

Índice

TEMA 11: Modelos de gran señal del BJT	11.1
11.1. INTRODUCCIÓN	11.1
11.2. MODELO DE EBERS-MOLL	11.3
11.2.1. Deducción del modelo	11.3
11.2.2. Cálculo experimental de α_F , α_R , I_{ES} e I_{CS}	11.7
11.2.3. Otra forma de expresar las ecuaciones de Ebers-Moll	11.8
11.2.4. Versión transporte del modelo de Ebers-Moll	11.10
11.3. CURVAS CARACTERÍSTICAS IDEALES I-V	11.11
11.4. DESVIACIONES RESPECTO AL TRANSISTOR BIPOLAR IDEAL	11.15
11.4.1. Efecto Early	11.15
11.4.2. Variaciones de β_F con I_C	11.20
11.5. RECTA DE CARGA ESTÁTICA	11.22
11.6. ESTABILIDAD DE LA POLARIZACIÓN: CIRCUITO DE AUTOPOLARIZACIÓN O POLARIZACIÓN POR EMISOR.	11.27

Tema 11

Modelos de Gran Señal del BJT

11.1.- Introducción

En el tema anterior ya se ha comentado que existen cuatro modos de funcionamiento o polarización del transistor bipolar en función de las polarizaciones directa o inversa aplicadas a sus uniones. El cálculo de las corrientes en los terminales en función de dichas tensiones puede realizarse para cada modo de funcionamiento particular a partir del perfil de minoritarios existente en cada una de las regiones neutras de emisor, base y colector. Sin embargo, este estudio también puede abordarse de forma general para dos valores cualesquiera de las tensiones aplicadas a las uniones, obteniéndose un conjunto de ecuaciones válidas para cualquier región de polarización. Las corrientes en los terminales, para cada modo particular, se

obtendrán (tanto el valor como el sentido) teniendo en cuenta si la unión correspondiente está directa o inversamente polarizada.

En concreto, el modelo analítico que vamos a deducir para el transistor bipolar es el denominado “Modelo de Ebers-Moll”. Una variante de éste está implementada en el programa SPICE, considerado un estándar dentro de los simuladores de circuitos analógicos y de uso universalmente extendido.

La representación gráfica de las ecuaciones obtenidas permitirá obtener y analizar las curvas características del transistor en las diferentes regiones de funcionamiento.

Finalmente, se analizarán algunos efectos de segundo orden no tenidos en cuenta en la descripción inicial del transistor bipolar, como son el Efecto Early y la variación de β_F con la corriente de colector I_C .

11.2.- MODELO DE EBERS-MOLL

11.2.1.- Dedución del Modelo

Al objeto de fijar ideas, vamos a considerar que estamos trabajando con un transistor pnp. Su funcionamiento para cualquier modo de polarización puede deducirse fácilmente sin más que tener en cuenta que está formado por dos uniones pn muy próximas entre sí. Esto es, la conexión entre ambas uniones se realiza a través de una región de base sumamente estrecha, tal y como hemos visto en la descripción del funcionamiento del transistor en el modo activo.

Supongamos entonces que el pnp está polarizado por dos tensiones cualesquiera, $V_{EB} > 0$ y $V_{CB} > 0$ (Figura 11.1).

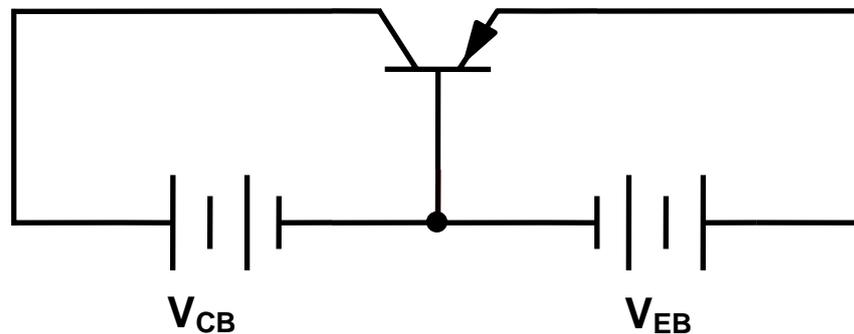


Figura 11.1.- Transistor pnp polarizado con dos tensiones cualesquiera, $V_{EB} > 0$ y $V_{CB} > 0$.

En tal caso, la corriente de emisor I_E presenta dos componentes (Figura 11.2):

- La corriente que se produce en dicha unión debida a su polarización, I_F .
- La corriente debida a la presencia próxima de la unión de colector. Es decir, la fracción de la corriente generada por la unión de colector, I_R , que se transmite a través de la base y es recogida por la unión de emisor, $\alpha_R I_R$.

Análogamente, la corriente de colector I_C presenta dos componentes:

- La corriente debida a la polarización de la unión de colector, I_R .
- La fracción de corriente producida por la unión de emisor, I_F , que se transmite a través de la región de base y es recogida por la unión de colector, $\alpha_F I_F$.

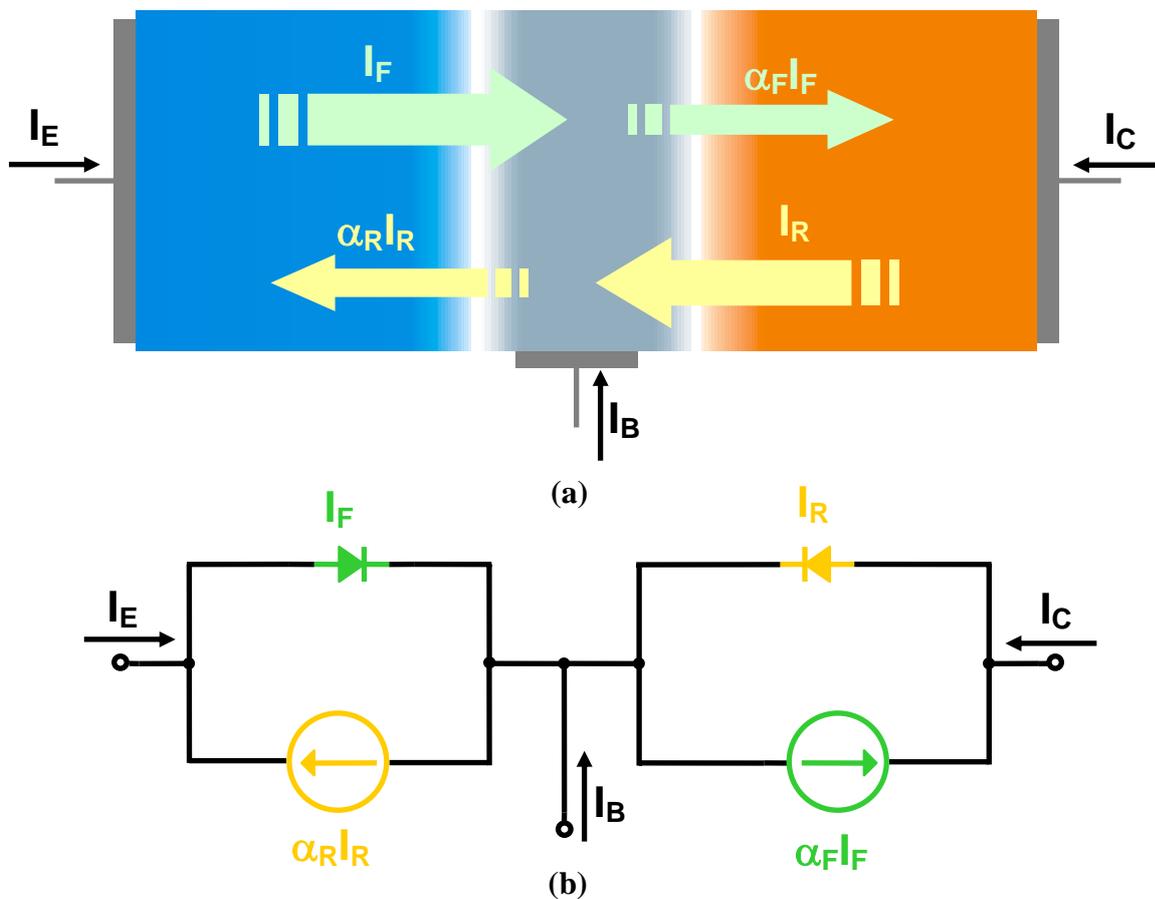


Figura 11.2.- (a) Componentes de corriente en un transistor pnp; (b) Modelo de Ebers-Moll de gran señal para un transistor pnp.

La representación circuital de las consideraciones hechas en el párrafo anterior se muestra en la Figura 11.2b. Los dos diodos en oposición representan las uniones del transistor bipolar, mientras que los dos generadores de corriente indican la conexión

entre ambas uniones. Los subíndices significan: F (forward), transmisión directa de emisor a colector y R (reverse), transmisión inversa de colector a emisor.

Las corrientes en los terminales del circuito representado en la Figura 11.2b pueden expresarse en función de estas componentes como:

$$\begin{aligned} I_E &= I_F - \alpha_R I_R \\ I_C &= -\alpha_F I_F + I_R \end{aligned} \quad (11.1)$$

Si desarrollamos estas ecuaciones, resulta:

$$I_E = I_{ES} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right) \quad (11.2a)$$

$$I_C = -\alpha_F I_{ES} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) + I_{CS} \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right) \quad (11.2b)$$

Las ecuaciones (11.2) constituyen las ecuaciones del MODELO DE EBERS-MOLL para un transistor pnp y son válidas para todos los modos de polarización.

