simplificada) de un BJT *npn*. Observe que el colector prácticamente rodea la región del emisor, lo que impide que escapen los electrones inyectados hacia la delgada base. De este modo, la α_F resultante es cercana a la unidad y β_F es grande. Asimismo, observe que el dispositivo no es simétrico. El hecho de que la estructura BJT no sea simétrica significa que si se intercambian el emisor y el colector y el transistor opera en el modo activo inverso, los valores resultantes de α y β , denotados como α_R y β_R , serán distintos a los valores de modo activo directo, α_F y β_F . Además debido a que la estructura es óptima para la operación en modo directo, α_R y β_R serán mucho menores que sus contrapartes de modo directo. Por supuesto, α_R y β_R se relacionan mediante ecuaciones idénticas a las que relacionan a α_F y β_F . Por lo común, α_R se encuentra en el entorno de $0,01$ a $0,5$, y el intervalo de variación de β_R es de $0,01$ a 1 .

La estructura de la figura 4.5 indica también que la unión colector-base (CBJ) tiene un área mucho mayor que la unión emisor-base (EBJ). Se deduce que si el transistor opera en el modo activo inverso (es decir, con la CBJ en polarización directa y la EBJ en polarización inversa) y la operación se modela a la manera de la figura 4.4.b), se obtiene el modelo mostrado en la figura 4.6. Aquí el diodo D_C representa la unión colector-base y tiene una corriente de escala I_{SC} que es mucho mayor que la corriente de escala I_{SE} del diodo D_E . Por supuesto, las dos corrientes de escala tienen la misma relación que las áreas de las uniones correspondientes. Además, una fórmula simple y elegante relaciona las corrientes de escala I_{SE} , I_{SC} e I_S y las ganancias de corriente α_F y α_R , a saber

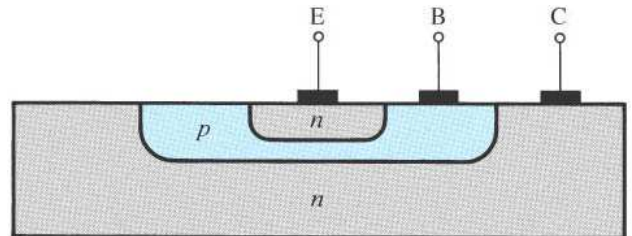


Figura 4.5 Sección transversal de un transistor BJT *npn*.

$$\alpha_F I_{SE} = \alpha_R I_{SC} = I_S \tag{4.20}$$

La gran corriente de escala I_{SC} tiene el efecto de que para la misma corriente la CBJ exhibe una caída de tensión menor, cuando la polarización es directa, que la caída de tensión directa de la EBJ, V_{BE} . Este punto tendrá implicaciones para la operación de los BJT en el modo de saturación.

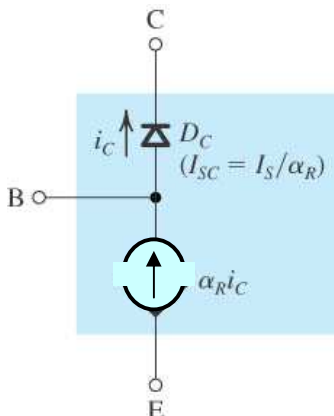


Figura 4.6 Modelo para el transistor BJT *npn* cuando es operado en el modo activo inverso (es decir, la CBJ tiene polarización directa y la EBJ polarización inversa).

EJERCICIO

3.5. Se dice que un determinado transistor tiene un $\alpha_F = 1$ y $\alpha_R = 0,01$. Su corriente de escala de emisor (I_{SE}) es de alrededor de 10^{-15} A. Cuál es la corriente de escala del colector (I_{SC})? Cuál es el tamaño de la unión del colector con respecto a la unión de emisor? Cuál es el valor de β_R ?
 Resp. 10^{-13} A ; 100 veces mayor ; 0,01.

4.1.4 Modelo de Ebers-Moll (EM)

El modelo de la figura 4.4.a) se puede combinar con el de la figura 4.6 para obtener el modelo de circuito mostrado en la figura 4.7. Observe que se volvieron a marcar y renombrar las corrientes que pasan por los diodos D_E y D_C , y las corrientes de control correspondientes de las fuentes controladas, como i_{DE} e i_{DC} . Ebers y Moll, dos de los primeros trabajadores en esta área, han mostrado que este modelo compuesto se puede usar para predecir la operación del BJT en todos sus modos posibles de operación.

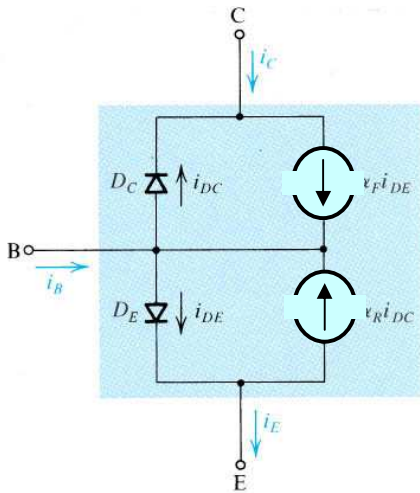


Figura 4.7 Modelo de Ebers-Moll (EM) para el transistor BJT npn.

Para ver como se puede hacer esto, se deducen expresiones para las corrientes terminales i_E , i_C e i_B en función de las tensiones de unión v_{BE} y v_{BC} . Para ese fin, se escribe una expresión para la corriente en cada uno de los tres nodos del modelo en la figura 4.7 como sigue:

$$i_E = i_{DE} - \alpha_R i_{DC} \tag{4.21}$$

$$i_C = -i_{DC} + \alpha_F i_{DE} \tag{4.22}$$

$$i_B = (1 - \alpha_F) i_{DE} + (1 - \alpha_R) i_{DC} \tag{4.23}$$

Después se usa la ecuación del diodo para expresar i_{DE} e i_{DC} como

$$i_{DE} = I_{SE} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) \tag{4.24}$$

e

$$i_{DC} = I_{SC} (e^{v_{BC}/V_T} - 1) \tag{4.25}$$

Al sustituir i_{DE} e i_{DC} en las ecuaciones (4.21), (4.22) y (4.23) y usar la relación de la ecuación (4.20), se obtienen las expresiones requeridas

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha_F} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - I_S (e^{v_{BC}/V_T} - 1) \tag{4.26}$$

$$i_C = I_S (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \frac{I_S}{\alpha_R} (e^{v_{BC}/V_T} - 1) \tag{4.27}$$

$$i_B = \frac{I_S}{\beta_F} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \frac{I_S}{\beta_R} (e^{v_{BC}/V_T} - 1) \tag{4.28}$$

donde

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \tag{4.29}$$

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \tag{4.30}$$

Como una primera aplicación del modelo de EM, se emplea para predecir las corrientes terminales de un transistor que opera en el modo activo directo. Aquí v_{BE} es positivo y esta en el orden de 0,6 a 0,8 V, y v_{BC} es negativo. Se puede ver que los términos que contienen la exponencial función de dicha tensión son tan pequeños que se ignoran para obtener

$$i_E \simeq \frac{I_S}{\alpha_F} e^{v_{BE}/V_T} + I_S \left(1 - \frac{1}{\alpha_F}\right) \quad (4.31)$$

$$i_C \simeq I_S e^{v_{BE}/V_T} - I_S \left(\frac{1}{\alpha_R} - 1\right) \quad (4.32)$$

$$i_B \simeq \frac{I_S}{\beta_F} e^{v_{BE}/V_T} - I_S \left(\frac{1}{\beta_F} + \frac{1}{\beta_R}\right) \quad (4.33)$$

En cada una de estas tres ecuaciones normalmente se ignora el segundo término del segundo miembro. Esto arroja como resultado las conocidas relaciones corriente-voltaje obtenidas antes; a saber, las ecuaciones (4.18), (4.3) y (4.11), respectivamente.

Hasta el momento se ha expresado la condición para la operación en modo activo directo como $v_{CB} \geq 0$ para asegurar que la CBJ tiene polarización inversa. Sin embargo, una unión *pn* no adquiere polarización directa hasta que la tensión directa en ella no pasa de aproximadamente 0,5 V. Se deduce que es posible mantener en modo activo la operación de un transistor *npn* para v_{CB} negativo hasta alrededor de -0,4 V mas o menos. Esto se ilustra en la figura 4.8, que muestra una gráfica de i_C como función de v_{CB} para un transistor *npn* operado con una corriente de emisor constante I_E .

Observe que i_C permanece constante en $\alpha_F I_E$ para un v_{CB} que se vuelve negativo en alrededor de -0,4 V. Debajo de este valor de v_{CB} , la unión colector-base comienza a conducir lo suficiente de modo que el transistor deja el modo activo y entra en el modo de operación de saturación, en el que i_C disminuye. A continuación se estudia la saturación del BJT. Por el momento note que se pueden usar las ecuaciones de EM para comprobar que los términos que contienen la exponencial dependiente de la v_{BC} son insignificantes para un valor de v_{BC} tan solo como de 0,4 V.

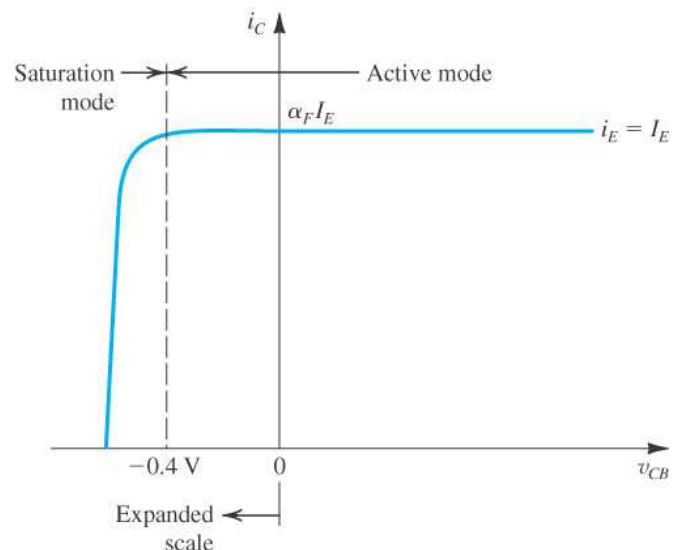


Figura 4.8 Característica $i_C - v_{CB}$ de un transistor BJT *npn* alimentado con una corriente de emisor constante I_E . El transistor entra en el modo de saturación de operación para $v_{CB} < -0,4$ V, y la corriente de colector disminuye.

EJERCICIO

- 4.6. Para un BJT con $\alpha_F = 0,99$, $\alpha_R = 0,02$ e $I_S = 10^{-15}$ A, calcule el segundo término del segundo miembro de cada una de las ecuaciones (4.31), (4.32) y (4.33) para comprobar que se pueden omitir. Luego, calcule i_E , i_C , i_B para $v_{BE} = 0,7$ V
Resp. -10^{-17} A ; $49 \cdot 10^{-15}$ A ; $-3 \cdot 10^{-17}$ A ; 1,461 mA ; 1,446 mA ; 0,0145 mA

4.1.5.- Operación en el modo de saturación³

La figura 4.8 indica que cuando v_{CB} se reduce por debajo de unos 0,4 V, el BJT entra en el modo de operación de

³ Saturación en un BJT significa algo completamente distinto a lo que se entendió en un MOSFET. El modo de operación de saturación del BJT es análogo a la región triódica de operación del MOSFET. Por otro lado, la región de saturación de operación del MOSFET corresponde al modo activo de operación del BJT.

saturación. Idealmente, v_{CB} no tiene influencia sobre la corriente del colector en el modo activo, pero la situación cambia en forma notable en la saturación en donde incrementar v_{CB} en la dirección negativa, es decir, incrementar la tensión de polarización directa de la unión colector-base reduce i_C . Para entender esto en modo analítico considere la expresión de Ebers-Moll para i_C de la ecuación (4.27) y, por simplicidad, ignore los términos que carecen de exponenciales para obtener

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} - \frac{I_S}{\alpha_R} e^{v_{BC}/V_T} \tag{4.34}$$

El primer término del segundo miembro es un resultado de la unión emisor-base con polarización directa; el segundo, es resultado de la unión colector-base con polarización directa. El segundo término comienza a desempeñar una función cuando v_{BC} pasa de un valor aproximado de 0,4 V. Cuando aumenta v_{BC} este término se hace más grande y se resta del primer término, así que i_C se reduce y finalmente llega a cero. Por supuesto, se puede operar el transistor saturado a cualquier valor de i_C menor que $\alpha_F I_E$. En las secciones posteriores no se argumenta mas acerca de la operación en el modo

de saturación. Sin embargo, es instructivo examinar el perfil de concentración de los portadores minoritarios en la base del mismo transistor saturado, como se ilustra en la figura 4.9. Observe que como la unión colector-base ahora tiene polarización directa, la concentración de electrones en el borde colector de la base ya no es cero; mas bien es un valor proporcional a la exponencial dependiente de v_{BC} . Asimismo, observe que la pendiente del perfil de concentración se reduce en respuesta a la reducción de i_C .

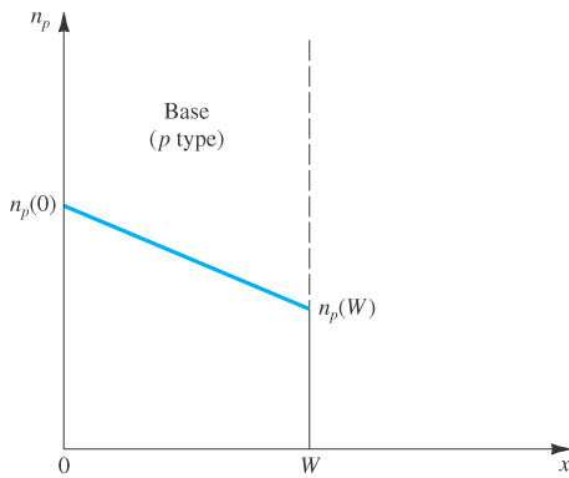


Figura 4.9 Perfil de concentración de los portadores minoritarios (electrones) en la base de un transistor npn que opera en el modo de saturación.

EJERCICIO

4.1. a) Use las expresiones de EM en las ecuaciones (4.26) y (4.27) para mostrar que la relación i_C-v_{CB} graficada en la figura 4.8 se puede describir mediante

$$i_C = \alpha_F I_E + I_S \frac{\alpha_F - 1}{\alpha_R} e^{v_{BC}/V_T}$$

Ignore los términos que no contienen exponenciales.

b) Para el caso $I_S = 10^{-15}$ A, $I_E = 1$ mA, $\alpha_F \simeq 1$ y $\alpha_R = 0,01$, determine i_C para $v_{BC} = -1$ V, +0,4 V, +0,5 V, +0,54 V y +0,57 V. También encuentre el valor de v_{BC} en el que $i_C = 0$.

c) En el valor de v_{BC} que hace a $i_C = 0$, que considera que deba ser i_B ? Compruebe con la ecuación (4.28).

Resp. b) 1 mA ; 1 mA ; 0,95 mA ; 0,76 mA ; 0,20 mA ; 576 mV ; c) 1 mA.

4.1.5 El transistor pnp

El transistor pnp opera de una manera similar a la del dispositivo npn descrito antes. En la figura 4.10 se ilustra un transistor pnp polarizado para operar en el modo activo. Aquí la tensión V_{EB} causa que el emisor tipo p tenga un potencial mayor que la base tipo n y, por lo tanto, la unión base-emisor adquiere polarización directa. La tensión V_{BC} polariza de manera inversa la unión colector-base, así que el potencial del colector tipo p es menor que el de la base del tipo n.

A diferencia del transistor npn la corriente en el componente pnp es soportada principalmente por los huecos inyectados desde el emisor hacia la base como resultado de la tensión V_{EB} con polarización directa. Puesto que el componente de la

corriente del emisor que aportan los electrones inyectados de la base al emisor se conserva pequeño al usar una base ligeramente contaminada, la mayor parte de la corriente del emisor se deberá a los huecos. Los electrones inyectados de la base al emisor dan lugar al primer componente de la corriente de base, i_{B1} . Además, muchos de los huecos inyectados en la base se recombinarán con los portadores mayoritarios en la base (electrones) y, por lo tanto, se perderán. Los electrones de la base que desaparecen tendrán que ser reemplazados a partir del circuito externo, y de este modo surge el segundo componente de la corriente de base, i_{B2} . Los huecos que logran llegar al límite de la región de carga espacial de la unión colector-base son atraídos por la tensión negativa en el colector. Así, estos huecos son barridos en la región de transición hacia el colector y aparecen como corriente de colector.

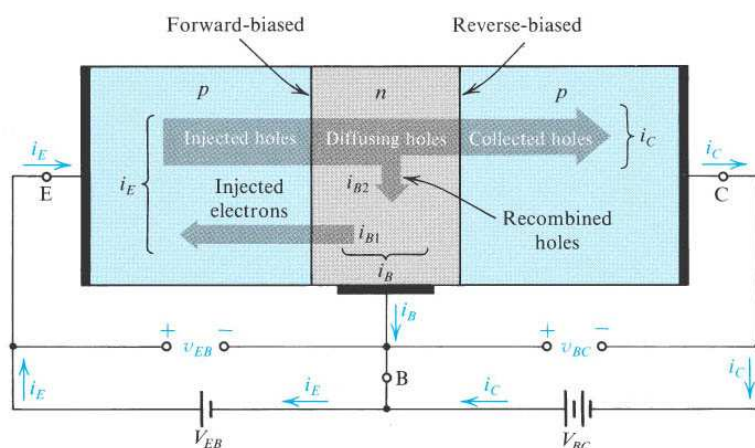


Figura 4.10 Flujo de corriente en un transistor *pn*p polarizado para operar en el modo activo.

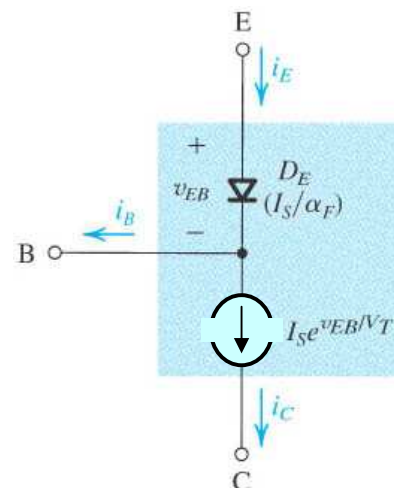


Figura 4.11 Modelo de gran señal para el transistor *pn*p que opera en el modo activo.

Es fácil ver a partir de la descripción anterior que las relaciones corriente-tensión del transistor *pn*p serán idénticas a las del transistor *npn* excepto en que v_{BE} se tiene que reemplazar por v_{EB} . Asimismo, la operación en modo activo a gran señal del transistor *pn*p se puede modelar mediante el circuito ilustrado en la figura 4.11. Como en el caso *npn*, es posible otra versión de este circuito equivalente en la que la fuente de corriente se reemplaza con una fuente de corriente controlada por corriente $\alpha_E i_E$. Por último, se nota que el transistor *pn*p puede operar en el modo de saturación de una manera análoga a la descrita para el dispositivo *npn*.

EJERCICIOS

- 4.2. El modelo de la figura 4.11 se aplica en el caso de un transistor *pn*p cuya base está conectada a tierra, el emisor es alimentado por una fuente de corriente constante que suministra una corriente de 2 mA hacia el terminal del emisor y el colector está conectado a otra fuente de CC de -10 V. Calcule la tensión del emisor, la corriente de la base y la corriente del colector si para este transistor $\beta = 50$ e $I_S = 10^{-14}$ A.
Resp. 0,650 V ; 39,2 μ A ; 1,96 mA.
- 4.3. Para un transistor *pn*p que tiene $I_S = 10^{-11}$ A y $\beta = 100$, calcule v_{EB} para $i_C = 1,5$ A.
Resp. 0,643 V

4.2 CARACTERÍSTICAS TENSIÓN-CORRIENTE

4.2.1 Símbolos y convenciones de circuito

La estructura física usada hasta el momento para explicar la operación de transistores es muy difícil de emplear si se dibuja el esquema de un circuito con varios transistores. Por fortuna existe un símbolo de circuito muy descriptivo y conveniente para el BJT. En la figura 4.12.a) se muestra el símbolo del transistor *npn*; en tanto que el símbolo para el

transistor *pnp* se presenta en la figura 4.12.b). En ambos casos el emisor se distingue mediante una punta de flecha. La distinción es importante porque, como se vio en la ultima sección, los BJT prácticos no son dispositivos simétricos.

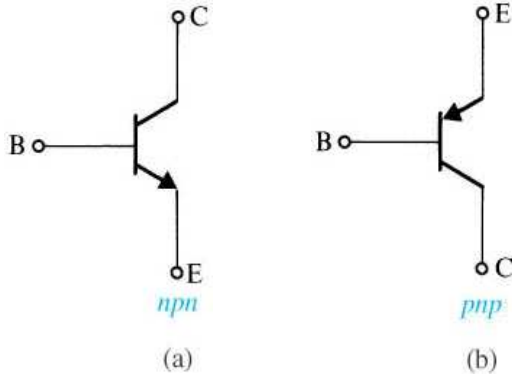


Figura 4.12 Símbolos de circuito para el transistor bipolar.

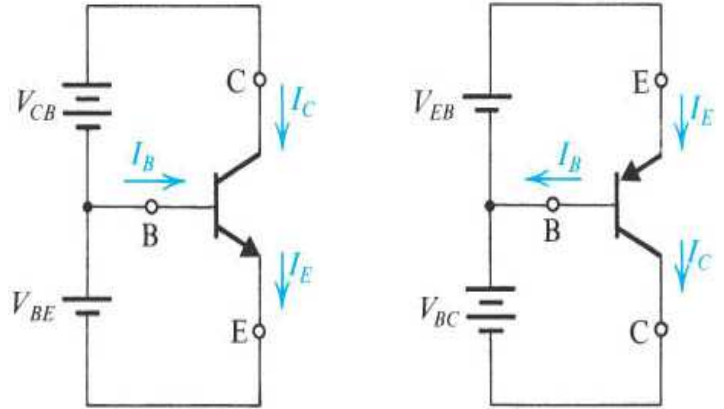


Figura 4.13 Polaridades de las tensiones y sentidos de circulación de las corrientes en transistores polarizados en el modo activo.

La polaridad del componente, *nnp* o *pnp*, se indica mediante el sentido de la punta de flecha en el emisor. Esta punta de flecha indica el sentido del flujo de corriente normal en el emisor, que también es el sentido de polarización directa de la diodo base-emisor. Puesto que se ha adoptado una convención de dibujo mediante la cual las corrientes circulan desde la parte superior a la inferior del circuito siempre se dibujaran los transistores *pnp* en la manera mostrada en la figura 4.12.b) (es decir, con sus emisores en la parte superior).

En la figura 4.13 se muestran transistores *nnp* y *pnp* polarizados para operar en el modo activo. Se debe mencionar de paso que la disposición de polarización mostrada, con dos fuentes de alimentación de tensión de CC, es inusual y se emplea aquí solamente para ilustrar la operación. Los esquemas de polarización prácticos se presentan en la sección 4.4. La figura 4.13 también indica los sentidos de referencia coincidentes con los reales de las corrientes en los transistores. La convención en este texto será tomar el sentido de referencia de modo que coincida con la dirección normal o real del flujo de corriente. Por lo tanto, normalmente no se deberán encontrar valores negativos para las corrientes i_E , i_C e i_B .

La conveniencia de la convención para el dibujo de circuitos que se ha adoptado debe ser obvia a partir de la figura 4.13. Note que las corrientes circulan de arriba hacia abajo y que las tensiones son mayores o positivas arriba y menores o negativas abajo. La punta de flecha dibujada en el emisor también implica la polaridad que debe aplicarse para que dicho diodo tenga polarización directa. Una sola mirada al símbolo de circuito del transistor *pnp*, por ejemplo, indica que se debe aumentar en v_{EB} la tensión del emisor con respecto al de la base a fin de provocar que la corriente circule hacia el emisor (hacia abajo). Observe que el símbolo v_{EB} indica cuanto mayor es la tensión del emisor (E) respecto de la base (B). Así, para un transistor *pnp* que opera en el modo activo v_{EB} debe ser positivo, mientras que para un transistor *nnp* v_{BE} es positivo.

A partir de la descripción planteada en las secciones precedentes se deduce que un transistor *nnp* cuya unión emisor-base tiene polarización directa operara en el modo activo siempre que la tensión del colector no caiga por debajo del de la base en mas de 0,4 V aproximadamente. De lo contrario el transistor deja el modo activo y entra en la región de saturación.

TABLA 4.2 Resumen de las relaciones corriente-tensión del Transistor Bipolar en el modo activo

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \qquad i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_S}{\beta} e^{v_{BE}/V_T} \qquad i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_S}{\alpha} e^{v_{BE}/V_T}$$

Nota: para el transistor *pnp*, reemplace v_{BE} por v_{EB} .

$$i_C = \alpha i_E \qquad i_B = (1 - \alpha) i_E = \frac{i_E}{\beta + 1} \qquad i_C = \beta i_B \qquad i_E = (\beta + 1) i_B$$

$$\beta = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} \qquad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_T = \text{tensión térmica} = \frac{KT}{q} = 25 \text{ mV} \quad \text{a temperatura ambiente.}$$

De modo similar, el transistor *pnp* operara en el modo activo si la unión emisor-base tiene polarización directa y no se permite que la tensión del colector supere a la de la base por mas de 0,4 V aproximadamente. De lo contrario, la unión colector-base adquiere polarización directa y el transistor *pnp* entra en la región de saturación de operación.

Para una referencia sencilla, en la tabla 4.2 se presenta un resumen de las relaciones corriente-tensión del BJT en el modo activo de operación. Note que por simplicidad se usa α y β en lugar de α_F y β_F .

4.2.1.1. Constante n

En la ecuación del diodo (capítulo 2) se utilizó una constante n en la exponencial y se mencionó que su valor se encuentra comprendido entre 1 y 2. En el caso de los modernos transistores bipolares de unión, la constante n se acerca a la unidad, excepto en casos especiales: 1) a corrientes altas (es decir, altas en relación con el orden de magnitud normal de corrientes del transistor particular) en donde la relación i_C-v_{BE} exhibe un valor para n que es cercano a 2, y 2) a corrientes bajas la relación i_C-v_{BE} muestra un valor para n de alrededor de 2. Note que para los fines que aquí se persiguen se supondrá siempre que $n = 1$.

4.2.1.2. Corriente inversa colector-base (I_{CBO})

En el análisis del flujo de corriente en transistores se ignoraron las pequeñas corrientes inversas que llevan los portadores minoritarios térmicamente generados. Aunque estas corrientes se puedan ignorar sin problema en los transistores modernos de silicio, merece ser mencionada la corriente inversa que pasa por la unión colector-base. Esta corriente, descrita por la notación I_{CBO} , es la corriente inversa que circula desde el colector a la base con el emisor a circuito abierto (de aquí el subíndice O). Por lo común, esta corriente se encuentra en el intervalo de los nanoamperes, un valor que es muchas veces mayor que su valor predicho en forma teórica. Como en el caso de la corriente inversa del diodo, I_{CBO} contiene componentes de fuga importante, y su valor depende de v_{CB} . I_{CBO} depende mucho de la temperatura, casi se duplica por cada aumento de 10°C ⁴.

EJEMPLO 4.1

El transistor del circuito de la figura 4.14.a) tiene $\beta = 100$ y exhibe un v_{BE} de 0,7 V a una corriente $i_C = 1$ mA. Diseñe el circuito de modo que por el colector circule una corriente $I_C = 2$ mA y aparezca entre el colector y el emisor una tensión $V_{CE} = 5,7$ V

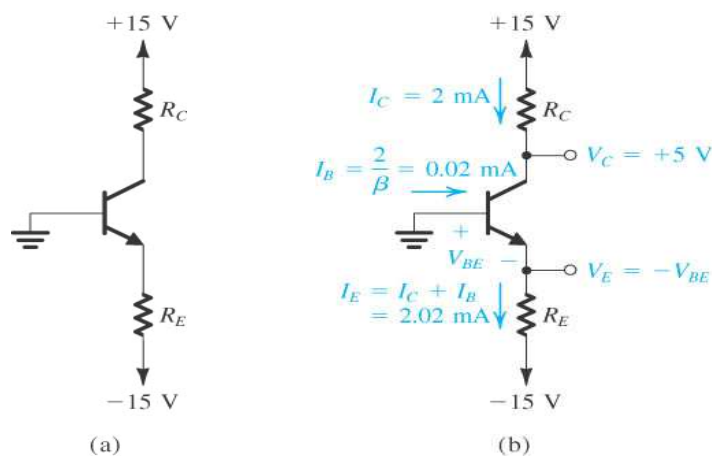


Figura 4.14 Circuito para el ejemplo 4.1.

⁴ El coeficiente de temperatura de I_{CBO} es distinto al de I_S porque I_{CBO} contiene un componente de fuga sustancial.

Solución

Revise la figura 4.14.b) . Se observa en principio que al ser $V_{CE} = V_{CT} - V_{ET}$ y en tanto $V_{ET} = -V_{BE}$ ya que para el silicio $V_{BE} = V_{BEU} = 0,7$ V y dado que se solicita que $V_{CE} = 5,7$ V esto implica que $V_{CT} = 5$ V y que la CBJ tendrá polarización inversa con lo que el BJT operara en el modo activo. Para obtener dicha tensión V_{CT} la caída de tensión a través de R_C debe ser $15 - 5 = 10$ V. Ahora bien, puesto que $I_C = 2$ mA, el valor de R_C se debe seleccionar de acuerdo con

$$R_C = \frac{10 \text{ V}}{2 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 5 \text{ K}\Omega$$

Puesto que $v_{BE} = 0,7$ V a una corriente $i_C = 1$ mA, teniendo en cuenta la relación exponencial, el valor de v_{BE} para una corriente $i_C = 2$ mA será:

$$V_{BE} = 0,7 + V_T \ln \frac{2}{1} = 0,717 \text{ V}$$

Como la base al estar conectada a tierra esta a 0 V, la tensión del emisor en realidad debe ser

$$V_{ET} = -0,717 \text{ V}$$

Para $\beta = 100$ resulta $\alpha = 100 / 101 = 0,99$. Así la corriente del emisor debe ser

$$I_E = \frac{I_C}{\alpha} = \frac{2}{0,99} = 2,02 \text{ mA}$$

Ahora, el valor requerido para R_E se determina a partir de

$$R_E = \frac{V_{ET} - (-15\text{V})}{I_E} = \frac{(-0,717 + 15) \text{ V}}{2,02 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 7,07 \text{ K}\Omega$$

Esto completa el diseño. Sin embargo, se debe observar que los cálculos anteriores se hicieron con un grado de precisión que normalmente es innecesario e injustificado en la practica en vista, por ejemplo, de las tolerancias esperadas de los valores de los componentes. Sin embargo, se eligió hacer con precisión el diseño con el fin de ilustrar los distintos pasos del caso.

EJERCICIOS

4.4. En el circuito mostrado en la figura E4.10 se midió la tensión en el emisor y se determinó que era de $-0,7$ V. Si β es de 50, calcule I_E , I_B e I_C y la tensión V_{CT} .

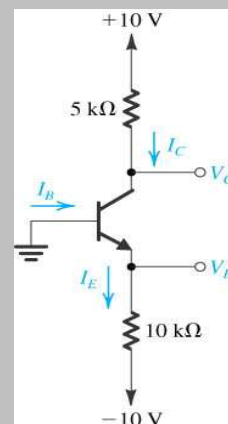


Figura E4.10 Circuito para el ejercicio 4.10.

Resp. 0,93 mA ; 18,2 μ A ; 0,91 mA ; +5,45 V

4.5. En el circuito mostrado en la figura E4.11, la medición indica que V_B es de +1,0 V y V_E es de +1,7 V. Cuales son α y β para este transistor? Que tensión V_C espera en el colector?

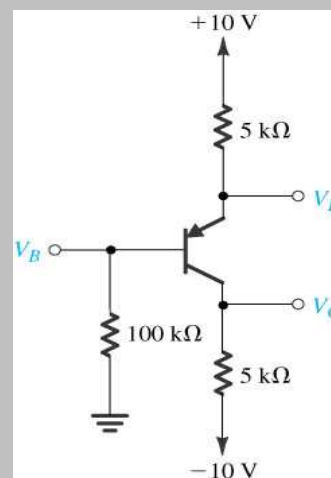


Figura E4.11 Circuito para el ejercicio 4.11.

Resp. 0,994 ; 165 ; -1,75 V.

4.2.2 Representación gráfica de las características del transistor

A veces es útil describir de forma gráfica las características i - v del transistor. En la figura 4.15 se muestra la característica i_C - v_{BE} que es la relación exponencial

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

que es idéntica (excepto por el valor de la constante n) a la relación i - v del diodo. Las características i_E - v_{BE} e i_B - v_{BE} son también exponenciales pero con corrientes de escala distintas: (I_S / α) para i_E e (I_S / β) para i_B . Puesto que la constante de la característica exponencial, $1 / V_T$, es bastante alta (≈ 40), la curva tiene un crecimiento muy marcado. Para v_{BE} por debajo de unos 0,5 V, la corriente es insignificante⁵. Asimismo, en la mayor parte del intervalo de variación de corriente normal v_{BE} se ubica en el entorno de 0,6 V a 0,8 V.

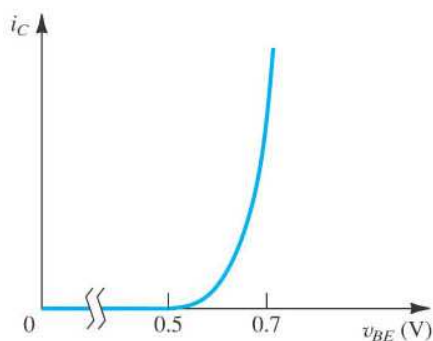


Figura 4.15 Característica i_C - v_{BE} para el transistor bipolar nnp .

Al llevar a cabo cálculos de CC de primer orden rápidos, se supone que $V_{BE} = 0,7$ V, que es similar al método usado en el análisis de circuitos con diodos (capítulo 2). Para un transistor nnp , la característica es i_C - v_{BE} de apariencia totalmente idéntica a la de la figura 4.15 con el único cambio de v_{BE} por v_{EB} .

