

## El transistor bipolar

2.1

Introducción

---

Los **transistores de unión bipolar** o **transistores bipolares** (Bipolar Junction Transistor BJT) son unos dispositivos activos de tres terminales que constituyen el elemento fundamental en multitud de aplicaciones que van desde la amplificación de señales, al diseño de circuitos lógicos digitales y memorias.

El principio básico de funcionamiento de un transistor bipolar es el uso de la tensión existente entre dos de sus terminales para controlar la corriente que circula a través del tercero de ellos. De esta forma, un transistor bipolar podría utilizarse como una fuente dependiente que, como hemos establecido en el Capítulo anterior, es el elemento fundamental del modelo de un amplificador de señal. Además, la tensión de control aplicada puede provocar que la corriente en el tercer terminal del transistor bipolar cambie de cero a un valor elevado, permitiendo que el dispositivo activo pueda utilizarse como un conmutador con dos estados lógicos, que es el elemento básico en el diseño de circuitos digitales.

2.2

El transistor bipolar en continua

El transistor bipolar está formado por dos uniones p-n conectadas en oposición y dentro de la misma red cristalina, por lo que, a diferencia de dos diodos conectados de la misma forma, pueden interactuar entre ellas. El término bipolar refleja el hecho de que la corriente en el dispositivo se establece en base a los dos tipos de portadores, es decir, se debe tanto a los electrones como a los huecos. A diferencia de los transistores de unión bipolar, que serán el objeto de estudio en este Capítulo, en los **transistores unipolares** o **transistores de efecto de campo** (Field Effect Transistor), que analizaremos más adelante, la corriente se establece en base a un único tipo de portador. Ambos tipos de transistores son igualmente importantes, aunque debido a sus diferentes características, se utilizan en diferentes áreas de aplicación. En la figura 1 se representa la estructura simplificada de un transistor bipolar.

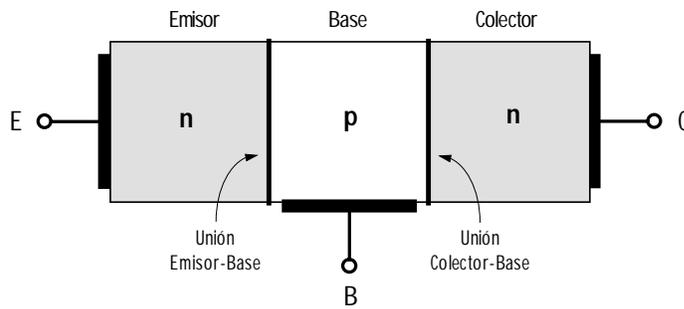


Figura 1

Así, un transistor bipolar está constituido por tres regiones semiconductoras: la región de **emisor E** (tipo n), la región de **base B** (tipo p) y la región de **colector C** (tipo n), a las que se conecta un terminal. Este tipo de transistor se denomina **transistor bipolar npn**. Existe otro tipo de transistor bipolar, dual al npn, y cuya estructura se representa en la figura2, que está constituido por un emisor tipo p, una base tipo n y un colector tipo p, denominado genéricamente **transistor bipolar pnp**.

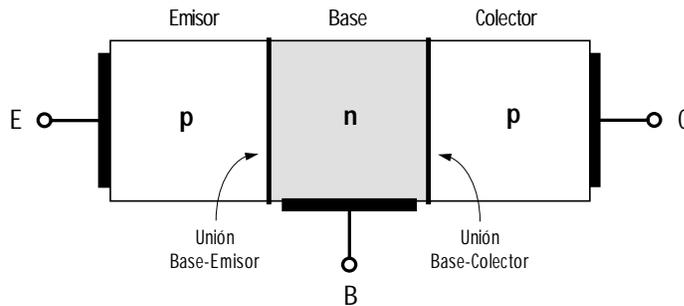


Figura 2

El transistor bipolar presenta dos uniones p-n, la **unión emisor-base (EBJ)** y la **unión colector-base (CBJ)**. En la figura3 se representan las regiones de deplexión de estas uniones p-n con sus iones asociados y el diagrama del potencial de los electrones para el caso en que no se aplicase una tensión externa en los terminales del dispositivo activo.

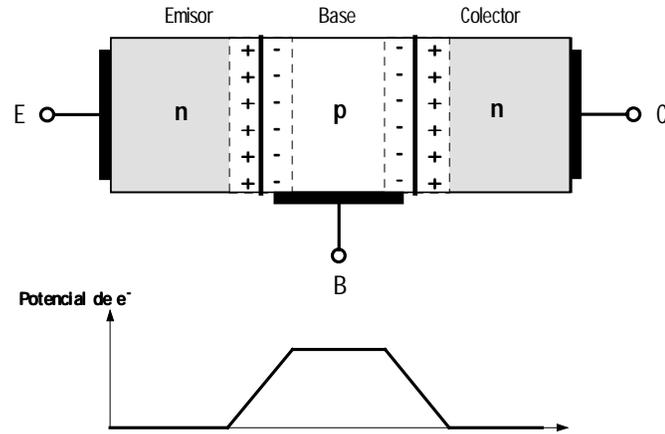


Figura 3

En esta situación, a los electrones del emisor y del colector les cuesta trabajo difundirse hacia la base en contra del campo eléctrico establecido por los iones de la red cristalina, mientras que un potencial de barrera similar controla el movimiento de los huecos fuera de la región de base. Por consiguiente, estas barreras permiten pasar únicamente aquellos portadores de carga con energía cinética superior al potencial de barrera.

Las aplicaciones de amplificación requieren el uso de tensiones continuas que polaricen las uniones p-n del transistor bipolar de forma adecuada. Una de las configuraciones más utilizadas es la representada en la figura 4, denominada **configuración en emisor común** por el hecho de que sea el emisor el terminal común a las fuentes de polarización. En esta configuración, una fuente de tensión continua  $V_{BB}$  hace que la tensión en la base tipo p del transistor bipolar sea superior a la del emisor tipo n, polarizando en directa la unión emisor-base, mientras que, por otro lado, una fuente de tensión continua  $V_{CC}$  de mayor valor hace que la tensión en el colector tipo n sea superior a la de la base tipo p, por lo que la unión colector-base del transistor bipolar quedará polarizada en inversa. En esta situación decimos que el transistor bipolar funciona en **modo activo**.

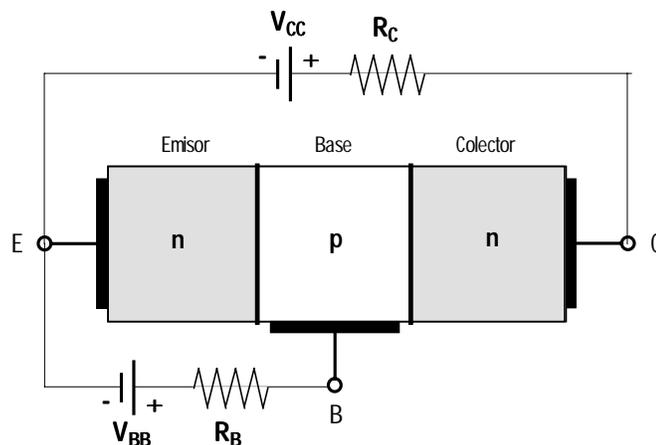


Figura 4

Para que un transistor bipolar pueda trabajar como amplificador es necesario que esté en modo activo, por lo que prestaremos especial atención al funcionamiento del dispositivo en esta situación.

## Funcionamiento del transistor bipolar npn en modo activo

La polarización directa de la unión emisor-base establecida por la fuente externa  $V_{BB}$  hace que se establezca un flujo de corriente a través de ella, puesto que, como se observa en la figura 5, en estas condiciones de polarización se reduce el ancho de la región de deplexión, y con ello el potencial de barrera de la unión emisor-base, con lo que los electrones son continuamente inyectados desde el emisor del transistor bipolar hacia la base tipo p, donde se convierten en portadores minoritarios.

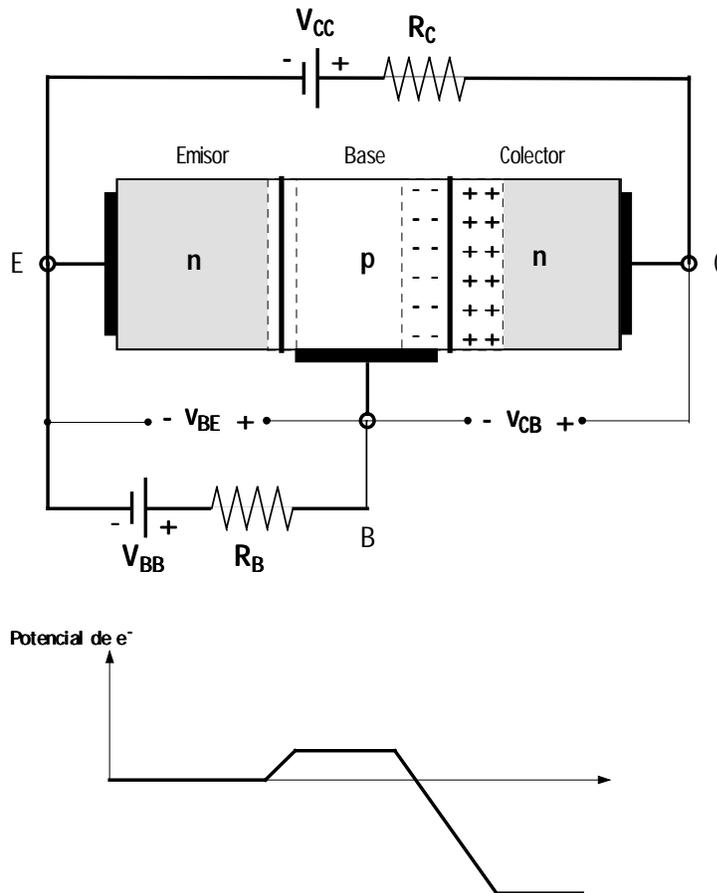


Figura 5

La mayoría de estos electrones minoritarios inyectados desde el emisor se difunden a través de la base del transistor bipolar alcanzando el límite de la región de deplexión de la unión colector-base. Como la fuente de polarización  $V_{CC}$  utilizada hace que la tensión en el colector sea  $V_{CB}$  voltios más positiva que la tensión en la base, estos electrones caerán hacia el colector atravesando la región de deplexión de la unión colector-base debido a la gran variación de potencial establecida, siendo recolectados en él y constituyendo, junto con la pequeña corriente inversa de saturación de la unión colector-base inversamente polarizada  $I_{CBO}$ , la corriente de colector del transistor bipolar  $I_C$ . Por tanto, la caída de tensión en la unión base-emisor polarizada en directa  $V_{BE}$  hace que a través del terminal del colector circule una corriente  $I_C$  relacionada exponencialmente con ella, de forma que

$$I_C = I_S \cdot e^{V_{BE}/V_T} + I_{CBO} ,$$

donde  $V_T$  es la tensión térmica, cuyo valor es aproximadamente de 25mV a temperatura ambiente, mientras que el término  $I_S$  es proporcional a la corriente de saturación inversa de la unión emisor-base, cuyo valor es inversamente proporcional al ancho de la región de base y directamente proporcional al área de la unión emisor-base, por lo que, los transistores bipolares de mayor área serán capaces de proporcionar corrientes de colector superiores para una misma tensión  $V_{BE}$  en la unión base-emisor, siendo este hecho muy empleado en el diseño de circuitos integrados. Por lo general, y dependiendo del tamaño del dispositivo, el valor de  $I_S$  está comprendido entre  $10^{-12}$  y  $10^{-15}$  A, siendo muy sensible a las variaciones de temperatura

Un hecho importante que se deduce a partir de la expresión de la corriente de colector es que, idealmente, el valor de  $i_C$  en un transistor bipolar funcionando en modo activo no depende de lo inversamente que se polarice la unión colector-base, y por consiguiente del valor de la tensión  $V_{CE}$  establecida por la fuente externa  $V_{CC}$  entre el emisor y el colector del dispositivo, por lo que siempre que permanezca polarizada en inversa, los electrones que alcancen el límite de la región de deplexión de esta unión caerán hacia el colector, formando parte de la corriente  $i_C$ .

**En consecuencia, cuando el transistor bipolar está funcionando en modo activo se comporta como una fuente ideal de corriente constante, en la que el valor de la corriente continua de colector  $i_C$  está determinada por la caída de tensión en la unión base-emisor polarizada en directa  $V_{BE}$ .**

En el proceso de difusión de los electrones desde el emisor a través de la región de base, algunos de ellos se recombinan con huecos, que son portadores mayoritarios en la base, y por tanto no alcanzan el colector, de forma que

$$i_C = \alpha i_E ,$$

donde la constante  $\alpha$  es un parámetro característico de cada transistor bipolar que describe el porcentaje de electrones inyectados desde el emisor que alcanzan la región de colector del dispositivo, contribuyendo así a la corriente de colector  $i_C$ , y cuyo valor es inferior pero muy cercano a la unidad. Por lo general, el valor de  $\alpha$  en transistores bipolares utilizados para aplicaciones analógicas de procesamiento de señal está comprendido entre 0.99 y 0.998.

Para minimizar esta recombinación y hacer  $\alpha$  tan cercano a la unidad como sea posible, la región de base en el transistor bipolar se hace muy estrecha, como se observa esquemáticamente en la geometría física de un dispositivo real representada en la figura 6, de forma que el porcentaje de electrones perdidos a través del proceso de recombinación con los huecos de la región de base sea prácticamente despreciable.