Las corrientes I_{ES} e I_{CS} representan las corrientes de saturación de las uniones emisor-base y colector-base respectivamente. Dichas corrientes, tal y como se vio en el caso del diodo, tienen dos componentes que provienen del análisis de las regiones neutras involucradas.

Los parámetros α_F y α_R son ambos menores que la unidad, puesto que no toda la corriente generada por una unión es recogida por la otra unión. En efecto, tal y como se vio en el tema anterior, existen, por una parte, componentes de corriente que no intervienen en el efecto transistor (tal es el caso de la corriente de portadores inyectados por la base en el emisor, I_{nE}) y, por otra, pérdidas por recombinación en la base, I_{rB} .

Los valores de α_F , α_R , I_{ES} e I_{CS} dependen del dopado y de la geometría de las

regiones de emisor, base y colector.

Por lo tanto, según las ecuaciones (11.2), cuatro son los parámetros que gobiernan el funcionamiento del transistor bipolar: α_F , α_R , I_{ES} e I_{CS} . Sin embargo, el número de parámetros se reduce si se tiene en cuenta que éstos verifican la siguiente relación:

$$\boxed{\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S} \quad (11.3)$$

La ecuación (11.3) se denomina “**Relación de Reciprocidad**” y el parámetro I_S es la “**Corriente de Saturación del Transistor**”. Su interpretación física es la siguiente: La corriente de saturación de una unión pn posee dos términos, cada uno de los cuales proviene del análisis de la región neutra considerada. Como consecuencia de ello, $\alpha_F I_{ES}$ representa la porción de la corriente de saturación de la unión de emisor I_{ES} que proviene del análisis de la región de base, α_F . Análogamente, $\alpha_R I_{CS}$ es la porción de la corriente de saturación de la unión de colector I_{CS} que proviene del análisis de la base, α_R . La relación de reciprocidad, ecuación (11.3), simplemente pone de manifiesto que el análisis de la región de base es el mismo tanto para I_{ES} como para I_{CS} , siendo I_S la porción común de ambas corrientes de saturación. La corriente I_S constituye, por lo tanto, una constante fundamental del dispositivo.

Si se tiene en cuenta la relación de reciprocidad, sólo son necesarios tres parámetros para caracterizar el funcionamiento del transistor bipolar: α_F , α_R e I_S .

Indudablemente, si la región de base fuera muy ancha ($w_B \gg L_{mB}$), la fracción de corriente que atraviesa la base sería muy pequeña. Es decir, α_F y α_R serían mucho menores que la unidad o, lo que es equivalente, la corriente de recombinación en la base I_{rB} sería apreciable. En tal caso, el modelo del transistor bipolar degeneraría en el de dos diodos conectados en oposición con un terminal común, esto es, el efecto transistor entendido como la transferencia de corriente de una unión a otra desaparecería.

Para obtener las ecuaciones de EBERS-MOLL de un transistor npn, basta con cambiar el signo a las tensiones y las corrientes, lo que conduce a:

$$I_E = -I_{ES} \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) + \alpha_R I_{CS} \left(\exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right) \quad (11.4a)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left(\exp \frac{V_{BE}}{V_T} - 1 \right) - I_{CS} \left(\exp \frac{V_{BC}}{V_T} - 1 \right) \quad (11.4b)$$

Finalmente, cabe señalar que, conocidas las corrientes de emisor y de colector, la corriente de base se obtendrá teniendo en cuenta que en un transistor bipolar la suma de las tres corrientes ha de ser cero.

$$I_E + I_B + I_C = 0 \quad \Rightarrow \quad I_B = -(I_E + I_C) \quad (11.5)$$

11.2.2.- Cálculo experimental de α_F , α_R , I_{ES} e I_{CS}

Las constantes que aparecen en el modelo de Ebers-Moll pueden interpretarse también como “parámetros externos” del transistor bipolar, puesto que pueden medirse experimentalmente. En efecto, si partimos de las ecuaciones de Ebers-Moll para un pnp (ecuación 11.2) y cortocircuitamos la unión de colector, resulta que:

$$V_{CB} = 0 \quad \Rightarrow \quad I_E = I_{ES} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) = I_F$$

$$I_C = -\alpha_F I_{ES} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) = -\alpha_F I_E = -\alpha_F I_F$$

$$\alpha_F = -\frac{I_C}{I_F} \Big|_{V_{CB}=0} = -\frac{I_C}{I_E} \Big|_{V_{CB}=0}$$

Es decir, α_F es la ganancia directa de corriente en base común con la salida en

cortocircuito, mientras que, I_{ES} es la corriente inversa de saturación de la unión de emisor con la salida en cortocircuito.

Análogamente, α_R es la ganancia inversa de corriente en base común con la entrada en cortocircuito, mientras que I_{CS} es la corriente inversa de saturación de la unión de colector con la entrada en cortocircuito.

11.2.3.- Otra forma de expresar las ecuaciones de Ebers-Moll

Las ecuaciones de Ebers-Moll pueden expresarse también en función de las corrientes de colector y emisor de circuito abierto. Para ello, teniendo en cuenta las ecuaciones de Ebers-Moll para un transistor pnp, ecuaciones (11.2), si en la ecuación (11.2a), se despeja el primer término y se sustituye en la ecuación (11.2b), resulta que:

$$I_C = -\alpha_F I_E + (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS} \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right) \quad (11.6)$$

Análogamente, si en la ecuación (11.2b) se despeja el segundo término y se introduce en la ecuación (11.2a), se obtiene que:

$$I_E = -\alpha_R I_C + (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{ES} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) \quad (11.7)$$

Definiendo:

$$I_{CBO} = I_{CO} \equiv I_C \Big|_{\substack{I_E=0 \\ V_{CB}<0}} = -(1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS}$$

$$I_{EBO} = I_{EO} \equiv I_E \Big|_{\substack{I_C=0 \\ V_{EB}<0}} = -(1 - \alpha_F \alpha_R) I_{ES}$$

las ecuaciones (11.6) y (11.7) pueden entonces escribirse de la siguiente forma:

$$I_E = -\alpha_R I_C - I_{EO} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) \quad (11.8a)$$

$$I_C = -\alpha_F I_E - I_{CO} \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right) \quad (11.8b)$$

Las ecuaciones (11.8) constituyen una forma alternativa de expresar el Modelo de Ebers-Moll. Al ser unas ecuaciones basadas en la física del dispositivo, cuando se utilicen habrá que colocar el signo a todas las tensiones y corrientes conocidas.

Análogamente, para un transistor npn, partiendo de las ecuaciones (11.4) pueden obtenerse las ecuaciones (11.8) con los subíndices cambiados en las tensiones. Por lo tanto, las ecuaciones (11.8) tal y como están expresadas sirven tanto para un pnp como para un npn (con la salvedad en este último caso, además de los subíndices de las tensiones ya comentado, que $I_{CO}, I_{EO} > 0$).

Teniendo en cuenta las definiciones de I_{EO} e I_{CO} , resulta que la relación de reciprocidad se mantiene también para las corrientes de circuito abierto, esto es:

$$\boxed{\alpha_F I_{EO} = \alpha_R I_{CO}} \quad (11.9)$$

En lugar de los parámetros α_F y α_R (ganancias directa e inversa en la configuración de base común con la salida/entrada en cortocircuito), pueden también utilizarse los parámetros β_F y β_R (ganancias directa e inversa en la configuración de emisor común) definidos como:

$$\beta_F \equiv \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad \beta_R \equiv \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \quad (11.10)$$

11.2.4.- Versión transporte del Modelo de Ebers-Moll

Las ecuaciones (11.2) y (11.4) constituyen el Modelo de Ebers-Moll en su versión de inyección para los transistores pnp y npn respectivamente. Existe otra manera de expresar este modelo sin más que utilizar las corrientes de los generadores como corrientes de referencia y expresar en función de ellas las corrientes que circulan por los diodos. En efecto, si se sigue trabajando con un transistor pnp el resultado es el que se observa en la Figura 11.3.

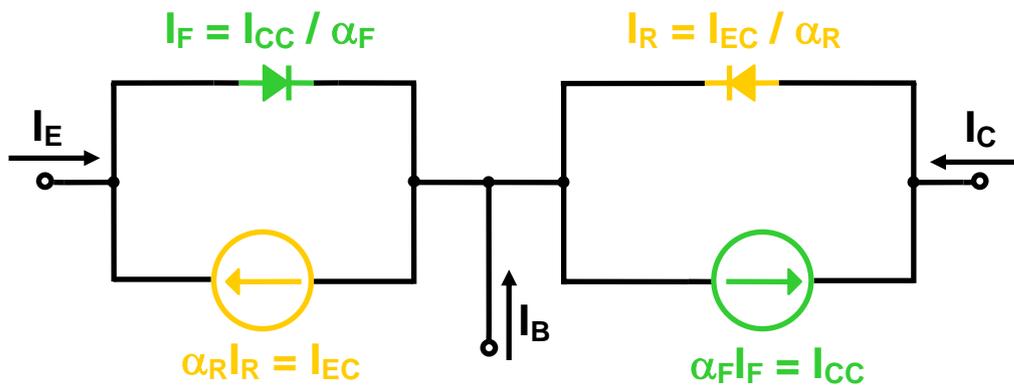


Figura 11.3.- Representación circuital del Modelo de Ebers-Moll en el que se han tomado las corrientes de los generadores como corrientes de referencia.