Al igual que con los diodos de silicio, la tensión en la unión emisor-base disminuye en alrededor de 2 mV por cada aumento de 1 °C de temperatura, siempre que la unión opere a corriente constante. En la figura 4.16 se ilustra esta dependencia con respecto a la temperatura al representar las curvas i_C - v_{BE} a tres temperaturas distintas para un transistor nnp .

⁵ La característica i_C - v_{BE} es la contraparte de los BJT para la característica i_D - v_{GS} del MOSFET de refuerzo. Comparten un atributo importante: en ambos casos la tensión tiene que pasar de un “umbral” para que el dispositivo conduzca de forma considerable. En el caso del MOSFET hay una tensión de umbral formal V_T o V_{TH} (en los bipolares V_{EBu}) que por lo común se encuentra en el orden de 0,5 a 1 V. Para el BJT hay un “umbral aparente” de alrededor de 0,5 V. La característica i_D - v_{GS} del MOSFET es parabólica y, por lo tanto, es menos inclinada que la característica i_C - v_{BE} del BJT. Esta diferencia tiene una aplicación directa e importante en el valor de la transconductancia g_m producida en cada componente.

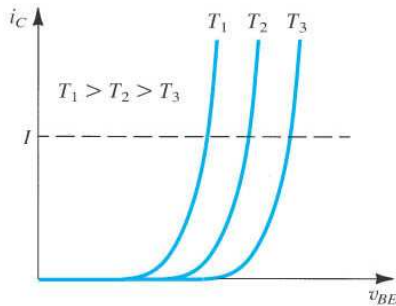


Figura 4.16 Efectos de la temperatura en la Característica i_C - v_{BE} a corriente constante.

Curvas características de salida para base común: Una forma de describir el comportamiento de un transistor bipolar es graficar i_C como función de v_{CB} para varios valores de i_E . Ya se encontró una grafica de este tipo en la figura 4.8 que se empleo para introducir el modo de operación en saturación. Un planteamiento experimental y conceptual para medir tales características se muestra en la figura 4.17. a) en donde puede observarse que para tales mediciones el potencial de la base se mantiene constante, en este caso en un valor cero, al estar conectada directamente a tierra y por lo tanto, la base se desempeña como un terminal común entre los terminales de entrada (que como veremos será el terminal de emisor) y de salida (colector). En consecuencia, al conjunto de características resultantes, mostradas en la figura 4.17.b), se las conoce como curvas características de salida (i_C y v_{CB} son las variables eléctricas de salida) para base común.

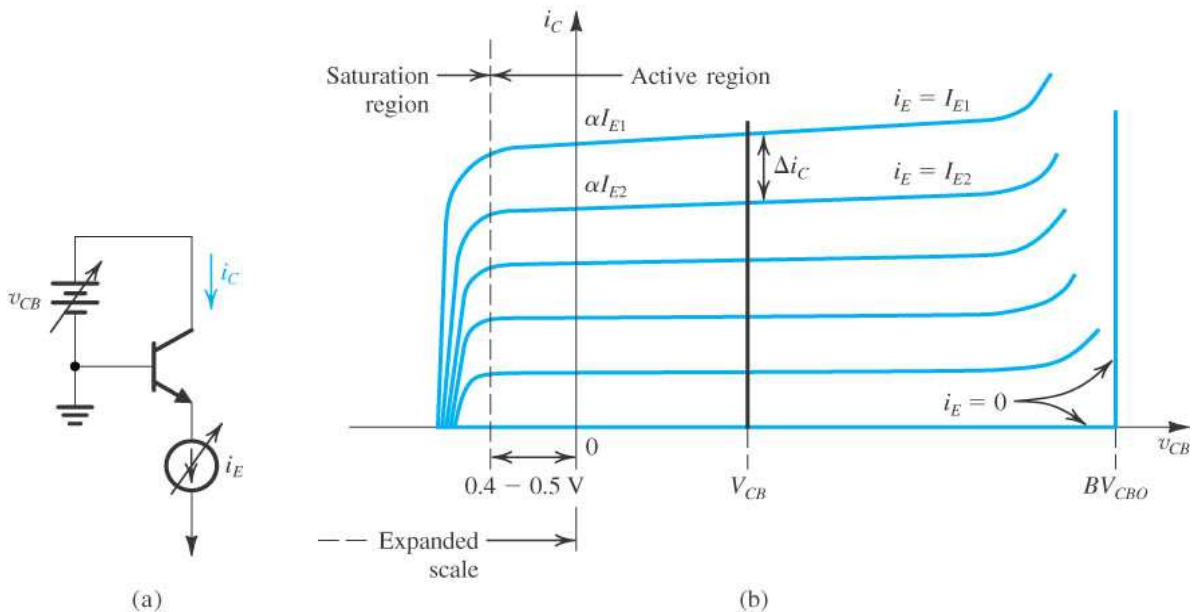


Figura 4.17 Característica i_C - v_{CB} para el transistor bipolar npn (también llamadas curvas Características de salida para base común).

En la región activa de operación, obtenida para $v_{CB} \geq -0,4 \text{ V}$ aproximadamente, las curvas $i_C - v_{CB}$ se desvían de las expectativas en dos formas. En primer lugar, las curvas no son líneas rectas horizontales sino que muestran una pequeña pendiente positiva, lo cual indica que i_C depende un poco de v_{CB} en el modo activo. Este fenómeno será analizado en breve. En segundo lugar a valores relativamente grandes de v_{CB} la corriente de colector muestra un incremento rápido, que se debe a un fenómeno de ruptura que se considerará en una etapa posterior.

Como se indica en la figura 4.17.b), cada una de las curvas características intercepta al eje vertical a un valor de corriente igual a αI_E , donde I_E es la corriente de emisor constante a la que se mide la curva en particular. El valor resultante de α es una constante **α total o a gran señal**, es decir $\alpha = i_C / i_E$ en donde tanto i_C como i_E son los valores totales de corrientes de colector y de emisor respectivamente. Aquí vale la pena señalar que por tal motivo a dicha constante α se la denomina ganancia de corriente para base común. Una **α incremental o de pequeña señal** se determina al medir un cambio en i_C o Δi_C que se obtiene como resultado de cambiar i_E por un incremento Δi_E o sea $\alpha \text{ incremental} = \Delta i_C / \Delta i_E$, medición esta última que por lo general se hace a tensión V_{CB} constante, tal como se indica en la misma figura 4.17.b). Normalmente los valores de α incremental y α total difieren muy poco entre sí de modo que en lo sucesivo no se hará una distinción entre los dos.

Por último, en relación con la región de saturación, las ecuaciones de Ebers-Moll se pueden usar para obtener la siguiente expresión para la curva $i_C - v_{CB}$ en la región de saturación (para $i_E = I_L$),

$$i_C = \alpha_F I_E - I_S \left(\frac{1}{\alpha_R} - \alpha_F \right) e^{v_{BC}/V_T} \tag{4.35}$$

Se puede usar esta ecuación para determinar el valor de v_{BC} en el que i_C se reduce a cero. Si se recuerda que la unión colector-base es mucho más grande que la unión emisor-base, la caída de tensión directa v_{BC} será más pequeña que la de v_{BE} , lo que da como resultado una tensión colector-emisor, v_{CE} de 0,1 a 0,3 V en saturación.

EJERCICIOS

- 4.6. Considere un transistor *npn* con $v_{EB} = 0,7$ V a una $i_E = 1$ mA. Considere también que la base esta conectada a tierra, que una fuente de corriente constante de 2 mA alimenta al emisor y que el colector esta conectado a una fuente de alimentación de -5 V a través de una resistencia de 1 K Ω . Si la temperatura aumenta en 30 °C, determine los cambios en las tensiones del emisor y del colector. Ignore el efecto de I_{CBO} .
 Resp. -60 mV ; 0 V
- 4.13.1 Encuentre el valor de v_{CB} en el que la i_C de un transistor *nnp* que opera en la configuración base común (CB) con $I_E = 1$ mA se reduce a) a la mitad de su valor en el modo activo y b) a cero. Suponga que $\alpha_F \simeq 1$ y $\alpha_R = 0,1$. El valor de V_{BE} se midió para $v_{CB} = 0$ [véase el arreglo de los instrumentos para la medición en la figura 4.17.a)] y se encontró que era $0,70$ V. Repita a) y b) para $\alpha_R = 0,01$.
 Resp. $-0,628$ V ; $-0,645$ V ; $-0,568$ V ; $-0,585$ V

4.2.3 Dependencia de i_C con respecto a la tensión de colector: efecto Early

Cuando se opera en la región activa, los BJT prácticos muestran que hay cierta dependencia de la corriente del colector con respecto a la tensión del colector, con el resultado de que sus características $i_C - v_{CB}$ no son rectas perfectamente horizontales. Para ver con mas claridad esta dependencia, considere el circuito mostrado en la figura 4.18.a). El transistor esta conectado en la **configuración emisor común**; es decir, aquí el emisor sirve como un terminal común entre los terminales de entrada (base-emisor) y los terminales de salida (colector-emisor). La tensión V_{BE} se fija en algún valor deseado al ajustar la fuente de CC conectada entre la base y el emisor. En cada valor de V_{BE} , la curva característica $i_C - v_{CE}$ (conocidas como curvas características de salida para emisor común) se puede medir punto por punto al variar la fuente de CC conectada entre el colector y el emisor y medir asimismo la corriente del colector correspondiente. El resultado es la familia de curvas características $i_C - v_{CE}$ antes denominada y mostradas en la figura 4.18.b).

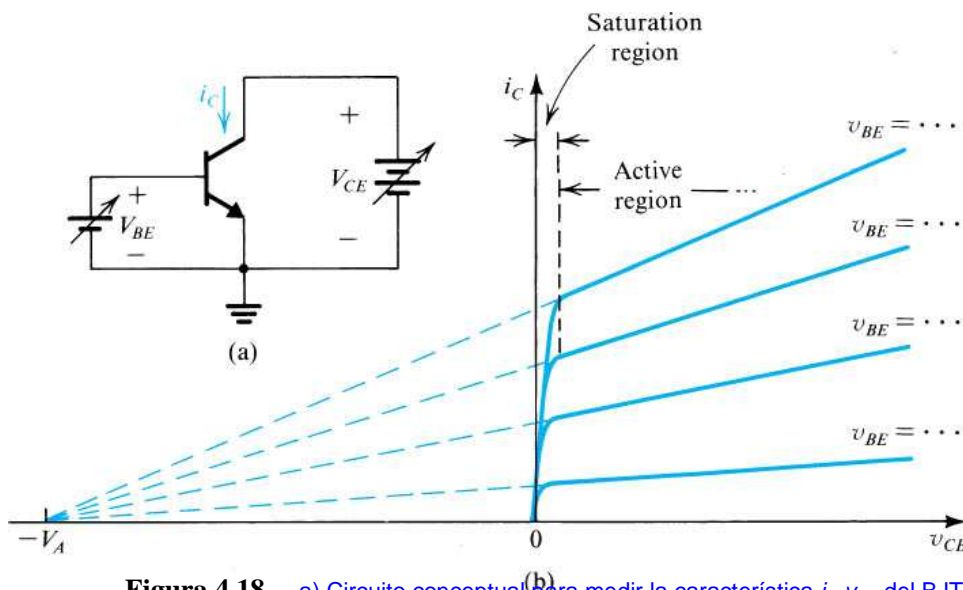


Figura 4.18 a) Circuito conceptual para medir la característica $i_C - v_{CE}$ del BJT b) Característica $i_C - v_{CE}$ de un BJT práctico.

La dependencia lineal de i_C con respecto a v_{CE} se puede explicar si se supone que I_S permanece constante y se incluye el factor

$$\left\{ 1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right\}$$

para la i_C descrita por la ecuación de la Tabla 4.2, es decir

$$i_C = I_S \cdot e^{v_{BE}/V_T} \left\{ 1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right\} \tag{4.36}$$

La pendiente no nula de la recta $i_C - v_{CE}$ indica que la **resistencia de salida** (r_o) en el colector no es infinita. Por el contrario, es finita y se define mediante

$$g_o = \frac{1}{r_o} \simeq \left\{ \frac{\delta i_C}{\delta v_{CE}} \bigg|_{v_{BE} = \text{constante}} \right\} \tag{4.37}$$

Con la ecuación (4.36) se puede demostrar que

$$r_o = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \tag{4.38}$$

donde I_C y V_{CE} son las coordenadas del punto en el cual el BJT opera en la curva $i_C - v_{CE}$ particular (es decir, la curva obtenida para $v_{BE} = V_{BE}$). Otra forma de expresar

$$r_o = \frac{V_A}{I'_C} \tag{4.38.a}$$

donde I'_C es el valor de la corriente del colector cuando se ignora el efecto de Early ; es decir,

$$I'_C = I_S \cdot e^{v_{BE}/V_T} \tag{4.38.b}$$

Rara vez es necesario incluir la dependencia de i_C respecto de v_{CE} en el diseño y análisis de polarización con CC. Sin embargo, la resistencia de salida finita r_o puede tener en efecto importante en la ganancia de amplificadores transistorizados, como se verá en secciones y capítulos posteriores.

La resistencia de salida r_o se puede incluir en el modelo de circuito del transistor. Esto se ilustra en la figura 4.19, en la que se muestran modelos de circuito a gran señal de un transistor *npn* de emisor común que opera en el modo activo. Observe que el diodo D_B modela la dependencia exponencial de i_B con respecto a v_{BE} y, por lo tanto, tiene una corriente de escala $I_{SB} = I_S / \beta$. También observe que los dos modelos difieren solo en como se expresa la función de control del transistor; en el circuito de la figura 4.19.a), la tensión v_{BE} controla la fuente de corriente de colector, mientras que en el circuito de la figura 4.19.b), la corriente de la base i_B es el parámetro de control para la fuente de corriente βi_B . Aquí se observa que β representa la ganancia de corriente ideal (es decir, cuando r_o no esta presente) de la configuración de emisor común, que es la razón para su nombre, **ganancia de corriente de emisor común**.

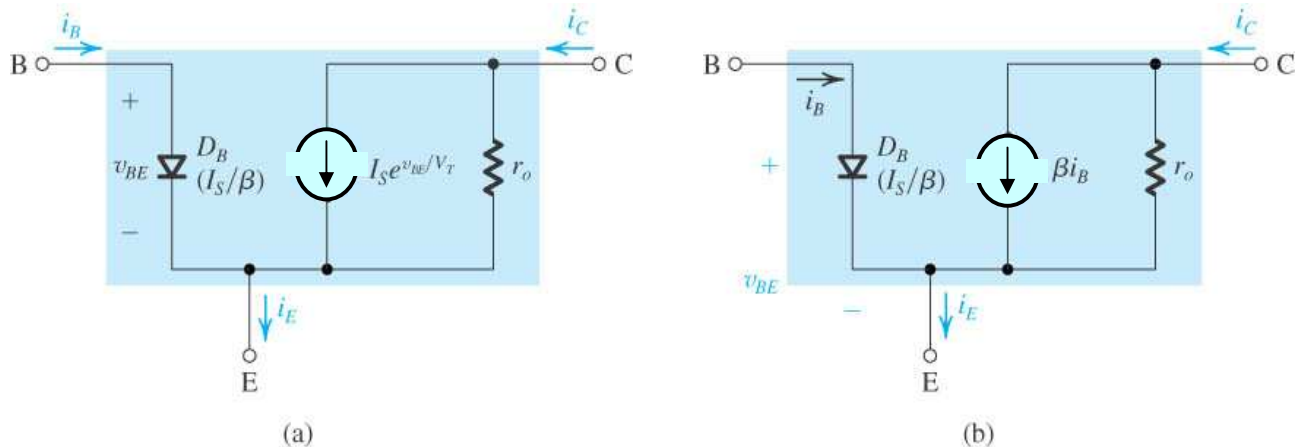


Figura 4.19 Modelos de circuito equivalente a gran señal de un BJT *npn* que opera en el modo activo en la configuración de emisor común.

EJERCICIOS

- 4.14. Calcule la resistencia de salida de un BJT para el cual $V_A = 100 \text{ V}$ a una $I_C = 0,1, 1 \text{ y } 10 \text{ mA}$.
Resp. $1 \text{ M}\Omega$; $100 \text{ K}\Omega$ y $10 \text{ K}\Omega$.
- 4.15. Considere el circuito de la figura 4.18.a). A $V_{CE} = 1 \text{ V}$, V_{BE} se ajusta para producir una corriente de colector de 1 mA . Luego, mientras V_{BE} se mantiene constante, V_{CE} se eleva a 11 V . Determine el nuevo valor de I_C . Para este transistor, $V_A = 100 \text{ V}$.
Resp. $1,1 \text{ mA}$

4.2.4 Curvas características de emisor común

Otra forma de presentar las curvas características de salida para emisor común que son preferidas por los fabricantes de transistores discretos para suministrar información de sus productos se describirá seguidamente. Para tal fin ensayaremos el siguiente circuito de polarización de un transistor *npn*:

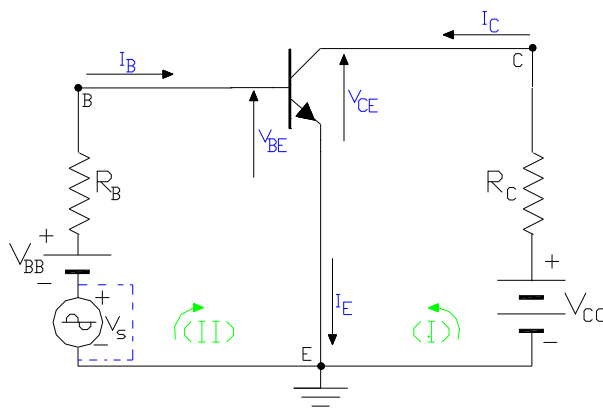


Figura 4.20 Ensayo de polarización de un transistor *npn* en la configuración de emisor común.

El circuito presentado en la figura 4.20 se constituye en el circuito práctico más sencillo para polarizar al transistor bipolar *npn* en el modo activo directo y con el terminal de emisor común, que como veremos es la forma más conveniente de operación del transistor como amplificador en dicha configuración (observe que el generador de tensión de señal senoidal V_s representando el ingreso de señal se encuentra ubicado entre el par de terminales de entrada de base-emisor del transistor. Por ahora consideraremos que la misma R_C es la carga que se encuentra ubicada entre el par de terminales de salida de colector-emisor).

La fuente de alimentación de CC denominada V_{BB} cumple la función de polarizar en forma directa al diodo base-emisor y la corriente de base de CC se podrá controlar mediante el resistor R_B .

Por su parte la fuente de alimentación de CC denominada V_{CC} cumple la función de lograr la polarización inversa de la juntura colector-base al hacer más positivo al colector *n* que la base *p*. En este caso puesto que la corriente en el colector se encuentra relacionada con la de base mediante $I_C = \beta I_B$ la tensión de polarización inversa base-colector es la que se ajusta mediante un adecuado valor para los componentes V_{CC} y R_C .

Seguidamente resolveremos el problema de verificación de la polarización, es decir al suponer que tanto el circuito como sus componentes integrantes son conocidos, nos interesa encontrar el punto de trabajo estático Q en que opera el transistor (observe que la fuente de señal senoidal V_s se encuentra en corto circuito y que las corrientes y tensiones señaladas en el circuito son exclusivamente las componentes estáticas).

El punto de trabajo estático debe satisfacer simultáneamente una serie de condicionamientos que se registran en el circuito de la figura 4.20. Por un lado el transistor bipolar a través de sus características recién analizadas impone sus condiciones, tanto en lo que respecta al comportamiento del diodo base-emisor como a las características de salida para la configuración emisor común. Por otro lado se puede describir que el circuito de polarización seleccionado se encuentra constituido por dos mallas independientes a saber; la malla base-emisor o de entrada y la malla colector-emisor o de salida y cada una de ellas a través de la ley de las mallas o de Kirchoff impondrán también sus condicionamientos. Analizaremos todos estos condicionamientos de a uno por vez y trataremos de combinarlos entre sí para lograr identificar al único punto que los satisface simultáneamente: el punto Q .

En la malla base-emisor, señalada en el circuito de la figura 4.20 como malla II y con el sentido de inspección coincidente con el sentido de las agujas del reloj procedemos a plantear la ecuación de Kirchoff:

$$V_{BB} - I_B \cdot R_B - V_{BE} = 0$$

En esta ecuación, para el problema de verificación encarado, V_{BB} y R_B son constantes conocidas en tanto que el punto de operación quedará condicionado al par de valores I_B y V_{BE} . Pero al tratarse de un diodo de silicio polarizado en forma directa y de acuerdo a lo visto precedentemente, se sabe que para una gama de valores de I_B bastante amplia la tensión directa sobre dicho diodo no cambia apreciablemente alrededor de los valores de 0,6 a 0,7 V que hemos denominado como V_{BEu} siendo esta, precisamente una de las características que impone el transistor. Por ello y como una resolución de primer orden de aproximación, combinamos esta característica con la ecuación de Kirchoff y obtenemos:

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEu}}{R_B} \tag{4.39}$$

Otra de las características impuestas por el transistor y que fuera analizada con anterioridad lo expresa la ecuación (4.36), la que aplicada para las componentes estáticas e incluyendo la relación $I_C = \beta I_B$ determina que

$$I_C = \beta I_B \qquad I_B = \frac{I_S}{\beta} e^{\frac{V_{BEu}}{V_T}} \left\{ 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right\} \tag{4.36a}$$

en tanto que la malla colector-emisor señalada como malla I en el circuito de la figura 4.20, por aplicación de la ley de Kirchoff e inspeccionada con el sentido anti horario:

$$V_{CC} - I_C \cdot R_C - V_{CE} = 0 \qquad \text{o bien} \qquad V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C \tag{4.40}$$

La combinación y solución del par de ecuaciones (4.36a) y (4.40) determina el punto de polarización que estará descrito por el par de coordenadas I_{CQ} y V_{CEQ} . En tal sentido téngase en cuenta que en el problema de verificación que estudiamos, al conocerse el transistor I_S , β , V_{BEu} , V_T , y V_A son todas constantes conocidas, lo mismo que los valores de V_{CC} y R_C que integran el circuito de la figura 4.20.

Si posteriormente procedemos a variar el valor de la resistencia del resistor R_C y volviendo a determinar las variables V_{CE} e I_C se puede ir formando una tabla de valores. A continuación variando la resistencia del resistor R_B y para cada valor repitiendo el proceso de obtención de la tabla de valores, puede luego lograrse la representación grafica que hemos denominado curvas características de salida para emisor común y que se presenta en la figura 4.21

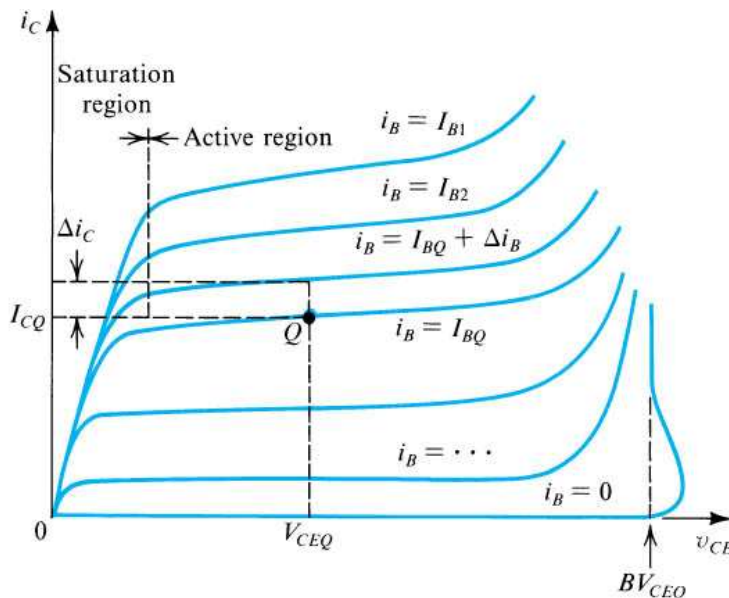


Figura 4.21 Curvas características de salida para la configuración emisor común.

Puede observarse que en este caso se prefirió expresar a las características empleando a la corriente i_B como parámetro y no la tensión v_{BE} como se hizo con anterioridad. Es decir, cada curva $i_C - v_{CE}$ se mide con la base alimentada con corriente constante I_B . Las características resultantes se parecen a las de la figura 4.18, excepto que aquí se muestra el fenómeno de ruptura, que se analizara en breve.

Ganancia β de corriente en emisor común Un parámetro importante del transistor es la ganancia β_F de corriente del emisor común o simplemente β . Hasta el momento se ha definido β como la relación entre la corriente total en el colector y la corriente total en la base, y se ha supuesto que β es constante para un determinado transistor, independiente de las condiciones de operación. A continuación se estudian en detalle esos dos puntos.

Considere un transistor que opera en la región activa en el punto identificado con Q en la figura 4.21, es decir a una corriente de colector I_{CQ} , una corriente de base I_{BQ} y una tensión de colector-emisor V_{CEQ} .

El cociente entre la corriente de colector y la corriente de la base es la β de gran señal o de CC.

$$\beta_{CC} = \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} \quad (4.41)$$

Que es la β que se ha estado usando en la descripción de operación del transistor. En la hoja de datos del fabricante la mayoría de las veces se indica como h_{FE} , un símbolo que viene del uso de los parámetros híbridos, o h , de los cuadripolos para caracterizar la operación del transistor. Se puede definir otra β con base en las cantidades incrementales o de pequeña señal. En relación con la figura 4.21 se ve que mientras se mantiene a v_{CE} constante en el valor V_{CEQ} , cambiar i_B de I_{BQ} a $(I_{BQ} + \Delta i_B)$ da como resultado que i_C aumente de I_{CQ} a $(I_{CQ} + \Delta i_C)$. Así se puede definir la β incremental o de señal o de CA, β_{CA} , como

$$\beta_{CA} = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \quad \left| \quad v_{CE} = \text{constante} \right. \quad (4.42)$$

Por lo general, las magnitudes de β_{CA} y β_{CC} pueden diferir en más de 10 a 20 % y muchas veces son numéricamente coincidentes. Por último se debe mencionar que la β de pequeña señal o β_{CA} también se identifica con el símbolo h_{fe} . Debido a que la β de pequeña señal o h_{fe} , se define y se mide a un v_{CE} constante, es decir, con un componente de señal nulo entre colector y emisor, se conoce como **ganancia de corriente de emisor común con la salida en cortocircuito**.

El valor de β depende de la corriente a la que opera el transistor y la relación toma la forma mostrada en la figura 4.22. Los procesos físicos que da lugar a esta relación están más allá del alcance de este trabajo. En la misma figura también se muestra la dependencia de β con respecto a la temperatura.

Tensión de saturación V_{CEsat} y resistencia de saturación.

El hecho de que las curvas estén "agrupadas" (más cercanas unas con otras) en la región de saturación implica que la β incremental es menor ahí que en la región activa. Un punto de operación posible en la región de saturación arrojaría como consecuencia una operación del componente en una zona de alta alinealidad con la consecuente introducción de distorsión. Se ve además que en dicha zona de saturación la resistencia de salida ahora resistencia de saturación es también mucho menor que en la región activa. Dichos efectos se observan desde que las curvas características realizan un codo hacia tensiones v_{CE} inferiores, por lo que una forma de delimitar dicha zona de saturación sería proporcionando la tensión a la que dichos codos se describen.

En la hoja de datos del fabricante la mayoría de las veces se indica el valor de dicha tensión de codo bajo la notación de V_{CEsat} que, tal como la figura 4.21 lo describe es una función de la corriente i_C a la cual se mida. Tampoco en este caso se justifica realizar un análisis particularizado de los procesos físicos que dan lugar a esta tensión de saturación V_{CEsat} .

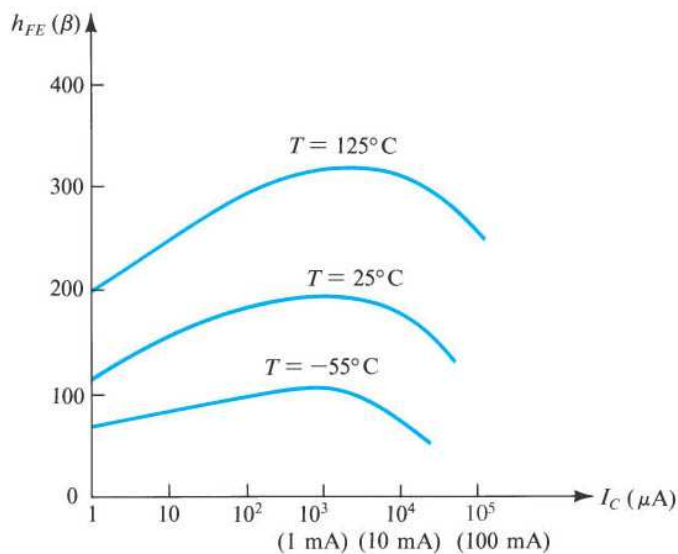


Figura 4.22 Dependencia de β con respecto a I_C y a la temperatura en un moderno transistor de silicio *npn* de circuito integrado diseñado para operar más o menos a 1 mA.

4.2.5 Efecto de ruptura del transistor

Las tensiones máximas que se pueden aplicar a un BJT están limitadas por los efectos de ruptura de la unión emisor-base y la unión colector-base que siguen el mecanismo de multiplicación en avalancha descrito en la sección 2.5. Considere primero la configuración de base común. Las características $i_C - v_{CB}$ de la figura 4.17.b indican que para $i_E = 0$ (es decir con el emisor a circuito abierto) la unión base-colector se rompe a una tensión descrita con la notación BV_{CBO} . Para $i_E > 0$ la ruptura ocurre a tensiones más pequeñas que BV_{CBO} . Por lo general BV_{CBO} es mayor que unos 50 V.

A continuación considere las características del emisor común de la figura 4.21 , la cual muestra una ruptura que ocurre a una tensión BV_{CEO} . Aquí, aunque la ruptura es todavía del tipo avalancha, los efectos sobre las características son más complejos que en la configuración de base común. Lo anterior no se explicará con detalle; es suficiente destacar que por lo general BV_{CEO} es menor y a veces hasta la mitad de BV_{CBO} . En las hojas de datos de transistores, los fabricantes suministran estas características debiendo destacarse que los transistores no se encuentran preparados para trabajar en ruptura, motivo por el cual debe preverse que en los circuitos de aplicación puede resultar factible que se anule la corriente de base o que accidentalmente se desconecte el terminal de base en cuyo caso se estarían determinando las condiciones de la definición de BV_{CEO} y dado que esta especificación es la de menor valor, es la que no puede superarse en modo alguno.

4.2.6 Resumen de las características del transistor

La figura 4.23 resume todas las características del transistor bipolar estudiadas, representadas en el plano $i_C - v_{CE}$ utilizando la corriente i_B como parámetro.

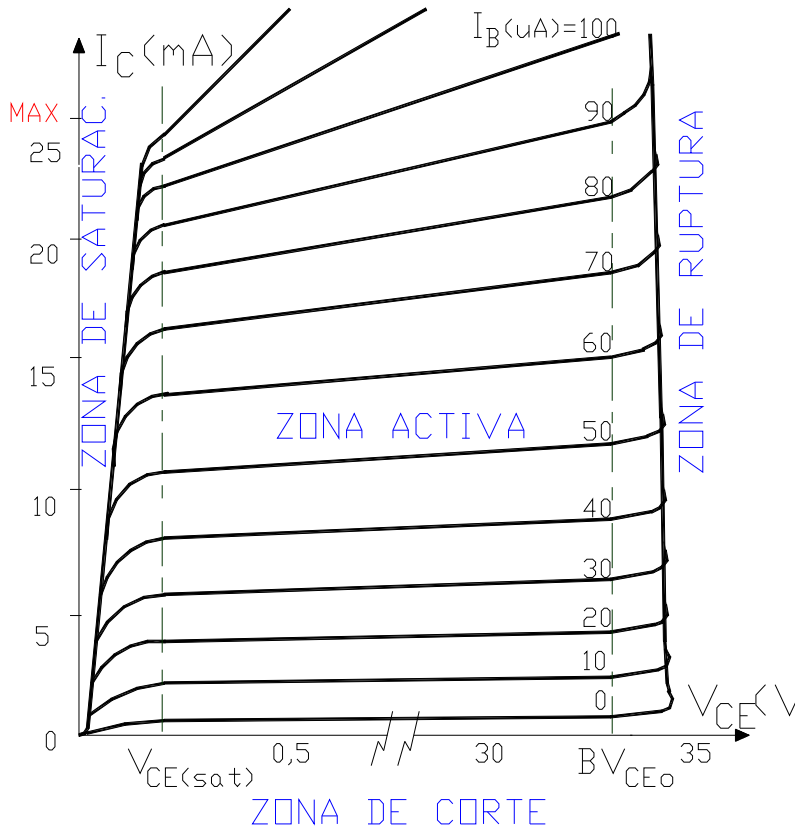


Figura 4.23 Descripción de las diferentes zonas de operación sobre las características $i_C - v_{CE}$ de un transistor bipolar de Silicio.

Debemos notar que estas curvas se describen en valores numéricos y para un transistor bipolar *npn* de silicio típico con un β de 200 aproximadamente. Además en estas curvas se han trazado sendas líneas verticales en trazo interrumpido en los valores de V_{CEsat} y BV_{CEO} para lo cual se ha efectuado una interrupción del eje de abscisas. Si se desea que el componente opere en el modo activo entonces el mismo debe encontrarse polarizado con una corriente $I_C > 0$ por eso es que en el plano de las características, al área por debajo del eje de abscisas se la ha identificado como ZONA DE CORTE tratándose de una región en donde el componente no debe operarse si se desea obtener una amplificación lineal. Con ese mismo objetivo de lograr una transferencia lo más lineal posible, tampoco debe operarse en la zona de los codos de las curvas: ZONA DE SATURACIÓN. Asimismo y por lo dicho recientemente si se desea preservar la integridad del transistor tampoco es conveniente operar donde se registran los efectos de ruptura y por ello se identifica a la zona del plano $i_C - v_{CE}$ por encima de la especificación BV_{CEO} como ZONA DE RUPTURA. Finalmente cuando se desee que el transistor despliegue el mecanismo de la amplificación y el mismo sea lo más próximo al lineal el mismo debe operar en la zona que hemos denominado como ZONA ACTIVA.