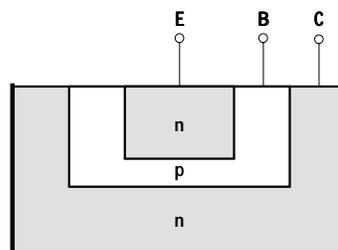


Figura 6

El reducido potencial de barrera de la unión emisor-base establecido por las fuentes externas de polarización hace que en esta unión, además de los electrones inyectados desde el emisor del transistor bipolar hacia la base, se establezca simultáneamente un flujo de huecos desde la base hacia el emisor. Sin embargo, esta corriente de huecos es indeseable en el transistor bipolar, puesto que se suma a las corrientes de base y emisor sin contribuir a la comunicación entre uniones. Por tanto, para que los electrones sean mayoritarios en los portadores inyectados a través de la unión emisor-base, el dispositivo se fabrica haciendo que el emisor esté fuertemente dopado con respecto a la base, es decir, haciendo que la densidad de electrones en el emisor del transistor bipolar sea muy elevada y la densidad de huecos en la región de base sea muy pequeña. De esta forma, como el número de electrones inyectados desde el emisor hacia la base del transistor es mucho mayor que el de huecos inyectados desde la base hacia el emisor, podremos considerar que la corriente de emisor  $i_E$  está determinada únicamente por la corriente de electrones difundidos a través de la unión emisor-base.

Por convenio, el sentido de las corrientes en el transistor bipolar será contrario al flujo de electrones en el proceso de conducción, de forma que la corriente de colector  $i_C$  entrará a través del terminal de colector, al igual que la corriente de base  $i_B$ , que entrará a través del terminal de base, mientras que el sentido de la corriente de emisor  $i_E$  será hacia fuera del terminal de emisor, como se observa en la figura 7, en la que se representa el flujo interno de portadores en un transistor bipolar polarizado para su funcionamiento en modo activo y su relación con las corrientes externas.

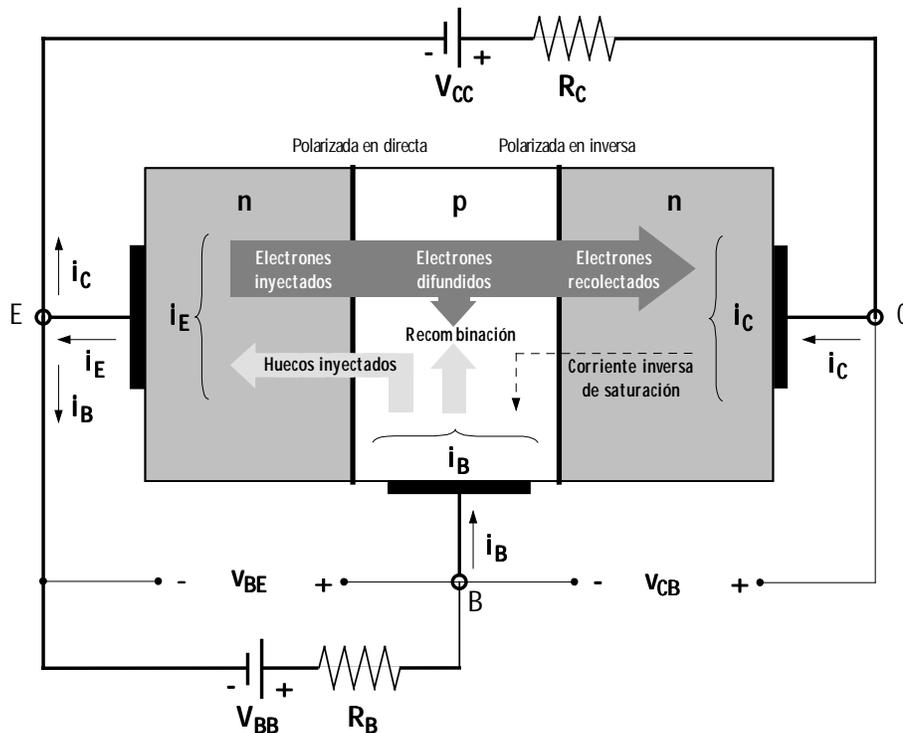


Figura 7

La fuente de tensión externa  $V_{BB}$ , además de polarizar en directa la unión emisor-base, proporciona continuamente nuevos huecos a la región de base con el fin de reemplazar aquellos que se pierden en el proceso de recombinación con los electrones inyectados desde el emisor, mientras que la fuente de

tensión  $V_{CC}$  elimina electrones de la región de colector con el fin de hacer sitio a los que ha recolectado. Además, ambas fuentes de polarización proporcionan continuamente electrones al emisor del transistor bipolar con el fin de reemplazar aquellos que son difundidos hacia el colector del dispositivo a través de la base.

Así, en la estructura de un transistor bipolar funcionando en modo activo la unión emisor-base actúa como un diodo polarizado en directa con una corriente  $i_C + i_B$ , mientras que la unión colector-base está polarizada en inversa y presenta una pequeña corriente de saturación inversa  $I_{CBO}$ , y una corriente  $\alpha i_E$  debida a la interacción entre las uniones p-n que constituyen el dispositivo.

Por tanto, a partir de la figura 7 se deduce que la corriente de emisor  $i_E$  en un transistor bipolar será igual en todo momento a la suma de la corriente de colector  $i_C$  y la corriente de base  $i_B$ , de forma que

$$i_E = i_C + i_B ,$$

donde, como  $i_C \approx \alpha i_E$ , puesto que generalmente la corriente inversa de saturación  $I_{CBO}$  es despreciable, tendremos que

$$\frac{i_C}{\alpha} = i_C + i_B ,$$

deduciéndose que la corriente de colector  $i_C$  puede expresarse en función de la corriente de base  $i_B$ , de forma que

$$i_C = i_B \left( \frac{\alpha}{1 - \alpha} \right)$$

$$i_C = i_B \beta$$

En consecuencia, cuando el transistor bipolar está funcionando en modo activo se comporta como una fuente ideal de corriente constante en la que controlando la corriente de base  $i_B$  podemos determinar la corriente de colector  $i_C$ , siendo la constante  $\beta$  un parámetro particular de cada transistor bipolar, denominado **ganancia de corriente en emisor común** y cuyo valor, en contraste con el de  $\alpha$ , que es cercano a la unidad y difícil de medir, está comprendido típicamente en un rango que va de 100 a 600, aunque puede ser tan elevado como 1000 en determinados dispositivos activos muy específicos. Además, pequeños cambios en el valor de  $\alpha$  se corresponden con grandes variaciones en el valor de  $\beta$ . Por todo ello, el parámetro  $\beta$  es el más utilizado en el análisis y diseño de circuitos basados en transistores bipolares.

De esta forma, el valor de la corriente de emisor  $i_E$  en un transistor bipolar funcionando en modo activo puede expresarse como

$$i_E = i_B (\beta + 1) ,$$

donde, generalmente  $i_B$  es mucho menor que  $i_C$ , puesto que  $\beta \gg 1$ , por lo que podemos considerar que  $i_E \approx i_C$ .

En la figura 8 se representa el símbolo del transistor bipolar npn, en el que el emisor se distingue del resto de los terminales mediante una flecha. Esta distinción es importante, puesto que los transistores bipolares reales no son dispositivos simétricos, es decir, si intercambiamos los terminales de emisor y colector, el funcionamiento del dispositivo es completamente diferente, obteniéndose un valor de  $\alpha$  mucho menor.

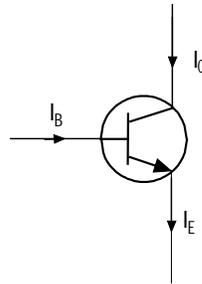


Figura 8

El sentido de la flecha en el emisor indica la polaridad del dispositivo –nnp o pnp-, apuntando siempre en el sentido normal del flujo de corriente a través del emisor, que también es la dirección de la polarización directa de la unión emisor-base.

## Curvas características del transistor bipolar en emisor común

En la figura 9 se representa el circuito correspondiente a un transistor bipolar npn en configuración emisor común polarizado para su funcionamiento en modo activo.

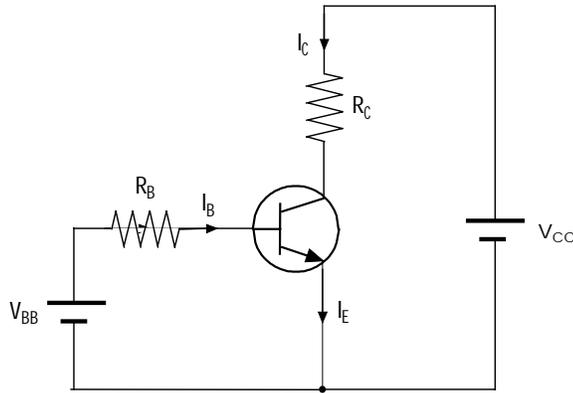


Figura 9

Como se observa en la figura 9, en esta configuración del transistor bipolar puede establecerse como entrada el **circuito de base**, y como salida el **circuito de colector**, de forma que cualquier cambio en la corriente de entrada  $i_B$  lleva consigo un cambio en la corriente de salida  $i_C$ . Así, el funcionamiento del transistor bipolar puede describirse mediante curvas paramétricas en las que se represente gráficamente la relación entre las corrientes y tensiones de sus circuitos de entrada y de salida.

### Curva característica de entrada

La característica de entrada del transistor bipolar en emisor común puede describirse mediante la curva mostrada en la figura 10, en la que se representa la relación entre la corriente de base  $i_B$  y la tensión  $v_{BE}$  entre la base y el emisor del dispositivo, determinada por la expresión

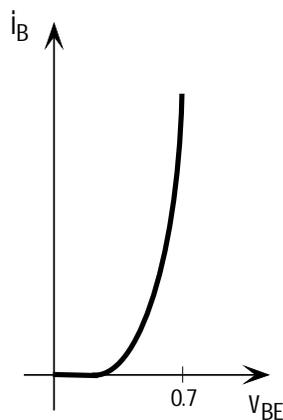


Figura 10

$$i_B = \frac{I_S}{\beta} \cdot e^{v_{BE}/V_T}$$

Obviamente, la curva característica  $i_B$ - $v_{BE}$  en un transistor bipolar es similar a la de un diodo rectificador normal, puesto que en modo activo la unión emisor-base del dispositivo actúa como un diodo polarizado en directa.

Para tensiones entre la base y el emisor del transistor bipolar de Silicio inferiores a 0.5V, la corriente que circula a través de la unión emisor-base es prácticamente despreciable, mientras que para la mayoría de los valores de corriente utilizados en la práctica, el valor de  $v_{BE}$  suele estar comprendido entre 0.6V y 0.8V. En el análisis de circuitos de polarización en continua consideraremos generalmente que en los transistores bipolares de Silicio  $V_{BE} \approx 0.7V$ , mientras que en los dispositivos de Germanio  $V_{BE} \approx 0.2V$ .

Curva característica de salida

La característica de salida del transistor bipolar en emisor común puede describirse mediante la curva mostrada en la figura 11, en la que se representa la relación entre la corriente de colector  $i_C$  y la tensión  $v_{CE}$  entre el colector y el emisor del dispositivo, manteniendo constante el valor de la corriente de base  $i_B$ .

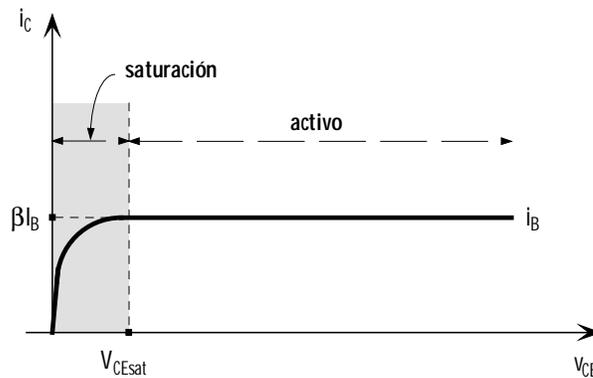


Figura 11

Como se observa en la figura 11, la curva característica  $i_C$ - $v_{CE}$  de un transistor bipolar funcionando en modo activo es prácticamente horizontal, poniendo de manifiesto el hecho de que la corriente de colector  $i_C$  es prácticamente independiente de la tensión entre el colector y el emisor  $v_{CE}$  siempre que la unión colector-base permanezca polarizada en inversa, comportándose como una fuente ideal de corriente constante, en la que el valor de la corriente continua de colector  $i_C$  es directamente proporcional a la corriente de base  $i_B$ , de forma que

$$i_C = \beta i_B ,$$

por lo que el funcionamiento del transistor bipolar en modo activo puede representarse mediante el modelo equivalente mostrado en la figura 12, en el que la fuente de tensión situada entre la base y el emisor representa la caída de tensión en la unión base-emisor del transistor polarizada en directa, que hemos considerado que generalmente será de 0.7V, mientras que la fuente de corriente controlada representa la relación de la corriente de colector  $i_C$  con la corriente de base  $i_B$  en modo activo.

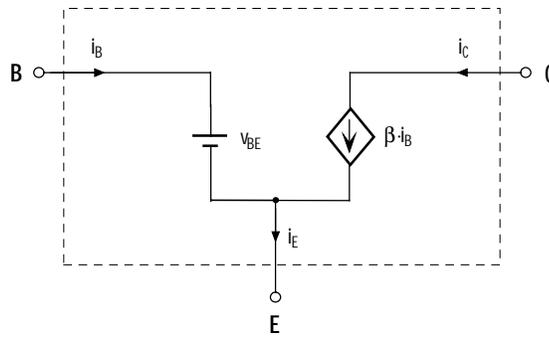


Figura 12

Sin embargo, para pequeños valores de  $v_{CE}$ , la tensión en el colector del dispositivo puede llegar a ser inferior a la tensión de base lo suficiente como para que la unión colector-base deje de estar polarizada en inversa. En esta situación el transistor bipolar deja de funcionar en modo activo, entrando en  **saturación** , en la que la corriente de colector  $i_C$  alcanza su máximo valor dejando de ser proporcional a la corriente de base, puesto que  $i_C \leq \beta i_B$ . Por tanto, el dispositivo dejará de comportarse como una fuente de corriente y no tendrá utilidad en la amplificación de señales.