Además, puesto que los generadores de corriente dan cuenta de la corriente de portadores que se transfiere de una unión a otra a través de la región de base, pueden sustituirse por un único generador I_{CT} entre colector y emisor que represente la corriente neta de portadores (Figura 11.4).

$$I_{CT} = I_{CC} - I_{EC} = I_S \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - \exp \frac{V_{CB}}{V_T} \right)$$

Esto obliga a reformular las corrientes en los diodos que, en este caso, deben reflejar sólo la corriente de portadores inyectados por la base en el emisor y colector respectivamente. Así, la corriente en el diodo emisor-base vendrá dada por:

$$I_F - \alpha_F I_F = (1 - \alpha_F) I_F = \frac{\alpha_F}{\beta_F} I_F = \frac{\alpha_F}{\beta_F} I_{ES} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_F} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right)$$

De igual forma, la corriente en la unión colector-base es:

$$I_R - \alpha_R I_R = (1 - \alpha_R) I_R = \frac{\alpha_R}{\beta_R} I_R = \frac{\alpha_R}{\beta_R} I_{CS} \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right) = \frac{I_S}{\beta_R} \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right)$$

Como puede apreciarse en la Figura 11.4, siguen siendo tres los parámetros que caracterizan el funcionamiento del transistor: I_S , β_F y β_R .

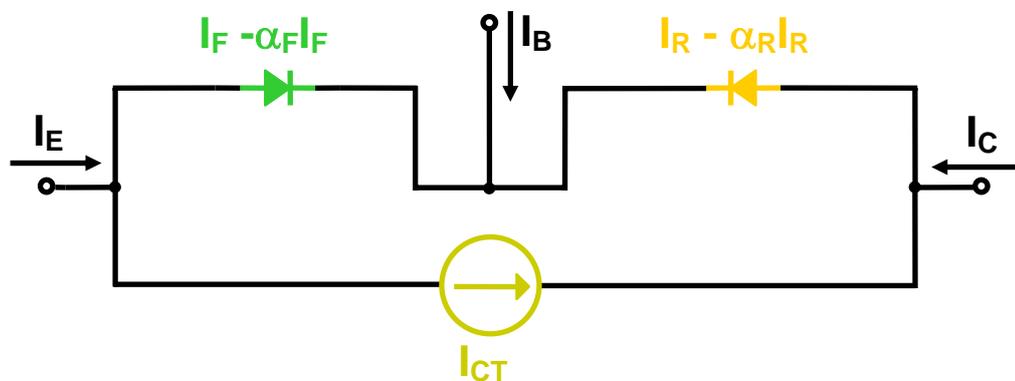


Figura 11.4.- Versión transporte del Modelo de Ebers-Moll para un transistor pnp.

11.3.- CURVAS CARACTERÍSTICAS IDEALES I-V

Las ecuaciones de Ebers-Moll pueden representarse gráficamente obteniendo lo que se denominan las “curvas características I-V” del transistor bipolar.

Para la obtención de estas gráficas y su análisis, conviene recordar que el transistor bipolar puede ser utilizado en tres configuraciones diferentes dependiendo de cuál sea el terminal común a los circuitos de entrada y de salida. Para cada configuración tendremos entonces dos tensiones (la de entrada y salida) y dos corrientes (la de entrada y salida), lo que hace que podamos tomar dos de ellas como variables independientes en función de las cuales se representarán las dos restantes, utilizando una de las primeras como parámetro. Como consecuencia de ello, se habla de características de entrada y características de salida dependiendo de si la variable representada gráficamente pertenece al circuito de entrada o de salida.

De las tres configuraciones, emisor, base o colector común, la más utilizada en circuitos con transistores bipolares es la de emisor común; de ahí que centremos en ella nuestra atención. Razonamientos similares pueden hacerse para las configuraciones de base y colector común.

Configuración en Emisor Común

En la Figura 11.5 se ha representado un transistor bipolar en la configuración de emisor común. En dicha figura aparecen indicadas las tensiones y corrientes de entrada y salida.

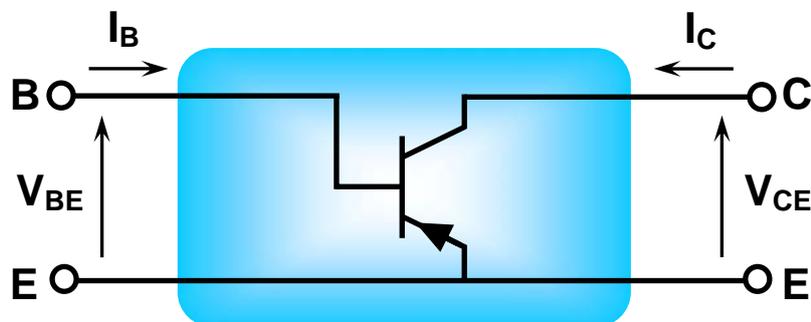


Figura 11.5.- Transistor bipolar pnp en la configuración de emisor común.

La familia de curvas $I_B = f(V_{BE})|_{V_{CE} = \text{parametro}}$ constituye lo que se denomina “características de entrada en la configuración de emisor común”. De forma análoga, la familia de curvas $I_C = f(V_{CE})|_{I_B = \text{parametro}}$ constituye las “características de salida en la configuración de emisor común”. Dichas curvas se encuentran representadas en las Figuras 11.6a y 11.6b respectivamente.

La Figura 11.6a corresponde a las características de entrada de un transistor pnp en la configuración de emisor común. En ella pueden observarse dos curvas que corresponden a las regiones activa y saturación. En efecto:

- Si $V_{CE} = 0 \Rightarrow V_{EB} = V_{CB} > 0 \Rightarrow$ estamos en **SATURACIÓN**, esto es, las dos uniones se encuentran directamente polarizadas. En este caso, la corriente de base I_B está constituida fundamentalmente por la corriente de electrones inyectados en las regiones de emisor y de colector, de ahí que la curva sea

semejante a la de un diodo. Efectivamente:

$$-I_B = \text{reg. de emisor} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) + \text{reg. de colector} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) + I_{rB}$$

$$-I_B \cong (\text{reg. emisor} + \text{reg. colector}) \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right)$$

En SATURACIÓN, la corriente de base aumenta respecto de su valor en el MODO ACTIVO $\Rightarrow \beta_F$ efectiva disminuye.

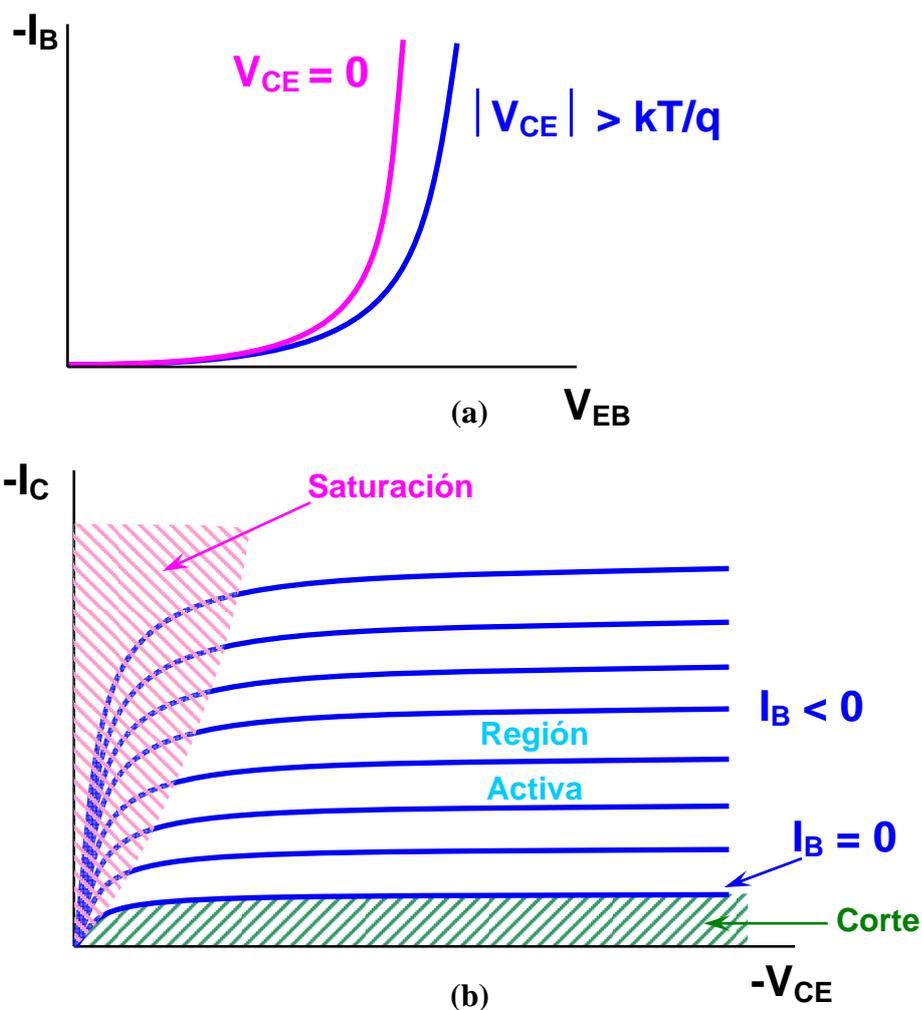


Figura 11.6.- Curvas características I-V en emisor común para un pnp ideal: (a) Características de entrada, (b) Características de salida.