EJEMPLO 4.2

Suponga que en el circuito de la figura 4.20 el transistor bipolar de silicio que se utiliza es aquel cuyas curvas características de salida se han representado en la figura 4.23. Además respecto a los restantes componentes integrantes del circuito se sabe que $V_{BB} = 2,2 \text{ V}$, $R_B = 47 \text{ K}\Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$ y $R_C = 1 \text{ K}\Omega$. Se requiere llevar a cabo un estudio de primera aproximación del comportamiento del circuito de polarización determinando las coordenadas del punto Q sobre un plano $i_C - v_{CE}$ idealizado.

Solución

A partir de la ecuación de malla II, del circuito de la figura 4.20:

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

Esta expresión representada en la grafica de las características $i_B - v_{BE}$ del diodo base emisor da como resultado una recta, tal como se representa en la figura 4.24. A la recta así obtenida se la suele llamar recta de ataque o línea de carga y la pendiente de la misma queda fijada por el valor del resistor R_B .

Quiere decir entonces que si se conociera la curva $i_B - v_{BE}$ del diodo la combinación del condicionamiento de la malla II y el que impone el transistor a través del diodo base-emisor nos lleva al único punto que satisface a ambos condicionamientos que es el punto de intersección de la recta de carga con la curva del diodo. Como en la mayoría de los casos la curva característica del diodo base-emisor de un transistor no se conocen y dado que según ya se ha anticipado las tensiones V_{BE} no varían mucho alrededor del valor que hemos denominado V_{BEu} y que en el caso del silicio se encuentra comprendido entre unos 0,6 y 0,7 V, pensando además en que todos los componentes de este circuito pueden tener dispersiones del orden de un 10 % o superiores, se justifica ampliamente la solución rápida que propone la ecuación (4.39):

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEu}}{R_B} = \frac{2,2 - 0,7}{47 \cdot 10^3} = 31,9 \mu\text{A}$$

Por otra parte, a partir de la ecuación de malla I del circuito de la figura 4.20:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (4.40.a)$$

que como antes se menciona, representa el condicionamiento que impone la malla de salida o colector-emisor sobre el punto de polarización Q. Dicha condición debe ser combinada con la condición que impone el transistor en cuanto a la relación $i_C - v_{CE}$ que si la incorporamos en forma grafica son las curvas características de salida para emisor común. En la grafica 4.25 se han representado unas curvas genéricas y en ellas se procedió a representar también a la ecuación (4.40.a).

La ecuación (4.40.a) arroja como resultado una nueva recta que ahora es llamada Recta de Carga Estática RCE. La pendiente de dicha recta esta fijada por el valor del resistor R_C y el único punto que simultáneamente satisface todos los condicionamientos que se han considerado es la intersección de la curva del transistor que corresponde a la corriente I_{BQ} con la RCE.

Normalmente ocurre que se desconocen las curvas características del transistor, en cuyo caso la solución grafica empleada mas arriba no resulta adecuada. En ese caso la resolución se encara aplicando la característica del transistor $I_C = \beta I_B$ y la ecuación (4.40), es decir:

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 200 \cdot 31,9 \cdot 10^{-6} = 6,38 \text{ mA} \quad ; \quad V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C = 12 - 6,38 = 5,62 \text{ V}$$

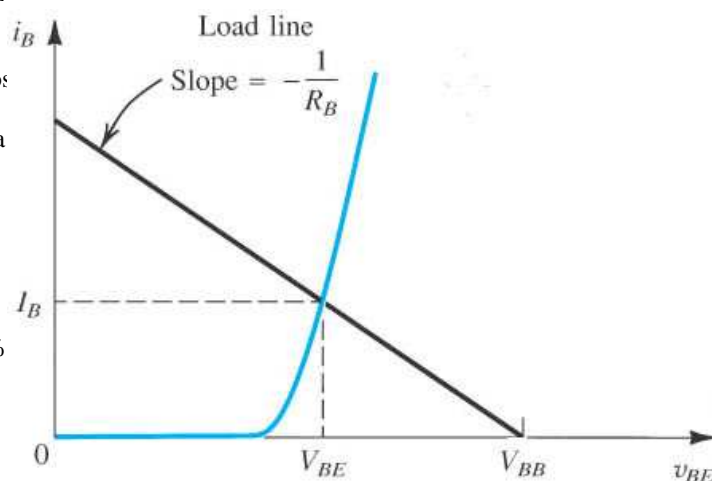


Figura 4.24 Construcción grafica para la determinación de la corriente directa de la base en el circuito de la figura 4.20.

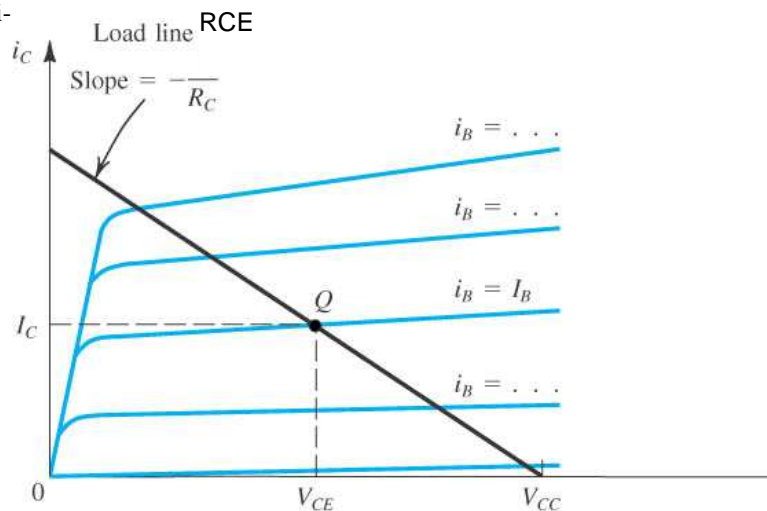


Figura 4.25 Construcción grafica para determinar el punto de polarización Q del circuito de la figura 4.20.

4.3 EL TRANSISTOR BIPOLAR COMO AMPLIFICADOR

4.3.1 Idealización de las características de salida de emisor común

En consideración a las características recién detalladas y a los efectos de una mejor comprensión del principio de operación del amplificador bipolar, consideraremos un transistor un tanto ideal que nos permitirá simplificar una familia de curvas características de salida para EC. La idealización consistirá en suponer:

a) que dentro de la zona activa y para temperaturas normales (25 °C) $I_C = h_{FE} \cdot I_B$ pudiéndose efectivamente despreciar el término $(1 + h_{FE}) \cdot I_{CBo}$ por ser éste no significativo para el silicio y a dicha temperatura. La consecuencia es que ahora en el transistor idealizado se tendrá $I_C = 0$ para $I_B = 0$.

b) que en igual zona la resistencia de salida del transistor bipolar en EC puede considerarse de valor infinito. Esto consiste en admitir que la salida del transistor es una fuente de corriente independiente y constante y que las curvas características de salida en realidad son una familia de rectas horizontales y paralelas entre sí.

c) admitiremos simultáneamente que dentro de la zona activa el parámetro h_{FE} se mantiene constante, independientemente del valor que se considere de I_C , lo cual equivale a suponer que el espaciamiento entre las diferentes curvas (ahora rectas horizontales), para igual cambio de I_B se mantiene constante en todo el ámbito del plano $i_C - v_{CE}$.

Bajo la totalidad de dichas suposiciones, las curvas características de salida idealizadas para EC adoptan una forma similar a las que se representan en la figura 4.26 en la que se ha considerado el mismo transistor que hemos empleado en el ejemplo 4.2, es decir con $h_{FE} = 200$. Nótese que las rectas horizontales solo se han representado dentro de la zona activa del transistor.

A los fines de la exposición que sigue tomaremos los resultados obtenidos en dicho ejemplo y para tal fin aproximaremos

$$I_{BQ} = 30 \mu A$$

Para el trazado de la RCE identificamos los puntos de cruce con los ejes, es decir

$$(A) \begin{cases} I_{CA} = 0 \\ V_{CEA} = V_{CC} = 12 V \end{cases}$$

$$(B) \begin{cases} V_{CEB} = 0 \\ I_{CB} = V_{CC}/R_C = 12 mA \end{cases}$$

La intersección de dicha recta con la recta horizontal que corresponde al valor de I_{BQ} arroja como resultado el punto de polarización Q buscado, con coordenadas:

$$(Q) \begin{cases} I_{CQ} = 6 mA \\ V_{CEQ} = 6 V \end{cases}$$

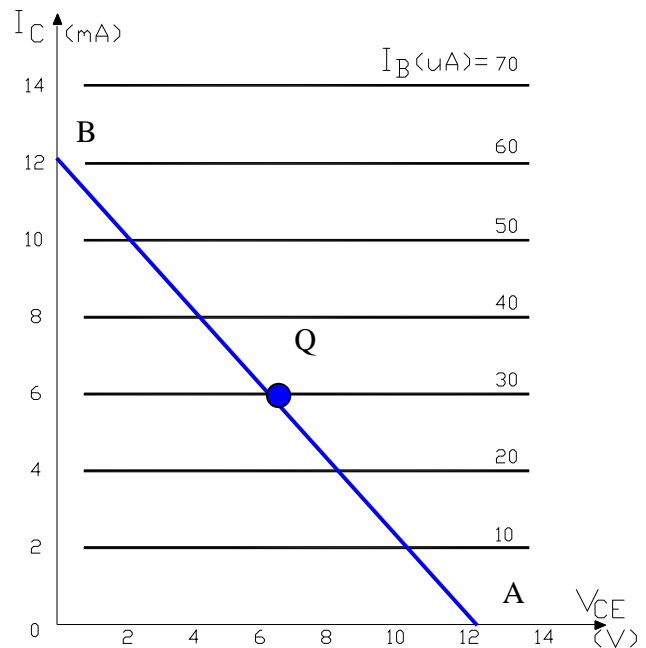


Figura 4.26 Construcción grafica para determinar el punto De polarización Q del circuito de ejemplo 4.2.

ya que, al ser $V_{CEQ} < BV_{CE0}$ se halla fuera de la zona de ruptura, dado que $I_{CQ} > 0$ está fuera de la zona de corte, en razón de que $V_{CEQ} > V_{CE(sat)}$ también se encuentra fuera de la zona de saturación y debido a que $I_{CQ} < I_{CMAX}$ el transistor trabaja en una región donde el h_{FE} despliega sus mejores valores.

Queremos ahora determinar cual es la forma de operación del transistor en dichas características. Observamos que al igual que en el caso ya estudiado del diodo semiconductor en la capítulo 2, en este circuito existen dos fuentes independientes, una estática y la otra variable en el tiempo o dinámica.,

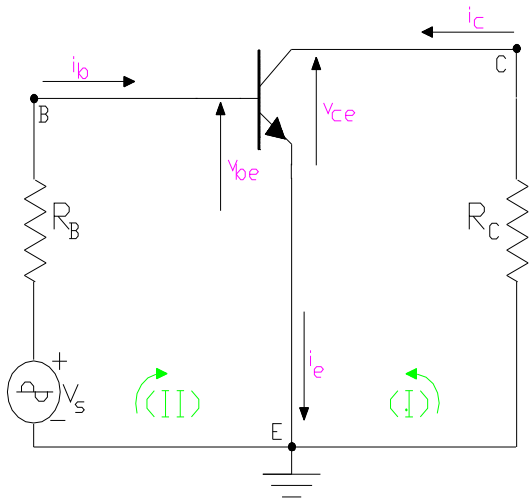
Ya que en el proceso de idealización al transistor lo hemos linealizado, aplicaremos la teoría de los circuitos lineales sin necesidad de realizar un planteo y resolución de las ecuaciones diferenciales que hubiese sido imprescindible

considerar para el caso real, que si bien arrojarían un resultado exacto nos apartarían sobre manera del hecho físico que es nuestro propósito estudiar ahora.

En tal sentido ya hemos aplicado el principio de superposición recién mencionado, resolviendo primero las condiciones de trabajo estático, es decir el circuito bajo la acción de las fuentes independientes de CC, a continuación debemos hacer lo propio con la fuente dinámica y finalmente considerar la superposición de ambos efectos.

4.3.2. Estudio del comportamiento dinámico del emisor común

Sin dejar de considerar dicha forma de operación estática del transistor, pasamos ahora a cuantificar las componentes dinámicas que se estudian en el segundo paso del principio de superposición, por lo que a partir del circuito original, anulamos ahora las fuentes de alimentación o estáticas y construimos así el circuito equivalente para la señal o circuito equivalente dinámico, tal como se representa en la figura 4.27.



También ahora tenemos un circuito con dos mallas independientes (entrada y salida) y el transistor, solo que al contener una fuente de tensión independiente variable en el tiempo en dicho circuito se desarrollarán las componentes dinámicas de las corrientes y tensiones, las que resultarán de considerar los condicionamientos que imponen mallas y transistor de manera muy similar a lo realizada para las componentes estáticas.

En tal sentido, y tal como ya lo hiciéramos con el diodo semiconductor, la linealización del transistor nos permite caracterizar a su diodo B - E a través de la resistencia dinámica de este diodo, que para esta configuración del transistor (EC) representa la RESISTENCIA DE ENTRADA DEL TRANSISTOR EN EMISOR COMÚN con su correspondiente parte ohmica y su resistencia de juntura b-e ($r_b + r_{be}$). Dado que para el calculado valor de corriente I_{CQ} aproximadamente igual a I_{EQ} (bajo) predomina la resistencia de juntura, dicha resistencia de entrada es posible determinarla de manera similar a lo visto con anterioridad, es decir:

Figura 4.27 Circuito equivalente dinámico para el circuito amplificador del ejemplo 4.2.

$$I_E = I_C = I_S \cdot e^{(V_{BE}/V_T)} \quad \text{y como} \quad I_B = I_C / h_{FE} \quad \text{se tendrá:} \quad I_B = (I_S / h_{FE}) \cdot e^{(V_{BE}/V_T)} \quad \text{luego} \quad g_{be} = \frac{dI_B}{dV_{BE}}$$

$$g_{be} = I_{BQ} / V_T \quad \text{y} \quad r_{be} = V_T / I_{BQ} = (25 \cdot 10^3) / (30 \cdot 10^{-6}) = 833 \text{ Ohm}$$

Entonces el circuito equivalente dinámico de entrada linealizado se representa en la figura 4.28.a) En él, las componentes dinámicas resultarán:

$$i_b = v_s / (R_B + r_{be}) \quad \text{y como en nuestro caso} \quad R_B \gg r_{be} \quad \text{y} \quad v_s = V_{Smax} \cdot \text{sen}(\alpha)$$

$$i_b = I_{bmax} \cdot \text{sen}(\alpha) \quad \text{en donde} \quad I_{bmax} = V_{Smax} / R_B = 1 \text{ (V)} / (47 \cdot 10^3) \text{ (Ohm)} = 20 \mu\text{A} \text{ aproximadamente.}$$

por su parte, la tensión de entrada al transistor amplificador:

$$v_{be} = V_{bemax} \cdot \text{sen}(\alpha)$$

con
$$V_{bemax} = I_{bmax} \cdot r_{be} = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 833 = 16,7 \text{ mV}$$

Así en atención a la idealización del transistor, en la malla de salida dinámica también resultará una corriente con forma de señal senoidal:
$$i_c = h_{FE} \cdot i_b$$

$$i_c = I_{cmax} \cdot \text{sen}(\omega t) = h_{FE} \cdot I_{bmax} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{con} \quad I_{cmax} = 200 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 4 \text{ mA}$$

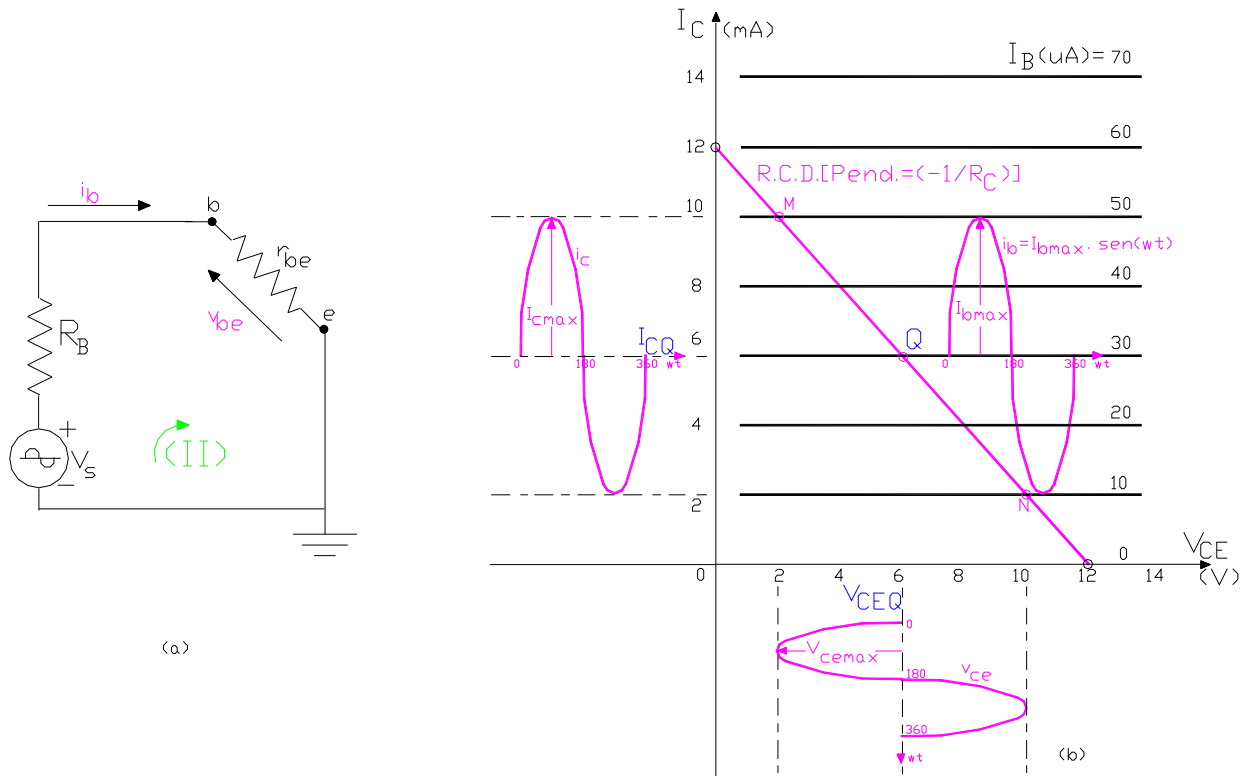


Figura 4.28 a) Circuito equivalente dinámico de la malla de entrada del amplificador de la figura 4.20 , b) interpretación grafica del funcionamiento dinámico del circuito amplificador del ejemplo 4.2.

y planteando la ecuación de esta malla dinámica:

$$v_{ce} + i_c \cdot R_C = 0 \quad \text{o bien:} \quad i_c = -v_{ce} / R_C \quad (4.43)$$

la tensión de salida del circuito amplificador será:

$$v_{ce} = -i_c \cdot R_C \quad \text{también senoidal cuya} \quad V_{cemax} = I_{cmax} \cdot R_C = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 4 \text{ V}$$

$$v_{ce} = -V_{cemax} \cdot \text{sen}(\omega t)$$

4.3.3. Interpretación grafica del comportamiento dinámico

Corresponde ahora pasar al tercer paso del principio de superposición en donde hallaremos las componentes totales de las corrientes y tensiones, las que por la linealidad impuesta surgen de la suma de la componente estática más la componente dinámica. Así en la malla de entrada se tendrá:

$$i_B = I_{BQ} + i_b = I_{BQ} + I_{bmax} \cdot \text{sen}(\omega t) = 30 \text{ (}\mu\text{A)} + 20 \text{ (}\mu\text{A)} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (4.44)$$

$$v_{BE} = V_{BEu} + v_{be} = V_{BEu} + V_{bemax} \cdot \text{sen}(\omega t) = 0,7 \text{ (V)} + 0,0167 \text{ (V)} \cdot \text{sen}(\omega t)$$

mientras que en la malla de salida:

$$i_c = I_{CQ} + i_c = I_{CQ} + I_{cmax} \cdot \text{sen}(\alpha) = 6 \text{ (mA)} + 4 \text{ (mA)} \cdot \text{sen}(\alpha) \quad (4.45)$$

$$v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce} = V_{CEQ} - V_{cemax} \cdot \text{sen}(\alpha) = 6 \text{ (V)} - 4 \text{ (V)} \cdot \text{sen}(\alpha) \quad (4.46)$$

Esta interpretación se llevará a cabo sobre las mismas curvas características de salida para EC de la Figura 4.26, en donde en un paso previo ya se halló el punto de funcionamiento estático Q, con el objeto de tener en cuenta el condicionamiento que impone el transistor ahora en lo que respecta al funcionamiento dinámico. Para tal fin, sobre dichas curvas dibujaremos también el condicionamiento que impone la malla de salida dinámica, representado a través de la ecuación (4.43.). Esta tarea la realizamos en una nueva gráfica incluida en la figura 4.28.b)

La ecuación (4.43.) representada en el plano de las características de salida de EC de la figura 4.28.b) nuevamente arroja como resultado una recta. En nuestro ejemplo la pendiente de esta nueva recta resulta también $(-1/R_C)$ (Por tratarse de un circuito simplificado. Como veremos en general difiere de la pendiente de la R.C.E.). Dicha recta contiene a todos los posibles puntos de funcionamiento dinámicos, vale decir representa a la señal, y como un valor particular de señal corresponde a aquellos $\alpha = 0, 180^\circ, 360^\circ$, en que la función seno es cero (es decir señal nula), esta nueva recta debe contener también al punto Q.

Entonces como son conocidos un punto y la pendiente es posible trazar dicha recta. A la recta así hallada se la denomina RECTA DE CARGA DINÁMICA - R.C.D. (que en este ejemplo y por simplicidad del circuito coincide con la R.C.E.) y los puntos contenidos en ella son los únicos que satisfacen simultáneamente los condicionamientos del transistor y de la malla de salida dinámica del circuito. Dichos puntos se definirán como intersección de la R.C.D. con las curvas que se irán desarrollando para cada valor instantáneo del valor total de la corriente de base i_B .

Como puede observarse en el primer cuadrante de la figura 4.28.b) se ha procedido a representar esquemáticamente a dicho valor total i_B dado por la ecuación (4.44). mediante la función senoidal de amplitud $I_{bmax} = 20 \mu\text{A}$ montada sobre la componente continua $I_{BQ} = 30 \mu\text{A}$. Para cada instante se tendrá un valor determinado de i_B y para el mismo puede imaginarse la recta horizontal correspondiente (que no se dibuja para mayor claridad de la representación), y su correspondiente intersección con la R.C.D.

De la totalidad de dichos puntos se han identificado los llamados M y N que respectivamente corresponden a los instantes de tiempo en que $\text{sen}(\alpha) = 1$ y -1 y arrojan como resultado el máximo y mínimo valor total i_B ($i_{BM} = 50 \mu\text{A}$ e $i_{BN} = 10 \mu\text{A}$) y por ello llamados puntos de máxima excursión hacia saturación y hacia el corte.

La proyección de los puntos de intersección instantáneos sobre la R.C.D. sobre el segundo y cuarto cuadrante nos determinan las formas de señal de las componentes dinámicas de i_c y v_{ce} montadas, respectivamente, sobre las componentes de continua I_{CQ} y V_{CEQ} que respetan entonces las funciones de los valores totales i_c y v_{CE} dados por las ecuaciones (4.45) y (4.46).

Puede comprobarse que debido a la linealización impuesta por la idealización del transistor las componentes de señal obtenidas a la salida del amplificador (i_c y v_{ce}) resultan de idéntica forma (senoidal) con respecto a la señal de entrada a amplificar (v_s). Solo corresponde destacar el cambio de fase de 180° en la tensión de salida v_{ce} comparada con respecto a la corriente o tensión de entrada (i_b o v_{be}), lo cual se expresa diciendo que EL AMPLIFICADOR EMISOR COMÚN PRODUCE UNA INVERSIÓN DE FASE EN LA TENSIÓN AMPLIFICADA.

A los efectos de cuantificar la calidad amplificadora del circuito estudiado se pueden definir coeficientes de amplificación tanto de la tensión como de la corriente, evaluando la relación entre las amplitudes de la salida y las de entrada tal como se detalla a continuación:

$$\text{Amplificación de Tensión del Transistor en EC : } A_V = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{-V_{cemax}}{V_{bemax}} = \frac{-4}{0,0167} = -236$$

$$\text{Amplificación de Tensión del Amplificador EC : } A_{V_s} = \frac{v_{ce}}{v_s} = \frac{-V_{cemax}}{V_{smax}} = \frac{-4}{1} = -4$$

$$\text{Amplificación de Corriente del Amplificador en EC : } A_I = \frac{i_c}{i_b} = \frac{I_{cmax}}{I_{bmax}} = \frac{4 \text{ (mA)}}{0,02 \text{ (mA)}} = h_{FE} = 200$$

$$\text{Amplificación de Potencia del Transistor en EC : } A_P = \frac{I_{cmax} \cdot V_{cemax}}{I_{bmax} \cdot V_{bemax}} = A_I \cdot (-A_V) = 200 \cdot 236 = 47200$$

El último coeficiente calculado muestra la capacidad amplificadora del elemento activo transistor bipolar. La disminución del coeficiente de amplificación de tensión entre la ganancia del transistor en EC (A_V) y la ganancia de la etapa amplificadora EC (A_{V_s}) se debe a lo elemental del circuito, sobre todo en la malla de excitación al contener al generador de excitación de tensión (v_s) en serie con una alta resistencia (R_B).

4.3.4. Influencia de la dispersión de fabricación

En los apartados precedentes pudo comprobarse el funcionamiento de un circuito amplificador bipolar en la configuración emisor común. La idealización del transistor permitió una mayor simplicidad en el estudio para facilitar su comprensión.

A partir de ahora comenzaremos a quitar hipótesis simplificadoras de manera de aproximarnos al hecho real pero sin modificar la metodología empleada para el estudio. En tal sentido y en primer lugar comenzamos por desidealizar parcialmente al transistor tomando en cuenta que su fabricación, a pesar de los avances tecnológicos y especialmente en la electrónica de los componentes discretos, es fuertemente afectada por la dispersión, hecho éste que, tal como lo manifestáramos con anterioridad se evidencia en que para transistores bipolares de igual tipo y hasta de la misma serie de fabricación el parámetro h_{FE} varía típicamente entre 1 y 3 veces. Frente a este hecho, cómo se verá afectada la operación del circuito amplificador que acabamos de estudiar?

Para responder este interrogante vamos a reexaminar la operación de dicho circuito amplificador suponiendo que por alguna razón fue necesario reemplazar al transistor por otro, del mismo tipo y de la misma serie de fabricación, solo que por efectos de la dispersión, el nuevo componente presenta un h_{FE} (también efectivo; porque lo obtenemos por medición) diferente al anterior, por ejemplo $h_{FE} = 300$ (200 era el valor anterior del transistor reemplazado). Aclaremos que el resto del circuito no se cambia en absoluto.

Para posibilitar el nuevo análisis debemos reconstruir las curvas características de salida de EC idealizadas y correspondientes al nuevo transistor. Ello lo concretamos en la figura 4.29, en donde además, al tener en cuenta que la malla de salida del circuito no ha cambiado, representamos la R.C.E. que al igual que la del caso anterior estará pivoteando en el valor $V_{CC} = 12$ V (punto A) y continuará cortando al eje de ordenadas en $I_{CB} = V_{CC}/R_C = 12$ mA. (punto B).

Dado que tampoco ha cambiado la malla de entrada del circuito y se continua operando con un transistor de silicio *npn* cuya tensión de umbral del diodo base - emisor sigue siendo $V_{BEu} = 0,7$ V, la corriente estática en dicha malla continúa siendo $I_{BQ} = 30$ mA., lo cual constituye una particularidad del circuito estudiado, particularidad ésta que destacamos diciendo que dicho circuito POLARIZA CON CORRIENTE DE BASE CONSTANTE (I_{BQ}).

En la figura 4.29 además de la familia de curvas del nuevo transistor se han dejado impresas también las que correspondían al transistor reemplazado con un trazo más tenue y con fines de comparación. De dicha comparación se puede notar que una dispersión en el sentido de producir un h_{FE} mayor, gráficamente se manifiesta como si la familia de curvas se desplazara hacia arriba, aumentando la separación entre cada una de dichas curvas.

Como consecuencia de todo ello ahora $I_{CQ} = h_{FE} \cdot I_{BQ} = 300 \cdot 30 \cdot 10^{-6} = 9$ mA y por lo tanto ahora $V_{CEQ} = 3$ V.

Con el mismo objetivo de comparación en la misma figura 4.29 se ubicó la posición que respetaba el punto Q para el transistor original concluyéndose que el efecto de la dispersión como la considerada es el corrimiento del punto desde la posición Q hasta una nueva llamada Q', en el sentido de corrientes crecientes. Todo pasa como si el punto de operación estático hubiera recorrido por la R.C.E. la distancia comprendida entre Q y Q' por efectos de la dispersión de h_{FE} .

Pese a ello sin embargo y todavía sin considerar a la señal, ninguna otra cosa puede agregarse ya que el nuevo Q' continua ubicado en la zona activa, es decir que el transistor podrá continuar realizando el efecto de la amplificación.

Introduciendo ahora la señal de excitación, de igual amplitud a la que se aplicaba con el otro transistor (1 V) se observa que por introducirnos en la zona de saturación durante una fracción del semiciclo positivo de la excitación, la señal a la salida del amplificador, tanto i_c como v_{ce} , se ven recortadas y el circuito amplificador deja de funcionar correctamente ya que produce una enorme deformación de la señal amplificada. Sacamos como conclusión que ello se debe al aumento del

parámetro h_{FE} que en el circuito de polarización que estamos estudiando produce un desplazamiento hacia arriba del punto Q sobre la R.C.E.

Si el h_{FE} del transistor reemplazante hubiera sido menor al del transistor original solo se observaría una disminución de la excursión, o sea de la señal de salida, lo cual significa una disminución de los coeficientes de amplificación. Si deseara visualizarse un recorte por invasión de la zona de corte debe incrementarse el nivel de excitación de modo que I_{bmax} supere la I_{BQ} o sea los $30 \mu A$ en nuestro ejemplo.

Profundizando el estudio del efecto observado en el circuito estudiado precedentemente, puede notarse que una vez cambiado el transistor (por otro de mayor h_{FE}), puede hacerse bajar el punto de reposo a su zona de ubicación primitiva si con la misma R.C.E. hacemos disminuir la corriente de base I_B .

Si el problema se sitúa en el proyecto de una serie de fabricación de un buen número de amplificadores, con el objeto de incorporar una solución para todos los circuitos y no individualmente ya que esto exigiría un tratamiento muy costoso, correspondería introducir en el circuito un mecanismo automático tal que frente al hecho producido por la dispersión y con independencia de los diferentes valores de h_{FE} que se presenten por dicha causa, corrija total o por lo menos parcialmente el efecto observado de la deformación por recorte de la señal.

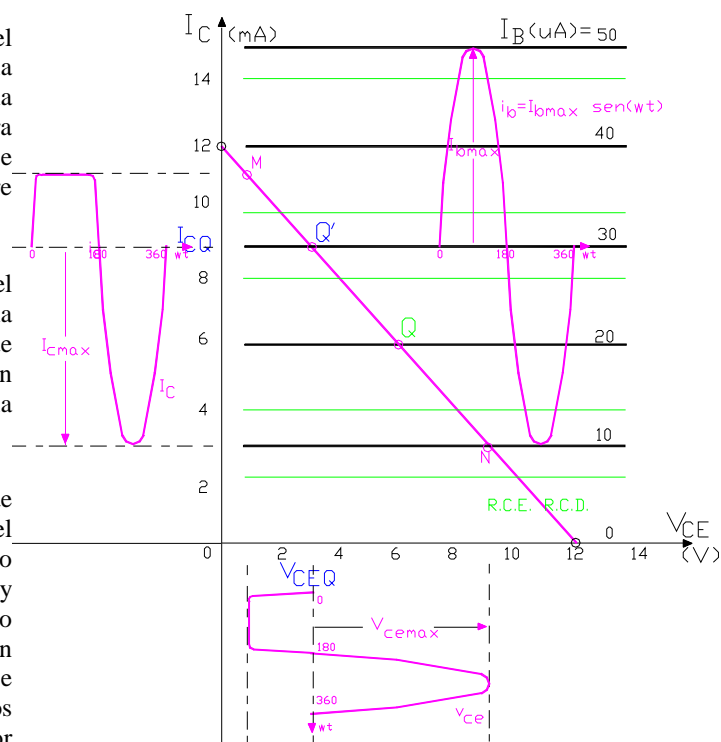


Figura 4.29 Recortes de la señal por incursión en la zona de saturación por efectos de un h_{FE} mayor.

4.4 POLARIZACION EN CIRCUITOS AMPLIFICADORES CON BJT

4.4.1 Estabilización por corriente serie en un emisor común

Al reexaminar el circuito equivalente estático de la figura 4.20 debe notarse que el circuito maneja dos variables eléctricas que son capaces de detectar el movimiento del punto de funcionamiento estático cuando, a consecuencia del aumento de h_{FE} se desplaza desde la posición Q hacia Q'; estas son el aumento de I_{CQ} y la disminución de V_{CEQ} , ambas variables de la malla de salida (I), mientras I_B , que de acuerdo a la sección anterior debería disminuirse, es otra variable eléctrica que maneja el circuito pero ahora de la malla de entrada (II).

Se concluye la reflexión estableciendo que dicho mecanismo automático de regulación del punto Q debería estar basado topológicamente, en la vinculación eléctrica de ambas mallas de modo que cuando en la malla de salida I_{CQ} aumente, en la malla de entrada I_B baje. En el ejemplo numérico analizado se observa que el aumento de h_{FE} de 200 a 300 produjo un incremento en I_{CQ} de 6 a 9 mA y que para volver al valor original la corriente I_B debería disminuirse a $20 \mu A$ (la nueva curva para $20 \mu A$ coincide con la posición que tenía la anterior de $30 \mu A$ y ambas definen la $I_{CQ} = 3$ mA).