Por lo general, la caída de tensión en la unión colector-base de un transistor bipolar polarizada en directa  $v_{CB}$  es aproximadamente 0.2V inferior a la caída de tensión en la unión base-emisor  $v_{BE}$  en saturación, por lo que, teniendo en cuenta que en un transistor bipolar se verifica siempre que

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} ,$$

el valor de la tensión colector-emisor de un transistor bipolar en saturación  $V_{CEsat}$  es constante y aproximadamente igual a 0.2V.

De esta forma, el funcionamiento del transistor bipolar en saturación, puede representarse mediante el modelo equivalente mostrado en la figura 13, en el que, al igual que en el modelo del transistor en modo activo, la fuente de tensión situada entre la base y el emisor representa la caída de tensión en la unión base-emisor del transistor polarizada en directa, mientras que la fuente de tensión  $V_{CEsat}$  representa la tensión constante que existe entre el colector y el emisor del transistor bipolar en saturación.

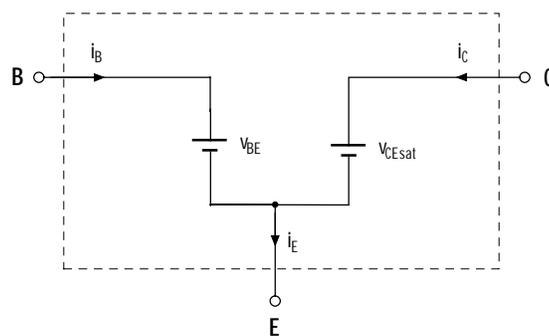


Figura 13

Por otro lado, variando el valor de la corriente de base  $i_B$  se obtiene la familia de curvas características de salida  $i_C$ - $V_{CE}$  representada en la figura 14.

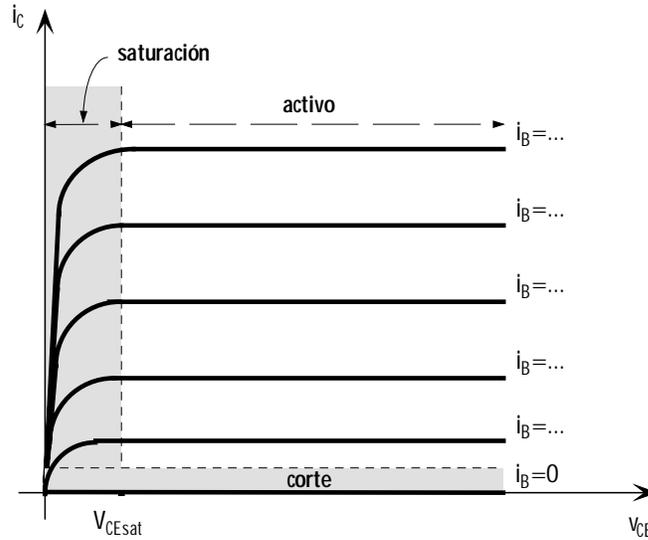


Figura 14

Cuando la corriente de base  $i_B$  es nula, el transistor deja de funcionar en modo activo, puesto que la unión emisor-base deja de estar polarizada en directa y, al igual que la unión colector-base queda polarizada en inversa, de forma que

$$i_B = i_C = i_E = 0$$

En esta situación se dice que el transistor está en **corte**, circulando a través de él únicamente la pequeña corriente de saturación inversa de la unión colector-base  $I_{CBO}$ , cuyo valor es prácticamente despreciable, por lo que el funcionamiento del transistor bipolar en esta situación puede representarse mediante el modelo equivalente mostrado en la figura 15,

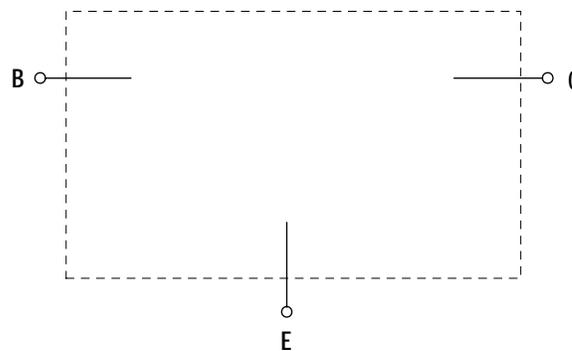


Figura 15

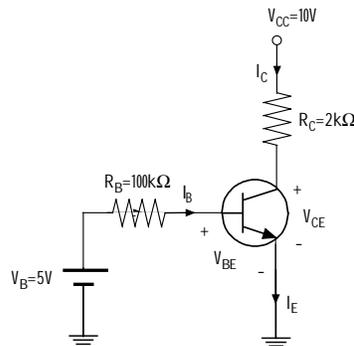
Por consiguiente, a partir de las curvas características de salida del transistor bipolar representadas en la figura 14 se deduce que los límites de funcionamiento del dispositivo en modo activo están determinados por la región de saturación, en la que la corriente de colector  $i_c$  alcanza su máximo valor y por la región de corte, en la que la corriente de colector  $i_c$  es nula.

### Transistor Bipolar

	Corte	Activo	Saturación
$i_c$	0	$\beta \cdot i_B$	$< \beta \cdot i_B$
$V_{BE}$	$< 0.7V$	$> 0.7V$	$> 0.7V$
$V_{BC}$	$< 0.5V$	$< 0.5V$	$> 0.5V$
$V_{CE}$	$> 0.2V (V_{Cesat})$	$> 0.2V (V_{Cesat})$	$0.2V (V_{Cesat})$

Para poder utilizar los modelos equivalentes presentados en el análisis en continua de circuitos basados en transistores bipolares, será necesario conocer previamente el modo de funcionamiento del dispositivo. ¿Cómo podemos determinar a priori el modo de funcionamiento del transistor?. Simplemente, no podemos, por lo que el método que utilizaremos consistirá en suponer que el dispositivo se encuentra en una determinada región de funcionamiento y a continuación verificaremos nuestra suposición inicial mediante el análisis de las condiciones de polarización del transistor.

**Ejemplo:** Se desea analizar el circuito de la figura con el fin de determinar las corrientes y tensiones del transistor sabiendo que sus parámetros característicos son  $V_{BE}=0.7V$  y  $\beta=100$ .



A partir del circuito se deduce que la unión base-emisor está presumiblemente polarizada en directa, ya que en la base del transistor bipolar hay aplicada una tensión positiva, mientras que el emisor está conectado a masa. Así, a partir del circuito de base se obtiene que

$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B} = \frac{5 - 0.7}{100} = 0.043 \text{ mA}$$

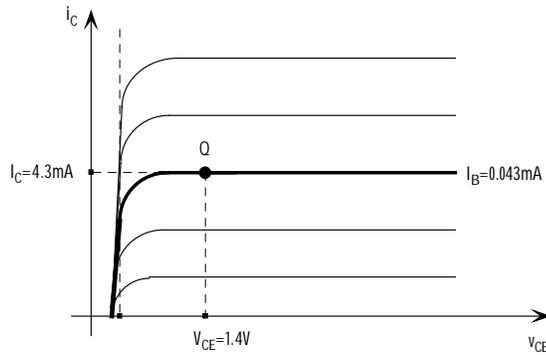
Por tanto, supondremos que el transistor bipolar está funcionando en modo activo, con lo que el valor de la corriente de colector  $I_C$  será

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 0.043 = 4.3 \text{ mA} ,$$

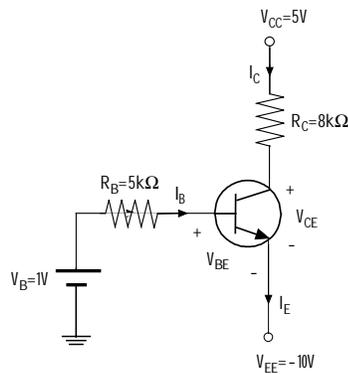
y la tensión  $V_C$  en el colector del transistor

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 4.3 \cdot 2 = 1.4V ,$$

con lo que, en esta situación  $V_{CE} = V_C - V_E = 1.4V$ , confirmando que efectivamente el transistor está en activo, tal como habíamos supuesto. En la siguiente figura se representa gráficamente el punto de trabajo Q del transistor sobre la curva característica  $i_C - V_{CE}$ .



**Ejemplo:** En el circuito de la figura se desea hallar el valor de las corrientes y tensiones del transistor sabiendo que sus parámetros característicos son  $V_{BE}=0.7V$  y  $\beta=10$ .



Como existe una tensión positiva en serie con la base del transistor bipolar y una tensión negativa aplicada al emisor, podemos suponer que el transistor está funcionando en modo activo, suposición que debemos verificar mediante el análisis del circuito.

Así, a partir del circuito de base se obtiene que

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE} - V_{EE}}{R_B} = \frac{1 - 0.7 - (-10)}{5} = 2.06 \text{ mA}$$

con lo que, como hemos considerado que el transistor está en modo activo, el valor de la corriente de colector  $I_C$  será

$$I_C = \beta I_B = 10 \cdot 2.06 = 20.6 \text{ mA} ,$$

y la tensión  $V_C$  en el colector del transistor

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = 5 - 20.6 \cdot 8 = -159.8 \text{ V} ,$$

con lo que, en esta situación

$$V_{CE} = V_C - V_E = -159.8 \text{ V} - (-10) = -149.8 \text{ V} ,$$

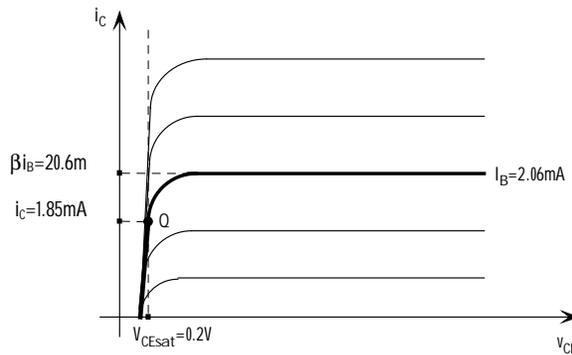
de donde se deduce que este resultado es incompatible con el funcionamiento activo del transistor bipolar, por lo que nuestra suposición inicial es incorrecta. Por tanto, supondremos que el transistor está en saturación estableciendo que la tensión colector-emisor del dispositivo es  $V_{CEsat}=0.2V$ , con lo que la corriente de colector  $I_C$  será

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat} - V_{EE}}{R_C} = \frac{5 - 0.2 - (-10)}{8} = 1.85\text{mA} ,$$

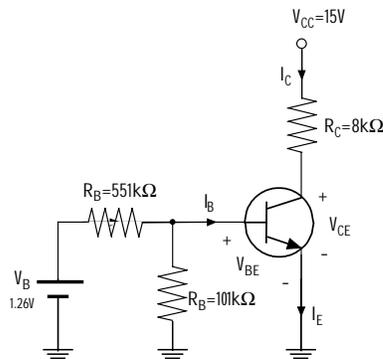
verificándose que en esta situación

$$\beta I_B = 20.6\text{ mA} > 1.85\text{ mA} = I_C ,$$

confirmando que el transistor está saturado, tal como habíamos supuesto. En la siguiente figura se representa gráficamente el punto de trabajo Q del transistor sobre la curva característica  $i_C - V_{CE}$ .



**Ejemplo:** Determinar las corrientes y tensiones del transistor en el circuito de la figura sabiendo que los parámetros característicos del dispositivo son  $V_{BE}=0.6V$  y  $\beta=100$ .

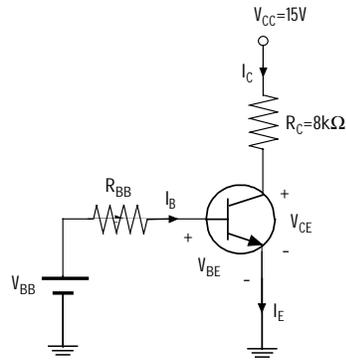


Debido a la tensión positiva en el circuito de base, suponemos que el transistor está funcionando en saturación. Así, sustituyendo el divisor de tensión del circuito de base por su circuito equivalente de Thévenin obtenemos que

$$V_{BB} = V_B \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 0.196\text{ V}$$

$$R_{BB} = R_{B1} // R_{B2} = 9.82\text{ k}\Omega ,$$

de donde se obtiene que



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}} = \frac{0.196 - 0.6}{9.82} = -0.041 \text{ mA}$$

resultado que contradice nuestra suposición inicial de que el transistor se encontraba en saturación, Por tanto, supondremos que el dispositivo está en corte, con lo que

$$I_B = I_C = I_E = 0 ,$$

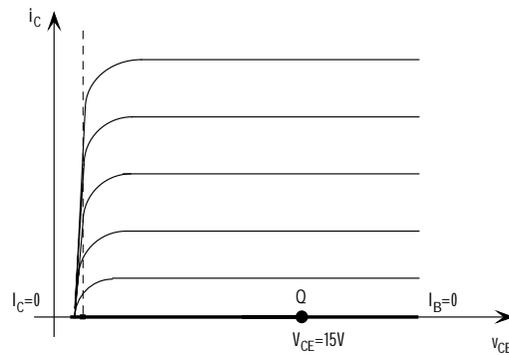
obteniéndose en esta situación que

$$V_{BE} = V_B - V_E = V_{BB} = 0.196V ,$$

mientras que, por otro lado

$$V_{BC} = V_B - V_C = V_{BB} - V_{CC} = -14.804V ,$$

confirmando que el transistor está cortado, tal como habíamos supuesto, ya que tanto la unión emisor-base como la unión colector-base del dispositivo se encuentran polarizadas inversamente. En la siguiente figura se representa gráficamente el punto de trabajo Q del transistor sobre la curva característica  $i_C - V_{CE}$ .