- Para valores de $V_{CE} < 0$ tales que $|V_{CE}| >$ algunos kT/q , podemos observar una única curva correspondiente al **MODO ACTIVO**. Ciertamente, si $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$, con $V_{BE} \cong -0,7 V$ para uniones de silicio, valores grandes y negativos de V_{CE} implican valores grandes y negativos de V_{CB} . En este caso, la corriente de base tiene que proporcionar electrones a la base para que se recombinen con los huecos inyectados por el emisor y, además, ha de inyectar electrones en el emisor. Esta última será su componente dominante. Por lo tanto, los valores de I_B son menores que los correspondientes al modo de saturación para una V_{EB} dada. La razón de obtener una única curva en el modo activo es debido al hecho de que una vez que la unión de colector se encuentra inversamente polarizada, su valor no tiene efecto, en primera aproximación, en la inyección de portadores (en nuestro caso electrones) desde la base hacia el emisor.

En la Figura 11.6b se muestran las características de salida de un transistor pnp en la configuración de emisor común, distinguiéndose tres regiones de funcionamiento:

1. Valores grandes y negativos de V_{CE} con $I_B < 0$ e $I_C < 0$ definen el **MODO ACTIVO** de funcionamiento. Fijada una corriente de base o lo que es equivalente, una polarización directa de la unión de emisor, la corriente de colector es independiente, en primera aproximación, de los valores de V_{CB} . El valor de $V_{CB} = 0$ define el límite entre la región activa y saturación.
2. Para valores de $V_{CB} > 0$, siendo en este caso $|V_{CE}| < 0,7 V$, tanto el emisor como el colector inyectarán portadores en la base (huecos en un transistor pnp). Nos encontramos entonces en la región de **SATURACIÓN**. Para una I_B fija, la corriente de colector I_C disminuirá, debido a la reducción de V_{EB} .
3. El valor de $I_B = 0$ marca el límite entre la región activa y la región de corte, siendo I_{CEO} la corriente de colector de circuito abierto en emisor común

definida como,

$$I_{CEO} = I_C \Big|_{\substack{I_B=0 \\ V_{CB}<0}}$$

Es de señalar que $I_{CEO} > I_{CO}$ debido al efecto transistor. En efecto, en el modo activo sabemos que:

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

$$I_{CEO} = I_C \Big|_{\substack{I_B=0 \\ V_{CB}<0}} = (1 + \beta) I_{CO}$$

Para valores de $I_C < I_{CEO}$, la $I_B > 0$ y el BJT estaría en la región de **CORTE**.

11.4.- DESVIACIONES RESPECTO AL TRANSISTOR BIPOLAR IDEAL

En este apartado se van a analizar algunos de los fenómenos que explican las desviaciones de los transistores reales respecto al modelo ideal presentado anteriormente. Concretamente, se estudiarán:

- ↳ El efecto Early, modulación de la anchura de la región neutra de la base con las tensiones aplicadas a las uniones V_{EB} , V_{CB} .
- ↳ La variación de β_F con la corriente de colector I_C .

11.4.1.- Efecto Early

En el modelo de Ebers-Moll deducido anteriormente, se ha supuesto que la anchura de la región neutra de la base, w_B , es una magnitud constante independientemente de las tensiones aplicadas a las uniones de emisor y de colector. Como consecuencia de ello, observábamos que en el MODO ACTIVO las corrientes no

dependían del valor de la tensión inversa aplicada a la unión de colector siempre y cuando $|V_{CB}| \gg kT/q$. Esto es, las características de entrada presentaban una sola curva en el modo activo, Figura 11.6a, y en las características de salida la I_C se saturaba, es decir, la pendiente de estas curvas en el modo activo era cero, Figura 11.6b. Sin embargo, esto no es estrictamente cierto. Veamos por qué.

Para fijar ideas supongamos un transistor pnp. Al estudiar la unión pn, vimos que en una región corta (en nuestro caso la anchura de la base, $w_B \ll L_{pB}$) el perfil de minoritarios puede aproximarse a una línea recta. En la Figura 11.7, aparece representado el perfil de minoritarios en la base para dos tensiones inversas de polarización de la unión de colector (implícitamente se supone que el transistor está en ACTIVA).

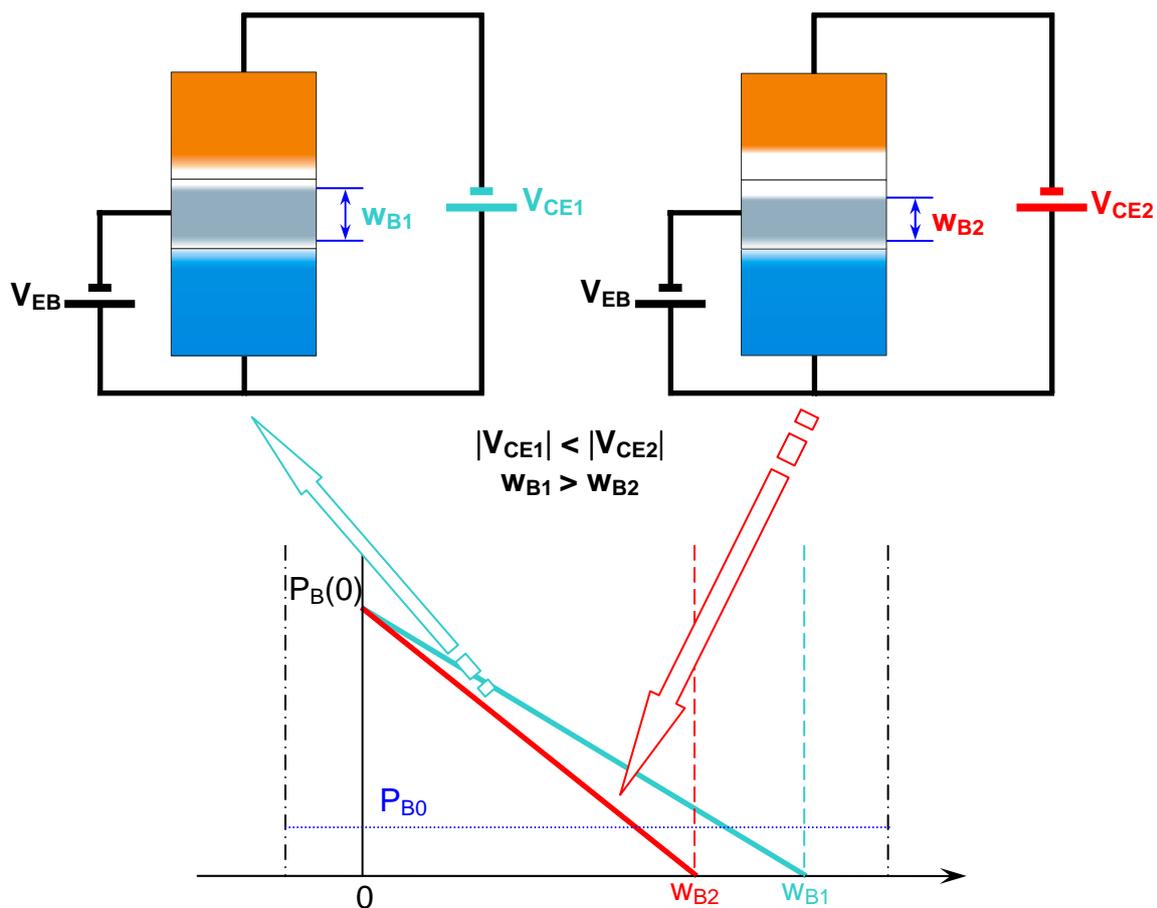


Figura 11.7.- Efecto Early. Se muestra el efecto que, sobre la anchura de la base y sobre el perfil de portadores minoritarios en base, tiene el aplicar una tensión $|V_{CE1}| < |V_{CE2}|$.

El perfil de minoritarios viene dado entonces por la ecuación de la recta que pasa por los puntos $x=0$ y $x=w_B$. Y la concentración de huecos en cada uno de los extremos es función de las tensiones de polarización V_{EB} y V_{CB} .

$$V_{EB} > 0 \Rightarrow p_B(0) = p_{BO} \exp \frac{V_{EB}}{V_T}$$
$$V_{CB} < 0 \Rightarrow p_B(w_B) = p_{BO} \exp \frac{V_{CB}}{V_T} = 0$$

Por lo tanto, la ecuación de la recta será:

$$p_B(x) = p_B(0) \left(1 - \frac{x}{w_B} \right)$$

Si se aumenta la polarización inversa de la unión de colector, la anchura de la zona de carga de espacio de la unión de colector aumenta lo que conduce a una disminución de la anchura de la zona neutra de la base, w_B . Los cambios de las anchuras de las zonas de carga de espacio de las uniones de emisor y colector tienen gran repercusión en la base, al ser ésta corta. Así, por ejemplo, una pequeña modificación de $0,05 \mu\text{m}$ puede significar una porción importante del espesor de la base. Estas variaciones son especialmente significativas bajo polarización inversa ya que, bajo polarización directa, un aumento de esta polarización implica una reducción de la zona de carga de espacio correspondiente.

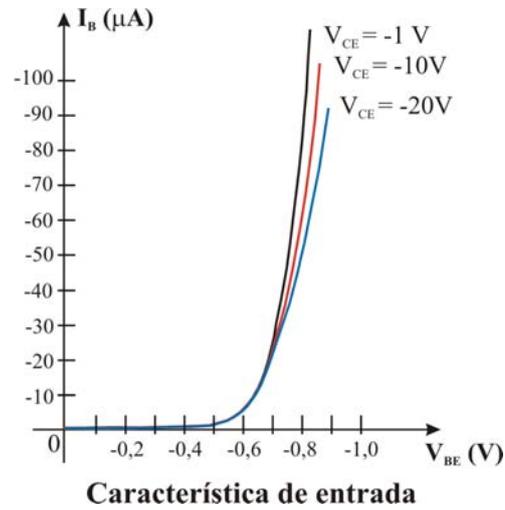
La reducción de w_B tiene dos consecuencias:

1. El gradiente de la concentración de minoritarios en base aumenta, lo que conduce a un aumento del factor transporte α_T o, lo que es equivalente, a un aumento de los parámetros α y β . Es decir, son más los minoritarios que consiguen alcanzar la unión de colector y, por lo tanto, I_C aumenta (recordar que la componente dominante de I_C es proporcional al gradiente del perfil de minoritarios en la base).