Tal mecanismo o técnica de regulación del punto Q se reconoce en la especialidad bajo el término de ESTABILIZACIÓN o bien REALIMENTACIÓN NEGATIVA DE LAS COMPONENTES ESTÁTICAS y si se incorpora en el circuito tomando como señal error que detecte el corrimiento del punto Q a la corriente I_{CQ} , la vinculación de las mallas de salida y de entrada, tal que haga variar a I_B se logra con el agregado del resistor R_E en el terminal de emisor, tal como se observa en el circuito de polarización indicado en la figura 4.30, que por tal razón recibe el nombre de CIRCUITO DE ESTABILIZACIÓN POR CORRIENTE-SERIE.

Sobre dicho resistor R_E se desarrolla una diferencia de potencial V_{RE} proporcional a la corriente de emisor, o sea proporcional a I_{CQ} y la misma forma parte ahora de las ecuaciones de malla, tanto de la salida como de la entrada, particularmente en la malla de entrada del circuito de la figura 4.30 la segunda Ley de Kirchoff establece:

$$V_{BB} - I_B \cdot R_B - V_{BE} - I_E \cdot R_E = 0 \quad (4.47)$$

y en ella, admitiendo la constancia en V_{BB} y en V_{BEu} , si a partir de una condición normal de Q, se produce un aumento en I_{CQ} y hay un desplazamiento desde Q hacia Q', se produce un aumento en la caída de tensión ($I_E \cdot R_E$), para mantener el equilibrio debe disminuir el término ($I_B \cdot R_B$) o sea que debe bajar la corriente I_B , produciéndose así el efecto buscado.

Para confirmar este análisis cualitativo seguidamente trataremos de expresar matemáticamente el efecto y la medida de la estabilización, aclarándose que desde el punto de vista de la metodología de estudio, si bien no los detallaremos, seguiremos los mismos pasos recorridos en cuanto a los condicionamientos analizados en el circuito anterior. Para tal fin considerando:

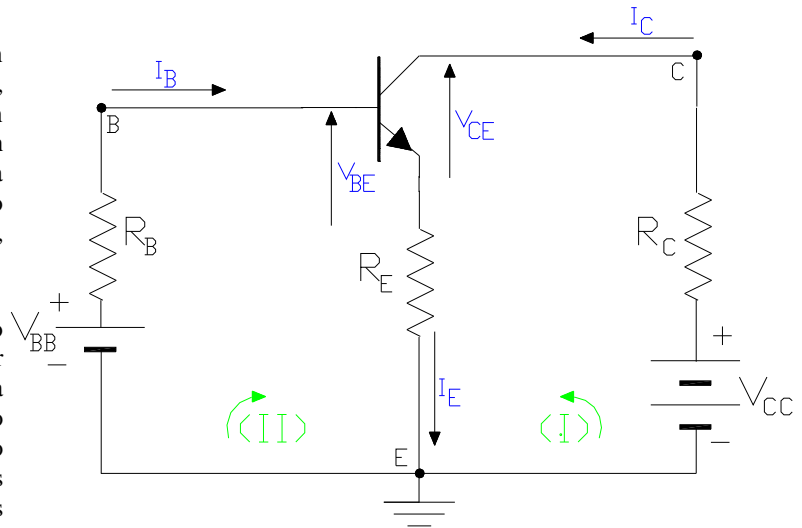


Figura 4.30 Circuito de polarización y estabilización del tipo corriente – serie.

$$I_E = I_C + I_B \text{ así como } I_B = I_C / h_{FE}, \text{ y reemplazando en (4.47): } V_{BB} - V_{BE} - I_C \cdot [R_E + (R_E / h_{FE}) + (R_B / h_{FE})] = 0$$

En esta última, dado los valores típicos de h_{FE} puede despreciarse el término (R_E / h_{FE}) frente al término R_E e imponiendo la condición del diodo base-emisor ($V_{BE} = V_{BEu}$):

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEu}}{R_E + (R_B / h_{FE})} \quad (4.48)$$

Entonces si se desea que el punto de reposo Q se mantenga fijo deberá ser $I_{CQ} = \text{CONSTANTE}$, independientemente de los cambios de h_{FE} , por lo que se buscará que:

$$R_E \gg (R_B / h_{FE}) \quad (4.49)$$

La medida en que dicha desigualdad debe cumplirse es una cuestión de lógica o sentido común. Los componentes pasivos de los circuitos, tal como el resistor R_E también son afectados por la dispersión de fabricación al punto que las series de fabricación se clasifican de acuerdo a su tolerancia; existiendo en el mercado resistores del 10 %, o del 5 % (entre otras) de tolerancia, lo cual significa que su valor variará, de resistor en resistor, en un ± 10 ó ± 5 % alrededor del valor nominal. El sentido común indicaría que la desigualdad debería cumplirse por lo menos hasta que el término (R_B / h_{FE}) adquiera un valor del mismo orden o inferior al de la dispersión de R_E .

Por ejemplo en un caso de verificación como el de nuestro circuito y atendiendo al hecho de que estemos utilizando resistores del 10 % de tolerancia, diremos que $I_{CQ} = \text{CONSTANTE}$ si se cumple la desigualdad en el orden de diez (10) veces, de modo que las variaciones de h_{FE} produzcan un efecto de orden a lo sumo similar comparado con el debido a la dispersión de R_E .

En forma paralela, esta característica nos puede sugerir un criterio bastante aceptado para encarar el problema de proyecto, a la hora de adoptar el valor de resistencia de alguno de los dos resistores (R_E o R_B) que conforman la condición:

$$R_E > \left[10 \cdot \frac{R_B}{h_{FEmin}} \right] \quad (4.50)$$

Cabe destacar que esta condición matemática tiene un significado eléctrico muy claro. Antes se detalló la acción estabilizadora de la diferencia de potencial en R_E , ahora agregamos que para que las variaciones de esta V_{RE} sean efectivas no deben ser compensadas muy rápidamente por los cambios en la caída de tensión ($I_B \cdot R_B$) originados por la variación necesaria en I_B y para ello es preciso que el valor de R_B quede limitado en relación al de R_E tal como lo expresa la desigualdad (4.49).

Por su parte de la malla de salida del circuito de la figura 4.30. la misma Ley de Kirchoff establece una ecuación similar a la que obtuvimos con el circuito de la figura 4.20, es decir:

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

por lo que ahora, adoptando la modalidad de expresar a la tensión V_{CE} en función de la corriente I_C , reemplazando a la corriente $I_E = I_C [1 + (1/h_{FE})]$, despreciando el término dependiente de (R_E/h_{FE}) frente a $(I_C \cdot R_E)$ y condicionando la ecuación para el particular valor de I_{CQ} hallado por la ecuación (4.48), se tendrá:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E) \quad (4.51)$$

Si se efectuara una interpretación gráfica del principio de operación del circuito de la figura 4.30, particularmente de la ecuación de su malla de salida [expresión (4.51) planteada para cualquier I_C], se comprobaría que la pendiente de la nueva R.C.E. quedaría ahora fijada por el valor $[-1/(R_C + R_E)]$ ya que la resistencia de carga estática o resistencia total equivalente conectada entre colector y emisor del transistor R_{EST} es el resultado de la asociación serie de los resistores R_C y R_E , es decir $(R_C + R_E)$.

4.4.2. Circuito práctico de Polarización y Estabilización para Emisor Común:

Partiendo de la figura 4.30 y con la finalidad de utilizar una sola fuente de alimentación para polarizar al transistor es posible hacer que ambas mallas (la de entrada o II y la de salida o I) compartan la misma fuente de alimentación, tal como se observa en el circuito de la figura 4.31. Cabe observar que si en dicho circuito recorremos las dos mallas y las redibujamos en forma apropiada, es posible volver a la misma topología de la figura 4.30, con la única salvedad que el nombre de las fuentes de alimentación de dichas dos mallas es ahora el mismo (V_{CC}). Justamente este simple hecho trae aparejada una limitación del circuito; la dificultad de cumplimentar con la desigualdad planteada en la expresión (4.49), es decir el cumplimiento del principio de la estabilización se torna dificultoso.

Efectivamente, ya que en proporción directa al valor de h_{FE} , en la malla de entrada I_B siempre resulta muy inferior a I_C de la malla de salida y atendiendo además el hecho de que V_{CE} en la malla de salida es siempre del orden de varios Volt, mientras que V_{BEu} en la de entrada no alcanza al valor del Volt, en el circuito de la figura 4.31 siempre se tendrá un resistor R_B de resistencia muy grande (mucho mayor que el correspondiente al circuito de la figura 4.30) comparado con $R_{EST} = R_C + R_E$, con lo que resulta problemático, la mayoría de las veces, cumplir con la desigualdad (4.49) en una proporción adecuada.

Por este motivo para usar una sola fuente de alimentación, polarizar y estabilizar adecuadamente dicha polarización, para la configuración EC se emplea muy frecuentemente un circuito práctico, tal como el presentado en la figura 4.32 en donde se recurre a un divisor resistivo de tensión para la polarización del circuito de base del transistor, en modo de tomar para esta malla solo una fracción de la tensión de alimentación que provee dicha fuente.

En el nuevo circuito se aprecia además la presencia de los condensadores C_E , C_i y C_o que se justifican siguiendo este razonamiento: C_E cumple la función de cortocircuitar al resistor R_E para las componentes dinámicas para que éste no lleve a cabo el mismo mecanismo de realimentación negativa para dichas componentes, lo que acarrearía, como se verá oportunamente, una caída en la amplificación, mientras C_i y C_o aíslan, desde el punto de vista de las componentes estáticas o continua, a la etapa amplificadora de sus circuitos de excitación y de carga,

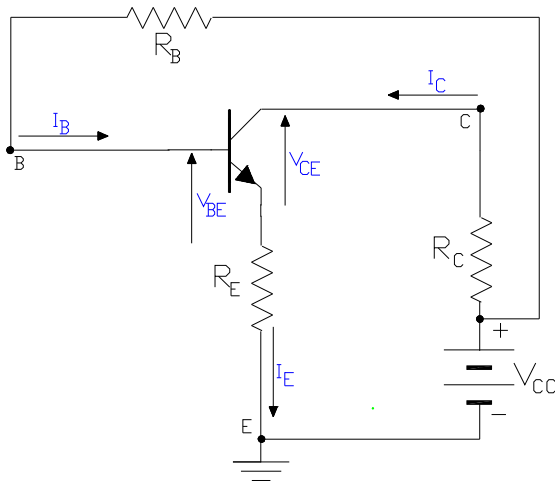


Figura 4.31 Circuito no practico de polarización y estabilización que utiliza una sola fuente de CC.

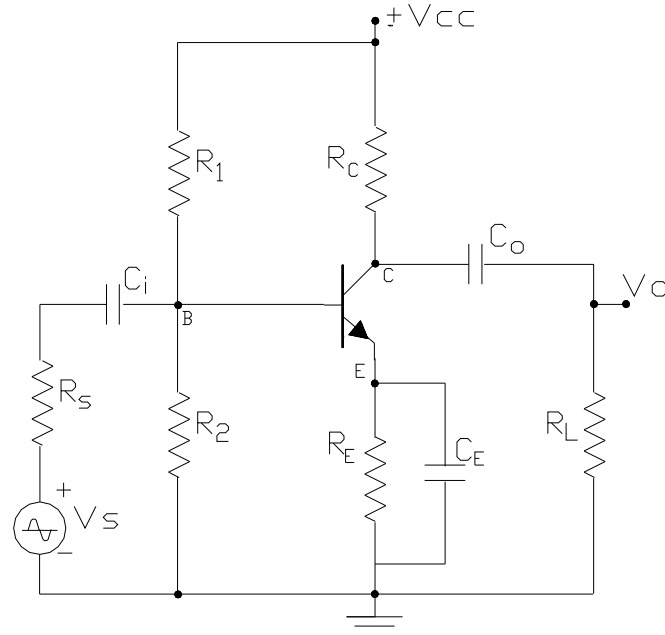


Figura 4.32 Circuito practico de polarización y estabilización que utiliza una sola fuente de CC.

respectivamente, dado que los mismos en el caso más general pueden constituirse como otros dispositivos electrónicos a los que interesa no afectar con dichas componentes (y viceversa).

Tales circuitos de excitación y de carga son representados mediante sus circuitos equivalentes: el excitador mediante un modelo de Thevenin ($V_s - R_s$), también podrá ser el modelo de Northon ($I_s - R_s$), y la carga mediante el resistor R_L que representa la resistencia equivalente de entrada del circuito real.

En este último circuito, para las componentes de C.C. a lo largo de la malla compuesta por la fuente V_{cc} y los resistores R_1 y R_2 , entre los extremos de R_2 (o sea entre base B y tierra T), aplicamos el Teorema de Thevenin y se obtiene:

$$V_{BT} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.52)$$

$$R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_1 // R_2 \quad (4.53)$$

a los efectos de llevar a cabo un circuito equivalente estático mucho más simple, tal como el representado en la figura 4.33. Llegándose a una topología totalmente similar al de la figura 4.30 ya estudiada.

Obsérvese que para las componentes estáticas, C_E se comporta como un circuito abierto, mientras que para las componentes dinámicas, al ser su valor lo suficientemente grande, para la menor frecuencia de trabajo se podrá considerar que su reactancia tiene un valor despreciable, comportándose como un cortocircuito. De este modo R_E no formará parte de las mallas equivalentes dinámicas ni de entrada ni tampoco de salida. Es por ello que la R.C.D. definida para este nuevo circuito tendría una pendiente $[-1/(R_C//R_L)]$ o sea diferente a la de la R.C.E., tal como veremos en el problema de verificación que encararemos seguidamente.

EJEMPLO 4.3

Supongamos que se nos presente la necesidad de verificar el comportamiento de un circuito similar al descrito en la figura 4.32, en donde el transistor es el mismo que se tenía en el circuito del Ejemplo 4.2 con $h_{FE} = 200$; $V_{CE(sat)} = 0,5 \text{ V}$, Silicio, y los valores de los restantes componentes resultan:
 $V_{CC} = 9 \text{ V}$ - $R_1 = 82 \text{ KOhm}$ - $R_2 = 68 \text{ KOhm}$ - $R_E = 3,3 \text{ KOhm}$ - $R_C = 1,2 \text{ KOhm}$ - $R_S = 5 \text{ KOhm}$ - $R_L = 10 \text{ KOhm}$. - $C_i = C_o = C_E = \text{infinito}$. Se requiere determinar las coordenadas del punto de polarización Q.

Solución

Un primer circuito equivalente estático consiste en abrir los tres condensadores del circuito real, luego aplicando Thevenin en

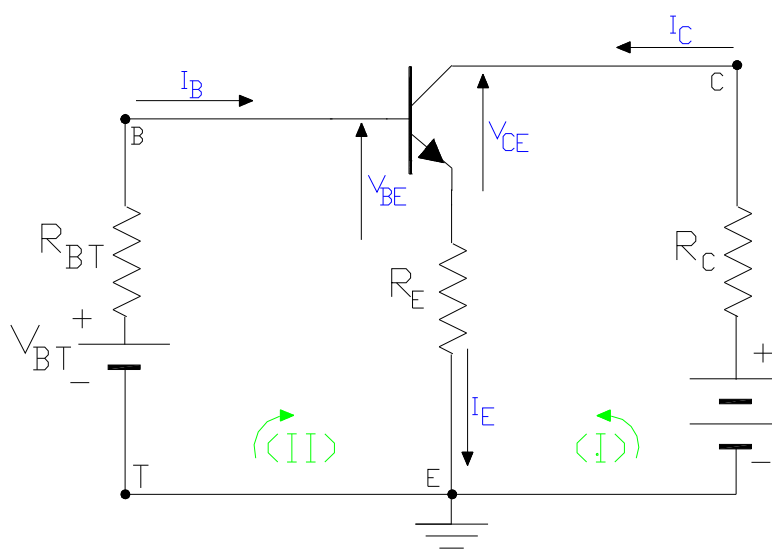


Figura 4.33 Circuito equivalente estático.

la malla del divisor resistivo de la base, constituida por V_{CC} , R_1 y R_2 y aplicando las ecuaciones (4.52) y (4.53) se puede llegar al circuito equivalente estático que se muestra en la figura 4.33, en donde:

$$V_{BT} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 9 \cdot \frac{68}{82 + 68}$$

$$V_{BT} = 4,08 \text{ V}$$

$$R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{82 \cdot 68 \cdot 10^3}{82 + 68} = 41,1 \text{ K}\Omega$$

por lo que se tiene:

$$R_{BT}/h_{FE} = 41100/200 = 205 \text{ Ohm} ,$$

o sea algo menos que (1/16) veces el valor de R_E de modo que calculamos el valor de I_{CQ} despreciando el término dependiente de h_{FE} de la ecuación (4.48):

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E} = \frac{4,08 - 0,7}{3,3 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ mA}$$

con lo que de (4.51):

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E) = 9 - 1,2 \cdot 4,5 = 3,6 \text{ V}$$

concluyéndose esta parte del estudio con un punto de reposo ubicado en las coordenadas:

$$I_{CQ} = 1,2 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 3,6 \text{ V}$$

dentro de la zona activa del transistor bipolar.

4.4.3. Excursión simétrica máxima:

Con relación al análisis dinámico se observa que en este problema de verificación del Ejemplo 4.3 el generador de señal de excitación, al representar a la información a amplificar, se ha asumido desconocido, de modo que lo único que resta

realizar es encontrar la capacidad potencial que el circuito amplificador tiene de entregar dicha señal a la salida. Ello equivale a estudiar y calcular la capacidad de excursión o máximo alejamiento de los puntos de excursión máxima (M y N) tanto hacia el corte como hacia la saturación medidos en términos de la amplitud V_{cemax} .

Para tal fin realizamos una nueva interpretación gráfica de estos conceptos llevando a cabo la representación gráfica de la figura 4.34.b), partiendo de la ubicación sobre un plano $I_C - V_{CE}$, de la R.C.E. y el punto Q recién hallado.

Deseamos trazar a continuación la R.C.D. ya que sobre ella se desarrollan los puntos correspondientes a excursión de señal. Con ese objetivo recordamos que el punto Q debe pertenecer a la misma, por lo que para trazarla no tenemos más que hallar otro punto de dicha R.C.D. Para ubicar ese otro punto con ayuda de la malla de salida equivalente dinámica representada en la figura 4.34.a) establecemos la ecuación perteneciente a dicha recta, es decir:

$$i_c = \frac{-v_{ce}}{R_{din}} \quad (4.54.) \quad \text{con} \quad R_{din} = R_C // R_L = 1,071 \text{ KOhm}$$

y mediante el procedimiento de incrementos a partir del punto Q encontramos un:

$\Delta V_{CE} = - \Delta I_C \cdot R_{din}$ resultante de interpretar a las componentes dinámicas como variaciones de las estáticas.

Así, tomando como $-\Delta I_C$ (incremento negativo o decremento de I_C) al mismo valor $I_{CQ} = 1,2 \text{ mA}$, se obtiene el correspondiente incremento en V_{CE} :

$$\Delta V_{CE} = 1,2 \cdot 1,071 = 1,285 \text{ V}$$

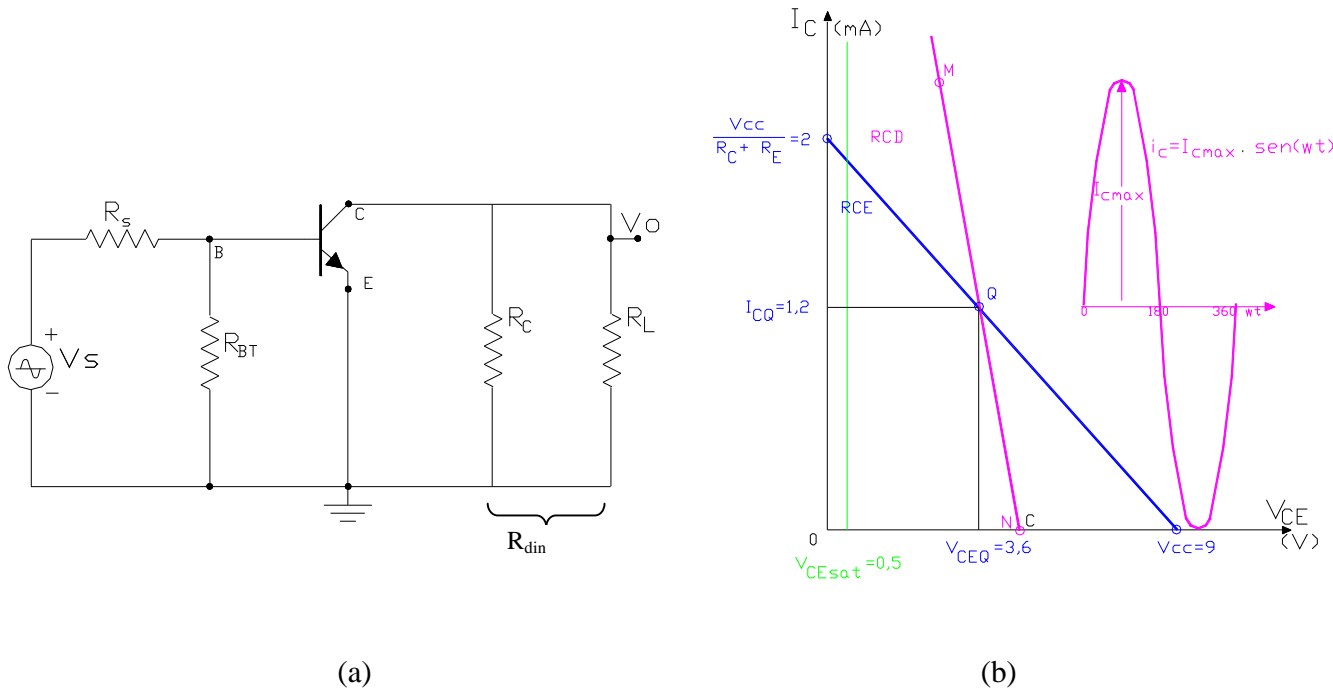


Figura 4.34 a) Circuito equivalente dinámico b) interpretación gráfica de la excursión simétrica máxima.

que en la gráfica ubicaremos a partir de V_{CEQ} sobre el eje de las tensiones, generándose de esta manera el punto buscado en $V_{CEC} = V_{CEQ} + \Delta V_{CE} = 3,6 + 1,285 = 4,885 \text{ V}$ (punto C). Finalmente, uniendo el punto C con el Q y prolongando la línea hacia la zona de saturación se obtiene la R.C.D. buscada.

Puede constatar que la máxima excursión hacia el corte, que llamaremos $V_{cemax(CORTE)}$ la genera un punto N resultante de la intersección de la R.C.D. con la línea frontera con la zona de corte, lo que arroja un segmento QN cuya proyección sobre el eje de abscisas es precisamente el ΔV_{CE} calculado precedentemente por lo que:

$$V_{cemax(CORTE)} = I_{CQ} \cdot R_{din} = 1,285 \text{ V} \quad (4.55)$$

Por otra parte la máxima excursión hacia la zona de saturación estará limitada por el punto de intersección de la R.C.D. con la línea frontera con la zona de saturación trazada verticalmente por el valor V_{CEsat} . En el ejemplo y entre los datos del transistor hemos supuesto un valor de V_{CEsat} de 0,5 V y en la figura 4.34 se ha trazado dicha línea frontera. En consecuencia la máxima excursión hacia la saturación, que llamaremos $V_{cemax(SATUR)}$ estará dada por:

$$V_{cemax(SATUR)} = V_{CEQ} - V_{CEsat} = 3,6 - 0,5 = 3,1 \text{ V} \quad (4.56)$$

Si finalmente tomamos como señal de excitación a una señal simétrica, tal como la senoidal, la máxima excursión permitida sin invasión de las zonas de alinealidad (corte o saturación) quedará limitada por aquella magnitud calculada por las expresiones (4.54) y (4.55) que arroje como resultado el menor valor; en nuestro ejemplo numérico $V_{cemax(CORTE)} = 1,285 \text{ V}$ y el punto M de máxima excursión hacia saturación quedará ubicado de modo que $QM = QN$ con lo que finalmente, la excursión simétrica máxima resulta:

$$V_{cemax} = 1,285 \text{ V}$$

No cabe duda entonces que el punto Q que permitiría la mayor excursión simétrica máxima será aquel para el cual las expresiones (4.54) y (4.55) arrojen idénticos resultados, tratándose entonces de un punto Q que divide a la parte útil de la R.C.D. en dos segmentos iguales ($QM = QN$ con M y N ubicados en las fronteras con las zonas de saturación y corte).

4.4.3. Criterios de proyecto con excursión simétrica máxima:

El análisis realizado en el problema anterior en cuanto a la capacidad de excursión simétrica máxima, nos permite constatar que la menor o mayor importancia de dicha capacidad dependerá de la cantidad de señal de excitación a la que será sometida la etapa. Como veremos, a los circuitos amplificadores se los puede diferenciar en dos grupos bien definido, aquellos que manejan gran nivel de señal y que por lo tanto excursionan hasta puntos cercanos a las fronteras del corte y la saturación, y otros en los que por el contrario las excursiones se limitan a una zona cercana al punto de reposo, denominados de bajo nivel o de pequeña señal.

Indudablemente en los primeros el concepto de excursión simétrica máxima adquirirá una importancia mayor y por ello el mejor punto de reposo para este tipo de etapas será aquel que divida a la parte útil de la R.C.D. en dos segmentos iguales. En cambio en el caso de etapas de bajo nivel una situación de Q como la indicada sólo nos asegurará una operación en la zona activa más lineal del transistor y con menor riesgo de recortes tanto por corte como por saturación.

En un problema de proyecto se diría que para una etapa de gran señal sería obligatorio proyectar con un punto de reposo centrado en la parte útil de la R.C.D. mientras que en una etapa de pequeña señal, si no existieran otras restricciones, un punto centrado sería solo aconsejable.

En consecuencia veremos seguidamente algún criterio útil para la resolución del problema de proyecto de la polarización. Paralelamente iremos resolviendo un problema numérico consistente en modificar el circuito del ejemplo anterior de modo que la polarización permita la mayor excursión simétrica máxima. Partimos de la ecuación (4.54) correspondiente a la R.C.D. En la misma interpretaremos a las componentes dinámicas en función del valor total menos las componentes estáticas, es decir:

$$i_C - I_{CQ} = \frac{-(v_{CE} - V_{CEQ})}{R_{din}}$$

y a partir de ella expresaremos las condiciones de un punto M contenido en la R.C.D., de máxima excursión hacia saturación, ubicado sobre la línea frontera con la zona de saturación ($v_{CEM} = V_{CEsat}$) tal que, en términos de corrientes, su separación con Q sea la misma que la separación de Q con la línea frontera con la zona de corte ($i_{CM} = 2 \cdot I_{CQ}$):

$$2 I_{CQ} - I_{CQ} = \frac{-(V_{CEsat} - V_{CEQ})}{R_{din}} \quad ; \quad I_{CQ} = \frac{V_{CEQ} - V_{CEsat}}{R_{din}} \tag{4.57}$$

Incorporando ahora la ecuación de la R.C.E. planteada también para el punto Q buscado, dado por la ecuación (4.51) con $R_{EST} = R_C + R_E$:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_{EST} - V_{CEsat}}{R_{din}} \quad ; \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_{EST} + R_{din}} \tag{4.58}$$

Así, mientras la ecuación (4.58) nos permite hacer el cálculo analítico de la corriente de polarización para el punto Q buscado, como veremos, la (4.57) nos conduce al mismo resultado pero operando gráficamente sobre un plano $I_C - V_{CE}$ tal como puede observarse en la figura 4.35.

Hagamos los cálculos para nuestro ejemplo numérico suponiendo un transistor con $V_{CE(sat)} = 0,5$ V:

$$R_{EST} = R_C + R_E = 2 \cdot 10^3 + 3,3 \cdot 10^3 = 4,5 \text{ KOhm} \quad \text{y} \quad R_{din} = R_C // R_L = 1,071 \text{ KOhm},$$

por lo tanto:

$$I_{CQ} = \frac{9 - 0,5}{(4,5 + 1,07) \cdot 10^3} = 1,526 \text{ mA} \quad \text{y} \quad V_{CEQ} = 9 - 1,526 \cdot 4,5 = 2,133 \text{ V}$$

Tal como puede comprobarse en la figura 4.35 el punto Q dado por las coordenadas calculadas precedentemente, sobre la R.C.E. correspondiente, también se define mediante la intersección de dicha R.C.E. con la recta auxiliar representada por la ecuación (4.57) en donde se interpreta que I_{CQ} y V_{CEQ} son las variables o incógnitas representadas en los ejes del plano $I_C - V_{CE}$.

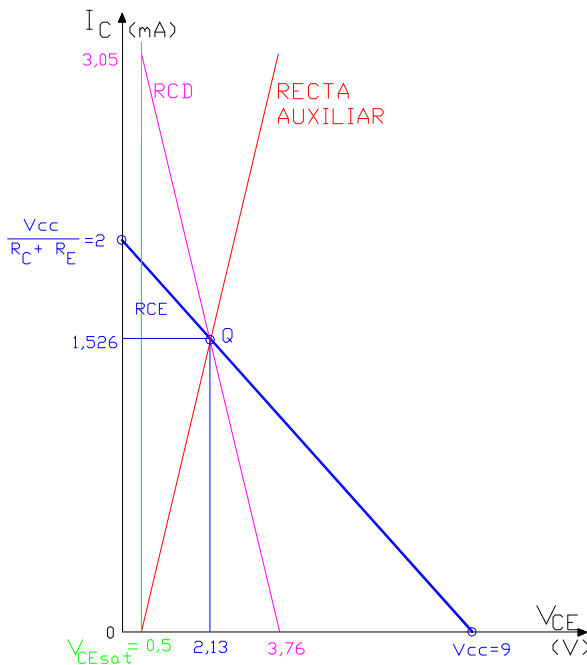


Figura 4.35 Recta Auxiliar para proyectar con la máxima excursión simétrica.

Ahora con este nuevo punto de reposo puede comprobarse la obtención de la mayor excursión simétrica máxima posible y por supuesto, mayor de la que se tenía de acuerdo a la verificación realizada anteriormente, ya que:

$$V_{cemax(CORTE)} = I_{CQ} \cdot R_{din} = 1,526 \cdot 1,071 = 1,63 \text{ V}$$

$$V_{cemax(SATUR)} = V_{CEQ} - V_{CEsat} = 2,13 - 0,5 = 1,63 \text{ V}$$

Finalmente procedemos a calcular el divisor de polarización de base para la nueva corriente I_{CQ} :

$$V_{BT} = V_{BEu} + I_{CQ} \cdot R_E = 0,7 \text{ V} + 1,49 \cdot 3,3 = 4,92 \text{ V} \quad \text{y}$$

$$R_{BT} < (R_E \cdot h_{FEmin} / 10) = 3,3 \cdot 10^3 \cdot 100 / 10 = 33 \text{ KOhm}$$

en donde hemos considerado un $h_{FEmin} = 100$. Asimismo a partir de las ecuaciones (4.52) y (4.53):

$$R_1 \cdot V_{BT} = V_{CC} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

y considerando (4.53.)
$$R_1 = \frac{V_{CC}}{V_{BT}} \cdot R_{BT} \quad (4.59)$$

y en forma similar se obtiene:

$$R_2 = \frac{R_{BT}}{1 - (V_{BT}/V_{CC})} \quad (4.60)$$

entonces reemplazando valores se tendrá:

$$R_1 = \frac{9 \text{ V}}{4,92 \text{ V}} \cdot 33 \text{ KOhm} = 60,3 \text{ KOhm} \quad \text{y} \quad R_2 = \frac{33 \text{ KOhm}}{1 - (4,92/9)} = 72,6 \text{ KOhm}$$

debiéndose a continuación adoptar los valores comerciales más cercanos:

$$R_1 = 56 \text{ KOhm} \quad \text{y} \quad R_2 = 68 \text{ KOhm}$$

en este caso ambos por defecto a los fines de mantener la relación de división (4.52) necesaria y el cumplimiento de la desigualdad (4.49) que asegura la estabilización de la polarización.

4.5 .- OPERACIÓN Y MODELO EQUIVALENTE DE PEQUEÑA SEÑAL DEL BJT

4.5.1 Introducción:

En los apartados precedentes se han tratado especialmente los conceptos de polarización y estabilización. Para el desarrollo de dichos temas se requirió introducir a la señal a amplificar y desarrollar el concepto de la excursión aplicando una metodología grafica o semigrafica que demando visualizar a la señal y para lo cual se adopto un tamaño de señal que estuviese acorde a nuestra capacidad de visualización. Así fue que, por ejemplo en los cálculos numéricos realizados pudo constatar que la amplitud de las componentes dinámicas o variables en el tiempo tomaron el mismo orden de magnitud de las componentes estáticas.

Como ya hemos adelantado, esta forma operativa en la practica tiene lugar en las etapas amplificadoras de potencia y en algunas excitadoras y preexcitadoras de las precedentes, pudiéndose clasificar a todas ellas como etapas de gran señal. Pero también se destacó que existe un buen numero de sensores tales que por las caracteristicaza de las magnitudes físicas que traducen o por su principio mismo de funcionamiento, solo son capaces de suministrar señales eléctricas de limitado nivel de amplitud de modo tal que las mismas resultan insuficientes para excitar a dichas etapas de gran señal.

Se requiere entonces la utilización de otro tipo de etapas amplificadoras previas que se disponen entre el sensor y las etapas de gran señal, en las cuales, comparativamente, las componentes dinámicas resultan marcadamente inferiores a las componentes estáticas y por lo tanto a su capacidad potencial de excursión simétrica por lo que a dichas etapas amplificadoras se las denomina como etapas amplificadoras de bajo nivel o de pequeña señal, que para el transistor bipolar de juntura comenzaremos a estudiar a partir de aquí.

Al introducir el concepto de distorsión armónica y estudiar la curva característica de transferencia de un circuito amplificador típico, ya se destacó que a los amplificadores de bajo nivel se los puede considerar como dispositivos con transferencia lineal, es decir que no introducen distorsión por lo que este indicador pasa a ser irrelevante. Asimismo como el tamaño de la excursión es muy reducido desde ya que las potencias de la señal son en extremo reducidas y tampoco entonces interesa evaluar el rendimiento de conversión de potencias.

En las etapas amplificadoras de bajo nivel son otros los parámetros o indicadores que se analizan y las metodologías que se emplean también son radicalmente diferentes.