## Análisis gráfico. Recta de carga estática

La recta de carga es una herramienta gráfica muy útil en base a la que podemos obtener las corrientes y tensiones de un transistor bipolar descrito por sus curvas características, además de proporcionar un método de análisis gráfico del funcionamiento del dispositivo.

Consideremos el problema de obtener las corrientes y tensiones del transistor bipolar npn en el circuito en emisor común representado en la figura 16.

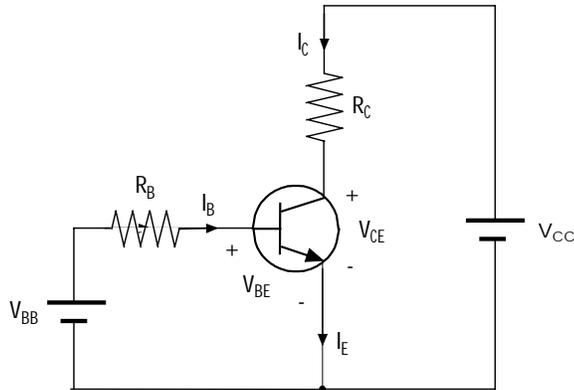


Figura 16

El valor de la corriente de base  $I_B$  y la tensión base-emisor  $V_{BE}$  del dispositivo, como coordenadas de un punto en la característica de entrada del transistor bipolar, deben estar situados sobre la curva  $i_B$ - $v_{BE}$ . Sin embargo deben cumplir también la condición lineal impuesta por el circuito de base, a partir del cual se establece que

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} ,$$

de donde se obtiene que

$$I_B = -\frac{1}{R_B} (V_{BE} - V_{BB}) ,$$

y que representa una relación entre el valor de la corriente de base  $I_B$  y la tensión base-emisor del dispositivo en continua. Esta relación puede representarse gráficamente sobre la característica de entrada del transistor mediante una línea recta de pendiente  $-1/R_B$ , cuyos puntos de corte con los ejes de la característica  $i_B$ - $v_{BE}$  del transistor son

$$I_B = 0 \quad \rightarrow \quad v_{BE} = V_{BB}$$

$$V_{BE} = 0 \quad \rightarrow \quad I_B = \frac{V_{BB}}{R_B} ,$$

como se muestra en la figura 17.

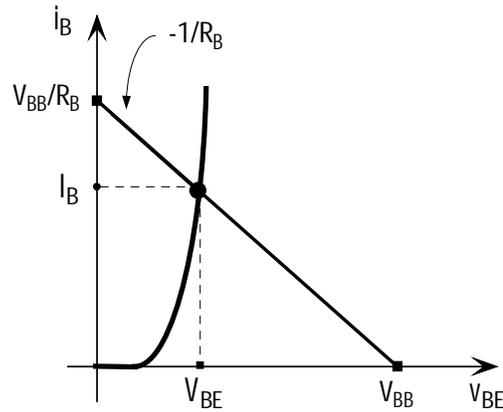


Figura 17

De esta forma, la intersección de la curva característica de entrada  $i_B$ - $V_{BE}$  del transistor bipolar y la condición lineal impuesta por el circuito de base determinan la corriente de base  $I_B$  y la tensión base-emisor  $V_{BE}$  del dispositivo en el circuito.

Por otro lado, una vez que hemos determinado el valor de la corriente de base  $I_B$ , sabemos que el **punto de trabajo** del transistor  $Q$ , determinado por la corriente de colector  $I_C$  y la tensión colector-emisor  $V_{CE}$  del transistor en ausencia de señal, estará situado sobre la curva característica de salida  $i_C$ - $V_{CE}$  correspondiente al valor de  $I_B$ , indicada en la figura 18.

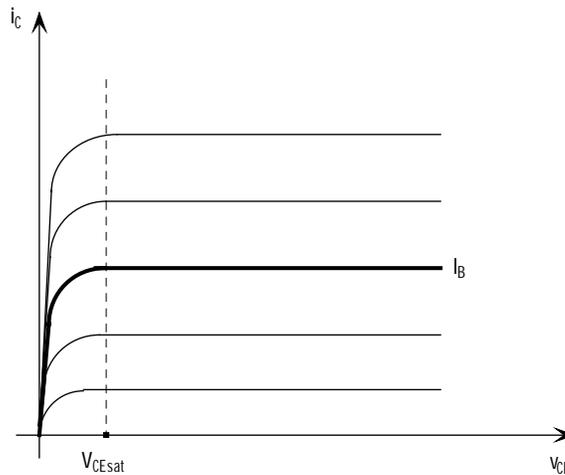


Figura 18

Sin embargo, su localización exacta sobre la curva característica del transistor está determinada por el circuito de colector, en base al que se establece la condición

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C ,$$

que puede reescribirse como

$$I_C = -\frac{1}{R_C} (V_{CE} - V_{CC}) ,$$

y que expresa una relación entre el valor de la corriente de colector  $I_C$  y la tensión colector-emisor  $V_{CE}$  en ausencia de señal. Esta relación puede representarse gráficamente sobre la característica de salida del transistor mediante una línea recta, de pendiente  $-1/R_C$ , como se muestra en la figura 19, denominada **recta de carga estática**.

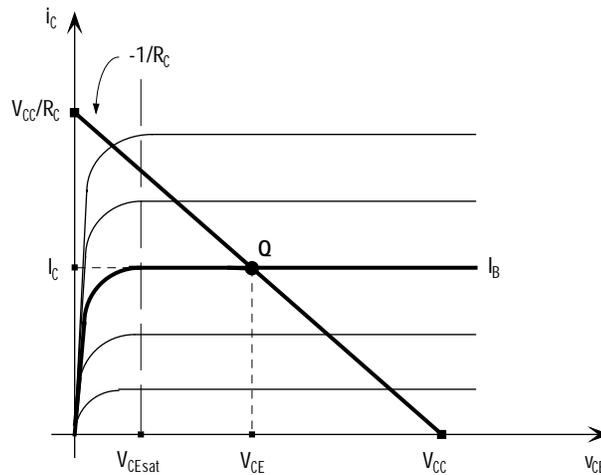
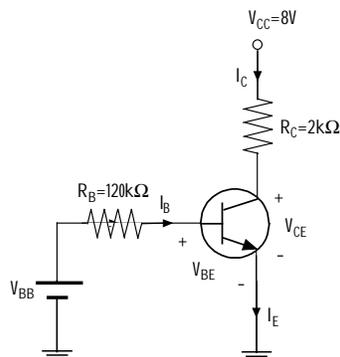


Figura 19

De esta forma, el punto de trabajo Q del transistor en ausencia de señal estará situado en la intersección de la recta de carga estática impuesta por el circuito de polarización y la curva característica  $i_C$ - $v_{CE}$  del transistor correspondiente a la corriente de base  $I_B$ . En consecuencia, la recta de carga estática representa todos los posibles puntos de funcionamiento del transistor en continua.

**Ejemplo:** En el circuito de la figura, determinar el valor de la tensión  $V_B$  a partir de la cual el transistor bipolar se satura, sabiendo que los parámetros característicos del dispositivo son  $V_{BE}=0.7V$  y  $\beta=100$ .

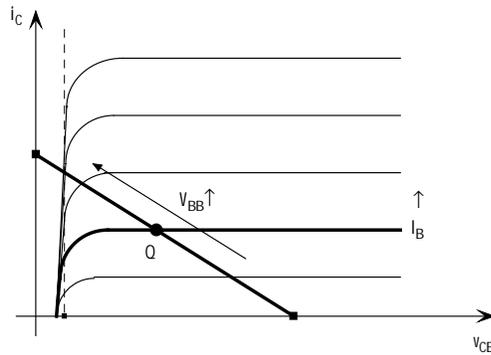


A partir del circuito de base se obtiene que

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{BB} - 0.7}{120} ,$$

por lo que a medida que aumenta el valor de  $V_B$ , la corriente de base  $I_B$  va aumentando su valor, y por tanto, el punto

de trabajo Q se irá desplazando hacia arriba sobre la recta de carga dentro de la región de funcionamiento en modo activo del transistor, como se representa en la figura.



Así, el transistor bipolar entrará en saturación cuando el valor de la tensión entre el colector y el emisor del transistor sea

$$V_{CE} = V_{CEsat} ,$$

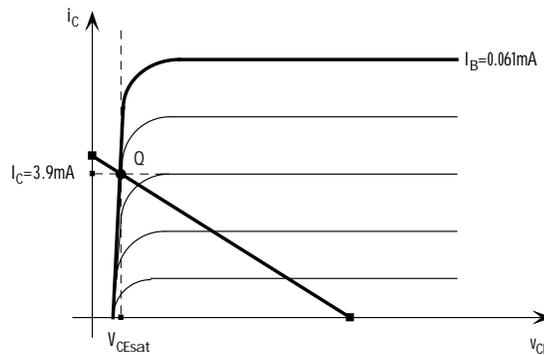
situación en la que la corriente de colector alcanzará su valor máximo  $I_{Csat}$ ,

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} = \frac{8 - 0.2}{2} = 3.9 \text{ mA} ,$$

y que corresponde a un valor de la tensión de entrada  $V_{BB}$  tal que

$$V_B = I_B \cdot R_B + V_{BE} = 0.039 \cdot 120 + 0.7 = 5.38V ,$$

En este punto, ambos circuitos equivalentes, activo y saturación, son equivalentes, de forma que  $i_c = \beta I_B$  y  $V_{CE} = V_{CEsat}$ . Sin embargo, para incrementos posteriores de  $V_{BB}$ , la corriente de base continuará aumentando, mientras que la corriente de colector permanecerá constante a su valor límite de saturación, como se muestra en la figura- para el caso particular en que  $V_{BB} = 8V$ .



## El transistor bipolar pnp

El funcionamiento del transistor bipolar pnp es similar al descrito para el transistor bipolar npn. En la figura 20 se representa la configuración de un transistor bipolar pnp en emisor común para su funcionamiento en modo activo.

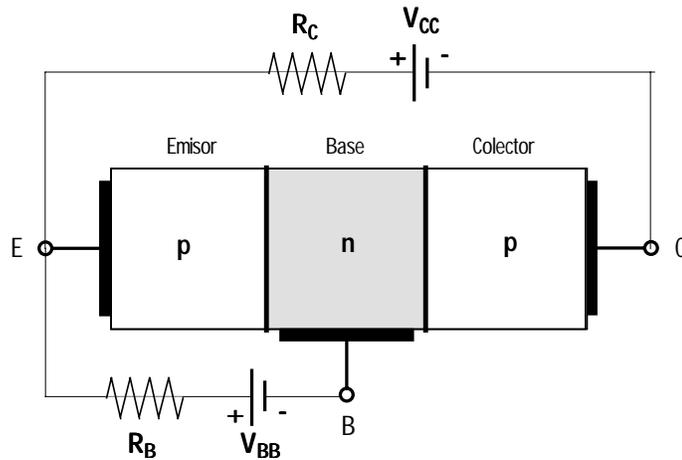


Figura 20

En esta configuración, la fuente de tensión continua  $V_{BB}$  hace que la tensión en el emisor tipo p del transistor bipolar sea superior a la de la base tipo n, polarizando en directa la unión base-emisor, mientras que, por otro lado, la unión colector-base está polarizada en inversa mediante la fuente de tensión continua  $V_{CC}$ , de mayor valor, que mantiene en todo momento la tensión en el colector tipo p por debajo del valor de la tensión en la de la base tipo n.

A diferencia del npn, en el transistor bipolar pnp la corriente se establece en base a los huecos difundidos desde el emisor a través de la base como resultado de la polarización directa de la unión base-emisor. Como la componente de la corriente de emisor  $i_E$  debida a los electrones inyectados desde la base del transistor bipolar hacia el emisor que se establece como consecuencia del reducido potencial de barrera de la unión base-emisor se mantiene pequeña, puesto que el emisor está fuertemente dopado con respecto a la base, podemos considerar que en el transistor bipolar pnp la corriente de emisor  $i_E$  está determinada únicamente por la corriente de huecos difundidos a través de la unión base-emisor.

Por otro lado, algunos de los huecos difundidos desde el emisor a través de la región de base se recombinan con los electrones que son portadores mayoritarios en la base, y por tanto no alcanzan el colector. La fuente de tensión externa  $V_{BB}$  proporciona continuamente nuevos electrones a la región de base con el fin de reemplazar aquellos que se pierden en el proceso de recombinación.

Sin embargo, la mayoría de los huecos inyectados desde el emisor alcanzan el límite de la región de deplexión de la unión colector-base, donde serán atraídos por la tensión negativa establecida en el

colector, cayendo hacia él, donde son recolectados, y constituyendo la corriente de colector del transistor bipolar  $i_c$ .