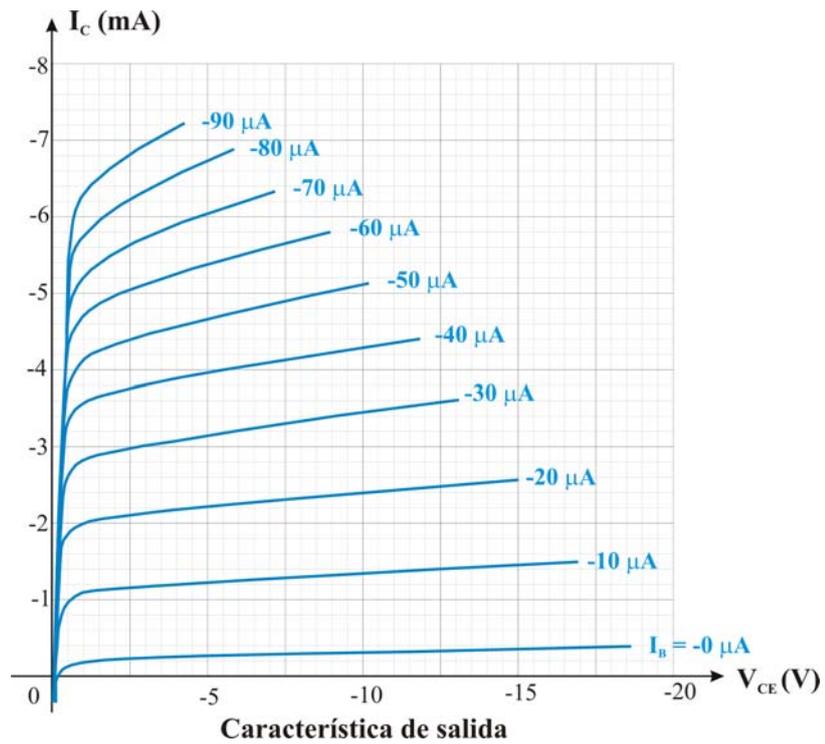
2. El área bajo el perfil de minoritarios disminuye, lo que implica una reducción de la corriente de recombinación en la base, I_{rB} , y por lo tanto un aumento de I_C .

Esto es, ambos hechos conducen a un aumento de la corriente de salida del transistor. Este efecto se conoce como “**Efecto Early**” y es el responsable de que en las características reales de entrada se observen diferentes curvas para valores grandes y negativos de V_{CE} (Figura 11.8a). En las características reales de salida (Figura 11.8b) el efecto Early hace que I_C en el modo activo no se sature, sino que las curvas presentan una suave pendiente (además, estas curvas no son paralelas tal y como veremos posteriormente). Por otra parte hay que tener en cuenta que, debido a la relación entre α y β , variaciones de tensión que produzcan una pequeña variación de α ($\cong 5\%$, por ejemplo) conducen a grandes variaciones de β ($\cong 34\%$). Por lo tanto, las características de emisor común están normalmente sujetas a amplias variaciones incluso entre transistores del mismo tipo. Estas variaciones de β han de tenerse muy en cuenta en el diseño de circuitos.

En la Figura 11.9 se han representado las características de salida para un transistor npn. Prolongando la porción recta de estas curvas (líneas a trazos), todas ellas van a parar a un mismo punto, $-V_A$. La tensión V_A se denomina “**Tensión Early**” y, generalmente, está comprendida entre 50 y 100 V. Esta tensión determina la pendiente de la característica $I_C = f(V_{CE})$. La inversa de esta pendiente tiene unidades de Ω y en los modelos de transistor bipolar para gran señal se representa por una resistencia en paralelo con el generador de corriente (Figura 11.10).



(a)



(b)

Figura 11.8.- Características típicas de un transistor pnp en emisor común: (a) Características de entrada; (b) Características de salida.

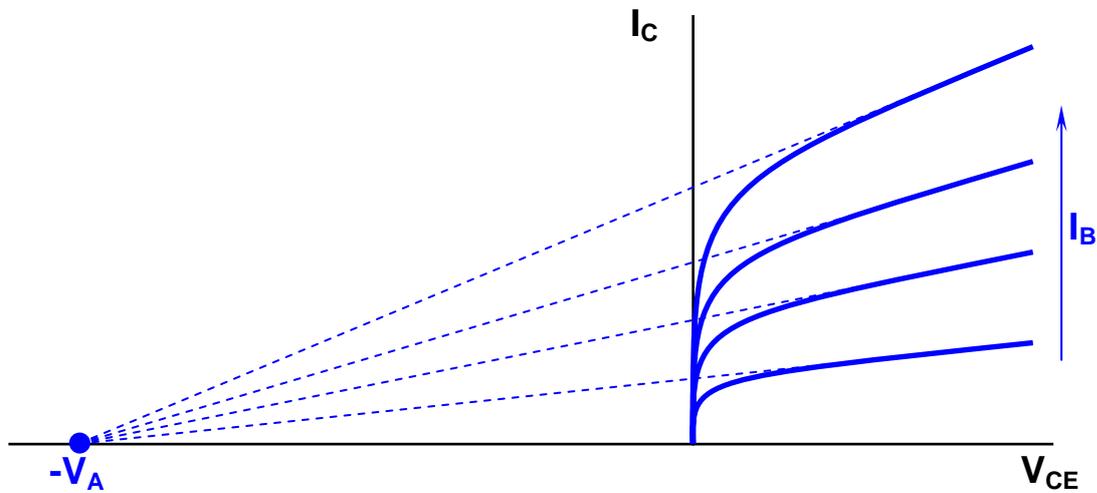


Figura 11.9.- Características de salida en emisor común para un transistor npn. Las prolongaciones de las curvas (líneas a trazos) se cortan en un punto de tensiones negativas. Dicha tensión es la tensión Early.

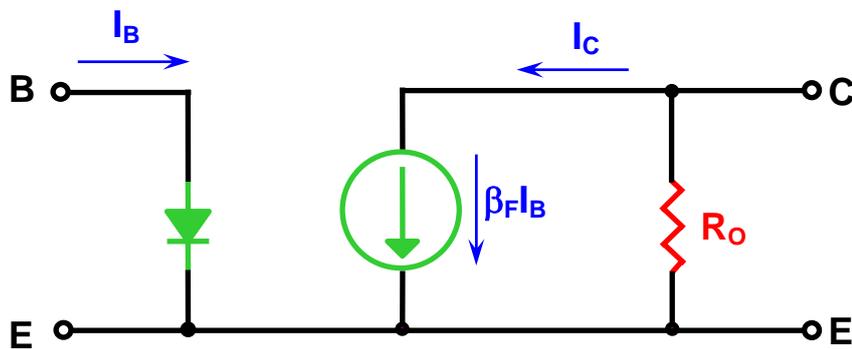


Figura 11.10.- Circuito equivalente (para gran señal) de un transistor npn en MODO ACTIVO. La resistencia R_O es consecuencia del Efecto Early. Generalmente R_O es mayor que las resistencias del circuito, por lo que en muchos cálculos se suele despreciar.

11.4.2.- Variación de β_F con I_C

El efecto Early no es el único fenómeno que hace que el parámetro β_F no sea una magnitud constante, tal y como se había considerado en la deducción de las ecuaciones de Ebers-Moll para un transistor ideal. El parámetro β_F es también función

de la corriente de colector I_C .

En la Figura 11.11 se ha mostrado esta variación. La explicación de los fenómenos que dan cuenta de esta curva cae fuera del alcance de este curso; sin embargo, sí se puede adelantar que la caída de β_F a bajos niveles de corriente es debida, fundamentalmente, a las corrientes de recombinación en las zonas dipolares ya comentadas en el caso del diodo de unión pn. Para corrientes de base bajas, son éstas las componentes dominantes en I_B , por lo que I_B es mayor que lo predicho por las ecuaciones de Ebers-Moll. Es decir, β_F disminuye a bajas corrientes (Figura 11.12).

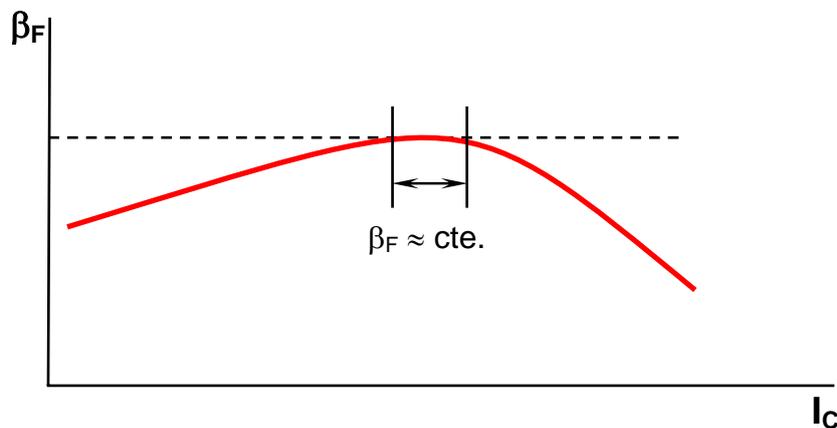


Figura 11.11.- Efectos no lineales sobre β_F .