En tal sentido, a continuación se considerara al transistor bipolar perfectamente polarizado y operando en bajo nivel, es decir dentro de un reducido sector de la zona activa y casi lineal de sus características. Así a este transistor se lo

podrá considerar como un cuadripolo lineal con sus correspondientes pares de terminales de entrada y salida para las diferentes configuraciones de emisor, base y colector común, así como alguna otra alternativa expresando su comportamiento mediante un sistema de ecuaciones que relacione las corrientes y tensiones de dichos terminales.

4.5.2. Modelo de parámetros físicos o π híbrido:

Consideremos el circuito conceptual mostrado en la figura 4.36.a). En él una tensión V_{BE} (fuente de alimentación) hace que la unión base-emisor tenga polarización directa. La polarización inversa de la juntura colector-base se logra al conectar el terminal de colector a otra fuente de alimentación de tensión V_{CC} a través de un resistor R_C . La señal de entrada a amplificar se representa mediante otra fuente de tensión v_{be} que se superpone a V_{BE} .

En primer lugar determinaremos las condiciones de polarización o de C.C. al poner a cero a la señal v_{be} o lo que es lo mismo cortocircuitar el generador de tensión v_{be} . El circuito se reduce al circuito equivalente estático indicado en la figura 4.36.b) y en el mismo se pueden escribir las siguientes relaciones para las corrientes y tensiones de C.C.:

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \tag{4.61}$$

$$I_E = I_C / \alpha \tag{4.62}$$

$$I_B = I_C / \beta \tag{4.63}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C \tag{4.64}$$

De acuerdo a lo visto para una operación activo y lineal, la tensión V_{CE} debe ser superior a la $V_{CE(sat)}$ en una cantidad que permita una excursión de señal razonable en la salida de colector.

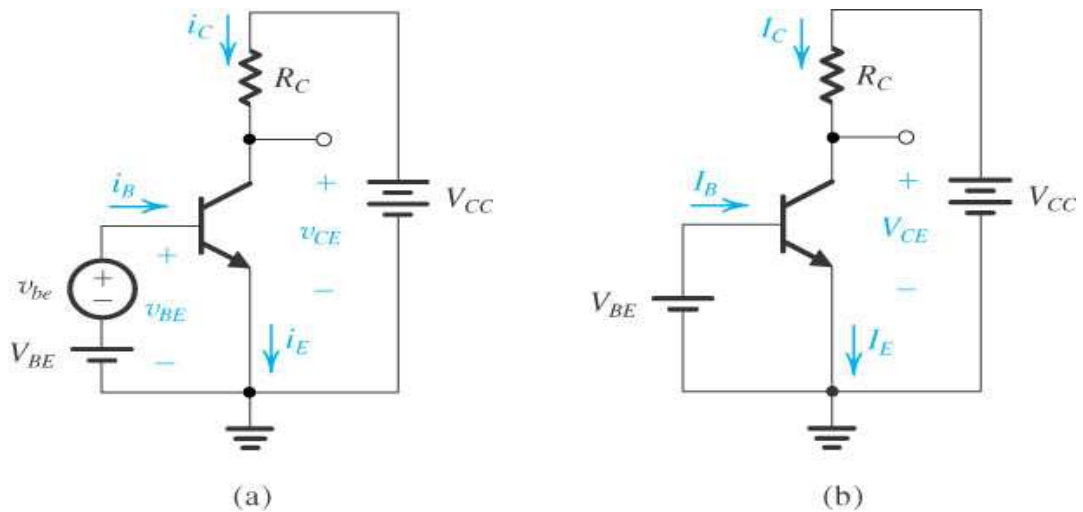


Figura 4.36 (a) Circuito conceptual para ilustrar la operación del transistor como amplificador. (b) El circuito de a) con la fuente de sen al v_{be} eliminada para el análisis e la polarización.

4.5.2.1. Corriente de colector y transconductancia:

Si se aplica una tensión de señal v_{be} en la entrada de base tal como se muestra en la figura 4.36.a), el valor total instantáneo de la tensión entre base y emisor resulta ser:

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

Entonces como corresponde, la corriente de colector se convierte en

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} = I_S e^{(V_{BE} + v_{be})/V_T}$$

$$i_C = I_S e^{(V_{BE}/V_T)} e^{(v_{be}/V_T)}$$

y al utilizar la ecuación (4.61)

$$i_C = I_C e^{(v_{be}/V_T)} \tag{4.65}$$

Ahora bien, si $v_{be} \ll V_T$ la ecuación (4.65) se puede aproximar como

$$i_C = I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right) \tag{4.66}$$

que surge del desarrollo en serie de la ecuación exponencial (4.65) y dada la magnitud de v_{be} , conservar solo los dos primeros términos de dicha serie. Esta aproximación, que es solo valida para v_{be} menor que aproximadamente 10 mV se denomina aproximación a pequeña señal. Dada esta aproximación, la corriente total del colector se expresa mediante la ecuación (4.66) y se puede escribir como

$$i_C = I_C + I_C \frac{v_{be}}{V_T} \tag{4.67}$$

Así la corriente del colector esta compuesta del valor estático de polarización I_C y una componente de señal

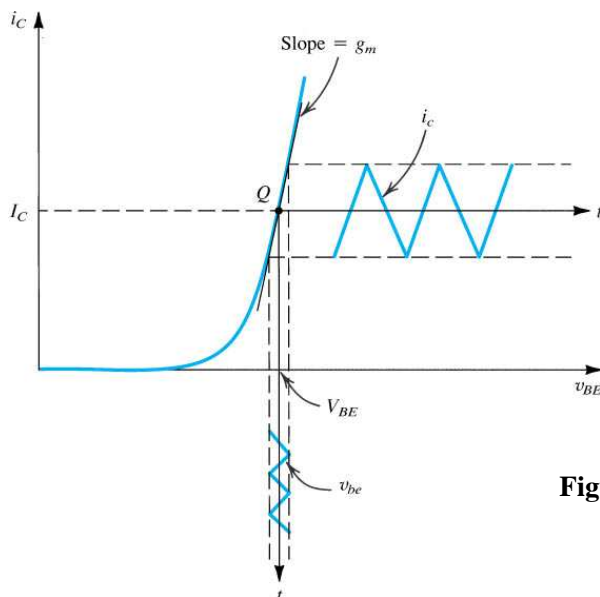
$$i_C = \frac{I_C}{V_T} v_{be} \tag{4.68}$$

Esta ecuación relaciona la corriente de señal en el colector con la tensión de señal correspondiente entre base-emisor y se puede escribir como

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T} \tag{4.69}$$

Se observa que la transconductancia del transistor bipolar es directamente proporcional a la corriente de polarización del colector I_{CQ} . Así para obtener un valor predecible y constante para g_m se necesita una I_C predecible y constante. Por ultimo se observa que los transistores bipolares tienen transconductancia relativamente alta (comparada con los MOSFET, que se estudiaron en el capítulo anterior); por ejemplo, para una $I_{CQ} = 1$ mA, $g_m = 40$ mS.

En la figura 4.37 se realiza una interpretación grafica del parámetro transconductancia g_m , en ella se muestra que g_m es igual a la pendiente de la curva de transferencia $i_C - v_{BE}$ en $i_C = I_C$ (es decir en el punto de polarización Q), por lo tanto



$$g_m = \left. \frac{\delta i_C}{\delta v_{BE}} \right|_{i_C = I_{CQ}} \tag{4.70}$$

El análisis anterior hace pensar que a pequeña señal ($v_{be} < V_T$) el transistor bipolar se comporta como una fuente de corriente controlada por tensión dispuesta entre los terminales de colector y emisor con la tensión de control desarrollada entre los terminales de base y emisor. La transconductancia de la fuente controlada es g_m , y la resistencia de salida esta determinada por el efecto Early, en forma similar a lo descrito para el caso de los transistores efecto de campo.

Figura 4.37 Operación lineal del transistor bipolar: interpretación del parámetro transconductancia g_m

4.5.2.2. Corriente de base y resistencia de entrada en la base:

Para determinar la resistencia sobre la cual se desarrolla v_{be} , primero se evalúa la corriente total de la base i_B por medio de la ecuación (4.67), es decir:

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

por lo tanto

$$i_B = I_B + i_b \quad (4.71)$$

en donde I_B es la componente estática o de polarización, mientras que la componente de señal i_b se expresa como

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} \quad (4.72)$$

introduciendo la definición de g_m :

$$i_b = \frac{g_m}{\beta} v_{be} \quad (4.73)$$

La resistencia de entrada de pequeña señal entre la base y el emisor, mirando hacia la base, se denota con r_π y se define como:

$$r_\pi = \frac{v_{be}}{i_b} \quad (4.74)$$

por lo que teniendo en cuenta las ecuaciones (4.73) y/o (4.72) se obtiene:

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} \quad \text{o} \quad r_\pi = \frac{V_T}{I_{CQ}} \beta \quad (4.75)$$

Así, r_π depende directamente de β y es inversamente proporcional a la corriente de polarización.

4.5.2.3. Resistencia de salida

Con respecto a la resistencia de salida y tal como interpretamos en la Sección 4.2.3, si consideramos una curva de salida para emisor común con suficiente detalle gráfico, como se observa en la figura 4.38 dicho parámetro puede ser interpretado mediante los incrementos ΔV_{CE} y ΔI_C . En la misma gráfica y por la prolongación de las curvas hacia el segundo cuadrante, se tiene que todas ellas interceptan al eje de abscisas en el valor de la tensión de Early (V_A), de modo que:

$$r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}; \text{ por triángulos semejantes: } r_o = \frac{V_A}{I_{CQ}} \text{ e incorporando la (4.69.) } r_o = \frac{V_A}{V_T \cdot g_m} = \frac{1}{\eta \cdot g_m} \quad (4.76)$$

que, como se ve, resulta inversamente proporcional a la corriente de polarización I_{CQ} . El coeficiente η , resultado del cociente entre la tensión térmica sobre la tensión de Early, para transistores integrados de bajo nivel, tipo NPN, en donde V_A varía entre unos 100 y 120 V se encuentra comprendido entre los valores de 2 y $2,5 \cdot 10^{-4}$. Cuando el mismo circuito integrado también contiene transistores PNP los mismos disponen tensiones de Early aproximadamente mitad de los NPN por lo que el coeficiente η para los PNP suele estar comprendido entre los valores de 4 y $5 \cdot 10^{-4}$.

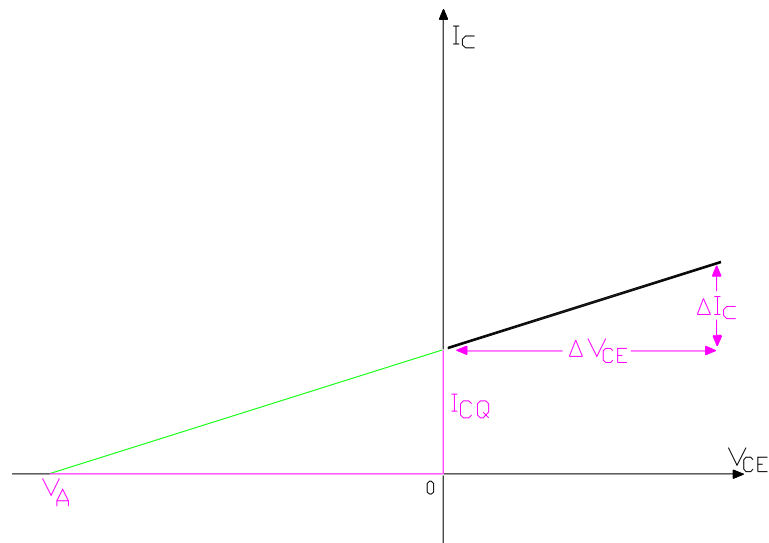


Figura 4.38 Pendiente de la curva característica de salida del transistor bipolar y su relación con la tensión de Early V_T

4.5.2.4. Modelo π híbrido:

Un modelo de circuito equivalente para el transistor bipolar operando a pequeña señal se muestra en la figura 4.39 a). En este modelo se representa al transistor BJT como una fuente de corriente controlada por tensión con una resistencia de salida r_o dependiente de la tensión Early y de la corriente de polarización y una resistencia de entrada r_π dependiente de la ganancia estática de corriente β y de la corriente de polarización:

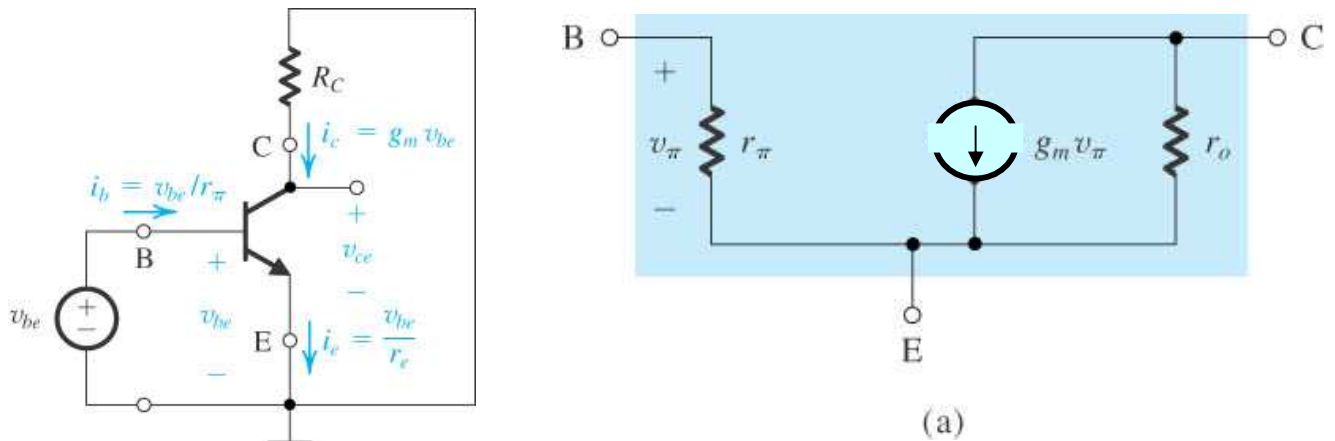


Figura 4.39 Circuito equivalente de pequeña señal para el transistor bipolar tipo π híbrido.

4.5.3. Modelo Híbrido simplificado del Transistor Bipolar:

Despreciando la dependencia del funcionamiento del diodo base-emisor respecto de la tensión v_{CE} , la resistencia de entrada r_π del transistor bipolar puede interpretarse como la asociación serie entre una resistencia de extensión de base (de característica ohmica: que no varía con la polarización) r'_b y la resistencia de la juntura base-emisor r_{be} , ambas

sumadas arrojan como resultado la resistencia de entrada del transistor bipolar para la configuración emisor común que resulta ser uno de los cuatro parámetros híbridos con los que se suele estudiar a los cuadripolos lineales:

$$h_{ie} = r'_b + r_{be} \tag{4.77}$$

Asimismo, en la salida del circuito de la figura 4.39. en lugar de un generador de corriente controlado por tensión, se puede utilizar un generador de corriente controlado por corriente, a cuyo efecto puede plantearse que en la entrada del mismo circuito:

$$I_b = \frac{v'}{r_{be}} \quad \text{así, multiplicando ambos miembros por } h_{fe} : \quad h_{fe} \cdot I_b = \frac{h_{fe}}{r_{be}} \cdot v'$$

Mientras $\beta = h_{FE}$ como ya se dijo resulta ser la ganancia estática de corrientes para emisor común, el nuevo parámetro h_{fe} que ahora se introdujo también es una ganancia de corriente para la misma configuración, solo que relaciona ahora las componentes dinámicas de bajo nivel de dichas corrientes con lo que se define como ganancia dinámica de corrientes para emisor común. Conceptualmente ambos parámetros resultan bien distintos aunque numéricamente la mayoría de las veces suelen ser iguales. Entonces, realizando nuevamente la aproximación $h_{fe} = h_{FE}$ y teniendo en cuenta la expresión (4.75) se tendrá:

$$g_m v' = h_{fe} \cdot I_b \tag{4.78}$$

Otro de los parámetros híbridos es la llamada conductancia de salida para emisor común y con la base abierta para las señales h_{oe} cuya definición coincide con la inversa de la resistencia de salida r_o del modelo incremental de la figura 4.39., es decir:

$$h_{oe} = \frac{I}{r_o} \tag{4.79}$$

En conclusión, teniendo en cuenta las relaciones de equivalencia establecidas por las expresiones (4.77), (4.78) y (4.79) se llega al circuito equivalente de la figura 4.40, llamado Modelo Híbrido Aproximado para Emisor Común. Este circuito resulta de mucha utilidad para los estudios de etapas amplificadoras de bajo nivel por dicho motivo los fabricantes de transistores bipolares que recomiendan su aplicación para este tipo de etapas, suministran buena cantidad de información respecto de los mismos. Dicha información es obtenida por procedimientos de medición, por lo que cuando se recurre a estos datos es muy importante tener en cuenta que:

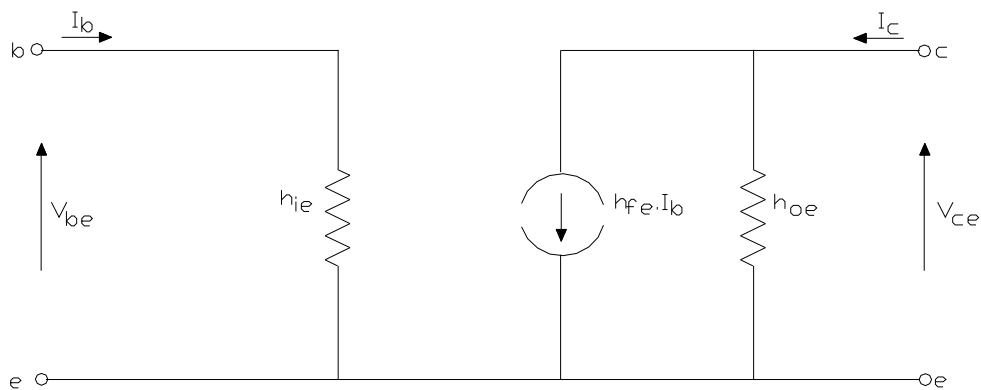


Figura 4.40 Modelo híbrido aproximado del transistor bipolar en la configuración emisor común .

- a) se trata de parámetros puntuales, es decir que varían según el punto Q de polarización del transistor;
- b) son afectados por la dispersión de fabricación de modo que las especificaciones resultan de un tratamiento estadístico en donde los fabricantes suelen entregar solamente sus valores típicos o más representativos de la serie de fabricación y que en la realidad su valor preciso estará normalmente comprendido entre ciertos valores límites máximo y mínimo.
- c) debido a los efectos reactivos presentes en ambas junturas, estos parámetros resultan fuertemente dependientes de la frecuencia de trabajo encontrándose que solo para el rango de bajas frecuencias y C.C. poseen valores reales. Las especificaciones generalmente se realizan tomando como señal de prueba a una señal senoidal de 1000 Hz. representativa de la condición en que resultan valores reales.
- d) así como el resto de las características de un transistor bipolar, estos parámetros son dependientes de la temperatura ambiente por lo que nuevamente los fabricantes proporcionan sus valores para una dada temperatura, en general $T_{amb} = 25^{\circ}C$.

4.6 .- AMPLIFICADORES BJT DE UNA SOLA ETAPA

4.6.1. Amplificador de bajo nivel tipo emisor común - ejemplo:

En este caso el circuito con sus correspondientes datos se proporcionan en la figura 4.41 siendo oportuno puntualizar que en esta oportunidad y a título de ejemplo, se ha utilizado el modelo equivalente Thevenin para representar al circuito de excitación del amplificador. Se observa asimismo que ahora, para la señal, dicha fuente de excitación se ha conectado entre los terminales de base y tierra del amplificador, mientras que la carga se encuentra vinculada entre el terminal de colector y masa. Dado que simultáneamente y a través del condensador C_E el terminal de emisor se encuentra conectado a masa, se desprende que la configuración de este circuito es la de Emisor Común.

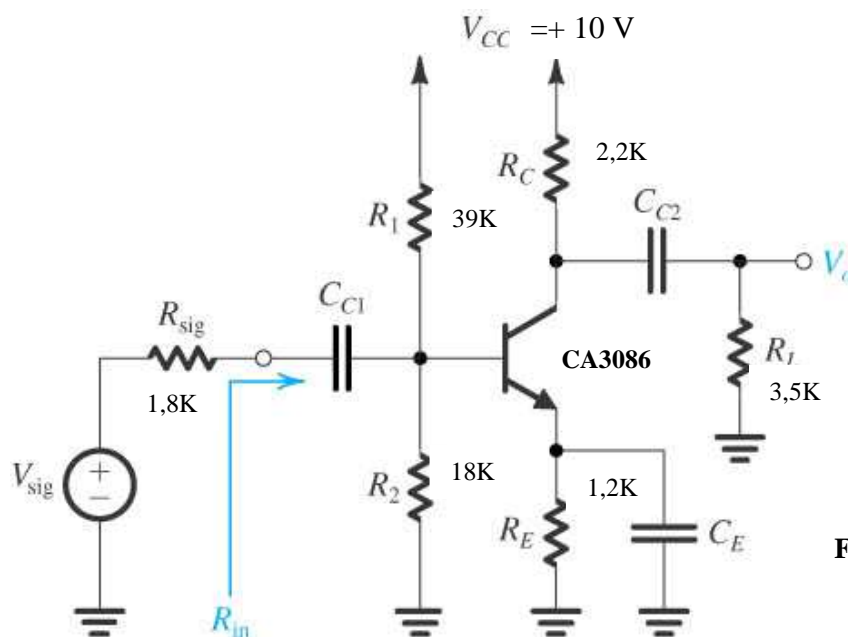


Figura 4.41 Circuito amplificador típico en configuración emisor común .

Las variables que procederemos a estudiar son las resistencias de entrada y salida del amplificador (la resistencia de entrada R_{in} se ha señalado en el mismo circuito) así como las ganancias de tensión y de corriente o cualquier otra transferencia que resultara de interés, para lo cual es necesario determinar los parámetros híbridos del transistor que sabemos dependen del punto de reposo. En consecuencia pasamos a verificar las componentes estáticas de polarización:

$$V_{BT} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \cdot \frac{18}{18 + 39} = 3,18 \text{ V} \quad ; \quad R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{18 \cdot 39 \cdot 10^3}{18 + 39} = 12,3 \text{ KOhm}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT} / h_{FE})} = \frac{3,18 - 0,7}{(1,2 + 0) \cdot 10^3} = 2,07 \text{ mA}$$

Para esta corriente, del Manual de los CA3086 se obtiene un $h_{FE} = 107$ por lo que $(R_{BT} / h_{FE}) = 12300/107 = 115 \text{ Ohm}$ que resulta diez veces menor que $R_E = 1,2 \text{ KOhm}$, y recalculando I_{CQ} :

$$I_{CQ} = \frac{3,18 - 0,7}{(1,2 + 0,115) \cdot 10^3} = 1,9 \text{ mA} \text{ adecuadamente estabilizados.}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E) = 10 - 1,9 \cdot (2,2 + 1,2) = 3,54 \text{ V}$$

El circuito equivalente dinámico reemplazando el transistor por el modelo híbrido simplificado se obtiene el esquema indicado en la figura 4.42

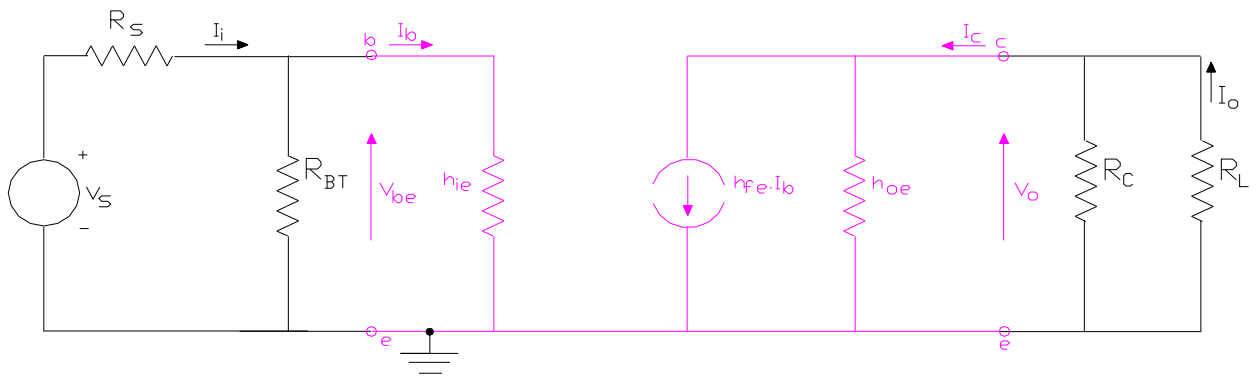


Figura 4.41 Circuito equivalente dinámico de bajo nivel para el amplificador configuración emisor común .

Ahora recurrimos nuevamente al Manual para la obtención de los parámetros híbridos. El fabricante proporciona sus valores típicos absolutos para $I_C = 1 \text{ mA}$ - $V_{CE} = 3 \text{ V}$ - $f = 1 \text{ KHz}$. - $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ y también suministra las leyes de variación de dichos parámetros con respecto a la corriente I_C . Operando con ellos para nuestra $I_{CQ} = 1,9 \text{ mA}$ se obtiene:

$$h_{fe} = 1 \cdot 100 = 100 \quad - \quad h_{ie} = 0,6 \cdot 3,5 \cdot 10^3 = 2,1 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 2 \cdot 15,6 \cdot 10^{-6} = 31,2 \cdot 10^{-6} \quad \text{y} \quad r_o = 32 \text{ KOhm.}$$

Para esta configuración, la resistencia de entrada del transistor cargado en emisor común se redefine ahora como:

$$R_i = \frac{V_{be}}{I_b} \quad \text{con lo que para esta configuración:} \quad R_i = h_{ie} \quad (4.80.) \quad \text{cuyo valor es} \quad R_i = 2,1 \text{ KOhm}$$

Para el amplificador emisor común:

$$R_{iA} = \frac{V_{be}}{I_i}, \text{ por lo que en este caso: } R_{iA} = h_{ie} // R_{BT} \quad (4.81) \quad R_{iA} = \frac{2,1 \cdot 12,3 \cdot 10^3}{2,1 + 12,3} = 1,79 \text{ KOhm}$$

Con este tipo de fuente de excitación la resistencia de entrada del sistema amplificador resulta ser:

$$R_{is} = \frac{V_{sig}}{I_s} \text{ y en este caso: } R_{is} = R_s + R_{iA} = (h_{ie} // R_{BT}) + R_s \quad (4.82) \quad R_{is} = (1,79 + 1,8) \cdot 10^3 = 3,6 \text{ KOhm}$$

Por otra parte, para calcular la ganancia de corriente, previamente calculamos $R_C' = R_C // r_o = \frac{2,2 \cdot 32 \cdot 10^3}{2,2 + 32} = 2,06 \text{ KOhm}$

en consecuencia $A_I = \frac{I_o}{I_b} \quad A_I = h_{fe} \cdot \frac{R_C'}{R_E' + R_L} \quad (4.83) \quad A_I = 100 \cdot \frac{2,06}{2,06 + 3,5} = 37,05$

en tanto que: $A_{IA} = \frac{I_o}{I_i} \quad A_{IA} = A_I \cdot \frac{R_{BT}}{R_{BT} + R_i} \quad (4.84) \quad A_{IA} = 37,05 \cdot \frac{12,3}{12,3 + 2,1} = 31,65$

En este circuito: $R_d = R_C // R_L = \frac{2,2 \cdot 3,5 \cdot 10^3}{2,2 + 3,5} = 1,3 \text{ KOhm}$ y dado el valor de r_o , se verifica que $R_d' = R_d$

La ganancia de tensión de la etapa amplificadora emisor común es:

$$A_V = \frac{V_o}{V_{be}} \quad A_V = \frac{-h_{fe} \cdot R_d'}{h_{ie}} = -g_m \cdot R_d' \quad (4.85) \quad A_V = \frac{-100}{2,1 \cdot 10^3} \cdot 1,3 \cdot 10^3 = -61,9$$

$$A_{Vs} = \frac{V_o}{V_s} \quad A_{Vs} = \frac{R_{iA}}{R_{is}} \cdot A_V \quad (4.86) \quad A_{Vs} = \frac{1,79}{3,6} \cdot (-61,9) = -31$$

Debe interpretarse el signo negativo como una inversión de fase de la tensión a la salida respecto de la de entrada. Se comprueba que la etapa emisor común puede proporcionar simultáneamente ganancia de corriente y ganancia de tensión superior a la unidad.

Visto el circuito desde el terminal de salida se tendrá:

$$R_o = r_o \quad (4.87) \quad \text{y su valor } R_o = 32 \text{ KOhm.}$$

$$R_{oA} = R_o // R_C \quad (4.88) \quad \text{por lo que } R_{oA} = \frac{32 \cdot 2,2 \cdot 10^3}{32 + 2,2} = 2,06 \text{ KOhm}$$

$$R_{oS} = R_{oA} // R_L \quad (4.89) \quad \text{por lo que } R_{oS} = \frac{2,06 \cdot 3,5 \cdot 10^3}{2,06 + 3,5} = 1,3 \text{ KOhm}$$

Tomando como parámetro transferencia de interés a la ganancia de corriente de la etapa amplificadora, la misma puede ser estudiada a través de un circuito equivalente tal como el de la figura 4.42.

Por último, los otros dos parámetros transferencia resultan:

Por definición $G_{MA} = \frac{I_o}{V_i} = \frac{I_o}{I_i \cdot R_{iA}} = \frac{A_{iA}}{R_{iA}} = \frac{31,65}{1790} = 17,68 \text{ (mA/V)}$

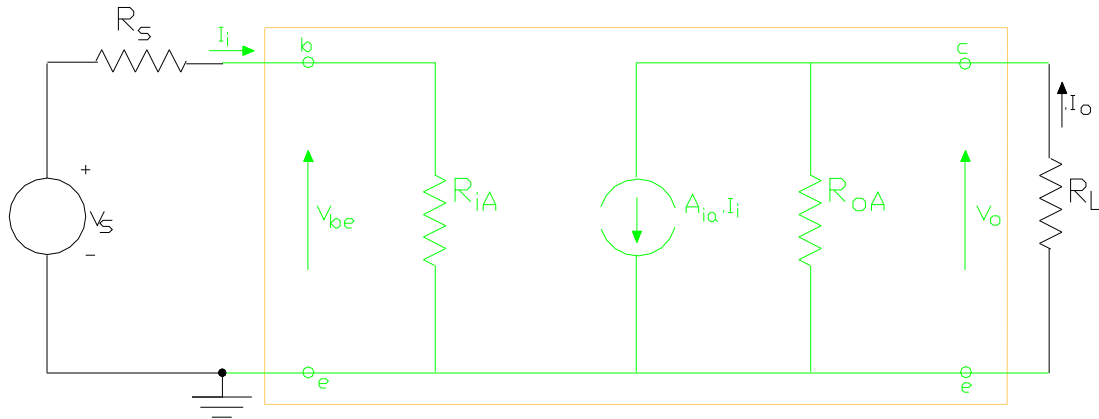


Figura 4.42 Circuito equivalente dinámico de bajo nivel para el amplificador configuración emisor común en base a la transferencia de corriente $A_{ia} = -(A_{iA} \text{ para } R_L \text{ nula})$

Por definición: $R_M = \frac{V_o}{I_i} = \frac{-I_o \cdot R_L}{I_i} = -A_{iA} \cdot R_L = -31,65 \cdot 3,5 \cdot 10^3 = -110,78 \text{ KOhm}$

4.6.2. Amplificador en configuración colector común:

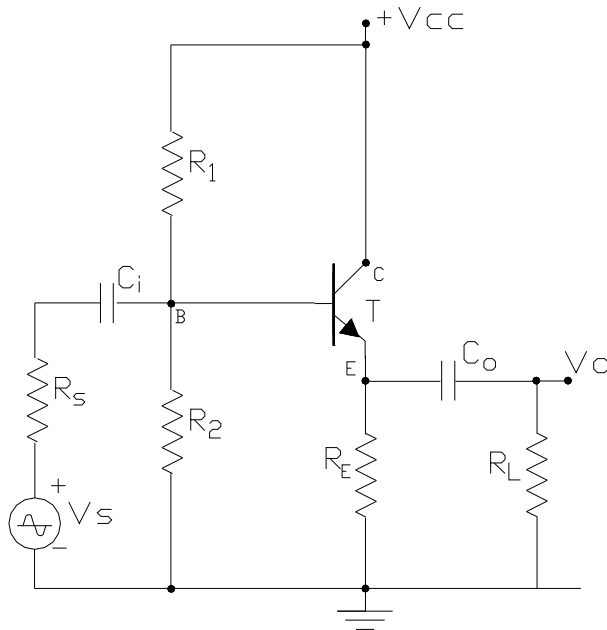
Para esta configuración amplificadora en la figura 4.43 se representa un circuito típico en donde puede comprobarse que en un circuito equivalente dinámico, la fuente de excitación, simbolizada por el generador Vs en serie con la resistencia interna Rs, se encuentran conectada entre el terminal de base del transistor y masa. La carga mientras tanto, simbolizada por la resistencia RL, se halla conectada entre el terminal de emisor del transistor y masa y, finalmente el terminal de colector del transistor, a través de la fuente de alimentación se encuentra a potencial dinámico de masa. Se deduce entonces que la configuración amplificadora es de colector común.

En razón de que los análisis dinámicos que siguen requieren la utilización de alguno de los modelos de bajo nivel recién vistos y atento a que dichos parámetros dependen del punto de operación estático, veremos primeramente las condiciones de polarización de este circuito.

4.6.2.1. - Estudio de la polarización de un circuito amplificador Colector Común:

Vale aclarar que no obstante tratarse de otra configuración, los conceptos de polarización y estabilización vistos para el circuito amplificador emisor común son enteramente aplicables ahora, ya que si un transistor se encuentra convenientemente polarizado funcionará como amplificador lineal en cualquiera de las tres configuraciones. Por ello para el estudio de las componentes continuas del nuevo circuito procederemos de manera similar, es decir en primer lugar realizaremos el circuito equivalente estático aplicando el Teorema de Thevenin entre base y tierra en la malla constituida por el divisor de la base, para lo cual empleamos las mismas ecuaciones (4.52) y (4.53).