De esta forma, como el sentido de las corrientes en el transistor bipolar es el mismo que el del flujo de huecos en el proceso de conducción, a diferencia del npn, en el transistor bipolar pnp la corriente de colector  $i_c$  saldrá por el terminal de colector, al igual que la corriente de base  $i_B$ , que saldrá a través del terminal de base, mientras que el sentido de la corriente de emisor  $i_E$  será hacia dentro del terminal de emisor, como se observa en la figura 21, en la que se representa el flujo interno de portadores en un transistor bipolar polarizado para su funcionamiento en modo activo y su relación con las corrientes externas.

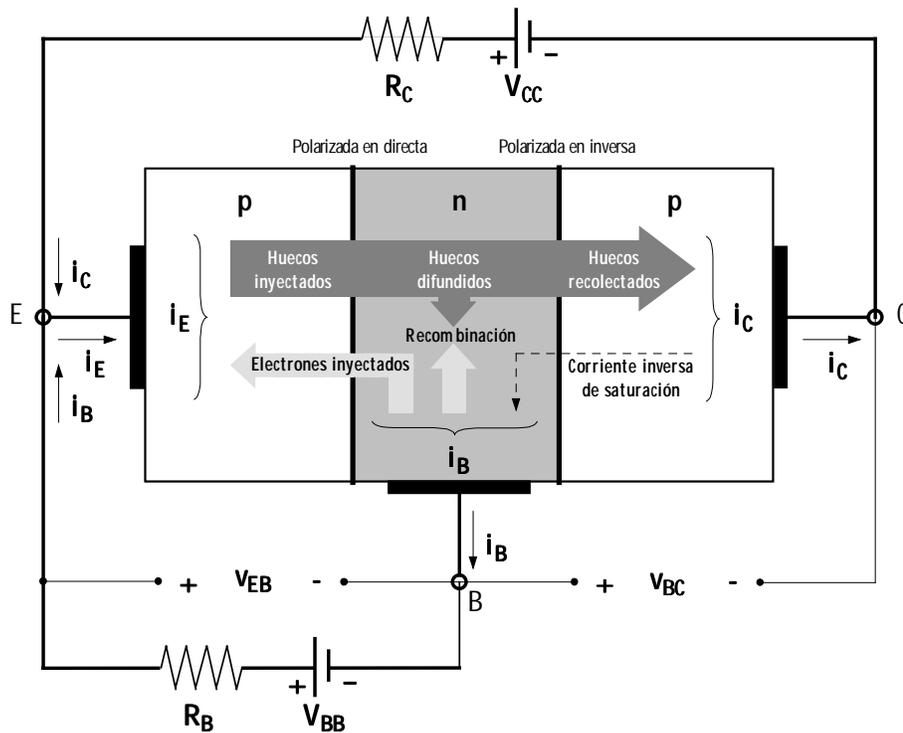


Figura 21

En la figura 22 se representa el símbolo del transistor bipolar pnp, en el que el sentido de la flecha en el emisor indica el sentido normal del flujo de corriente a través de él, que también es la dirección de la polarización directa de la unión base-emisor.

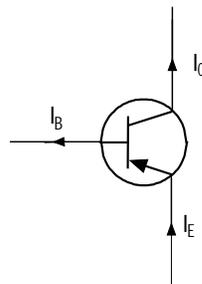


Figura 22

A partir de la descripción del funcionamiento del transistor bipolar pnp se deduce que sus curvas características serán idénticas a las del transistor bipolar npn excepto por el sentido de las corrientes y tensiones, como se observa en las figuras 23a) y 23b), en las que se representan la características de entrada y de salida del transistor pnp en emisor común, respectivamente.

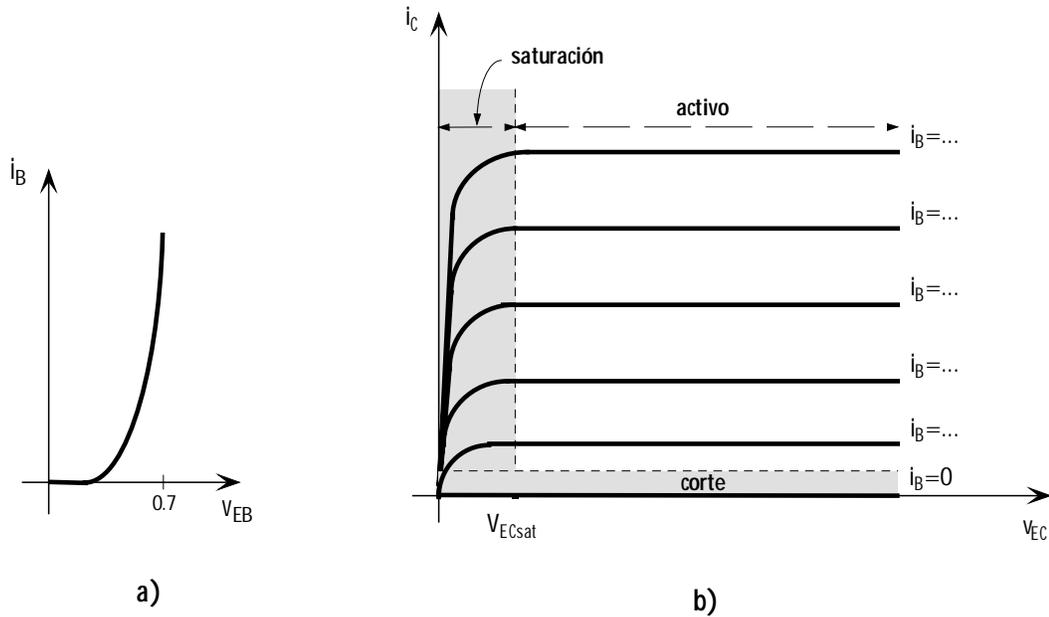
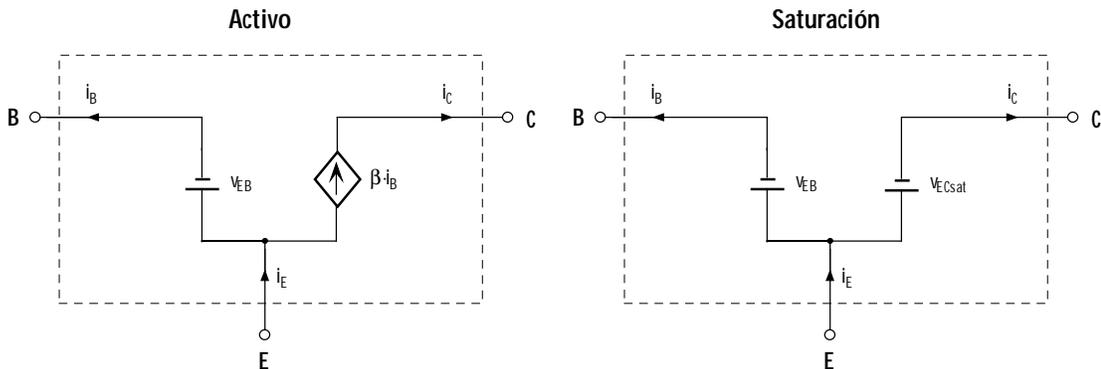
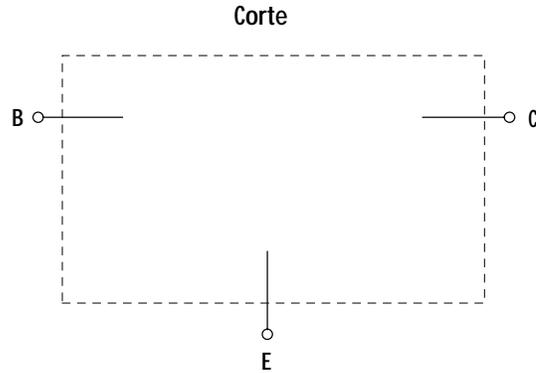


Figura 23

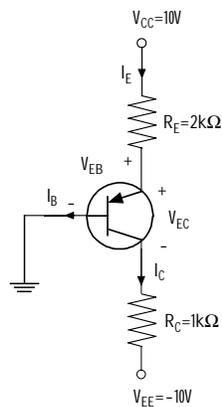
Además, al igual que en el transistor bipolar npn, el funcionamiento del transistor pnp cuando se aplican únicamente tensiones continuas puede representarse mediante el uso de modelos equivalentes. En la figura 24 se muestran los modelos equivalentes del funcionamiento del transistor bipolar pnp en modo activo, en saturación y en corte, donde se observa que los equivalentes en corte para los transistores npn y pnp son idénticos, mientras que los modelos en modo activo y en saturación se diferencian únicamente en el sentido de las corrientes y tensiones.





**Figura 24**

**Ejemplo:** Se desea analizar el circuito de la figura con el fin de determinar las corrientes y tensiones del transistor bipolar pnp sabiendo que sus parámetros característicos son  $V_{EB}=0.7V$  y  $\beta=100$ .



Como la base del transistor bipolar pnp está conectada a masa y en el emisor se aplica una tensión positiva, la unión base-emisor está claramente polarizada en directa, de forma que  $V_{EB}=0.7V$ , con lo que

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_E} = \frac{10 - 0.7}{2} = 4.65 \text{ mA}$$

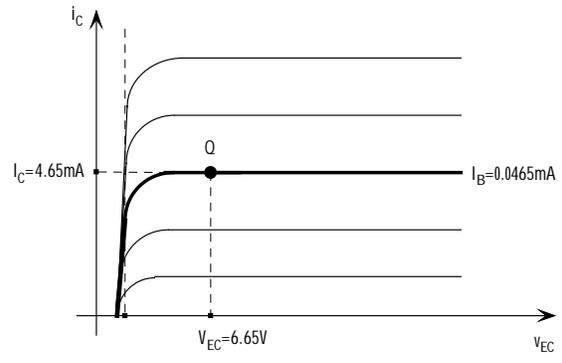
con lo que, como el colector está conectado a una fuente de tensión negativa, podemos suponer que el transistor está en modo activo, de forma que

$$I_C \approx I_E = 4.65 \text{ mA} ,$$

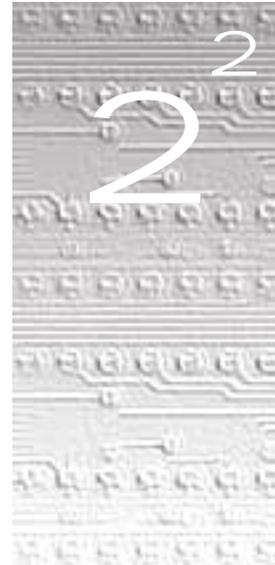
y la tensión  $V_C$  en el colector del transistor será

$$V_C = I_C R_C - V_{EE} = 4.65 \cdot 1 - 10 = -5.35V ,$$

Confirmando que la unión colector-base se encuentra polarizada en inversa y que el transistor está funcionando en modo activo tal como habíamos supuesto. En la siguiente figura se representa gráficamente el punto de trabajo Q del transistor sobre la curva característica  $I_C - V_{CE}$ .







## El transistor bipolar como amplificador

### 2.1

### Introducción

---

Para que un transistor bipolar pueda trabajar como amplificador es necesario limitar su funcionamiento a la región activa, en la que se comporta como una fuente de corriente dependiente, siendo su característica de transferencia  $i_C$ - $V_{CE}$  prácticamente lineal.

En consecuencia, el punto de trabajo Q del transistor debe elegirse de forma que el transistor se mantenga en todo momento polarizado en modo activo, por lo que será necesario establecer una corriente continua adecuada en el colector del dispositivo en ausencia de señal.

El problema de la polarización del transistor bipolar consiste en establecer una corriente continua adecuada en el colector del dispositivo. Esta corriente debería ser además insensible a las variaciones de temperatura y de los parámetros característicos del transistor bipolar, así como a las derivas de los componentes. Aunque la polarización del transistor bipolar la analizaremos con detalle en el siguiente Capítulo, en esta sección demostraremos la necesidad de polarizar el transistor con una corriente de colector estable, puesto que el funcionamiento de un transistor como amplificador estará determinado por la polarización del dispositivo.

2.2

El transistor como amplificador

Para comprender el funcionamiento de un transistor bipolar como amplificador, consideremos el circuito básico representado en la Figura 25, en el que la señal de entrada que se desea amplificar se representa mediante una fuente de tensión  $v_{be}(t)$  cuyo valor varía con el tiempo.

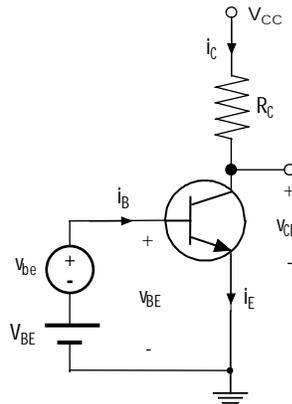


Figura 25

En ausencia de señal ( $v_{be}=0$ ), el punto de trabajo del transistor se mantiene en su región activa mediante una fuente de tensión continua  $V_{BE}$  que polariza en directo la unión *base-emisor* del dispositivo. De esta forma, a través del colector del transistor bipolar circula una corriente continua  $I_C$  de valor

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

debido al carácter exponencial de la característica  $i_C$ - $V_{BE}$  de un transistor bipolar, representada en la figura.