La disminución de β_F en el régimen de altas corrientes es debida a efectos propios de este régimen de funcionamiento, esto es, efectos de alta inyección y/o caídas de tensión fundamentalmente en la región de colector (en la que, por ser la región menos dopada, habría que tener en cuenta el efecto de R_C). La mayoría de circuitos integrados utilizan transistores en su región de medias corrientes, donde $\beta_F \cong \text{cte.}$ Esta será precisamente la región que consideraremos nosotros a la hora de resolver problemas. Por otra parte, esta curva explica el hecho de que las características de salida reales no estén igualmente espaciadas (Figura 11.8).

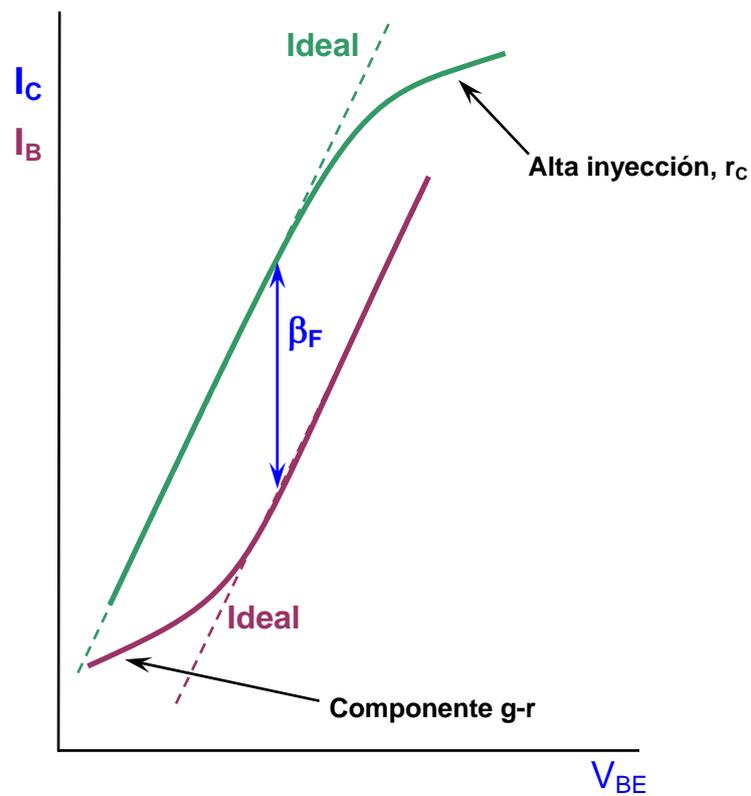


Figura 11.12.- Transistor npn en la región activa, con recombinación en la región de vaciamiento de la unión de emisor y alto nivel de inyección.

11.5.- RECTA DE CARGA ESTÁTICA

El punto de trabajo del BJT puede obtenerse numéricamente sin más que resolver el correspondiente circuito de polarización, supuestamente conocidos todos los elementos del circuito (tensiones, resistencias y condensadores).

Ahora bien, si se desea diseñar un circuito amplificador que sea válido para un amplio margen de la señal de entrada, la representación gráfica del análisis de la polarización, ayudará a elegir el punto de trabajo óptimo. En el tema 12 se analizará la aplicación del BJT como amplificador de pequeña señal.

Supongamos que estamos trabajando con el circuito representado en la Figura 11.13 y que conocemos las curvas características del BJT que queremos utilizar,

representadas en la Figura 11.14. Puesto que, tal y como se verá en el tema 12, la amplificación que podemos obtener depende del punto de trabajo Q, lo primero que debemos hacer es determinar éste a través del circuito de polarización.

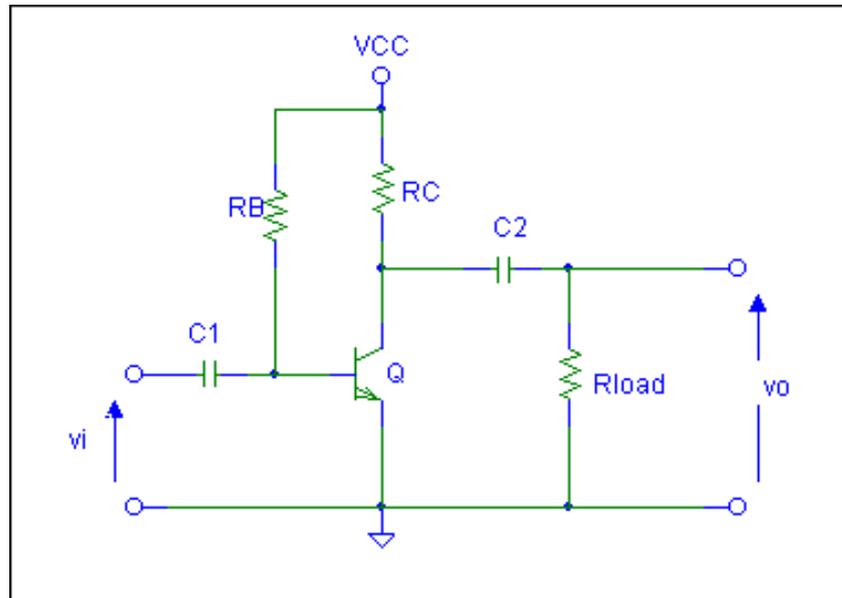


Figura 11.13.- Circuito de amplificación en emisor común.

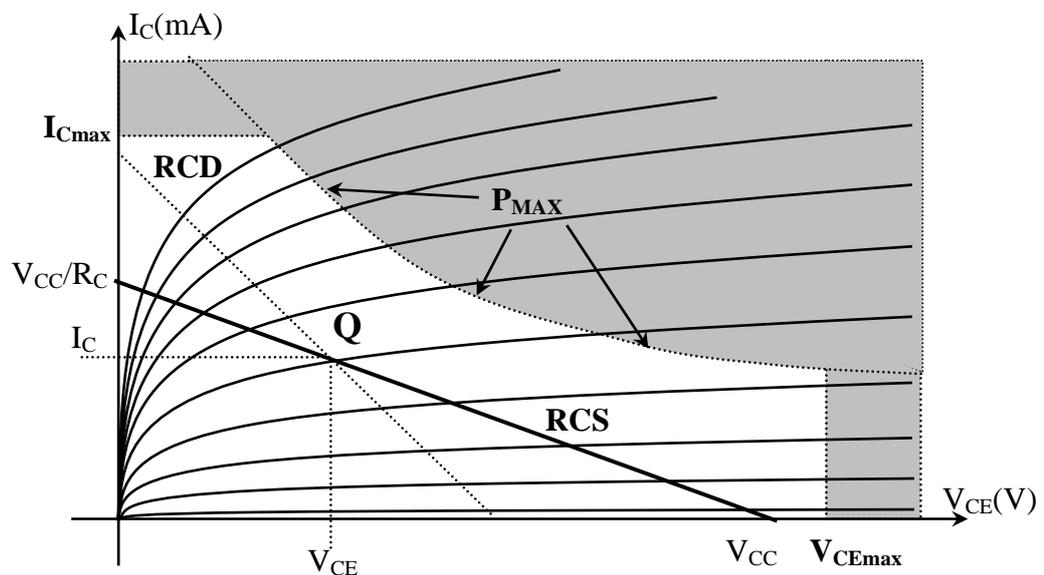


Figura 11.14.- Características de salida en emisor común. Recta de carga estática.

Aunque podemos elegir libremente los valores de R_C , R_L , R_B y V_{CC} , **no podemos hacer trabajar al BJT en cualquier punto de la región activa ya que las**

diversas características del transistor limitan su margen de empleo útil. Estas características limitativas (que figuran en las especificaciones de los fabricantes) son: Disipación máxima del colector $P_{C(\max)}$; Tensión máxima de colector $V_{C(\max)}$; Corriente máxima de colector $I_{C(\max)}$ y máxima tensión emisor-base $V_{EB(\max)}$. La Figura 11.14 muestra tres de estos límites sobre las características de colector.

En el circuito de la Figura 11.13 se emplea un condensador C_1 para acoplar la señal de entrada al BJT. La alimentación del colector V_{CC} suministra la corriente de polarización de la base y del colector, I_B e I_C respectivamente. Estando en reposo (sin señal de entrada), C_1 (llamado condensador de “bloqueo”) actúa como un circuito abierto, ya que a frecuencia cero (tensión continua) la reactancia del condensador es infinita. Los condensadores C_1 y C_2 se eligen suficientemente grandes para que a la menor frecuencia de excitación sus reactancias sean suficientemente pequeñas como para que puedan ser consideradas como cortocircuitos. Es decir, estos condensadores de acoplamiento bloquean las tensiones continuas pero dejan paso libre a las tensiones de señal. Así, la tensión de reposo del colector no aparecerá a la salida, mientras que, v_0 será una réplica amplificada de la señal de entrada, v_i . La señal de salida, v_0 , puede aplicarse a la entrada de otro amplificador sin afectar para nada a su polarización, debido al condensador de bloqueo, C_2 .

El circuito de polarización puede deducirse del circuito de la Figura 11.13 sin más que tener en cuenta que los condensadores bloquean la componente continua, obteniéndose el circuito de la Figura 11.15.