Dicho circuito equivalente se ha representado en la figura 4.44. Comparando a este nuevo circuito equivalente, con el de la figura 4.30. ya estudiado se observa que la única diferencia es que ahora el circuito de colector no contiene ninguna resistencia RC y por lo tanto la resistencia de carga estática se encuentra conformada solo por RE. Entonces llevando a cabo un estudio similar en la malla de entrada se obtendrá:



$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT} / h_{FE})}$$

debiéndose cumplir la condición de estabilización, es decir $R_E \gg (R_{BT} / h_{FE})$ siempre que no prealezca otra característica muy específica de esta configuración como se vera mas adelante.

Luego de la malla de salida resulta:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E \quad (4.90)$$

Con los valores calculados según las expresiones de I_{CQ} y V_{CEQ} que preceden, es posible realizar toda la verificación necesaria para establecer la aptitud del punto Q para que el transistor se desenvuelva en forma activa y lineal.

Figura 4.43 Circuito amplificador configuración colector común

4.6.2.2.- Comportamiento Dinámico del amplificador Colector Común:

Bajo el principio de superposición ahora corresponde realizar el estudio del comportamiento del circuito frente a una señal de baja frecuencia. Para tal fin el primer paso que corresponde realizar es un circuito equivalente para dichas componentes, considerando que a la menor frecuencia de operación las reaktancias capacitivas pueden desprejarse y anulando la fuente estática por considerar un corto circuito a masa el filtro de la misma. En consecuencia un primer circuito equivalente dinámico se representa en la figura 4.45.

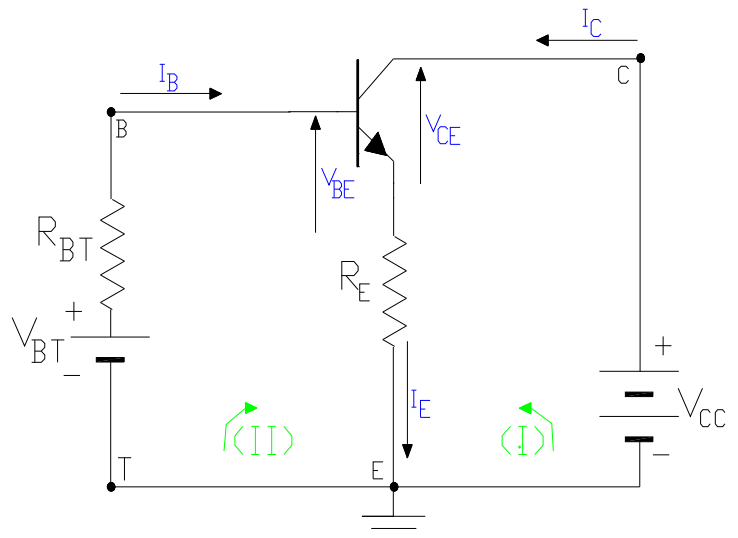


Figura 4.44 Circuito equivalente estático del amplificador colector común

En los estudios de bajo nivel interesa conocer tanto la resistencia de entrada como la de salida que este circuito amplificador presenta, ya sea a la fuente de excitación como a la carga.

También será de nuestro interés el conocimiento de la forma de transferir a las señales desde la entrada a la salida por parte del amplificador, determinando alguno o algunos de los cuatro parámetros transferencia que pueden plantearse, a saber: A_V , A_I , G_M y R_M .

Si bien los modelos circuitales de bajo nivel que hemos visto contienen parámetros de emisor común, dichos modelos tienen en cuenta el funcionamiento dinámico de bajo nivel del transistor en sí, independientemente de la configuración amplificadora. Por tal motivo pueden reemplazar al transistor en cualquier circuito, por ejemplo lo puede hacer en la figura 4.45 cuidando de respetar los circuitos externos conectados a cada uno de los terminales del transistor.

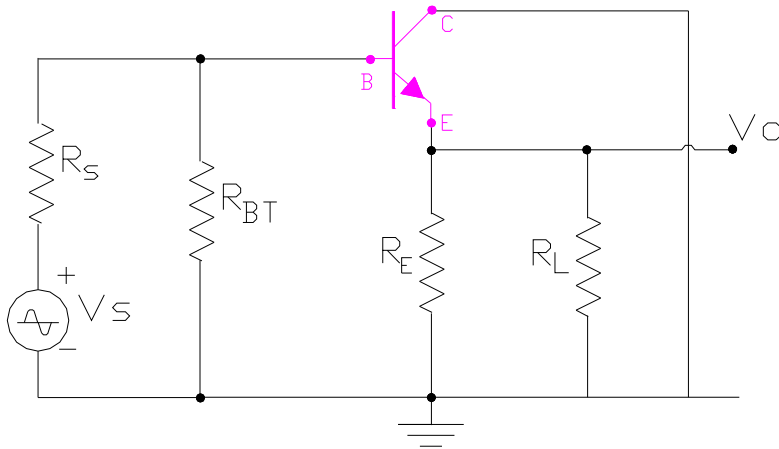


Figura 4.45 Circuito equivalente dinámico del amplificador colector común

Ello se concreta en el circuito equivalente dinámico realizado en la figura 4.46.

En dicho circuito observamos que la resistencia de carga dinámica es ahora:

$$R_d = R_E // R_L \quad (4.91)$$

También previendo el caso en que el valor de R_d de la expresión (4.91) sea comparable con la resistencia de salida del transistor $r_o = (1/h_{oe})$, se define una nueva resistencia de carga según la expresión:

$$R_d' = R_d // r_o \quad (4.92)$$

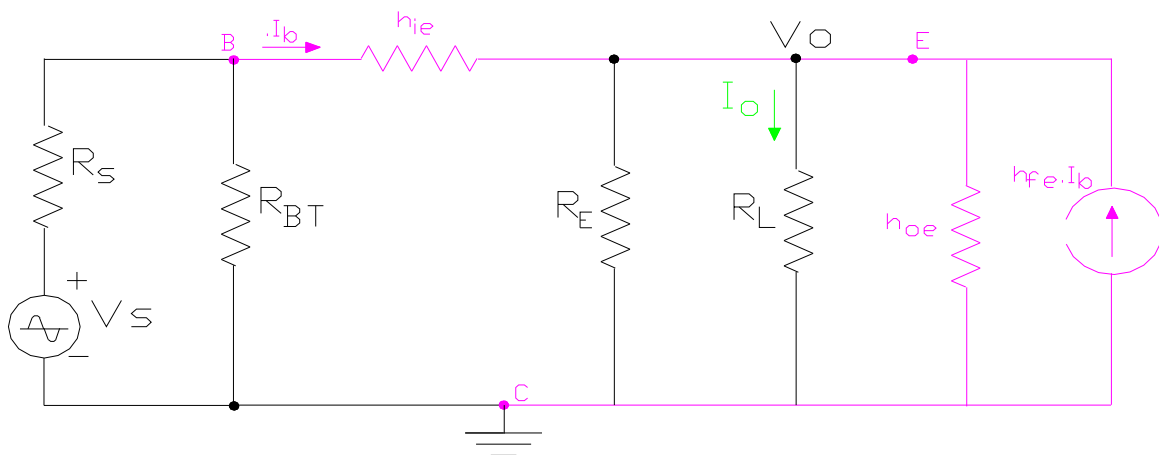


Figura 4.46 Circuito equivalente dinámico del amplificador colector común reemplazando al transistor por su modelo híbrido simplificado

En el nodo de emisor de este circuito, aplicando la 1ra. ley de Kirchoff se determina que la corriente que atraviesa dicha resistencia R_d' resulta ser:

$$I_e = I_b + h_{fe} \cdot I_b = I_b \cdot (1 + h_{fe}) \quad (4.93)$$

y por ello, la tensión de salida será:

$$V_o = I_b \cdot (1 + h_{fe}) \cdot R_d' \quad (4.94)$$

En el circuito de la figura 4.46, sobre la resistencia R_d' circula una corriente que es suma de la corriente de base I_b y la que impulsa el generador controlado $h_{fe} \cdot I_b$. De acuerdo con el resultado de la ecuación (4.94), es posible realizar un nuevo circuito equivalente en donde circule una única corriente, la de base I_b en el cual, para que la tensión de salida V_o no cambie, la resistencia del circuito de emisor R_d' se incremente al valor $(1 + h_{fe}) \cdot R_d'$, tal como se indica en el circuito de la figura 4.47.

En los estudios que acabamos de iniciar se define como Resistencia de Entrada del Transistor Cargado en Colector Común (R_i), a la relación entre la tensión y la corriente en el terminal de entrada o de excitación del transistor, en esta configuración el terminal de base:

$$R_i = \frac{V_{bt}}{I_b} \tag{4.95}$$

En el circuito:

$$V_{bt} = V_o + I_b \cdot h_{ie}$$

reemplazando V_o por la ecuación (4.94):

$$V_{bt} = I_b \cdot [h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_d'] \tag{4.96}$$

En consecuencia:

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_d' \tag{4.97}$$

La última ecuación constituye una propiedad específica de la configuración colector común y muchas veces interesa estudiar como afectan las redes de polarización, para lo que en este caso se define otra resistencia de entrada, la correspondiente al Amplificador Colector Común:

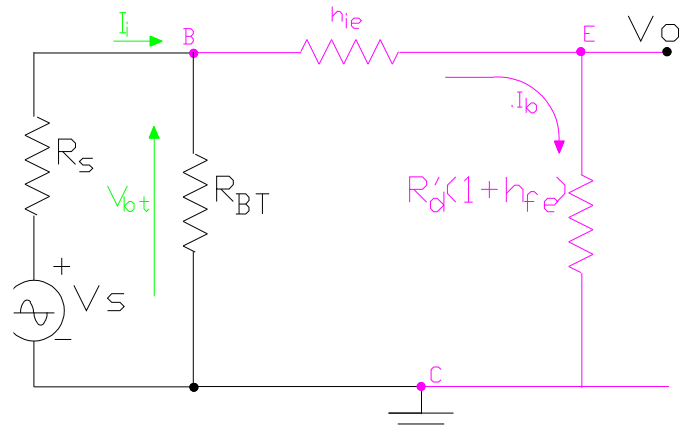


Figura 4.47 Circuito equivalente dinámico del amplificador colector común visto desde el terminal de base

$$R_{iA} = \frac{V_{bt}}{I_i}, \text{ siendo en este caso: } R_{iA} = R_i // R_{BT} \tag{4.98}$$

Otro de los parámetros que se incluyen en los estudios de las etapas de bajo nivel es la Amplificación o Ganancia de Tensión del Amplificador, según la definición:

$$A_V = \frac{V_o}{V_{bt}} \tag{4.99}$$

y para la configuración Colector Común se determina por reemplazo de V_o y V_{bt} tal como lo expresan las ecuaciones (4.94) y (4.96):

$$A_V = \frac{(1 + h_{fe}) \cdot R_d'}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_d']} \tag{4.100}$$

Definida la Resistencia de Entrada del Amplificador Colector Común, desde el punto de vista de la fuente de excitación, el circuito amplificador puede reemplazarse por dicha resistencia de entrada, tal como se observa en la figura 4.48 y a partir de ella es posible determinar la Amplificación o Ganancia de Tensión del Sistema Amplificador, de acuerdo con el siguiente detalle:

$$A_{V_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_{bt}} \cdot \frac{V_{bt}}{V_s} = A_V \cdot \frac{V_{bt}}{V_s} \text{ y en el circuito de la figura 4.48 } V_{bt} = V_s \cdot \frac{R_{iA}}{R_{iA} + R_s}$$

Se define también, la Resistencia de Entrada del Sistema Amplificador $R_{i_s} = R_{iA} + R_s$ (4.101) con lo que:

$$A_{V_s} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{i_s}} \tag{4.102}$$

La ecuación (4.97) expresa que esta configuración presenta un ALTO VALOR DE RESISTENCIA DE ENTRADA en comparación con la correspondiente solo al transistor en emisor común ya que la resistencia de carga dinámica se refleja sobre la base del transistor amplificada al valor $(1 + h_{fe}) \cdot R_d'$.

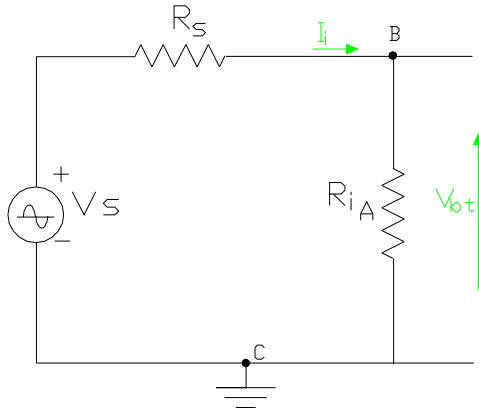


Figura 4.48 Circuito equivalente dinámico reemplazando al amplificador colector común por su resistencia de entrada R_{iA}

Cabe notar sin embargo que dicha característica, que como se remarcó precedentemente, es inherente exclusivamente a la configuración, puede ser enmascarada o apantallada por el circuito auxiliar o de polarización del circuito de base del transistor, tal como lo expresa la ecuación (4.98).

La expresión (4.100) por su parte, esta indicando que la configuración resulta incapaz de proveer ganancia de tensión: ya que en el mejor de los casos dicha ganancia puede llegar a ser unitaria, debiendo notarse que también ésta resulta ser una característica típica de la configuración y la misma nuevamente puede llegar a empeorarse (pérdida de tensión superior) nuevamente por la presencia de la red de polarización, tal como lo detalla la ecuación (4.102).

Asimismo, a diferencia del amplificador emisor común, esta configuración no introduce defasaje alguno entre las tensiones de entrada y salida y si se deseara una transferencia unitaria, es decir $V_o = V_{bt}$ debería cumplirse con la condición:

$$R_d' \cdot (1 + h_{fe}) \gg h_{ie} \tag{4.103}$$

resultando así un colector común que por dicha característica recibe el nombre de ETAPA SEGUIDORA o SEGUIDOR POR EMISOR, haciendo ello referencia a que la tensión de salida SIGUE EN MODULO Y FASE A LA TENSIÓN DE ENTRADA.

Por otra parte, si volvemos al circuito equivalente de la figura 4.47 es posible centrar la atención sobre el circuito de emisor e individualizar la corriente de salida I_o circulando por la carga R_L . Se define la Amplificación o Ganancia de Corriente del transistor cargado en colector común:

$$A_I = \frac{I_o}{I_b} \tag{4.104}$$

y en el circuito, llamando $R_E' = R_E // r_o$ se tiene:

$$I_o = (1 + h_{fe}) \cdot I_b \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L}$$

por lo que dicha ganancia de corriente es:

$$A_I = (1 + h_{fe}) \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L} \tag{4.105}$$

También, la Ganancia de Corriente del Amplificador:

$$A_{IA} = \frac{I_o}{I_i} = (1 + h_{fe}) \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L} \cdot \frac{R_{BT}}{R_{BT} + R_i} \tag{4.106}$$

Con ello se demuestra que la configuración colector común puede proporcionar ganancia de corriente, potencialmente de valor $(1 + h_{fe})$ y normalmente más baja debido a la presencia de las redes de polarización en emisor y en base, tal como lo explica la ecuación (4.106).

Por último, pasamos a definir y determinar la Resistencia de Salida del Transistor en la Configuración Colector Común con su circuito de excitación (R_o).

La definición de una resistencia de salida no es tan sencilla como los demás parámetros ya calculados. Para facilitar su interpretación nos ubicamos en la modalidad que emplearíamos en el laboratorio para medirla. En ese caso lo que se haría es retirar la carga, desactivar el generador de excitación (reemplazarlo por su respectiva resistencia interna), excitar desde el terminal de salida colocando un generador de tensión de prueba en el mismo lugar donde antes estaba la carga y medir dicha tensión, así como la corriente que tomaría el circuito. Dicho circuito de interpretación se observa en la figura 4.49.

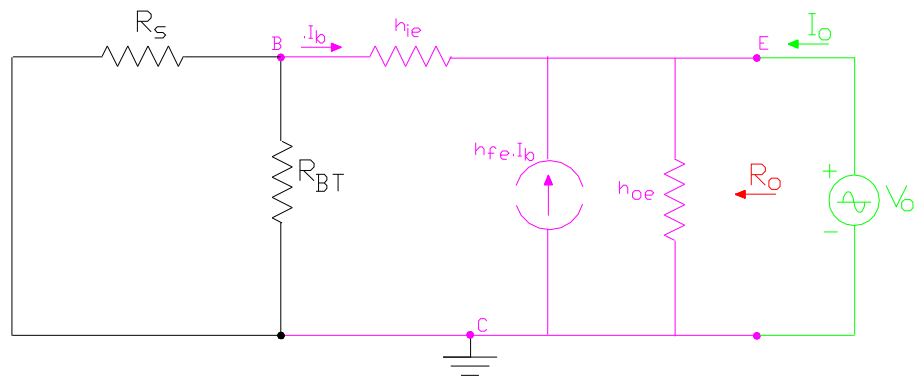


Figura 4.49 Circuito equivalente dinámico desactivando el excitador del amplificador colector común y colocando un generador de prueba en la salida (en lugar de R_L) para definir o medir la Resistencia de Salida R_o

En ese circuito equivalente se ha marcado a la corriente de emisor I_e en el terminal correspondiente. En oportunidad en que calculáramos a la resistencia de entrada se forzó a que por la rama de la resistencia de carga total y equivalente del circuito de emisor (que hemos llamado R_d'), circulara la corriente de base y para que la tensión V_o no se modificara se cambió el valor de resistencia de dicha rama al valor $(1 + h_{fe}) \cdot R_d'$. Tal característica es una propiedad de la unión base-emisor y puede describirse diciendo que las resistencias (en general impedancias) del circuito de emisor se reflejan sobre la base, amplificadas en $(1 + h_{fe})$ veces.

Ahora, a partir del circuito equivalente de la figura 4.49 haremos el proceso inverso, es decir imponiendo la condición de que las diferencias de potencial de todas las ramas no se modifique, hallaremos otro circuito equivalente forzando a que la corriente en las diversas ramas del circuito de base se incremente en $(1 + h_{fe})$, es decir pase a nivel de corriente de emisor I_e . Es evidente que para que ello ocurra, las resistencias (en general impedancias) conectadas en dichas ramas del circuito de la base, deben disminuir $(1 + h_{fe})$ veces.

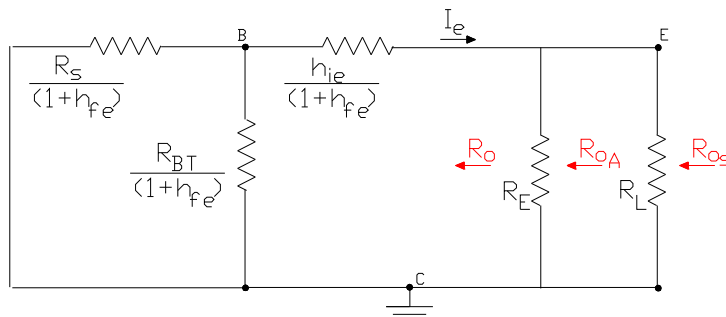


Figura 4.50 Circuito equivalente dinámico reflejando las resistencias de la base del amplificador colector común a su emisor

Entonces, con dicha relación de equivalencia del circuito de la figura 4.49 se puede pasar a otro, equivalente a aquel, tal como se observa en la figura 4.50 de tal manera que la resistencia de salida que se busca es:

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} \quad (4.107)$$

$$R_o = \frac{(R_S/R_{BT}) \cdot h_{ie}}{(1 + h_{fe})} + \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} \quad (4.108)$$

Mas tarde si se incluye la red de polarización de emisor la Resistencia de Salida del Amplificador Colector Común resulta ser:

$$R_{oA} = R_o // R_E \quad (4.109) \quad \text{y respecto al Sistema Amplificador:} \quad R_{o_s} = R_{oA} // R_L \quad (4.110)$$

siendo ambas normalmente dominadas por el bajo valor usual que adopta R_o de la ecuación (II.28.) y que también constituye una característica particular de la configuración.

EJEMPLO 4.4

Supongamos que se nos presente la necesidad de verificar el comportamiento de un circuito similar al que se representa en la figura 4.51. Como se vé, en dicho circuito se han indicado los valores y tipo de los componentes que lo constituyen.

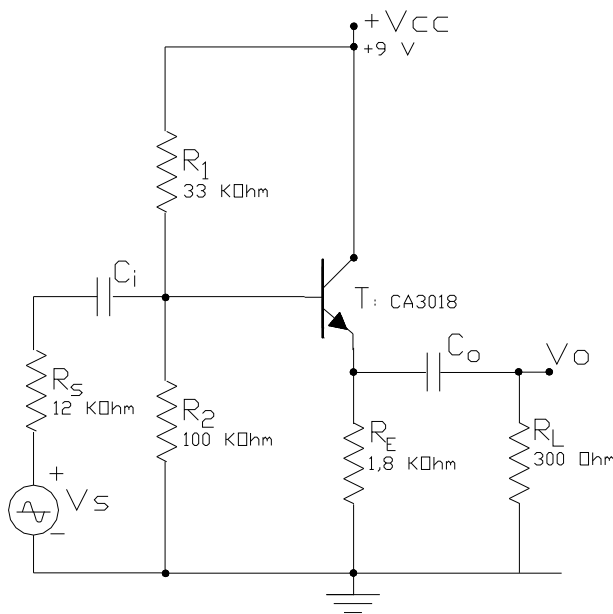


Figura 4.51 Circuito para el ejemplo 4.4.

En C.C.: $V_{BT} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 9 \cdot \frac{100}{100 + 33} = 6,77 \text{ V}$

y $R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{100 \cdot 33 \cdot 10^3}{100 + 33} = 24,8 \text{ KOhm}$

Entonces:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT} / h_{FE})} = \frac{6,77 - 0,7}{(1,8 + 0) \cdot 10^3} = 3,37 \text{ mA}$$

Para esta corriente, del Manual se obtiene un $h_{FE} = 110$ por lo que $(R_{BT} / h_{FE}) = 24800/110 = 225 \text{ Ohm}$ que no es del todo despreciable frente a $R_E = 1,8 \text{ KOhm}$, por lo que recalculando I_{CQ} :

$$I_{CQ} = \frac{6,77 - 0,7}{(1,8 + 0,225) \cdot 10^3} = 3 \text{ mA no del todo estabilizados.}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E = 9 - 3 \cdot 1,8 = 3,6 \text{ V}$$

Ahora recurrimos nuevamente al Manual para la obtención de los parámetros híbridos. El fabricante proporciona sus valores típicos absolutos para $I_C = 1 \text{ mA}$ - $V_{CE} = 3 \text{ V}$ - $F = 1 \text{ KHz}$. - $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ y también suministra las leyes de variación de dichos parámetros con respecto a la corriente I_C . Operando con ellos para nuestra $I_{CQ} = 3 \text{ mA}$ se obtiene:

$$h_{ie} = 0,9 \cdot 100 = 90 \quad - \quad h_{ie} = 0,4 \cdot 3,5 \cdot 10^3 = 1,4 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 4 \cdot 15,6 \cdot 10^{-6} = 62,4 \cdot 10^{-6} \quad \text{y} \quad r_o = 16 \text{ KOhm}$$

Entonces de (4.91): $R_d = R_E // R_L = \frac{1,8 \cdot 0,3 \cdot 10^3}{1,8 + 0,3} = 257 \text{ Ohm}$ y dado el valor de r_o , se verifica que $R_d' = R_d$

En consecuencia de (4.97):

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{ie}) R_d' = 1,4 \cdot 10^3 + (1 + 90) 0,257 \cdot 10^3 = (1,4 + 23,4) \cdot 10^3 = 24,8 \text{ KOhm}$$

De acuerdo con (4.98): $R_{iA} = R_i // R_{BT} = \frac{24,8 \cdot 24,8 \cdot 10^3}{24,8 + 24,8} = 12,4 \text{ KOhm}$

con lo que por (4.101)

$$R_{i_s} = R_{i_A} + R_s = 12,4 \cdot 10 + 12 \cdot 10 = 24,4 \text{ KOhm}$$

Reemplazando en (4.100):

$$A_{V_s} = \frac{(1 + h_{fe}) \cdot R_d'}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_d']} = \frac{23,4}{24,8} = 0,94$$

y de acuerdo a (4.102):

$$A_{V_s} = A_V \cdot \frac{R_{i_A}}{R_{i_s}} = 0,94 \cdot \frac{12,4}{24,4} = 0,48$$

Como puede comprobarse en este circuito se cumple con $R_d' \cdot (1 + h_{fe}) \gg h_{ie}$ en el orden de 15 veces y sin embargo la ganancia de tensión A_V no alcanza a ser unitaria (0.94) y lo que es peor, esta característica del colector común se pierde en términos de A_{V_s} debido a la reducción a la mitad de R_{i_A} por la presencia de la red de polarización de base. Por el contrario, se constata que en la entrada se prefirió lograr la adaptación de impedancias ($R_s = R_{i_A}$).

Por otra parte, para calcular la ganancia de corriente, previamente calculamos:

$$R_E' = R_E // r_o = \frac{1,8 \cdot 16 \cdot 10^3}{1,8 + 16} = 1,62 \text{ KOhm}$$

en consecuencia de (4.105):

$$A_I = (1 + h_{fe}) \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L} = 91 \cdot \frac{1,62}{1,62 + 0,3} = 76,8$$

en tanto que de (4.106):

$$A_{I_A} = (1 + h_{fe}) \cdot \frac{R_E'}{R_E' + R_L} \cdot \frac{R_{BT}}{R_{BT} + R_i} = 76,8 \cdot \frac{24,8}{24,8 + 24,8} = 38,4$$

Finalmente a los efectos de determinar las resistencias de salida determinamos:

$$R_s // R_{BT} = \frac{12 \cdot 24,8 \cdot 10^3}{12 + 24,8} = 8,09 \text{ KOhm}$$

por lo que de acuerdo a (4.108), (4.109) y (4.110):

$$R_o = \frac{(R_s // R_{BT})}{(1 + h_{fe})} + \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = \frac{8,09 \cdot 10^3}{91} + \frac{1,4 \cdot 10^3}{91} = 88,9 + 15,4 = 104,3 \text{ Ohm}$$

$$R_{o_A} = R_o // R_E = \frac{104,3 \cdot 1800}{104,3 + 1800} = 98,6 \text{ Ohm}$$

$$R_{o_s} = R_{o_A} // R_L = \frac{98,6 \cdot 300}{98,6 + 300} = 74,2 \text{ Ohm}$$

Los otros dos parámetros transferencia pueden determinarse procediendo de la siguiente forma:

a) Conductancia de Transferencia o Transconductancia:

Por definición $G_{M_s} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{(V_o/R_L)}{V_s} = \frac{A_{V_s}}{R_L} = \frac{0,48}{300} = 1,6 \text{ (mA/V)}$

b) Resistencia de Transferencia o Transresistencia:

$$\text{Por definici3n: } R_{MA} = \frac{V_o}{I_i} = \frac{I_o \cdot R_L}{I_i} = A_{IA} \cdot R_L = 38,4 \cdot 300 = 11,52 \text{ KOhm}$$

Finalmente el circuito amplificador de la figura 4.51 puede ser interpretado mediante un circuito equivalente dinámico, válido para pequeña seńal, tal como el representado en la figura 4.52., aclarándose que es solo uno de los cuatro posibles, de acuerdo con el parámetro transferencia que se prefiera contemplar para un mejor análisis.

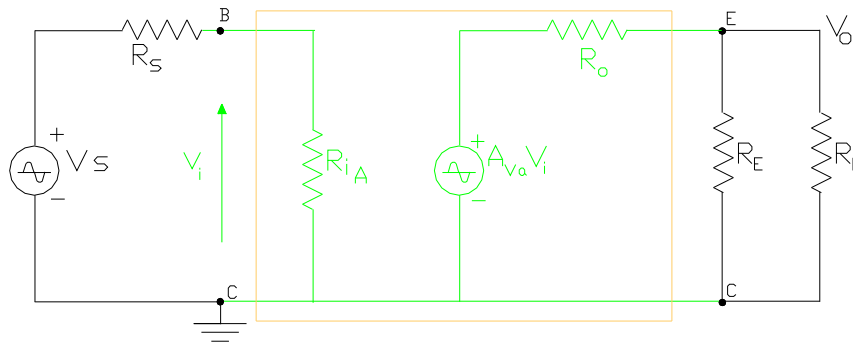


Figura 4.52 Circuito equivalente del amplificador colector común en base al parámetro ganancia de tensión con la salida a circuito abierto (R_d infinito) A_{V_a} .

4.6.3. Amplificador de bajo nivel tipo Base Común - Ejemplo:

Un circuito típico para esta configuración se representa en la figura 4.53, en donde además se incluyen los datos de los componentes del mismo con la finalidad de ir resolviendo un ejemplo numérico.

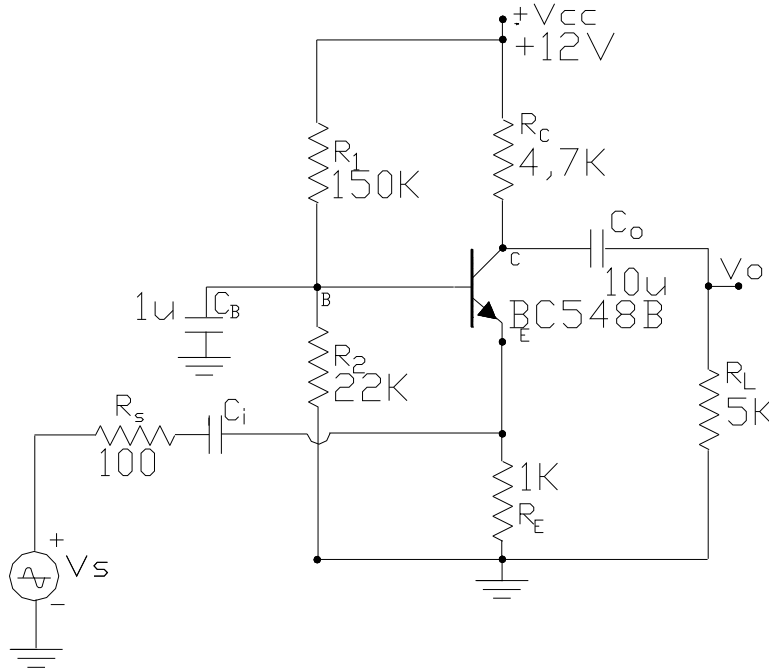


Figura 4.53 Circuito amplificador en configuración base común.

Debemos observar que para la señal, es decir considerando todos los condensadores como cortocircuito, se tiene un amplificador excitado entre el terminal de emisor del transistor y tierra, mientras que la carga se encuentra conectada entre el terminal de colector y masa y paralelamente el terminal de base, a través del condensador C_B en corto circuito se encuentra conectado con masa. Es decir que el terminal de base es común a los circuitos de excitación o de entrada y al de carga o de salida. Se trata de una configuración de configuración Base Común.

En cuanto a la polarización del transistor, de cuya verificación nos ocuparemos seguidamente, debemos pensar que si bien se trata de una configuración amplificadora diferente a las ya analizadas, si se pueden verificar adecuadas condiciones de reposo expresadas en términos de I_{CQ} y V_{CEQ} (es decir como si se tratara de un emisor común) es razonable consentir un satisfactorio comportamiento del transistor como amplificador en cualquier configuración tal como ya se hiciera con el circuito de colector común.

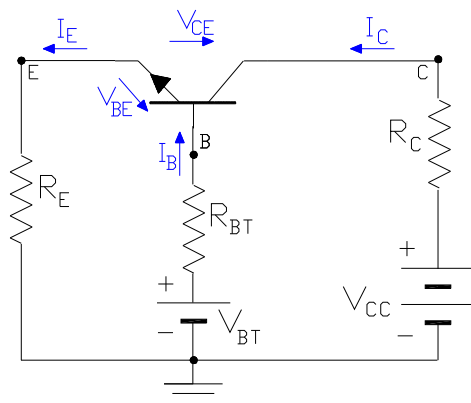


Figura 4.54 Circuito equivalente estático del amplificador base común.

Con tal finalidad en la figura 4.54 se ha llevado a cabo un circuito equivalente estático, consistente en tener en cuenta que para tales componentes, todos los condensadores del circuito original de la figura 4.53 se comportan como circuitos abiertos. Un recorrido con detalle de esta topología nos permite verificar que para las componentes estáticas este circuito es coincidente al de la figura 4.30 para iguales componentes. El circuito de la figura 4.30 ya fue estudiado con detalle, no obstante ello reexaminaremos el nuevo circuito para comprobar que las condiciones de funcionamiento estático son las ya conocidas. Para tal fin se aplica el Teorema de Thevenin entre el terminal de base y tierra, a lo largo de la malla constituida por la fuente V_{CC} , R_1 y R_2 .

La fuente de tensión y la resistencia equivalente de Thevenin resultan ser las mismas expresiones cuyos valores, para el ejemplo

$$V_{BT} = 12 \cdot \frac{47}{100 + 47} = 3,84 \text{ V}$$

$$R_{BT} = \frac{47 \cdot 100 \cdot 10^3}{100 + 47} = 31,97 \text{ KOhm}$$

En consecuencia se puede pasar a otro circuito equivalente mas simple, tal como el de la figura 4.54 en donde estamos indicando los sentido de referencia de corrientes y tensiones de modo que coincidan con los usados en los otros circuitos ya estudiados. De la malla de entrada de este circuito surge la ecuación:

$$V_{BT} - I_B \cdot R_{BT} - V_{BE} - I_E \cdot R_E = 0$$

a partir de la cual, introduciendo las características del diodo base-emisor y de la ganancia h_{FE} se obtiene la expresión que permite obtener la corriente de polarización ya conocida:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + (R_{BT} / h_{FE})}$$

y su valor es:

$$I_{CQ} = \frac{3,84 - 0,7}{(3,3 + 0) \cdot 10^3} = 0,95 \text{ mA} \quad \text{recalculando con } h_{FE} = 270 \quad I_{CQ} = \frac{3,14}{(3,3 + 0,12) \cdot 10^3} = 0,92 \text{ mA}$$

Finalmente considerando la malla exterior del circuito equivalente de la figura 4.54 al plantear la ecuación de malla para la corriente I_{CQ} se obtiene:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E)$$

cuyo valor es:

$$V_{CEQ} = 12 \text{ V} - 0,92 \cdot 10^{-3} \cdot (4,7 + 3,3) \cdot 10^3 = 4,6 \text{ V}$$

En cuanto al estudio del comportamiento dinámico, en la figura 4.55 se ha realizado un primer circuito equivalente para estas componentes, resultante de reemplazar al transistor por su modelo incremental simplificado en base a los parámetros híbridos para emisor común respetando el conexionado exterior de los demás elementos constitutivos del amplificador en la configuración de base común que estamos estudiando.