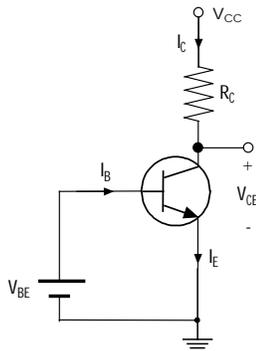
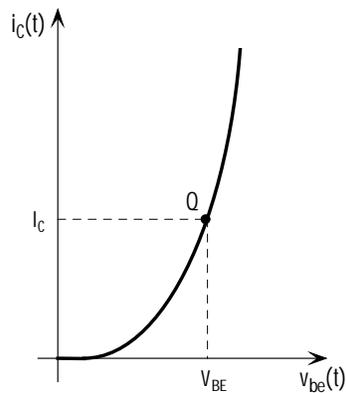


Figura 26



La polarización inversa de la unión *colector-base* se establece conectando el colector del transistor a otra fuente de alimentación  $V_{CC}$  a través de una resistencia de carga  $R_C$ , asegurando que  $V_C > V_B$ , con:

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

Al aplicar la señal de entrada  $v_{be}(t)$ , la tensión base-emisor total  $v_{BE}(t)$  variará con el tiempo, siendo su valor en cada instante

$$v_{BE}(t) = V_{BE} + v_{be}(t) ,$$

de donde se deduce que cuando se superpone una señal  $v_{be}(t)$  sobre la tensión continua de polarización  $V_{BE}$ , el valor instantáneo de la corriente  $i_C(t)$  que circule a través del colector del dispositivo será

$$i_C(t) = I_S \cdot e^{v_{BE}(t)/V_T} = I_S \cdot e^{[V_{BE} + v_{be}(t)]/V_T} ,$$

con lo que

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

donde el término  $I_S \cdot e^{V_{BE}/V_T}$ , como vimos anteriormente, representa la corriente continua de polarización  $I_C$  que circula por el colector del transistor en ausencia de señal, de forma que:

$$i_C(t) = I_C \cdot e^{v_{be}(t)/V_T} ,$$

de donde se deduce que en un transistor bipolar, la corriente de salida  $i_C(t)$  no varía linealmente con la tensión de entrada  $v_{be}(t)$ , por lo que presenta **distorsión no lineal** de la señal.

Desarrollando en series de Taylor el exponente de la expresión anterior sobre el punto de trabajo Q, obtenemos que

$$i_C(t) = I_C \left[ 1 + \left( \frac{v_{be}(t)}{V_T} \right) + \frac{1}{2!} \left( \frac{v_{be}(t)}{V_T} \right)^2 + \dots \right]$$

$$i_C(t) = I_C + \left( \frac{I_C}{V_T} \right) v_{be}(t) + \frac{1}{2!} \left( \frac{I_C}{V_T^2} \right) v_{be}(t)^2 + \dots ,$$

donde el primer término representa la corriente de colector en el punto de trabajo del transistor en ausencia de señal, y el segundo término representa una componente de la corriente de colector directamente proporcional a la señal de entrada  $v_{be}(t)$ , mientras que el último término es una componente de corriente proporcional al cuadrado de la señal de entrada, siendo una componente indeseada en la característica de transferencia de un transistor bipolar para su funcionamiento como amplificador, puesto que introduce distorsión no lineal en la corriente de salida  $i_C(t)$ .

Para eliminar esta distorsión debida a la característica exponencial de los transistores bipolares, es necesario que la amplitud de la señal de entrada  $v_{be}(t)$  se mantenga lo suficientemente pequeña como para que la distorsión sea despreciable con respecto a la componente de la corriente de colector  $i_c(t)$  proporcional a la señal de entrada, de forma que

$$\left| \frac{1}{2!} \left( \frac{I_c}{V_T} \right) v_{be}^2(t) \right| \ll \left| \left( \frac{I_c}{V_T} \right) v_{be}(t) \right| ,$$

de donde se deduce que la amplitud de la señal de entrada  $v_{be}(t)$  debe ser tal que

$$v_{be}(t) \ll 2V_T ,$$

donde  $V_T = kT/q \approx 25\text{mV}$  a temperatura ambiente. Esta condición se conoce como **funcionamiento en pequeña señal**. Cuando la señal que se desea amplificar es lo suficientemente pequeña como para que la distorsión no lineal asociada a la característica de transferencia de los transistores bipolares sea despreciable frente a la señal, tendremos que

$$i_c(t) = I_c + \left( \frac{I_c}{V_T} \right) v_{be}(t) ,$$

con lo que que en estas condiciones la corriente de colector del dispositivo estará compuesta por el valor de la corriente continua de polarización  $I_c$ , y por una componente de señal  $i_c(t)$  cuyo valor varía linealmente con  $v_{be}(t)$ , tal que

$$i_c(t) = \left( \frac{I_c}{V_T} \right) v_{be}(t) ,$$

donde la constante de proporcionalidad  $(I_c/V_T)$  se denomina **transconductancia** del transistor bipolar ( $g_m$ ), por lo que la relación entre el valor de la componente de señal de la corriente de colector  $i_c(t)$  y la señal de entrada  $v_{BE}(t)$  correspondiente, puede expresarse como:

$$i_c(t) = g_m v_{be}(t)$$

En consecuencia, la aproximación de funcionamiento en pequeña señal implica mantener la amplitud de la señal que se desea amplificar lo suficientemente pequeña como para que la operación del transistor se limite a un segmento prácticamente lineal de su característica de transferencia  $i_c$ - $v_{BE}$ , de carácter exponencial, como se representa en la Figura 27.

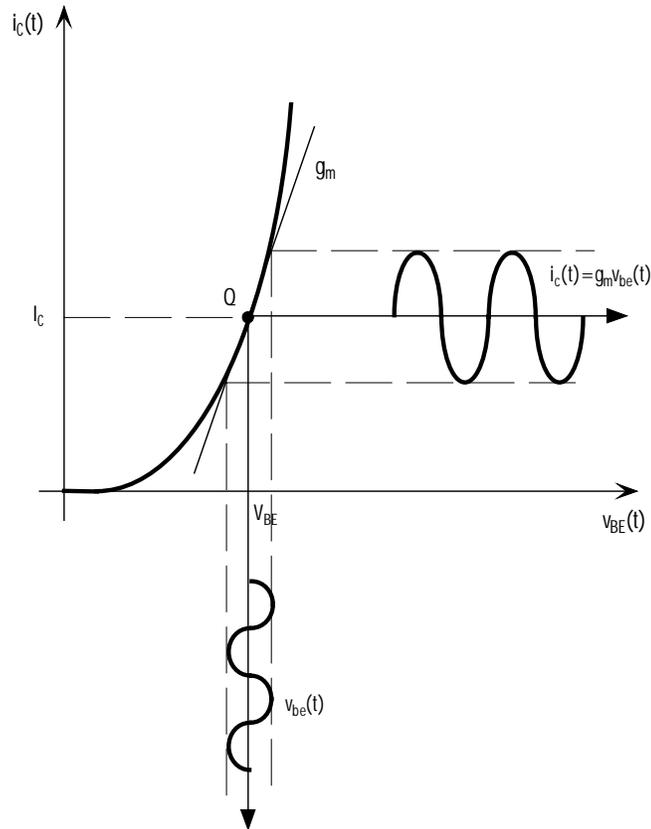


Figura 27

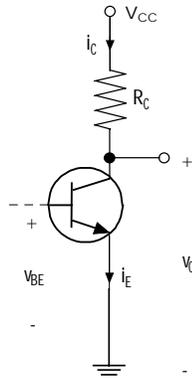
De esta forma, una señal de pequeña amplitud  $v_{be}(t)$  de forma de onda senoidal superpuesta al valor de la tensión continua de polarización  $V_{BE}$  da lugar a una señal de corriente  $i_c(t)$  en el colector del transistor, también de forma de onda senoidal, superpuesta sobre el valor de la corriente continua de polarización  $I_c$ , poniéndose de manifiesto el funcionamiento lineal del transistor bipolar bajo la condición de funcionamiento en pequeña señal.

Aumentar la amplitud de la señal de entrada llevaría consigo que la corriente de colector tuviera componentes no relacionadas linealmente con la señal de entrada  $v_{be}(t)$ , y por tanto, que la corriente de salida presentara distorsión no lineal.

### Ganancia de tensión

Hasta ahora hemos considerado el transistor como un dispositivo en el que la variación de una señal  $v_{be}$  aplicada a su entrada proporciona una variación proporcional  $g_m v_{be}$  en el valor de su corriente de colector  $i_c(t)$ . Por tanto, si deseamos obtener en la salida del circuito una señal de tensión debemos hacer que esta corriente circule a través de una resistencia de carga  $R_c$ , como en el circuito representado en la Figura 26.

De esta forma, la tensión en la salida del circuito amplificador, correspondiente a la tensión total de colector del transistor bipolar, será



$$\begin{aligned} v_c(t) &= V_{cc} - i_c(t)R_c \\ &= V_{cc} - [I_c + i_c(t)]R_c \\ &= [V_{cc} - I_c R_c] - i_c(t)R_c \\ &= V_c - i_c(t)R_c \end{aligned}$$

donde el valor  $V_c$  representa la tensión de polarización en el colector del transistor, mientras que el término  $-i_c(t)R_c$  representa la componente de señal de la tensión de salida  $v_c(t)$ , de forma que

$$v_c(t) = -i_c(t)R_c ,$$

de donde se deduce que, como  $i_c(t) = g_m v_{be}(t)$ ,

$$v_c(t) = (-g_m R_c) v_{be}(t) ,$$

con lo que la relación entre la señal  $v_c(t)$  que se obtiene en la salida del circuito amplificador y la señal de entrada  $v_{be}(t)$  que se desea amplificar, está determinada por el factor

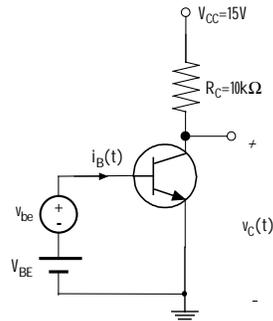
$$\frac{v_c(t)}{v_{be}(t)} = -g_m R_c ,$$

que representa la **ganancia de tensión** del circuito amplificador. Como la transconductancia del transistor  $g_m$ , es directamente proporcional a la corriente de colector en ausencia de señal  $I_c$ , **la ganancia del amplificador será tan estable como lo sea la polarización del transistor**. En consecuencia, el punto de trabajo del transistor determina sus prestaciones como amplificador.

A partir de este análisis del transistor bipolar como amplificador se deduce que en ausencia de señal, todas las tensiones y corrientes del circuito son continuas, representando los valores de polarización del transistor. Aplicando una señal de entrada de pequeña amplitud con el fin de evitar la distorsión de la señal de salida, se añaden pequeñas variaciones a los valores continuos de polarización. Estas componentes de señal de cada una de las tensiones y corrientes del circuito están relacionadas mediante parámetros de pequeña señal del transistor, como por ejemplo  $g_m$ , cuyos valores dependen del punto de trabajo establecido en el transistor en ausencia de señal. De esta forma, la polarización del transistor está íntimamente relacionada con la función de procesamiento de señal del circuito.

**Ejemplo:** En el circuito amplificador de la figura se establece una tensión de polarización  $V_{BE}$  tal que la corriente de colector del transistor en ausencia de señal  $I_C$  es de 1mA.

- a) Determinar la ganancia de tensión  $A_V$  del circuito sabiendo que en el transistor utilizado  $\beta=100$ .



Tenemos que

$$v_c(t) = -i_c(t) R_C$$

$$v_c(t) = (-g_m R_C) v_{be}(t),$$

de donde se deduce que

$$A_V = \frac{v_c(t)}{v_{be}(t)} = -g_m R_C,$$

donde  $g_m = \frac{I_C}{V_T} \approx \frac{1 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 0.04 \text{ S}$ , con lo que

$$A_V = -400$$

- b) Si la señal de entrada es de forma de onda senoidal y está definida por la expresión  $v_{be}(t)=0.005\text{-sen}(wt)$  V, determinar la expresión de  $i_B(t)$  y  $v_c(t)$ .

Tenemos que  $i_B(t)=I_B+i_b(t)$ , donde como  $i_c(t)=\beta i_B(t)$ , se obtiene que

$$i_B(t) = \frac{i_c(t)}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{g_m}{\beta} v_{be}(t),$$

de donde se deduce que  $I_B = \frac{I_C}{\beta} = 10\mu\text{ A}$  e  $i_b(t) = \frac{g_m}{\beta} v_{be}(t) = 2\mu\text{ A}$ , con lo que  $i_B(t)=10+2\text{-sen}(wt)\ \mu\text{A}$ .

Del mismo modo,  $v_c(t)=V_C+v_c(t)$ , donde  $V_C=V_{CC}-I_C R_C=5\text{V}$  y

$$v_c(t)=-i_c(t)R_C=-\beta i_b(t)R_C= -2\text{-sen}(wt),$$

con lo que  $v_c(t)=5-2\text{-sen}(wt)$  V.

2.3

Circuitos equivalentes en pequeña señal

A partir del análisis presentado en la sección anterior se deduce que bajo la condición de funcionamiento en pequeña señal, el transistor se comportará como un dispositivo lineal, por lo que las componentes de señal de cada una de las tensiones y corrientes del circuito amplificador se superponen a los valores continuos de polarización del transistor en ausencia de señal. Por ejemplo, la corriente de colector total  $i_c(t)$  estará compuesta por una componente continua de polarización  $I_C$  más una componente de señal variable con el tiempo  $i_c(t)$ .

En consecuencia, el análisis y el diseño de los amplificadores basados en transistores bipolares puede simplificarse enormemente si separamos el cálculo de las componentes continuas de polarización, de los cálculos en pequeña señal, en los que determinaremos únicamente las variaciones que se producen en el valor de cada una de las tensiones y corrientes continuas del circuito cuando se aplica una señal de entrada de pequeña amplitud.