Si resolvemos la malla de colector, tenemos que:

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

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \quad (11.11)$$

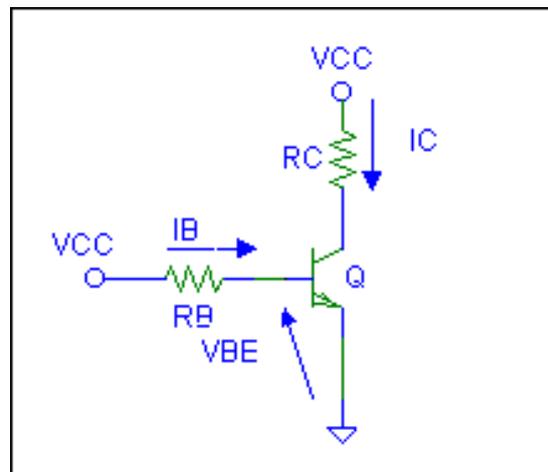


Figura 11.15.- Circuito de polarización del circuito amplificador de la Figura 11.13.

La representación gráfica de la ecuación (11.11) en las curvas características de salida, Figura 11.14, es una recta denominada “**recta de carga estática**” de

- Pendiente = $-\frac{1}{R_C}$
- Abscisa en el origen = V_{CC}
- Ordenada en el origen = $\frac{V_{CC}}{R_C}$

La intersección de esta recta con una de las curvas características define al punto Q. ¿Con qué curva característica?. Con la correspondiente a la corriente de base I_B dada por el circuito. Por lo tanto, resolviendo la malla de la base en el circuito de la Figura 11.15 resulta que

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

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \underset{V_{CC} \gg V_{BE}}{\cong} \frac{V_{CC}}{R_B} \quad (11.12)$$

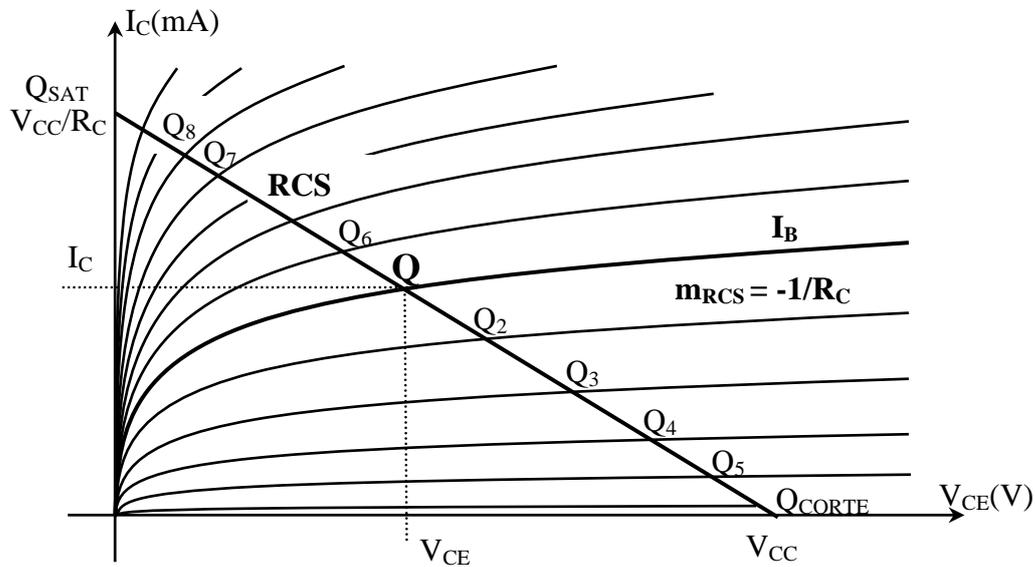


Figura 11.16.- Visualización gráfica de la obtención del punto Q dependiendo del valor de la corriente de base.

Ahora bien, ¿qué valor elegimos para I_B ? o, lo que es equivalente, ¿qué valores elegimos para V_{CC} y R_B ? Depende de lo que queramos amplificar, para lo cual habrá que analizar el circuito de pequeña señal que se verá en el tema 12.

Es de señalar, además, que en la ecuación (11.12) V_{CC} suele ser mucho mayor que V_{BE} ($\cong 0,2 V$ para un transistor de Ge y $0,7 V$ para un BJT de Si), de manera que, fijados V_{CC} y R_B la corriente de base, I_B , queda determinada. Esto es, es un valor fijo, una constante determinada por las tensiones y resistencias externas del circuito. Por eso, al circuito de la Figura 11.13 se le denomina **“circuito de polarización fija”**.

En resumen, tomando como ejemplo el circuito de la Figura 11.13, resulta que en la selección del punto Q intervienen un cierto número de factores como son, las cargas en continua y en alterna de la etapa amplificadora, la potencia de alimentación disponible, los valores máximos del BJT, los valores de pico de la señal de entrada y la tolerancia de la dispersión. Algunos de ellos serán tratados en el tema 12.

11.6.- ESTABILIDAD DE LA POLARIZACIÓN: CIRCUITO DE AUTOPOLARIZACIÓN O POLARIZACIÓN POR EMISOR

En el apartado anterior, se ha analizado el problema de seleccionar el punto Q dentro de la recta de carga del BJT. Se van a analizar, ahora, algunos de los problemas para mantener estable el punto de funcionamiento.

Para ello, seguimos trabajando con el circuito de la Figura 11.13 en el que la I_B viene determinada por las tensiones y resistencias del circuito, esto es, es una magnitud constante. Pues bien, ¿qué ocurre si en dicho circuito se sustituye el transistor por otro del mismo tipo? A pesar de los grandes avances que han tenido lugar en la tecnología de fabricación de dispositivos, todavía transistores de un mismo tipo salen al mercado con una gran dispersión en los valores de sus parámetros de ahí que, en las hojas de especificación de los fabricantes, aparecen valores máximos, mínimos y frecuentemente típicos.

En la Figura 11.17 se refleja este hecho. Esto es, supongamos que en el circuito de la Figura 11.13, la corriente de base es I_{B2} y el punto de trabajo idóneo para el BJT1 es Q_1 . Si sustituimos el BJT1 por el BJT2 (transistor del mismo tipo, pero con β mayores) las características de salida se habrán desplazado hacia corrientes mayores (líneas a trazos). De manera, que como $I_{B2} = cte$, el punto de trabajo también se habrá desplazado hacia corrientes mayores (ahora sería el Q_2). Este nuevo punto de trabajo puede ser completamente insatisfactorio. Incluso puede darse el caso de que el BJT entre en SATURACIÓN. Por lo tanto, vemos que manteniendo $I_B = cte$ no se logra estabilizar el punto de funcionamiento frente a variaciones de β . Es decir, interesaría que al variar β , variara I_B al objeto de que I_C y V_{CE} permanecieran constantes.

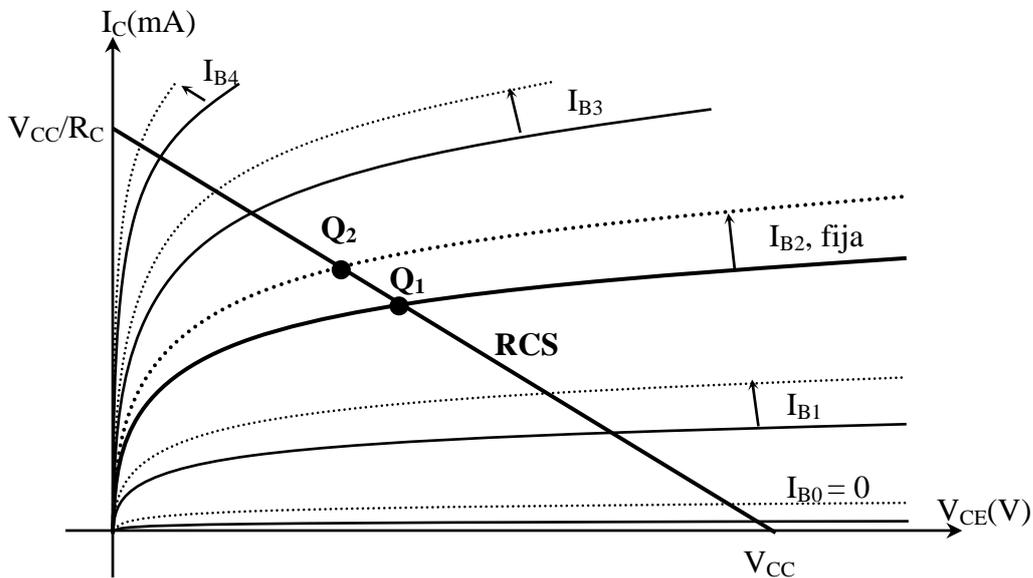


Figura 11.17.- Gráfico mostrando las características de salida de dos transistores del mismo tipo. Las líneas de trazos corresponden a un transistor cuya β es mayor que la del transistor representado con líneas de trazo continuo.

Pueden hacerse razonamientos similares si tenemos en cuenta las dependencias con la temperatura de β , I_{CO} y V_{BE} , factores todos ellos de los que depende el punto de funcionamiento del BJT en el MODO ACTIVO. Así, por ejemplo, $I_{CO} = I_{CBO}$ se duplica por cada aumento de 10°C , mientras que, V_{BE} disminuye a razón de 2,5 mV, 2,6 mV por grado centígrado de incremento en la temperatura. En la tabla 11.1, pueden observarse estas variaciones.