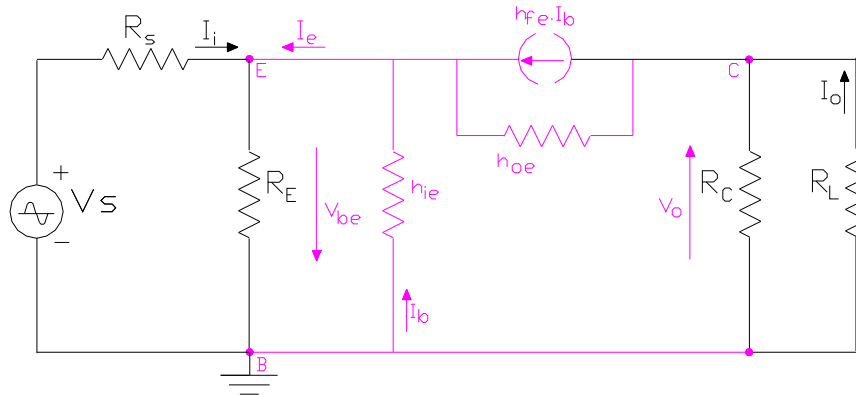


Figura 4.55 Circuito equivalente dinámico del amplificador base común reemplazando al transistor por el modelo híbrido simplificado.

A continuación tenemos en cuenta que de acuerdo a la ecuación (4.93) o primer Ley de Kirchoff en el nodo de emisor:

$$I_e = I_b + h_{fe} \cdot I_b = I_b \cdot (1 + h_{fe})$$

por lo que la tensión de entrada del circuito equivalente incremental del transistor puede expresarse ahora como:

$$v_{be} = I_b \cdot h_{ie} = \frac{I_e}{(1 + h_{fe})} \cdot h_{ie} \quad \text{o bien} \quad \frac{v_{eb}}{-I_e} = \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = h_{ib} = \frac{1}{g_m} \quad (4.111)$$

La ecuación (4.111) establece la relación entre una tensión y una corriente de entrada de un cuadripolo transistor, con los sentidos de referencia para las mismas coincidente con las que usualmente se utilizan en un cuadripolo, en donde el terminal superior sería el de emisor mientras que el inferior (por lo tanto común con la salida) el de base. De acuerdo a ello, dicha relación estaría representando la Resistencia de Entrada del Transistor en Base Común, que hemos llamado h_{ib} . Además se establece en dicha ecuación la relación que existe entre este h_{ib} con los parámetros de emisor común (h_{ie} y h_{fe}) y con el parámetro incremental g_m .

Por otra parte si consideramos la fuente de corriente $h_{fe} \cdot I_b$ del circuito de salida o colector, es posible hacer que dicha fuente sea controlada por la corriente de entrada I_e en lugar de I_b , para cuyo fin también aquí introducimos la ecuación (4.93):

$$h_{fe} \cdot I_b = h_{fe} \cdot \frac{I_e}{(1 + h_{fe})} \quad \text{o bien} \quad h_{fe} \cdot I_b = \frac{h_{fe}}{(1 + h_{fe})} \cdot I_e = h_{fb} \cdot I_e \quad (4.112)$$

estableciendo esta ecuación (4.112) la relación de conversión del parámetro ganancia dinámica de corriente de emisor a base común. Veamos los valores numéricos que corresponden al transistor usado en nuestro circuito y bajo las condiciones de polarización ya determinadas. Para tal fin del manual extraemos que los valores típicos absolutos para $I_C = 0.92 \text{ mA}$ - $V_{CE} = 5 \text{ V}$ - $F = 1 \text{ Khz}$ - $T_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ son:

$$h_{fe} = 330 \quad - \quad h_{ie} = 8 \cdot 10^3 = 8 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)}$$

con lo que los dos parámetros de base común resultan:

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})} = \frac{8 \cdot 10^3}{331} = 24, \text{ Ohm} = R_i \quad h_{fb} = \frac{h_{fe}}{(1 + h_{fe})} = \frac{330}{331} = 0,997$$

y las resistencias de entrada del amplificador y del sistema, en este caso serán:

$$R_{iA} = R_i // R_E = h_{ib} // R_E \quad (4.113) \text{ y por los valores que adoptan ambas variables, normalmente } R_{iA} = h_{ib} = 24 \text{ Ohm}$$

$$R_{is} = R_s + R_{iA} = 300 + 24 = 324 \text{ Ohm}$$

Por otra parte, la Resistencia de Carga Dinámica es:

$$R_d = R_C // R_L = \frac{4,7 \cdot 5 \cdot 10^3}{4,7 + 5} = 2,42 \text{ KOhm}$$

En lo que sigue supondremos que la resistencia de salida de esta configuración es tan grande que en el circuito analizado puede suponerse ($1/h_{oe}$) un circuito abierto. Así, la ganancia de tensión para la configuración base común es:

$$A_V = \frac{V_o}{V_{eb}} = \frac{-h_{fe}}{-h_{ie}} \cdot R_d = g_m \cdot R_d \quad (4.114) \quad A_V = \frac{330}{8 \cdot 10^3} \cdot 2,42 \cdot 10^3 = 99,83$$

Por comparación de las ecuaciones (4.85) y (4.114) se desprende que un base común gana en tensión, lo mismo que un emisor común con igual resistencia de carga dinámica con la diferencia que el base común no introduce el defasaje de 180° entre la tensión de salida y la de entrada.

De igual forma a las otras configuraciones:

$$A_{Vs} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{is}} = 99,83 \cdot \frac{24}{324} = 7,4$$

notándose una extrema disminución desde A_V hacia A_{Vs} debido al reducido valor de R_{iA} comparado con el correspondiente a R_s . En cuanto a la ganancia de corriente:

$$A_I = \frac{I_o}{I_e} = \frac{h_{fe}}{(1 + h_{fe})} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} = h_{fb} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad (4.115) \quad A_I = 0,997 \cdot \frac{4,7}{4,7 + 5} = 0,483$$

$$\text{en tanto que: } A_{IA} = \frac{I_o}{I_i} = A_I \cdot \frac{R_E}{R_E + R_i} \quad (4.116) \quad A_{IA} = 0,483 \cdot \frac{3,3}{3,3 + 0,024} = 0,479$$

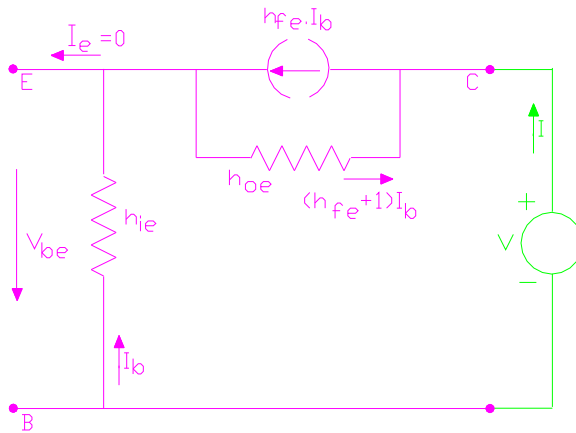
con lo que se verifica que la configuración base común no presenta ganancia de corriente.

Realizaremos ahora el análisis detallado respecto de la resistencia de salida del transistor en la configuración base común. A tal efecto partiendo del circuito equivalente de la figura 4.55 y sólo para el transistor, con su entrada a circuito abierto, procedemos a someterlo a la medición tal como se detalla en la figura 4.56.

En dicho circuito, planteando la ecuación de malla se tiene:

$$V + (h_{fe} + 1) I_b \cdot (1/h_{oe}) + I_b \cdot h_{ie} = 0$$

como la entrada se encuentra a circuito abierto $I_e = 0$, de modo que $I = -I_b$ y como $\frac{h_{fe} + 1}{h_{oe}} \gg h_{ie}$ resulta que, aproximadamente:



$$h_{ob} = \frac{I}{V} = \frac{h_{oe}}{h_{fe} + 1} \text{ o bien } \frac{1}{h_{ob}} = r_o \cdot (h_{fe} + 1) \quad (4.117)$$

cuyo valor es:

$$h_{ob} = 20 \cdot 10^{-6} / 331 = 6 \cdot 10^{-8} \text{ (A/V) } \quad \text{ó}$$

$$(1/h_{ob}) = 331 \cdot 50 \cdot 10^3 = 16,7 \text{ MOhm}$$

En consecuencia, mediante las expresiones (4.111), (4.112) y (4.117) se puede transformar el circuito equivalente de la figura 4.55 en otro en donde se represente al transistor mediante un modelo híbrido aproximado con los parámetros de base común, tal como se indica en la figura 4.57. Así, las resistencias de salida de esta configuración resultan:

Figura 4.56 Circuito equivalente dinámico del amplificador base común para medir la resistencia de salida

$$R_o = (1/h_{ob}) = 16,7 \text{ MOhm} \quad - \quad R_{oA} = R_o // R_C = R_C = 4,7 \text{ KOhm} \quad - \quad R_{os} = R_{oA} // R_L = R_d = 2,42 \text{ KOhm}$$

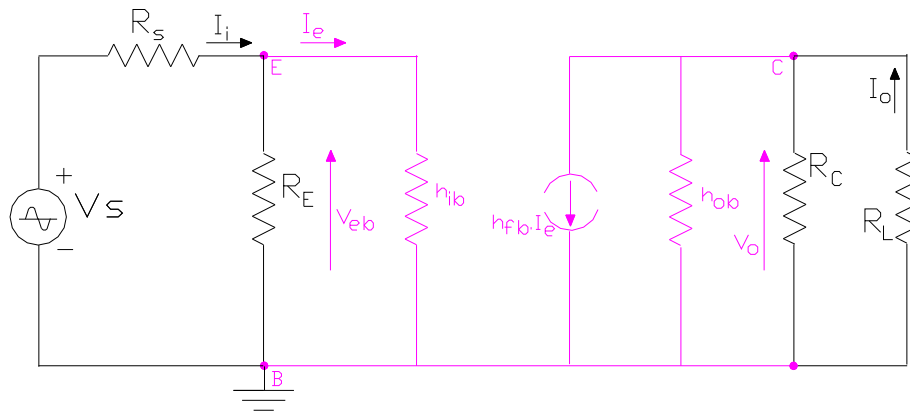


Figura 4.57 Circuito equivalente dinámico del amplificador base común utilizando el modelo híbrido con los parámetros de base común.

4.6.4. Circuito amplificador tipo Emisor Común pero con Resistencia en Emisor (Emisor Común con Re sin Puentear):

El esquema circuital correspondiente a este amplificador se representa en la figura 4.58 en donde puede constatar que los circuitos de excitación y carga se encuentran conectados como en el amplificador emisor común, es decir excitador entre el terminal de base y tierra y carga entre el terminal de colector y masa. La diferencia ahora es que en el terminal de emisor la resistencia total se halla constituida por dos resistores, uno que simultáneamente dispone de “by-pass” para las componentes dinámicas (capacitor en paralelo) tal como ocurría en el emisor común, y otro generalmente de mucho menor valor que forma parte tanto del circuito equivalente estático como del circuito equivalente dinámico (sin “by-pass”).

Efectivamente, el circuito equivalente para las componentes de C.C. y su posterior análisis en nada se diferencian a lo ya estudiado, con la única aclaración de que para dichas componentes, la resistencia total del circuito de emisor será $R_E + R_e$.

En cambio el circuito equivalente dinámico se diferencia de todos los ya estudiados atento a que para dichas señales el transistor deja de tener su emisor a masa y para su análisis llevamos a cabo dicho circuito equivalente en la figura 4.59.

De acuerdo con los conceptos relativos a la función de R_E para las componentes de C.C., se podría adelantar ya, que en este circuito equivalente dinámico habrá una realimentación negativa también de las componentes de señal, por lo que

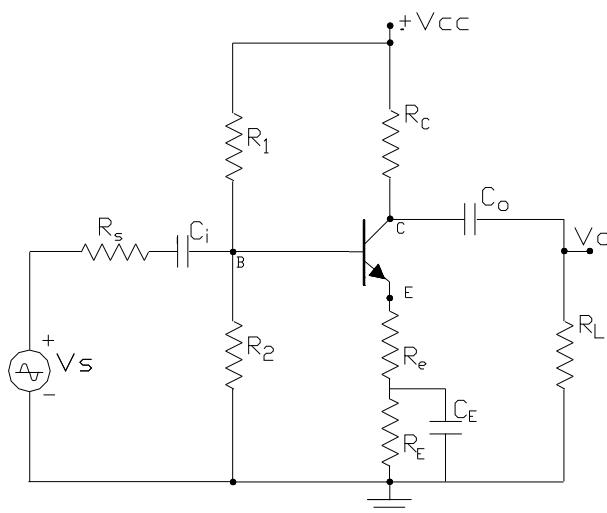


Figura 4.58 Circuito amplificador tipo emisor común con R_e sin puentear.

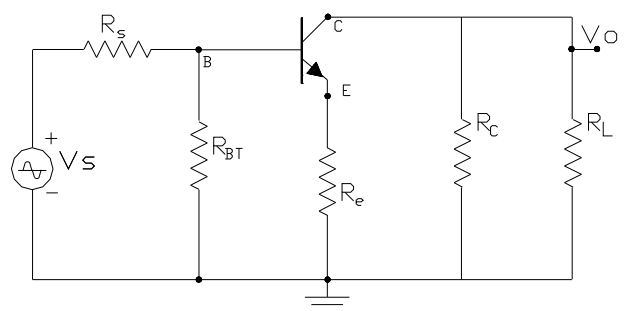


Figura 4.59 Circuito equivalente dinámico del amplificador tipo emisor común con R_e sin puentear.

como ya se analizó, entre otros efectos, ello causará una disminución de la ganancia, con respecto a lo obtenido en el amplificador emisor común de igual transistor y carga.

Partiendo del circuito de la figura 4.59 y reemplazando al transistor por su modelo híbrido simplificado se obtiene el circuito que se representa en la figura 4.60.

En dicho circuito, desdoblado el generador controlado del circuito de salida conectado entre los nodos de colector y emisor sin que se modifiquen las ecuaciones de la primera ley de Kirchoff de ambos nodos, se podrá pasar a estudiar otro circuito equivalente, tal como el indicado en la figura 4.61.

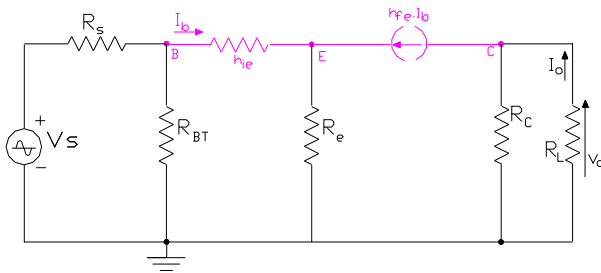


Figura 4.60 Circuito equivalente dinámico del amplificador Re sin puentear reemplazando el transistor por su modelo híbrido simplificado.

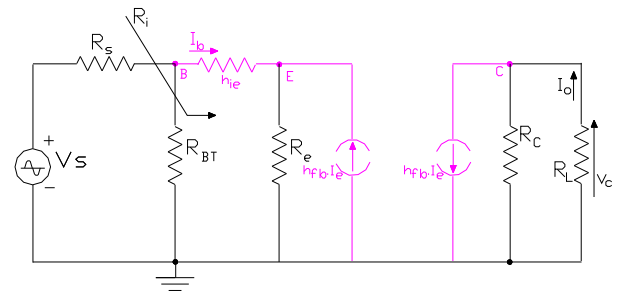


Figura 4.61 Circuito equivalente dinámico del amplificador tipo Re sin puentear desdoblado el generador de corriente.

En este último circuito, la corriente por R_e resulta ser la suma de la de base I_b más la de colector ($h_{fe} \cdot I_b$), por lo que la diferencia de potencial en R_e resulta ser:

$$R_e \cdot I_b + R_e \cdot h_{fe} \cdot I_b = I_b \cdot (1 + h_{fe}) \cdot R_e = V_{Re}$$

Aquí puede obviarse la inclusión del generador controlado $h_{fe} \cdot I_b$ de la parte de entrada del circuito, modificando la resistencia desde el valor R_e a un nuevo valor $(1 + h_{fe}) \cdot R_e$, así al circular por ella solo la corriente de entrada I_b , en dicho nuevo valor de resistencia se desarrollará la misma diferencia de potencial V_{Re} y se habrá logrado un circuito totalmente equivalente al de la figura 4.61 pero mucho más simple, tal como se representa en la figura 4.62.

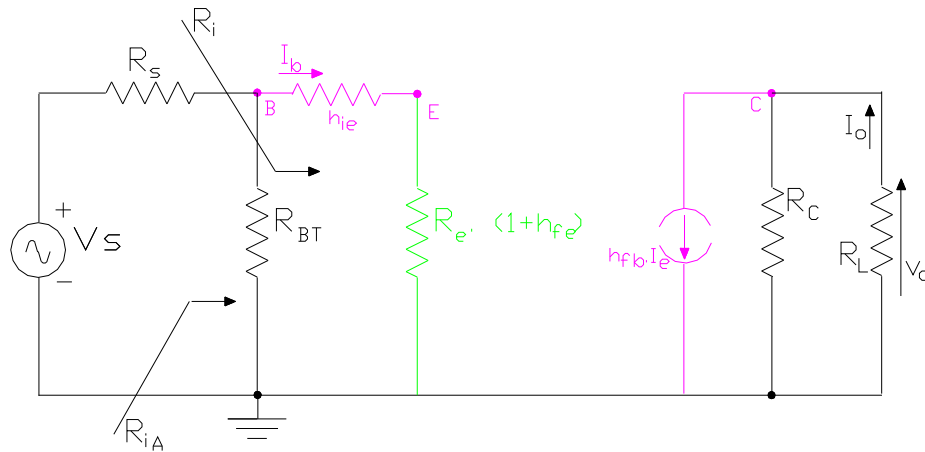


Figura 4.62 Circuito equivalente dinámico del amplificador tipo Re sin puentear reflejando la Re sobre el circuito de base.

Notar que una vez más el análisis precedente nos llevó a reconocer la propiedad de reflexión de impedancias de la unión base-emisor ya que R_e físicamente conectada en el circuito de emisor aparece en el circuito de la figura 4.62, reflejada sobre el circuito de base (ya que es circulada por la corriente I_b) y por ello su valor es amplificado por $(1 + h_{fe})$. La simplicidad a que alude el párrafo precedente puede apreciarse si se intenta determinar, por ejemplo la resistencia de entrada R_i en ambos circuitos.

Desactivando la fuente de excitación, en el circuito de la figura 4.61 R_i no es posible determinarla por simple asociación serie o paralelo (en este caso serie) de resistencias ya que las corrientes en ambas ramas no son homogéneas. En

cambio en el circuito de la figura 4.62. tanto en h_{ie} como en la rama $R_e \cdot (1 + h_{fe})$ circula la misma corriente I_b , motivo por el cual, aquí si se puede establecer que:

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e \tag{4.118}$$

también: $R_{iA} = R_{BT} // R_i$ o sea: $R_{iA} = R_{BT} // [h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_e]$ (4.119) y $R_{is} = R_s + R_{iA}$

La ecuación (4.118) y por comparación con el amplificador emisor común, muestra otra propiedad de la realimentación negativa de señal que incorpora la presencia del R_e sin puentear: **INCREMENTA LA RESISTENCIA DE ENTRADA DEL AMPLIFICADOR.**

En cuanto a la ganancia de tensión, en este amplificador, en la misma figura 4.62 y con $R_d = R_C // R_L$ se tiene:

$$V_o = -h_{fe} \cdot I_b \cdot R_d \quad \text{y} \quad V_i = I_b \cdot [h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_e]$$

en consecuencia:

$$A_{VA} = \frac{V_o}{V_i} \quad \text{y reemplazando:} \quad A_{VA} = \frac{-h_{fe} \cdot R_d}{h_{ie} + (h_{fe} + 1) R_e} \tag{4.120}$$

Nuevamente comparando este resultado con lo obtenido para la configuración emisor común en la ecuación (4.85) se comprueba lo ya anticipado en cuanto a que la presencia del R_e sin puentear, es decir la realimentación negativa de la señal hace disminuir la ganancia de tensión. Sin embargo y especialmente para aquellos excitadores de alta resistencia interna (valor de R_s grande) dicha disminución de la ganancia de tensión puede ser recuperada debido a que el aumento de la resistencia de entrada permitirá un mejor aprovechamiento de la tensión de excitación, lo cual puede comprobarse en términos de:

$$A_{Vs} = A_{VA} \cdot \frac{R_{iA}}{R_{is}}$$

Finalmente y a los fines de evaluar la resistencia de salida de este circuito, pasaremos a estudiar el circuito equivalente para la medición, según el procedimiento ya descrito, tal como se indica en la figura 4.63. En él, planteando la segunda Ley de Kirchoff en la malla que incluye al generador V , se tiene:

$$V - (I - h_{fe} \cdot I_b) \cdot h_{oe}^{-1} + I_b \cdot (R_s' + h_{ie}) = 0$$

pero en el circuito base-emisor:

$$I_b \cdot (R_s' + h_{ie}) = -I \cdot \frac{R_e \cdot (R_s' + h_{ie})}{R_e + (R_s' + h_{ie})}$$

por lo que $I_b = -I \cdot \frac{R_e}{R_e + (R_s' + h_{ie})}$

reemplazando en la ecuación de malla:

$$V = (I + h_{fe} \cdot I_b) \cdot h_{oe}^{-1} + I_b \cdot (R_s' + h_{ie})$$

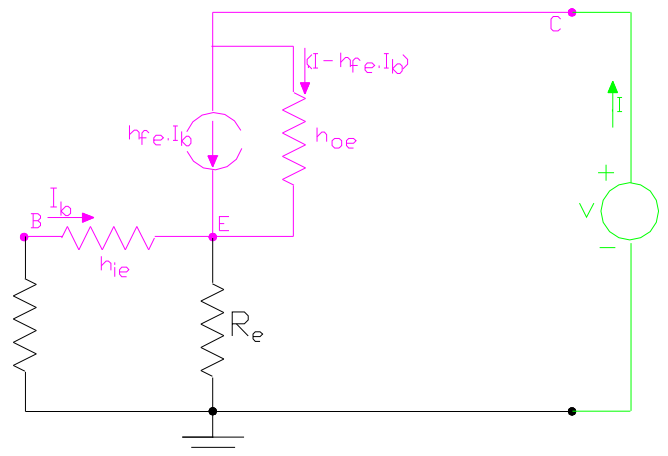


Figura 4.63 Circuito equivalente dinámico del amplificador tipo Re sin puentear prediseñado para medir la resistencia de salida.

luego despreciando el último término frente al anterior:

$$V = I \left(1 + h_{fe} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_s' + h_{ie}} \right) \cdot h_{oe}^{-1}$$

y como $R_o = \frac{V}{I}$ resulta:

$$R_o = h_{oe}^{-1} \cdot (1 + h_{fe} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_s' + h_{ie}}) \tag{4.121}$$

pudiéndose observar que la presencia del resistor R_e sin puentear produce también un aumento en la resistencia de salida respecto a la que presente la configuración emisor común.

EJEMPLO 4.5

Dado el circuito amplificador mas abajo indicado

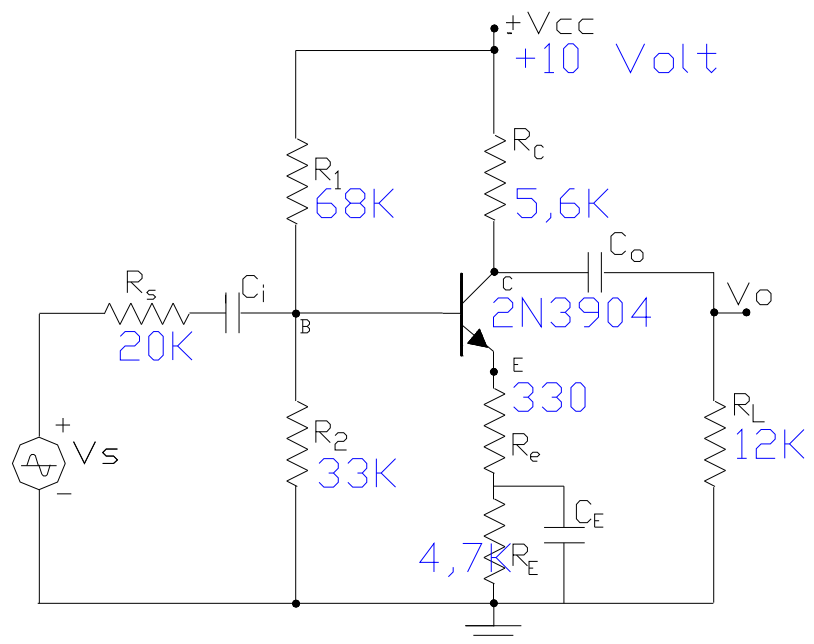


Figura 4.64. Circuito amplificador tipo R_e sin puentear del Ejemplo 4.5.

se desea determinar las características dinámicas de funcionamiento.

Solución

a) Estudio del comportamiento estático:

Observemos que al abrir todos los condensadores del circuito amplificador de la figura 4.64 se tiene el circuito equivalente estático ya estudiado, en donde:

$$V_{BT} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \cdot \frac{33}{68 + 33} = 3,27 \text{ V}; \quad \text{y} \quad R_{BT} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{68 \cdot 33 \cdot 10^3}{68 + 33} = 22,22 \text{ KOhm}$$

Entonces:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + R_e + (R_{BT} / h_{FE})} = \frac{3,27 - 0,7}{(4,7 + 0,33 + 0) \cdot 10^3} = 0,51 \text{ mA}$$

Para esta corriente, del Manual se obtiene un $h_{FE} = 140$ por lo que $(R_{BT} / h_{FE}) = 22220 / 140 = 159 \text{ Ohm}$ que solo es despreciable frente a $R_E + R_e = 5,03 \text{ KOhm}$. y recalculando $I_{CQ} = 0,5 \text{ mA}$.

Entonces: $V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_C + R_E + R_e) = 10 - 0,5 \cdot (5,6 + 4,7 + 0,33) = 4,7 \text{ V}$

b) Estudio del comportamiento dinámico:

Ahora recurrimos nuevamente al Manual para la obtención de los parámetros híbridos. El fabricante proporciona sus valores típicos absolutos para $I_C = 1 \text{ mA}$ - $V_{CE} = 10 \text{ V}$ - $f = 1 \text{ Khz.}$ - $T_A = 25 \text{ °C}$ y también suministra las leyes de variación de dichos parámetros con respecto a la corriente I_C . Operando con ellos para nuestra $I_{CQ} = 0,5 \text{ mA}$ se obtiene:

$$h_{fe} = 110 \quad - \quad h_{ie} = 6,6 \cdot 10^3 = 6,6 \text{ KOhm} \quad - \quad h_{oe} = 6 \cdot 10^{-6} = 6 \mu\text{S} \quad \text{y} \quad r_o = 167 \text{ KOhm.}$$

y procedemos a llevar a cabo el circuito equivalente dinámico tal como se indico en la figura 4.62. En este circuito la resistencia de emisor es $R_e = 0,33 \text{ KOhm}$ en consecuencia

$$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_e = 6,6 \cdot 10^3 + (1 + 110) 0,33 \cdot 10^3 = (6,6 + 36,63) \cdot 10^3 = 43,23 \text{ KOhm}$$

Así, la resistencia de entrada al amplificador es: $R_{iA} = R_i // R_{BT} = \frac{22,22 \cdot 43,23 \cdot 10^3}{22,22 + 43,23} = 14,68 \text{ KOhm}$

con lo que $R_{is} = R_{iA} + R_s = 14,68 \cdot 10^3 + 20 \cdot 10^3 = 34,7 \text{ KOhm}$

La resistencia de carga dinámica resulta $R_d = R_C // R_L = \frac{5,6 \cdot 12 \cdot 10^3}{5,6 + 12} = 3,82 \text{ KOhm}$

Por su lado, la Ganancia de Tensión de este circuito: $A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fe} \cdot R_d}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_e]} = \frac{-420,2}{43,23} = -9,72$

y refiriéndolas a la fuente ideal de excitación: $A_{Vs} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{is}} = -9,72 \cdot \frac{14,7}{34,7} = -4,12$

La resistencia de salida resulta:

$$R_o = h_{oe}^{-1} \cdot (1 + h_{fe} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_s + h_{ie}}) = 167 \cdot 10^3 \cdot (1 + 110 \cdot \frac{0,33}{0,33 + 10,5 + 6,6}) = 515 \text{ KOhm}$$

4.6.5. Comparación características de las configuraciones bipolares:

En los estudios precedentes se han obtenido las características dinámicas de funcionamiento de las tres configuraciones básicas del transistor bipolar como amplificador de pequeña señal. En lo que respecta al comportamiento dinámico en baja frecuencias se analizaron las dependencias de la ganancia de tensión, ganancia de corriente, resistencia de entrada y resistencia de salida con respecto a los parámetros dinámicos del transistor y a las resistencias de carga dinámica y del excitador, llevándose a cabo los cálculos correspondientes a los ejemplos numéricos que se consideró para cada configuración.

Como resumen de todo ello puede indicarse que:

- a) la configuración Emisor Común es la única que presenta a la vez ganancias de tensión y de corrientes mayores que la unidad. Es la más versátil y útil de los tres tipos de etapas. Tanto R_i como R_o varían poco con los cambios en R_L y R_s y sus valores característicos se ubican entre los valores que corresponden a las otras dos configuraciones de colector y de base común.

Para obtener la máxima ganancia de tensión no sólo R_s debe ser nula, sino que R_d debe ser mucho mayor que h_{oe}^{-1} . Aunque tales valores de R_d superiores a 10 KOhm no son muy frecuentes en los casos prácticos. Dicha ganancia de tensión posee una componente de 180° de fase por lo que se dice que es una ganancia inversora.

b) La etapa de Base Común no puede proporcionar ganancia de corriente. La ganancia de tensión es alta (aproximadamente igual a la del emisor común con igual carga). La resistencia de entrada es la mas pequeña mientras que la resistencia de salida es la mayor de las tres configuraciones.

Esta configuración tiene sólo algunas aplicaciones: para adaptar una alta resistencia de carga y ser excitada con un generador de tensión de muy baja resistencia interna, como etapa con ganancia no inversora, como generador de corriente constante en circuitos de barrido y en etapas amplificadoras de muy altas frecuencias.

c) Esta configuración permite conseguir que la etapa se comporte como Seguidor de Emisor. En él la ganancia de corriente es alta (aproximadamente igual que para la etapa Emisor Común), si bien no puede proveer ganancia de tensión, en el seguidor se busca una transferencia de tensiones unitaria, la resistencia de entrada es la más alta y la resistencia de salida es la mas baja de las tres configuraciones.

Se emplea frecuentemente como etapa separadora entre una alta resistencia de excitación y una resistencia de carga pequeña.

La Tabla que se transcribe a continuación contiene un resumen de estas características:

Parámetro	Emisor Común	Colector Común	Base Común	Re sin puentear
A_I	$A_I = h_{fe}$ 100	$A_I = -(1 + h_{fe})$ -91	$A_I = h_{fb} = h_{fe}/(1+h_{fe})$ 0,901	$A_I = h_{fe}$ 100
A_V	$A_V = -g_m \cdot R_d$ -61,9	$A_V = 1$ 0,94	$A_V = g_m \cdot R_L$ 69,14	$A_V = \frac{-g_m \cdot R_d}{1 + g_m R_e}$ 10
R_i	$R_i = h_{ie}$ 2,1 KOhm	$R_i = h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_d$ 24,8 KOhm	$R_i = h_{ib}$ 34,7 Ohm	$R_i = h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_e$ 43 KOhm
R_o	$R_o = r_o = h_{oe}^{-1}$ 32 KOhm	$R_o = h_{ib} + (R_s/h_{fe})$ 104,3 Ohm	$R_o = h_{ob}^{-1}$ 7,9 MOhm	$R_o = h_{oe}^{-1} (1 + \frac{h_{fe} \cdot R_e}{R_e + h_{ie} + R_{bt}})$ 515 KΩ

Tabla II.1.

Asimismo, como metodología a emplear para el estudio de este tipo de amplificadores, sobre todo en etapas con circuitos más complejos conviene señalar unas reglas simples que facilitarán dicha labor:

- 1.- El diagrama del circuito a analizar debe dibujarse con cuidado y limpieza;
- 2.- Para cada transistor del circuito marcar sus puntos B (Base), C (Colector) y E (Emisor) y tomarlos como puntos de referencia a la hora de dibujar sus circuitos equivalentes;
- 3.- Reemplazar cada transistor por su modelo con parámetros h;
- 4.- Transferir los elementos pasivos del circuito desde el circuito original a este circuito equivalente del amplificador. Mantener las posiciones relativas de estos elementos;
- 5.- Sustituir cada generador de continua por su resistencia interna: Normalmente sólo tendremos baterías o fuentes de tensión constante que serán un cortocircuito para la señal;
- 6.- Resolver el circuito activo lineal resultante mediante métodos sistemáticos por el empleo de las Leyes y Teoremas de circuitos lineales.

El planteamiento de estas reglas es un método general. Es conveniente, sin embargo, el desarrollar otros métodos rápidos, que permitan el análisis casi por simple inspección, que puedan ser utilizados ante ciertas situaciones, como por ejemplo las configuraciones en B.C., C.C. o sus derivadas.