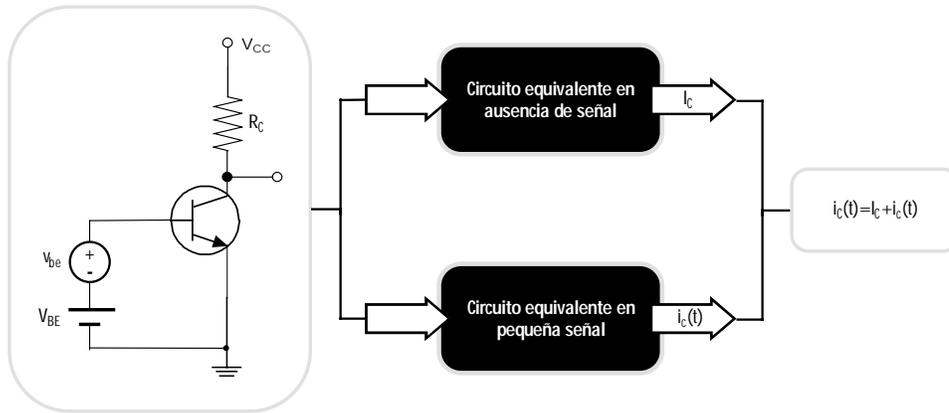


Figura 28

De esta forma, como se representa de forma esquemática en la Figura 28, las componentes continuas de cada una de las tensiones y corrientes del amplificador se calcularán a partir del circuito equivalente del amplificador en ausencia de señal, representado en la Figura 29, y de las relaciones impuestas por el funcionamiento del transistor bipolar en modo activo.

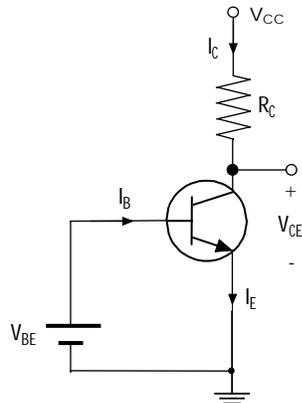


Figura 29

Por otro lado, para calcular las componentes de señal será necesario obtener un **circuito equivalente del amplificador en pequeña señal**, en el que se representen únicamente las variaciones que se producen en las corrientes y tensiones del circuito, así como las relaciones entre ellas, cuando se aplica una señal de pequeña amplitud  $v_{be}(t)$ .

Así, en el circuito equivalente en pequeña señal del amplificador será necesario sustituir las fuentes continuas de tensión por cortocircuitos, y si hubiera fuentes de corriente continua, por circuitos abiertos, puesto que la tensión de una fuente ideal es constante y su valor no varía al aplicar una señal de entrada, siendo su componente de señal siempre nula.

Por esta razón, para obtener el circuito equivalente en pequeña señal del amplificador representado en la Figura 30, será necesario sustituir las fuentes continuas de polarización  $V_{CC}$  y  $V_{BE}$  por cortocircuitos, obteniendo así el circuito representado en la Figura 30.

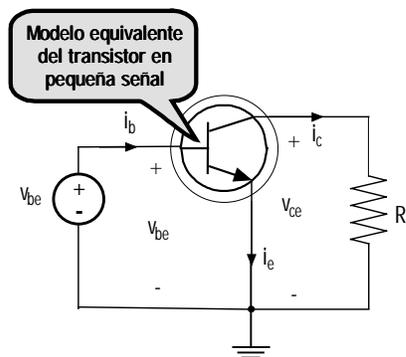


Figura 30

Las relaciones entre las componentes de señal de las tensiones y corrientes en los terminales de entrada y salida del transistor bipolar pueden representarse mediante un circuito equivalente que caracterice su funcionamiento lineal cuando se aplica una señal de entrada de pequeña amplitud. Este circuito podría considerarse como un **modelo equivalente del transistor en pequeña señal**.

### Modelo equivalente en $\pi$ del transistor en pequeña señal

A partir del funcionamiento del transistor bipolar como amplificador se deduce que para señales de pequeña amplitud, el transistor se comporta como una fuente de corriente lineal controlada por tensión en la que la tensión  $v_{be}(t)$  aplicada entre los terminales de base y emisor del transistor bipolar determina el valor de la corriente de salida  $i_c(t)$  en el terminal de colector, de forma que

$$i_c = g_m v_{be} ,$$

donde  $g_m$  es el valor de la transconductancia del transistor, definida mediante la expresión:

$$g_m = \frac{I_c}{V_T}$$

En consecuencia, el funcionamiento lineal de un transistor bipolar bajo la condición de pequeña señal puede representarse mediante un amplificador de transconductancia, cuyo modelo equivalente se muestra en la Figura 31, en el que el puerto de entrada estaría entre la base y el emisor del dispositivo, y el puerto de salida entre el colector y el emisor, mientras que la ganancia de transconductancia sería  $g_m$ , y la resistencia de salida infinita.

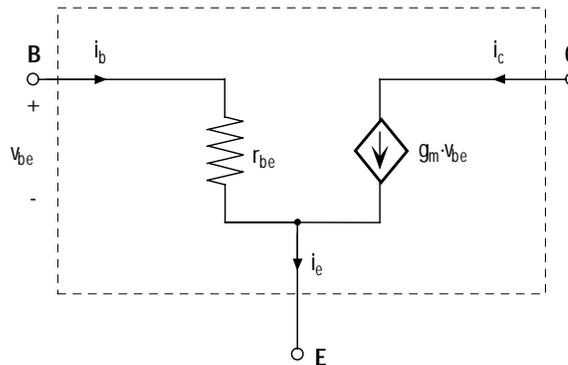


Figura 31

Sin embargo, esta última propiedad ideal del funcionamiento del transistor se obtiene como consecuencia de suponer que la tensión  $v_{CE}$  no afecta a la corriente de colector del dispositivo  $i_c$ . En la práctica, los transistores bipolares tienen una resistencia de salida finita cuyo efecto consideraremos posteriormente.

La resistencia de entrada de este modelo equivalente del transistor en pequeña señal, que denominaremos  $r_{be}$ , está determinada por la relación entre la tensión  $v_{be}(t)$  aplicada a la entrada del dispositivo y la corriente de base  $i_b(t)$  resultante, de forma que

$$r_{be} = \frac{v_{be}(t)}{i_b(t)},$$

donde, como la componente de señal de la corriente de base  $i_b(t)$  está definida por la expresión

$$i_b(t) = \frac{i_c(t)}{\beta} = \frac{g_m}{\beta} v_{be}(t),$$

el valor de la resistencia entrada en el modelo equivalente del transistor bipolar en pequeña señal, será

$$r_{be} = \frac{v_{be}(t)}{i_b(t)} = \frac{v_{be}(t)}{\left(\frac{g_m}{\beta}\right)v_{be}(t)} = \frac{\beta}{g_m},$$

de donde se deduce que el valor de  $r_{be}$  es directamente proporcional a la ganancia de corriente del transistor  $\beta$  e inversamente proporcional a la corriente de polarización  $I_c$ , puesto que, como  $g_m = I_c / V_T$  e  $I_B = \beta I_c$ , podemos establecer que:

$$r_{be} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{\beta}{I_c} V_T$$

$$r_{be} = \frac{V_T}{I_B}$$

**Ejemplo:** La corriente de colector en un determinado transistor bipolar con  $\beta=100$  es de 1mA. Determinar el valor de los parámetros  $g_m$  y  $r_{be}$  de su modelo equivalente en pequeña señal.

Tenemos que, como el transistor está polarizado en un punto de trabajo en el que  $I_c=1mA$ , el valor de su transconductancia  $g_m$ , será

$$g_m = \frac{I_c}{V_T} = 40 \text{ mA/V} ,$$

mientras que, como  $\beta=100$ , el valor de la resistencia de entrada  $r_{be}$  será

$$r_{be} = \frac{V_T}{I_c/\beta} = 2.5 \text{ k}\Omega$$

Sin embargo, es posible obtener un modelo equivalente ligeramente diferente si expresamos la componente de señal de la corriente de salida del transistor  $i_c(t)$  en función de la componente de señal de la corriente de entrada  $i_b(t)$ , puesto que a partir del modelo equivalente presentado en la figura 7 se obtiene que

$$v_{be} = i_b r_{be} ,$$

de donde se deduce que

$$i_c = g_m v_{be} = g_m (i_b r_{be}) = i_b (g_m r_{be})$$

$$i_c = \beta i_b ,$$

obteniendo de esta forma el circuito equivalente del transistor bipolar en pequeña señal representado en la Figura 32, en el que el transistor se representa mediante una fuente de corriente controlada por la corriente de base  $i_b(t)$ .

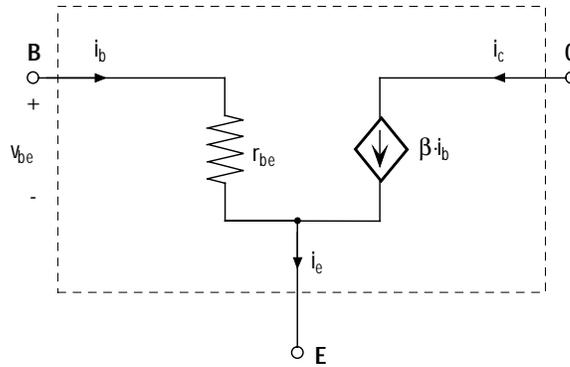


Figura 32

Este modelo, es una versión simplificada del que se conoce como **modelo equivalente en parámetros híbridos** o **modelo en  $\pi$** , siendo el más utilizado hasta ahora para la caracterización del funcionamiento en pequeña señal de un transistor bipolar.

Es importante tener en cuenta que los modelos equivalentes que hemos presentado caracterizan el funcionamiento del transistor bipolar en un punto de trabajo determinado, puesto que tanto la transconductancia  $g_m$  del dispositivo, como el valor de la resistencia de entrada  $r_{be}$ , dependen del punto de polarización del transistor.

Por último, aunque estos modelos se han deducido a partir del funcionamiento de un transistor bipolar *nnp*, pueden aplicarse de igual forma en el caso de un transistor *ppn* sin más que cambiar la polaridad de las tensiones y corrientes del modelo.

### Modelo equivalente en $T$ del transistor en pequeña señal

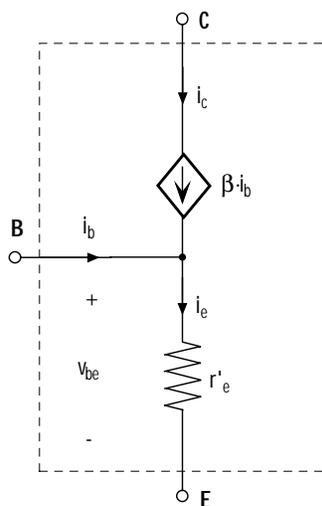


Figura 33

Aunque el modelo en  $\pi$  del transistor bipolar es el más utilizado en los circuitos equivalentes en pequeña señal para llevar a cabo el análisis de las variaciones que se producen en las corrientes y tensiones del circuito cuando se aplica una señal de pequeña amplitud  $v_{be}(t)$ , hay situaciones en las que el modelo alternativo representado en la

Figura 33 resulta mucho más conveniente.

En este modelo, denominado **modelo equivalente en  $T$** , en lugar de representar la resistencia de entrada  $r_{be}$  entre la base y el emisor del transistor, como en el modelo equivalente en  $\pi$ , se representa la resistencia que se observa en el emisor del transistor, y que denominaremos  $r'_e$ .

Por tanto, la resistencia de emisor  $r'_e$  en el modelo equivalente en T del transistor en pequeña señal está determinada por la relación entre la tensión  $v_{be}(t)$  aplicada a la entrada del dispositivo y la corriente de emisor  $i_e(t)$  resultante, de forma que

$$r'_e = \frac{v_{be}(t)}{i_e(t)},$$

donde, como la componente de señal de la corriente de emisor  $i_e(t)$  está definida por la expresión

$$i_e(t) = (1 + \beta)i_b(t),$$

el valor de  $r'_e$  en el modelo equivalente en T del transistor bipolar en pequeña señal, será

$$r'_e = \frac{v_{be}(t)}{(1 + \beta)i_b(t)} = \frac{1}{(1 + \beta)} \cdot \frac{v_{be}(t)}{i_b(t)} = \frac{r_{be}}{(1 + \beta)},$$

de donde se deduce que, como  $r_{be} = V_T/I_B$ ,

$$r'_e = \frac{V_T}{(1 + \beta)I_B} = \frac{V_T}{I_E}$$

**Ejemplo:** La corriente de colector en un determinado transistor bipolar con  $\beta=100$  es de 1mA. Determinar el valor de  $r'_e$  en su modelo equivalente en pequeña señal.

Tenemos que, como el transistor está polarizado en un punto de trabajo en el que  $I_C=1\text{mA}$ , con lo que

$$I_E = \frac{I_C}{\alpha} = 0.99 \text{ mA/V},$$

de donde se deduce que el valor de la resistencia de emisor  $r'_e$  en su modelo equivalente será

$$r'_e = \frac{V_T}{I_E} = 25.25 \Omega$$

Aunque durante muchos años el modelo equivalente en parámetros híbridos ha sido el más utilizado para caracterizar el comportamiento lineal de un transistor bipolar cuando se aplica una señal de entrada de pequeña amplitud, en los últimos tiempos se ha adoptado el modelo equivalente en T, por lo que será éste el que emplearemos a lo largo de la asignatura.