T^a ($^\circ\text{C}$)	I_{CO} (pA)	V_{BE} (V)	β
-65	0.2	0.85	20
25	100	0.65	50
100	20.000	0.48	80
175	$3.3 \cdot 10^6$	0.3	120

Tabla 11.1.- Variación de los parámetros del transistor de silicio con la temperatura.

De las tres causas que producen inestabilidad del punto Q, vamos a fijarnos en la primera de ellas, **inestabilidad debido a variaciones de β** , ya que a lo largo de toda la asignatura estamos suponiendo que trabajamos a $T_a = 300^\circ K$. Vamos a ver, a continuación, la forma de disminuir dicha inestabilidad.

Circuito de autopolarización o polarización por emisor

Uno de los circuitos que se suelen utilizar para mantener más estable el punto Q, es el circuito representado en la Figura 11.18. La diferencia fundamental que existe entre este circuito y el circuito de polarización fija de la Figura 11.13 es la presencia de R_E . El condensador C_3 (llamado de paso o bypass) se elige de forma que se pueda tratar como un cortocircuito a la frecuencia de la señal v_i . Así, en condiciones de reposo (en continua) R_E se utiliza para estabilizar la polarización mientras que, a la frecuencia de la señal, el emisor queda conectado a tierra.

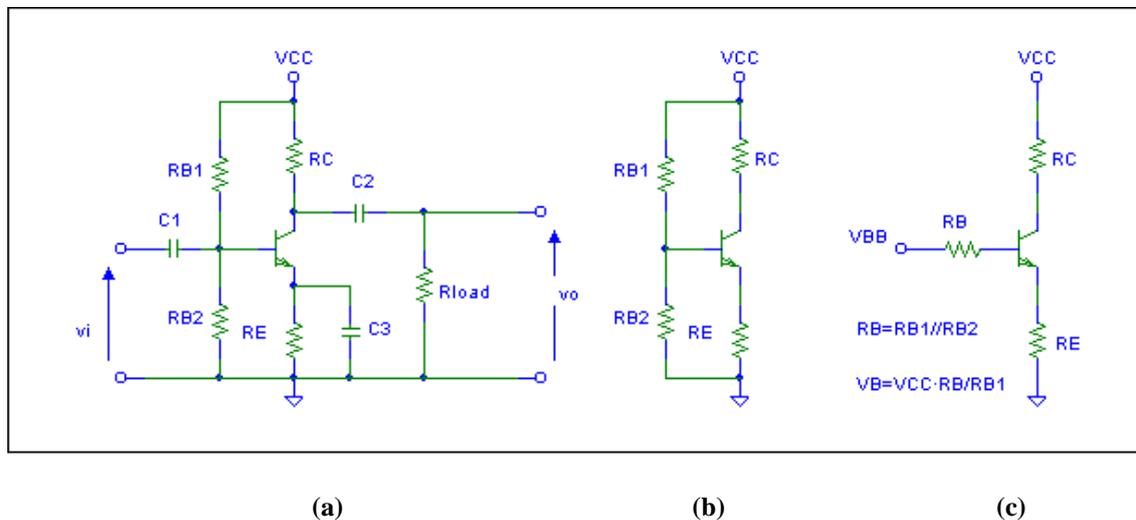


Figura 11.18.- (a) Etapa amplificadora en emisor común, de componentes discretos; (b) Configuración de polarización de cuatro resistencias; (c) El circuito anterior con la red de polarización de base sustituida por su equivalente Thèvenin.

¿Por qué R_E estabiliza la polarización? Si I_C aumenta por cualquiera de las razones anteriormente mencionadas ($\beta \uparrow$ al sustituir un BJT por otro, si $T \uparrow \Rightarrow I_{CO} \uparrow$

y $V_{BE} \downarrow$), la corriente que circula por R_E también aumenta, Figura 11.18 (b). Como consecuencia de ello, la caída de tensión en R_E aumenta $\Rightarrow I_B \downarrow$ y, teniendo en cuenta que $I_C = \beta I_B + (1 + \beta) I_{CO}$, I_C aumentará menos de lo que lo haría de no existir la resistencia de autopolarización R_E . Es decir, en el circuito de autopolarización, la I_B no es una magnitud constante definida por las tensiones y resistencias externas del circuito, sino que la I_B se va acomodando dependiendo del valor de I_C al objeto de que éste último sea aproximadamente constante.

Medida de la variación de I_C al variar β

Se trata ahora de obtener una medida cuantitativa de las variaciones de I_C , debido a las variaciones de aquéllos parámetros que determinan el punto Q en la REGIÓN ACTIVA. Para ello, los puntos a seguir son (suponiendo que el circuito es conocido):

1. Obtener $I_C = f(\beta, V_{BE}, I_{CO})$
2. Analizar la variación que interese

Pues bien, se van a aplicar estos puntos al circuito de autopolarización de la Figura 11.18 (a) en el que el punto Q se determinará resolviendo el circuito de la Figura 11.18 (b) o su equivalente Thèvenin de la Figura 11.18 (c). Puesto que V_{BE} aparece en la malla de la base, empezaremos a resolver ésta. Por lo tanto,

$$V_{BB} - V_{BE} = R_B I_B + R_E (I_C + I_B)$$

$$V_{BB} - V_{BE} = (R_B + R_E) I_B + R_E I_C \quad (11.13)$$

Por otra parte, en el MODO ACTIVO se cumple que,

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

$$I_B = \frac{I_C - (1 + \beta) I_{CO}}{\beta} \quad (11.14)$$

Introduciendo la ecuación (11.14) en la ecuación (11.13) resulta:

$$V_{BB} - V_{BE} = (R_B + R_E) \frac{I_C - (1 + \beta) I_{CO}}{\beta} + R_E I_C$$

$$V_{BB} - V_{BE} = (R_B + R_E + \beta R_E) \frac{I_C}{\beta} - \frac{(1 + \beta)}{\beta} (R_B + R_E) I_{CO}$$

$$I_C = \frac{\beta}{R_B + (1 + \beta) R_E} \left[V_{BB} - V_{BE} + \frac{(1 + \beta)}{\beta} (R_B + R_E) I_{CO} \right] \quad (11.15)$$

El tercer término de la ecuación (11.15) es prácticamente independiente de β ya que para los valores de β habituales, $\frac{\beta + 1}{\beta} \cong 1$. La ecuación (11.15) nos permite, por lo tanto, calcular la variación de I_C debido a variaciones de β , V_{BE} e I_{CO} . De estas tres causas de inestabilidad, nos interesan fundamentalmente las variaciones debido a β (se supone, entonces, que I_{CO} y V_{BE} son constantes). Por lo tanto,

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{\beta_2}{R_B + (1 + \beta_2) R_E} \cdot \frac{R_B + (1 + \beta_1) R_E}{\beta_1} \quad (11.16)$$

Restando la unidad a los dos miembros de la ecuación (11.16):

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} - 1 = \frac{\beta_2}{\beta_1} \cdot \frac{R_B + (1 + \beta_1) R_E}{R_B + (1 + \beta_2) R_E} - 1$$

$$\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 R_B + \beta_2 R_E + \beta_1 \beta_2 R_E - \beta_1 R_B - \beta_1 R_E - \beta_1 \beta_2 R_E}{\beta_1 [R_B + (1 + \beta_2) R_E]}$$

$$\frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{(\beta_2 - \beta_1)(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (1 + \beta_2) R_E]}$$

$$\frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{(R_B + R_E)}{\beta_1 [R_B + (1 + \beta_2) R_E]} \Delta \beta \quad (11.17)$$

Dividiendo numerador y denominador entre R_E :

$$\frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{\frac{R_B}{R_E} + 1}{\beta_1 \left[\frac{R_B}{R_E} + (1 + \beta_2) \right]} \Delta \beta \quad (11.18)$$

Si se define:

$$M \equiv \frac{1}{1 + \frac{R_B}{R_E(1 + \beta)}} = \frac{R_E(1 + \beta)}{R_B + R_E(1 + \beta)} = \frac{1 + \beta}{\frac{R_B}{R_E} + (1 + \beta)} \quad (11.19)$$

Resulta que,

$$\frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \cdot \frac{M_2}{\beta_1(1 + \beta_2)} \Delta \beta \underset{\beta \uparrow \uparrow}{\cong} \left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \frac{M_2}{\beta_1 \beta_2} \Delta \beta \quad (11.20)$$

A la vista de la ecuación (11.20), si queremos que $\Delta I_C \downarrow \downarrow$ entonces, $\left(1 + \frac{R_B}{R_E}\right) \frac{M_2}{\beta_1 \beta_2}$ ha de ser pequeño, muy próximo a la unidad. Para ello, dos son las posibilidades:

- $\frac{R_B}{R_E} \downarrow \downarrow$, es decir, mucho menor que la unidad.

- $M \cong 1 \Rightarrow \frac{R_B}{R_E} \ll (1 + \beta)$

De estas dos condiciones, la más restrictiva es que $M \cong 1$ o lo que es equivalente

$$\boxed{\frac{R_B}{R_E} \ll (1 + \beta) \Leftrightarrow \frac{R_B}{R_E} \ll \beta} \quad (11.21)$$

La ecuación (11.21) es conocida como “**condición de estabilidad**” y es la que habremos de imponer en el diseño de los circuitos de polarización. El factor M recibe el nombre de “**factor de estabilidad**” ya que en función de él pueden calcularse las variaciones de I_C debido a cambios de β , V_{BE} e I_{CO} .

Por lo tanto, en el diseño de circuitos amplificadores, habrá que tener en cuenta la estabilidad del punto Q si queremos que dicho circuito nos valga para transistores de características diferentes (siendo siempre del mismo tipo).