4.6.6 - Reflexión de impedancias en la unión base-emisor:

Los resultados obtenidos en el seguidor de emisor sugieren una regla o propiedad que facilita los cálculos notablemente. Recordemos que en el seguidor de emisor, la resistencia de entrada, tal como se definía en la figura 4.45. era:

$$R_i = h_{ie} + (h_{fe} + 1)R_d$$

Tal resultado muestra mirando desde la base, tal como se representa en la figura 4.47 a la entrada del amplificador C.C. se ve h_{ie} en serie con la impedancia original entre emisor y tierra multiplicada por $(h_{fe} + 1)$. Por supuesto la corriente por esta resistencia $(1 + h_{fe}) R_e$ es $I_b = I_e / (1 + h_{fe})$.

En resumen, cuando estemos dibujando un circuito equivalente, podemos reflejar el circuito del emisor al terminal de Base simplemente multiplicando la impedancia de este circuito de emisor por $(h_{fe} + 1)$.

Si ahora consideramos la Resistencia de salida del mismo circuito en C.C., también de la figura 4.45 y de acuerdo con la expresión 4.108 tenemos:

$$R_o = \frac{(R_s // R_{BT})}{(1 + h_{fe})} + \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})}$$

Podemos ahora considerar que cuando reflejamos el circuito de base hacia el emisor, la impedancia del circuito de base aparece dividida por $(h_{fe} + 1)$. Tal situación viene reflejada en el circuito equivalente de la figura 4.50.

Recordemos que estos resultados son aproximados por haberse despreciado el parámetro h_{re} , hecho que no introduce error práctico en la gran mayoría de los casos. La técnica de la reflexión de impedancias a través de la unión base-emisor sirve como regla nemotécnica a la hora de efectuar análisis rápidos de estructuras algo más complejas como las que veremos en el futuro.

4.6.7. Amplificador seguidor boot strap - ejemplo:

Según hemos visto las particulares características de cada una de las configuraciones amplificadoras de bajo nivel estudiadas hasta aquí, particularmente a través de los ejemplos numéricos y los problemas de aplicación resueltos, pueden verse enmascaradas o modificadas por la presencia de las redes auxiliares de polarización del transistor. Las expresiones de las ecuaciones transferencia, resistencias de entrada y de salida tienen en cuenta dichas influencias. En los problemas de proyecto de etapas amplificadoras simples puede observarse como estos circuitos de polarización condicionan el desarrollo o solución de los mismos.

En el caso concreto de la configuración colector común, tal como la que se analizó en la figura 4.43, por un lado en la salida del amplificador el componente de polarización y estabilización R_E produce influencia sobre el valor de la resistencia de carga dinámica R_d y a través de ésta influye tanto sobre la ganancia A_{vA} como en la resistencia de entrada R_i ya que:

$$R_d = R_E // R_L \qquad R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_d \qquad A_v = \frac{(1 + h_{fe}) \cdot R_d}{[h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_d]}$$

Además la condición de seguidor imponía que la etapa cumpliera con la relación:

$$(1 + h_{fe}) R_d \gg h_{ie}$$

lo cual puede verse dificultado ya que al intervenir en el equivalente paralelo R_d , la resistencia R_E puede llegar a entorpecer el cumplimiento de dicha condición.

Por otro lado, el circuito de polarización de la base del transistor a través de su equivalente R_{BT} pone en evidencia su influencia cuando se evalúa la resistencia de entrada del amplificador:

$$R_{iA} = R_{BT} // [h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_d]$$

y los requisitos de estabilización (que pueden llegar a requerir un cierto valor máximo de R_{BT}) pueden apantallar la característica de etapa separadora inherente a su alto valor de resistencia de entrada. Pero no solo eso, esta influencia a su vez puede llegar a anular la característica seguidora, ya que si bien A_V puede llegar a hacerse próxima a la unidad, al evaluarse la ganancia de tensión del sistema, la misma puede caer notoriamente, debido al divisor:

$$A_{Vs} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{i_s}}$$

Se comprende entonces que al considerarse las redes de polarización las mismas no solo pueden llegar a comprometer un alto valor de Resistencia de Entrada sino que tampoco es posible conseguir una Transferencia de Tensiones del tipo Seguidora.

En algunas aplicaciones de muy bajo nivel, en donde es posible sacrificar requerimientos de estabilización y con la finalidad de hacer prevalecer un comportamiento dinámico tan cercano como sea posible al de una etapa seguidora pueden emplearse componentes y hasta configuraciones que no respeten las recomendaciones emanadas para un adecuado comportamiento estático. Otras veces en donde a la par de la característica de alta resistencia de entrada se necesita buena estabilización, es frecuente la utilización de otra configuración, también seguidora pero en donde se mejora la calidad estabilizadora del circuito de polarización. Dicho circuito, denominado BOOT STRAP se representa en la figura 4.65.

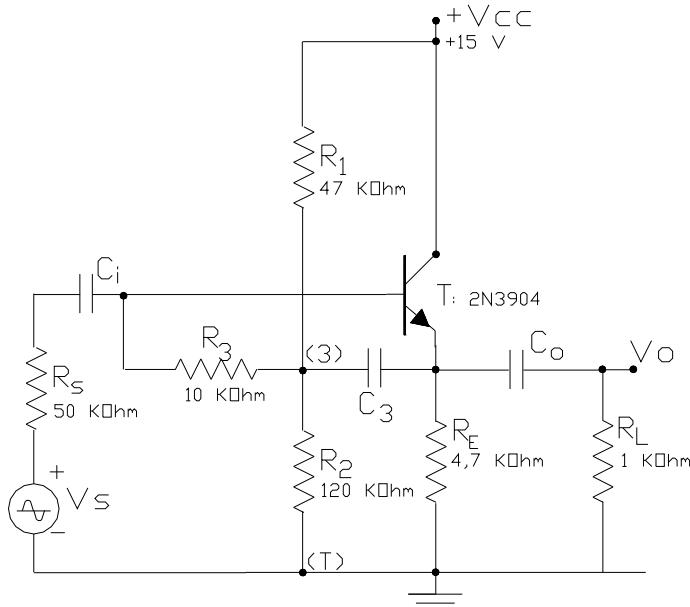


Figura 4.65. Circuito amplificador seguidor "boot strap".

De dicho circuito analizaremos en primer término las condiciones de polarización y estabilización. Para tal fin llevamos a cabo un circuito equivalente estático resultado de abrir todos los capacitores físicos del circuito y posteriormente aplicar el Teorema de Thevenin entre el Nodo (3) y (T) a lo largo de la malla constituida por V_{cc} , R_1 y R_2 . El circuito resultante se ha representado en la figura 4.66 y el generador y resistencia de Thevenin se calculan seguidamente:

$$V_{3T} = V_{cc} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15 \cdot \frac{120}{120 + 47} = 10,8 \text{ V};$$

$$R_{3T} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{120 \cdot 47 \cdot 10^3}{120 + 47} = 33,8 \text{ KOhm}$$

A partir del nuevo circuito equivalente, por similitud

de la malla de entrada o (II) con los circuitos ya estudiados se puede establecer que la corriente de reposo resultará:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BT} - V_{BEu}}{R_E + [(R_{3T} + R_3)/h_{FE}]} = \frac{10,8 - 0,7}{(4,7 + 0,22) \cdot 10^3} = 2,05 \text{ mA} \quad \text{con } h_{FE} \text{ del Manual: } 200 \text{ para } I_C = 2 \text{ mA}$$

La tensión de reposo se obtiene analizando la malla de salida o (I):

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_E = 15 - 2 \cdot 4,7 = 5,6 \text{ V}$$

Con la corriente de reposo verificada y con idea de realizar seguidamente el estudio dinámico del circuito, recurrimos al Manual para obtener los parámetros híbridos:

$$h_{fe} = 200 ; \quad h_{ie} = 3,7 \text{ KOhm} ;$$

$$h_{oe} = 17 \cdot 10^{-6} \text{ (A/V)} \text{ así } r_o = \frac{1}{h_{oe}} = 58,8 \text{ KOhm}$$

con lo que el modelo dinámico para bajo nivel se indica en la figura 4.67.

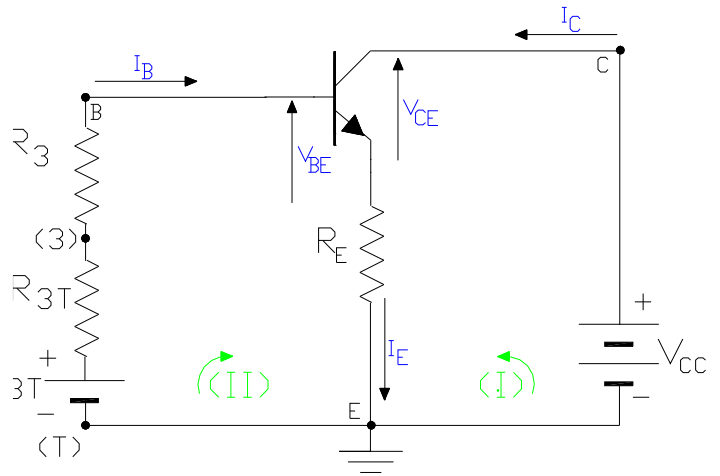


Figura 4.66. Circuito equivalente estático del amplificador seguidor "boot strap".

En esta configuración, como en todo circuito seguidor de emisor, los bornes de entrada o de excitación

en donde se conecta la fuente de señal con su respectiva resistencia interna (V_s, R_s) es el de la base (b) y tierra (t) pudiéndose observar que para las señales, el colector (c) se halla vinculado con tierra (t), mientras que la carga R_L se encuentra conectada entre los terminales de emisor (e) y tierra (t); es decir que los terminales superiores de base (b) y emisor (e) conforman respectivamente, los terminales de entrada y de salida del amplificador.

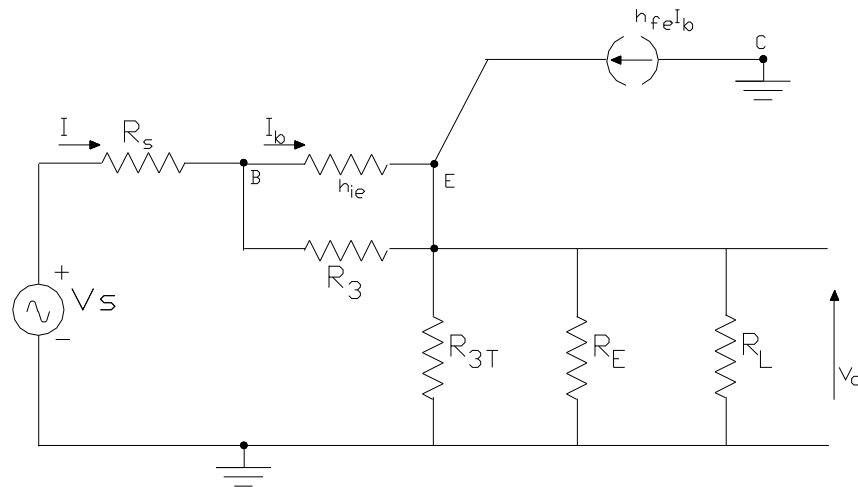


Figura 4.67 Circuito equivalente dinámico del amplificador seguidor "boot strap".

Entre dichos terminales de entrada y salida se encuentra conectado el resistor R_3 tal como se ilustra en la figura 4.68 en la que el cuadripolo representa al resto del circuito amplificador colector común con sus correspondientes corrientes y tensiones de entrada y salida. En este esquema equivalente puede desarrollarse el Teorema de Miller que en términos generales expresa la manera en que se refleja sobre la entrada y la salida del amplificador una impedancia cualquiera conectada entre la entrada y la salida del mismo, tal como la R_3 .

Si aquí I_i circulara enteramente a través de R_3 la misma puede determinarse haciendo:

$$R_3 = \frac{V_i - V_o}{I_i}$$

En nuestro caso al tratarse de un amplificador colector común su resistencia de entrada es normalmente mucho mayor a R_3 por lo que con cierto error puede suponerse que toda la I_i circula por R_3 . Además en dicha configuración $V_o = A_V \cdot V_i$ con A_V aproximadamente igual a la unidad, con lo que:

$$R_3 = \frac{V_i (1 - A_V)}{I_i}$$

En el esquema estudiado, tal como se han planteado las cosas, el cociente (V_i / I_i) representa la forma en que la resistencia R_3 se refleja sobre los terminales de entrada del amplificador y que llamaremos R_{3i} . En nuestro caso:

$$R_{3i} = \frac{R_3}{(1 - A_V)} \quad (4.122) \quad \text{y análogamente, } R_3 \text{ reflejada sobre la salida resulta: } R_{3o} = \frac{R_3}{[1 - (1/A_V)]} \quad (4.123)$$

y si como se ha dicho A_V posee un valor próximo a la unidad, ambas resistencias reflejadas resultan de valor tendiente a infinito con lo que ya las características intrínsecas del colector común dejan de ser apantalladas por la presencia de la red de polarización de base del transistor.

Hagamos el análisis del circuito de la figura 4.67. En él definimos como resistencia dinámica de carga al paralelo:

$$R_d = R_{3T} // R_E // R_L = 33,8 \text{ K} // 4,7 \text{ K} // 1 \text{ K} = 0,8 \text{ KOhm}$$

Entonces en la entrada:

$$I_b = I \cdot \frac{R_3}{R_3 + h_{ie}} \quad \text{mientras que, en la salida: } V_o = (I + h_{fe} \cdot I_b) \cdot R_d \quad \text{y la tensión de entrada } V_i = V_o + I (R_3 // h_{ie})$$

luego reemplazando I_b y determinando los pertinentes cocientes se obtiene:

$$A_V = \frac{R_d [1 + h_{fe} \cdot \frac{R_3}{h_{ie} + R_3}]}{\frac{h_{ie} \cdot R_3}{h_{ie} + R_3} + R_d [1 + h_{fe} \cdot \frac{R_3}{h_{ie} + R_3}]} \quad (4.124) \quad \text{y} \quad R_i = \frac{h_{ie} \cdot R_3}{h_{ie} + R_3} + R_d [1 + h_{fe} \cdot \frac{R_3}{h_{ie} + R_3}] \quad (4.125)$$

reemplazando los valores numéricos se obtiene:

$$A_V = \frac{800 [1 + 200 \cdot \frac{10}{3,7 + 10}]}{3,7 \cdot 10^4 + 800 [1 + 200 \cdot \frac{10}{3,7 + 10}]} = 0,98 \quad \text{y} \quad R_i = \frac{3,7 \cdot 10^4}{3,7 + 10} + 800 [1 + 200 \cdot \frac{10}{3,7 + 10}] = 120,3 \text{ KOhm}$$

mientras que por Miller, la carga de R_3 a la entrada y a la salida sería:

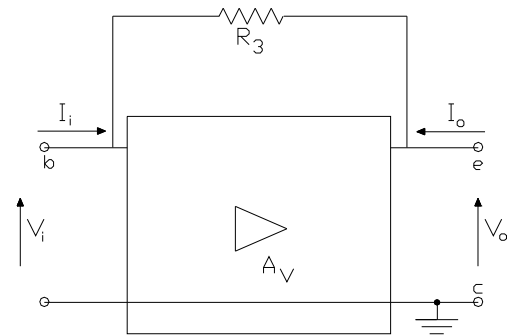


Figura 4.68 Cuadripolo equivalente del amplificador seguidor "boot strap".

$$R_{3i} = \frac{10^4}{(1 - 0,98)} = 500 \text{ KOhm} \quad \text{y} \quad R_{3o} = \frac{10^4}{[1 - (1/0,98)]} = 490 \text{ KOhm}$$

que como puede comprobarse, casi no cargan sobre dichos circuitos.

4.6.8. Polarización con una fuente de corriente constante

Hemos comprobado que las características de funcionamiento dinámico de las distintas configuraciones amplificadoras pueden llegar a enmascarse por la presencia de los componentes pasivos integrantes de las redes de polarización y estabilización. Como se vera mas adelante, en la tecnología de los circuitos integrados lineales no es ni mas complicado ni mas caro utilizar componentes activos tales como el BJT en reemplazo de un resistor, todo por el contrario, cuando la solución tecnológica es la integración de los circuitos en un mismo sustrato base suele ser mas sencillo integrar todos transistores en lugar de diversificar diferente tipo de componentes, con la ventaja adicional de la identidad de transistores integrados en la misma pastilla y con la posibilidad de emplear técnicas de compensación térmica.

Ante esta alternativa se debe considerar que un BJT se puede polarizar por medio de una fuente de corriente constante de la misma forma que en el caso de la tecnología CMOS. Esta solución puede apreciarse en el circuito de la figura 4.69.a). Este circuito tiene la ventaja que la corriente de emisor es independiente de los valores de β y R_B o R_{BT} . Así R_B se puede hacer grande permitiendo un incremento en la resistencia de entrada en la base sin afectar de manera adversa la estabilización del punto de trabajo estático. Además, la polarización mediante el uso de la fuente de corriente lleva a una simplificación de diseño importante, como se podrá comprobar en secciones y capítulos posteriores.

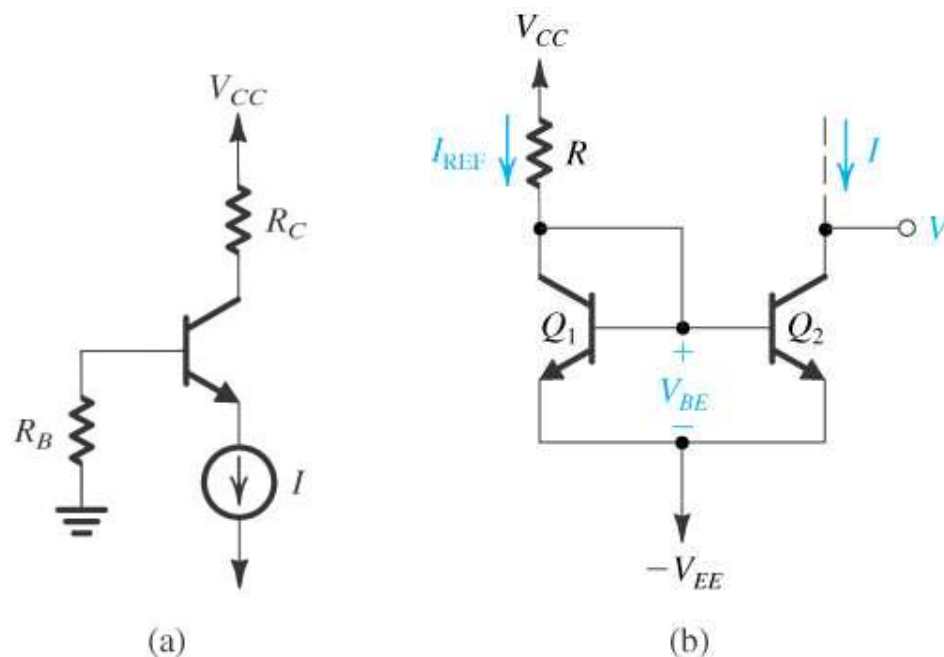


Figura 4.69 a) Un BJT polarizado con un a fuente de corriente constante I . b) circuito para poner en practica la fuente de corriente I .

Una sencilla solución para concretar la fuente de corriente constante I puede observarse en el circuito de la figura 4.69.b). El circuito utiliza un par de transistores acoplados Q_1 y Q_2 , con Q_1 conectado como un diodo al disponerse un corto circuito entre sus terminales de colector y de base. Si se supone que Q_1 y Q_2 tienen valores altos de β se pueden despreciar sus corrientes de base. Por lo tanto, la corriente a través de Q_1 será aproximadamente igual a I_{REF} .

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - V_{BE}}{R} \quad (4.126)$$

Ahora si el circuito se realiza en el mismo sustrato base ambos transistores son idénticos y como los dos comparten la misma tensión de polarización V_{BE} sus corrientes de colector en una primer aproximación serán iguales, lo que arroja como resultado

$$I = I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R} \quad (4.127)$$

Sin considerar el efecto de Early en Q_2 , la corriente en el colector de este transistor permanece constante en el valor que expresa la ecuación (4.127) siempre que Q_2 permanezca operando en su región activa, cosa que se puede garantizar si se asegura el valor de tensión conveniente en su terminal de colector, V , mayor que el de su base, $(-V_{EE} + V_{BE})$. La conexión de Q_1 y Q_2 , en la figura 4.69.b) se conoce como fuente de corriente espejo y en los capítulos subsiguientes se estudiarán en detalle estos espejos de corriente.

4.7 .- INVERSOR LÓGICO DIGITAL BJT BASICO

El componente mas fundamental de un sistema digital es el inversor lógico. En la sección 1.7 se lo estudio en un nivel básico y conceptual. Habiendo estudiado el BJT, ahora se puede considerar su aplicación en la ejecución de un inversor lógico simple tal como se representa en la figura 4.69. Se podrá comprobar que a dicho circuito se lo ha estudiado con cierto detalle. De hecho, se utilizo en la sección 4.2.4 para ilustrar el modo de operación y obtención de las curvas características, para ello la ahora llamada tensión v_I debía ser positiva. La operación del circuito como un inversor lógico hace uso de los modos de operación de corte y saturación, a diferencia de su utilización como amplificador.

En términos muy simples, si la tensión de entrada v_I es “alto” correspondiente a un valor cercano a la tensión de alimentación V_{CC} (que representa a un 1 lógico en un sistema lógico positivo), el transistor estará conduciendo y, con la elección apropiada de valores para R_B y R_C saturado. Así, la tensión de salida v_O no superara los cientos de milivolt correspondientes a la $V_{CE(sat)}$, que representa a un nivel lógico “bajo” o cero lógico en un sistema de lógica positiva. Por el contrario si la tensión de entrada v_I es un “bajo”, o sea un valor cercano al potencial de masa (por ejemplo del mismo orden de la tensión $V_{CE(sat)}$), entonces el transistor operara al corte, i_C será nula y $v_O = V_{CC}$ que es un 1 o “alto” lógico en el mismo sistema de lógica positiva.

Los dos factores siguientes motivan la elección de corte o saturación como los dos modos de operación del BJT en este circuito inversor:

1. La disipación de energía en el circuito es relativamente baja tanto en corte como en saturación: en corte las corrientes son nulas (excepto para corrientes de fuga muy pequeñas), y en saturación la tensión en el transistor es muy pequeña;
2. Los niveles de tensión de salida (V_{CC} o $V_{CE(sat)}$) están bien definidos. En contraste, si se opera al transistor en la región activa $v_O = V_{CC} - i_C \cdot R_C = V_{CC} - \beta \cdot i_B \cdot R_C$ que es muy dependiente del parámetro β del transistor de característica dispersa y dependiente de la misma corriente de colector.

4.7.1. Característica de transferencia de tensiones del Inversor:

Como se menciona en la sección 1.7, la descripción mas útil de un circuito inversor es en términos de su característica de transferencia de tensión, v_O frente a v_I . Una grafica de tal característica de transferencia del circuito antes visto se presenta en la figura 4.70. La característica de transferencia se aproxima mediante tres segmentos de recta que corresponden a la operación del BJT en las regiones de corte, activa y de saturación, como se indica. La característica de transferencia real es una curva uniforme pero sigue de cerca las asíntotas de línea recta de esta figura. Ahora si se calculan las coordenadas de los puntos de interrupción de dicha característica para un caso representativo en donde $R_B = 10 \text{ K}\Omega$, $R_C = 1 \text{ K}\Omega$, $\beta = 50$ y $V_{CC} = 5 \text{ V}$, estos resultan:

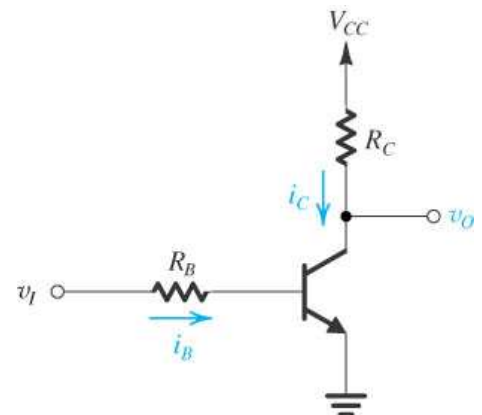


Figura 4.69 Inversor lógico digital BJT básico.

1. En $v_i = V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V}$
 $v_o = V_{OH} = V_{CC} = 5 \text{ V}$

2. En $v_i = V_{IL}$ el transistor comienza a activarse, así

$$V_{IL} = 0,7 \text{ V}$$

3. En $v_i = V_{IH}$ el transistor entra en la región de saturación. Así V_{IH} es el valor de v_i que da como resultado que el transistor este en el borde de la saturación,

$$I_B = \frac{(V_{CC} - V_{CE(sat)}) / R_C}{\beta}$$

Para los valores que se están utilizando, se obtiene $I_B = 0,096 \text{ mA}$, que se puede utilizar para calcular V_{IH}

$$V_{IH} = I_B \cdot R_B + V_{BE} = 1,66 \text{ V}$$

4. Para $v_i = V_{OH}$ el transistor estará muy dentro de saturación con $v_o = V_{CE(sat)} = 0,2 \text{ V}$

$$\beta_{forzada} = \frac{(V_{CC} - V_{CE(sat)}) / R_C}{(V_{OH} - V_{BE}) / R_B} = \frac{4,8}{0,43} = 11$$

5. Ahora si que es posible calcular los márgenes de ruido con las formulas de la sección 1.7:

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 5 - 1,66 = 3,44 \text{ V}$$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 0,7 - 0,2 = 0,5 \text{ V}$$

Es evidente que los dos márgenes de ruido son muy diferentes, lo cual hace a este circuito inversor menos que ideal.

4.7.2. Circuitos digitales BJT saturados en comparación con los no saturados:

El circuito inversor que se acaba de analizar pertenece a la variedad saturada de circuitos digitales BJT. Una familia históricamente importante de circuitos lógicos BJT saturados es la denominada **lógica transistor-transistor** (TTL, por sus siglas en ingles). Aunque aun se emplean algunas versiones TTL, los circuitos digitales bipolares saturados normalmente ya no son la tecnología de elección para el diseño de un sistema digital. Esto se debe a que su velocidad de operación esta muy limitada por el retardo de tiempo relativamente largo requerido para desactivar un transistor saturado, como se explicara ahora en forma breve.

En el estudio de la saturación del BJT en la sección 4.1.4 se hace uso de la distribución de portadores minoritarios en la región de la base (véase figura 4.9). Tal distribución se muestra con mayor detalle ahora en la figura 4.71, en la que la carga de los portadores minoritarios almacenada en la base ha sido dividida en dos componentes: el representado mediante el triangulo celeste produce el gradiente que da lugar a la corriente de difusión en la base; el otro, representado con el rectángulo gris, hace que el transistor sea forzado mas hacia la saturación. Mientras mas sea forzado el transistor hacia la saturación (es decir, mientras mas grande sea el factor de sobrecarga de la base), mayor será la cantidad del componente "gris" de la carga almacenada. Esta carga de base almacenada "extra" es la que representa un problema importante cuando se desactiva al transistor: antes de que la corriente del colector pueda empezar a disminuir, primero se debe eliminar la carga extra almacenada. Esto añade un componente relativamente grande al tiempo de desactivación de un transistor saturado.

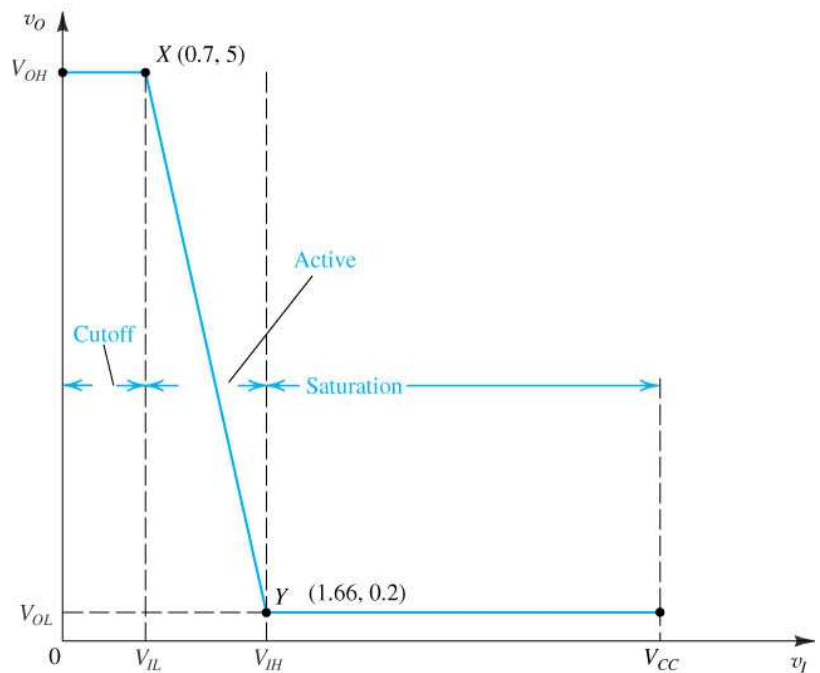


Figura 4.70 Bosquejo de la característica de transferencia de tensión del inversor lógico de la figura 4.69. para el caso en que $R_B = 10 \text{ K}\Omega$, $R_C = 1 \text{ K}\Omega$, $\beta = 50$ y $V_{CC} = 5 \text{ V}$. El calculo de las coordenadas figura a la izquierda.

De lo anterior se concluye que para lograr altas velocidades de operación, no se debe permitir que se sature al BJT. Este es en general el caso en la lógica en modo de corriente y para la forma particular llamada lógica de emisores acoplados (ECL, por sus siglas en inglés), que se estudia en las técnicas digitales. Allí se demuestra por que la ECL es en la actualidad la familia disponible de circuitos lógicos de mas alta velocidad.

Se basa en la configuración de conmutación de corriente que se analizo desde el punto de vista conceptual en la sección 1.7. (figura 1.33).

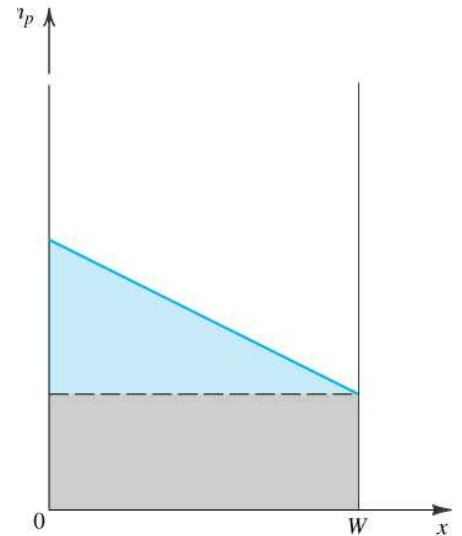


Figura 4.71 La carga de portadores minoritarios almacenada en la base de un transistor saturado..

4.8 .- MODELO BJT DE SPICE

4.8.1. Modelo Ebers-Moll de SPICE del BJT:

En la sección 4.1.4 se estudio el modelo de Ebers-Moll del BJT y en la figura 4.7 se mostró una forma de este modelo, conocida como forma de inyección. Spice utiliza para modelar el BJT con gran señal, una forma equivalente del modelo de Ebers-Moll, basada en la forma de transporte tal como se muestra en la figura 4.72. Aquí los resistores r_x , r_E y r_C se añaden para representar la resistencia ohmica de las regiones de base, emisor y colector, respectivamente.

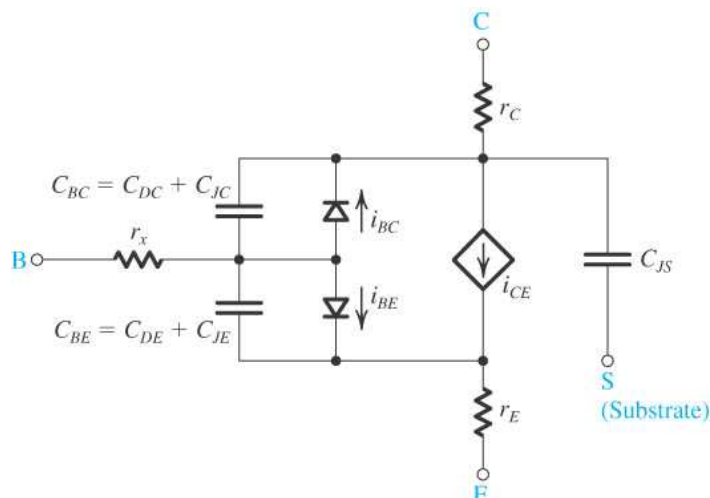


Figura 4.69 Modelo SPICE de gran señal, de Ebers-Moll para un BJT tipo npn.

La operación dinámica del BJT se modela mediante dos condensadores no lineales, C_{BC} y C_{BE} . Cada uno de estos condensadores incluye, por lo regular, un componente de difusión (es decir, C_{DC} y C_{DE}) y un componente de almacenamiento o unión (es decir, C_{JC} y C_{JE}) para explicar los efectos de almacenamiento de carga dentro del BJT. Además, el modelo BJT incluye una capacitancia de unión o almacenamiento C_{JS} para dar cuenta de la unión colector-sustrato en los BJT de circuitos integrados, en los que se forma una unión pn con polarización inversa entre el colector y el sustrato (que es común a los componentes del CI).

4.8.2. Modelo Gummel-Poon de SPICE del BJT

El modelo de Ebers-Moll del BJT con señal grande descrito en la sección precedente carece de una representación de algunos efectos de segundo orden presentes en dispositivos reales. Uno de los más importantes es la variación de las ganancias de corriente, β_F y β_R , con la corriente de colector. En el modelo de Ebers-Moll se supone que ambas transferencias son constantes y, por lo tanto, se ignora su dependencia de la corriente. Para tener en cuenta este, y otros efectos de segundo orden, SPICE usa un modelo BJT más preciso, pero más complejo, llamado de Gummel-Poon (en honor a estos dos pioneros en este campo). Este modelo se basa en la relación entre las características de terminales de un BJT y su carga de base. Esta fuera del alcance de este trabajo profundizar en los detalles del modelo. Sin embargo, es importante que el lector este consciente de la existencia de tal modelo.

En SPICE, el modelo de Gummel-Poon se simplifica de modo automático al modelo de Ebers Moll cuando ciertos parámetros del modelo no están especificados. En consecuencia, el modelo del BJT a usar en SPICE no necesita ser especificado de forma explícita por el usuario (a diferencia del caso de los MOSFETS en el que el modelo se especifica mediante el parámetro LEVEL). Para los BJT discretos los valores de los parámetros del modelo de SPICE se determinan a partir de datos especificados en las hojas de datos del BJT, complementados (en caso necesario) con mediciones clave.