Sin embargo, los parámetros del modelo en  $\pi$  del transistor bipolar en pequeña señal pueden obtenerse de forma directa a partir de los parámetros equivalentes del modelo equivalente en T, y viceversa. La relación entre el valor de  $r_{be}$  y la resistencia de emisor  $r'_e$  en el modelo equivalente en T del transistor bipolar en pequeña señal puede obtenerse a partir de sus respectivas definiciones, puesto que a partir de los modelos equivalentes del transistor en pequeña señal se verifica que

$$v_{be} = i_b r_{be} = i_e r'_e ,$$

de donde se deduce que

$$r_{be} = \left( \frac{i_e}{i_b} \right) r'_e ,$$

donde  $i_e = (\beta + 1)i_b$ , con lo que podemos establecer que

$$r_{be} = (\beta + 1) r'_e$$

## Aplicación de los circuitos equivalentes en pequeña señal

Los modelos equivalentes en pequeña señal hacen que el análisis de un circuito amplificador basado en transistores bipolares se convierta en un proceso sistemático. Este procedimiento general de análisis lo llevaremos a cabo siguiendo los siguientes pasos:

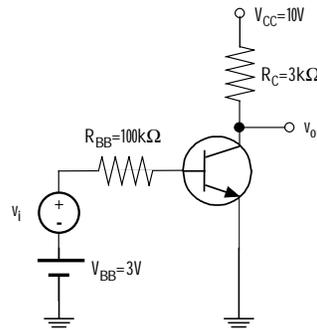
1. Determinar el punto de trabajo Q del transistor bipolar en ausencia de señal, principalmente con el fin de obtener el valor de la corriente de polarización  $I_C$  en el colector del dispositivo.
2. A partir de las especificaciones del transistor, proporcionadas por el fabricante en la hoja de características, y del punto de trabajo del dispositivo en ausencia de señal, calcular el valor de los parámetros del modelo equivalente en pequeña señal del transistor, de forma que

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} , r_{be} = \frac{V_T}{I_B} , r'_e = \frac{V_T}{I_E}$$

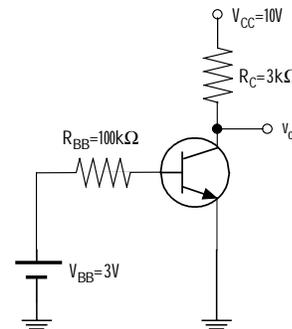
3. Eliminar las fuentes de polarización, reemplazando cada fuente de tensión continua por un cortocircuito, y cada una de las fuentes de corriente continua por un circuito abierto.
4. Reemplazar el transistor bipolar por uno de sus modelos equivalentes en pequeña señal.
5. Analizar el circuito equivalente en pequeña señal resultante para determinar los parámetros del amplificador especificados, como por ejemplo la ganancia de tensión, la resistencia de entrada, ...

En el siguiente ejemplo ilustraremos de forma práctica este procedimiento general para el análisis de los circuitos amplificadores basados en transistores bipolares.

**Ejemplo:** Analizar el amplificador representado en la figura con el fin de determinar su ganancia de tensión, considerando que en el transistor bipolar utilizado  $\beta=100$ .



El primer paso del análisis consiste en determinar el punto de trabajo del transistor en ausencia de señal, para lo cual hacemos que  $v_i=0$ , obteniendo el siguiente circuito equivalente



de donde se obtiene que

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{BB}} = \frac{3 - 0.7}{100} = 0.023 \text{ mA}$$

con lo que el valor de la corriente de colector  $I_C$  será

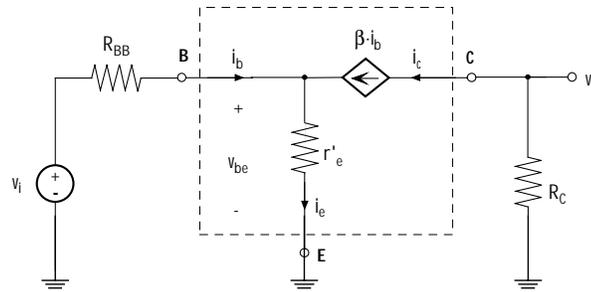
$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 0.023 = 2.3 \text{ mA} ,$$

y la tensión  $V_C$  en el colector del transistor  $V_C = V_{CC} - I_C R_C = 3.1V$ . Por tanto, como  $V_B = 0.7V$ , el transistor está polarizado en modo activo.

Una vez que hemos calculado el punto de trabajo del transistor, debemos calcular el valor de los parámetros del modelo en pequeña señal del transistor. En el caso de que utilizemos el modelo equivalente en T, debemos obtener la resistencia de emisor  $r'_e$  en el punto de trabajo Q, cuyo valor es

$$r'_e = \frac{V_T}{I_E} \approx \frac{V_T}{I_C} = 10.8 \Omega ,$$

Con esto ya podemos obtener el circuito equivalente en pequeña señal del amplificador, para lo cual será necesario sustituir las fuentes continuas de polarización  $V_{CC}$  y  $V_{BB}$  por cortocircuitos y sustituir el transistor por su modelo equivalente, obteniendo así el circuito representado en la figura.



A partir de este modelo equivalente en pequeña señal se deduce que

$$v_i = i_b R_{BB} + (1 + \beta) i_b r'_e ,$$

mientras que la señal de salida  $v_o$  está determinada por la expresión

$$v_o = -\beta i_b R_C$$

con lo que la ganancia de tensión  $A_V$  del amplificador es

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\beta R_C}{R_{BB} + (1 + \beta) r'_e} = -2.97 ,$$

donde el signo menos indica que la señal de salida  $v_o$  está invertida con respecto a la señal de entrada  $v_i$ .

Resistencia de salida de los modelos equivalentes en pequeña señal

En los modelos equivalentes del transistor bipolar en pequeña señal estudiados, hemos considerado que la resistencia de salida es infinita, asumiendo que en modo activo el valor de la corriente de colector  $i_c$  es independiente de la tensión  $v_{CE}$  entre el colector y el emisor del transistor siempre que la unión colector-base permaneciera inversamente polarizada, con lo que las curvas características  $i_c$ - $v_{CE}$  de un transistor bipolar serían como las representadas en la Figura 34.

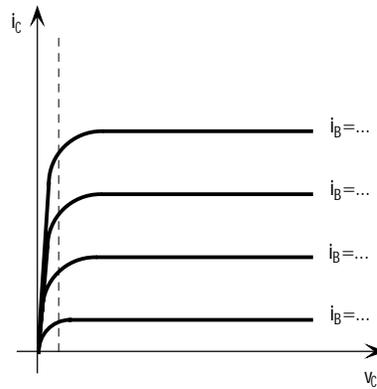


Figura 34

Sin embargo, debido al efecto de modulación del ancho de la base, el valor de la corriente de colector  $i_c$  varía linealmente con el valor de  $v_{CE}$ , por lo que las curvas características  $i_c$ - $v_{CE}$  de un transistor bipolar real presentan una determinada pendiente, como se representa de forma gráfica en la Figura 35.

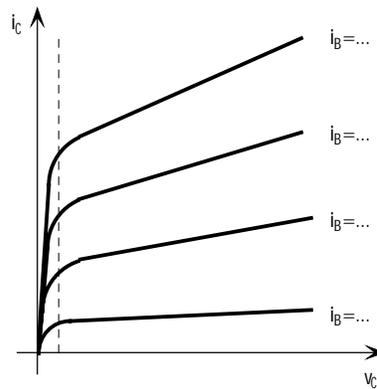


Figura 35

De hecho, si extrapolamos las curvas características del transistor, coincidirán en un punto de valor  $-V_A$  sobre el eje de tensión  $v_{CE}$ , como se representa en la Figura 36. Esta tensión  $V_A$ , denominada **tensión de Early** en honor al primer científico que estudió este efecto, es un parámetro proporcionado por el fabricante en la hoja de características y que es particular de cada transistor bipolar.

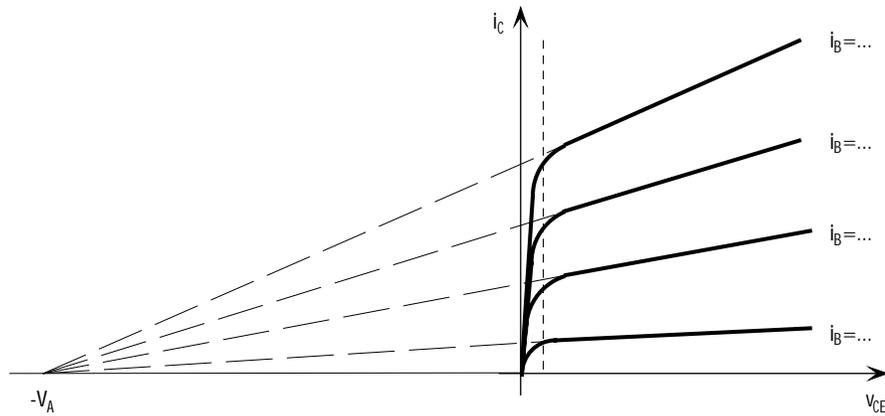


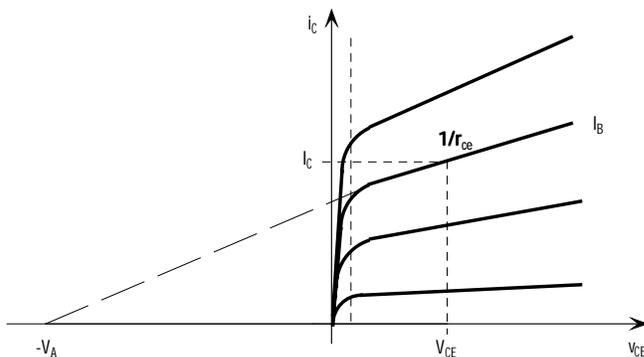
Figura 36

La dependencia lineal de la corriente de colector  $i_c$  con la tensión  $v_{CE}$  entre el colector y el emisor del transistor, puede generalizarse incluyendo un factor de corrección del efecto Early a la ganancia de corriente  $\beta$  del transistor, de forma que

$$i_c = \left( 1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right) \beta i_B$$

Los transistores *npn* de alta calidad integrados tienen tensiones de Early del orden de 100 a 120V, por lo que para valores típicos de  $v_{CE}$ , la corrección del efecto Early es pequeña, y las características de salida del transistor parecen prácticamente horizontales. Por otro lado, los transistores *pnp* discretos pueden tener una tensión Early tan baja como 50V, que da como resultado una pendiente muy pronunciada en la característica de salida del dispositivo.

De esta forma, en el modelo equivalente en pequeña señal del transistor bipolar debemos incluir una resistencia de salida finita  $r_{ce}$  entre el colector y el emisor con el fin de caracterizar la dependencia de la corriente de colector  $i_c$  del dispositivo con la tensión  $v_{CE}$ , cuyo valor estará determinado por la inversa de la pendiente de la característica de salida  $i_c$ - $v_{CE}$  en el punto de trabajo del transistor, de forma que



$$\frac{1}{r_{ce}} = \frac{I_c}{V_A + V_{CE}}$$

de donde se deduce que

$$r_{ce} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_c}$$

De esta forma, en la Figura 37 se muestra el modelo equivalente en  $\pi$  del transistor bipolar incluyendo la resistencia  $r_{ce}$  para tener en cuenta la dependencia de la corriente de colector  $i_c$  con respecto a la tensión  $v_{ce}$ , caracterizando de forma más precisa el funcionamiento real del transistor bipolar cuando se aplica una señal de pequeña amplitud.

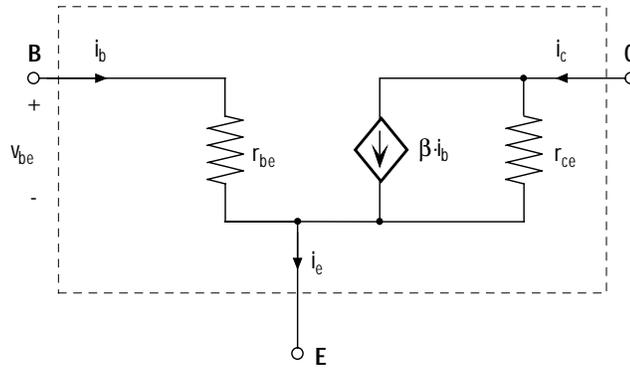


Figura 37

Del mismo modo, en la Figura 38 se representa el modelo equivalente en T del transistor bipolar incluyendo la resistencia de salida  $r_{ce}$ .

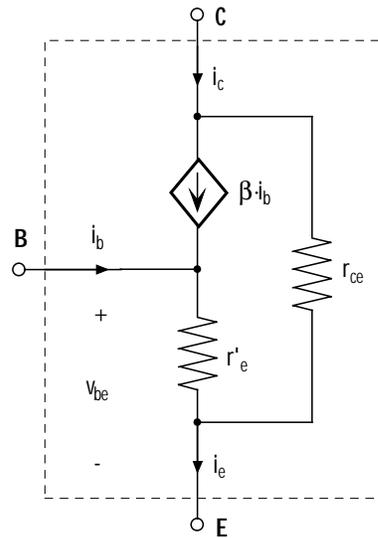


Figura 38

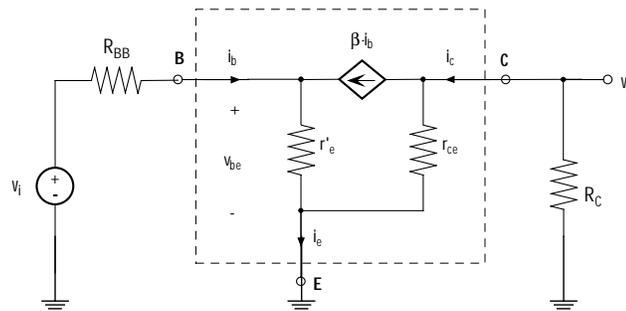
Sin embargo, en la mayoría de los casos, el valor de la resistencia  $r_{ce}$  es lo suficientemente elevado como para considerarla prácticamente  $\infty$ , aunque habrá ocasiones en las que esta resistencia puede tener un efecto significativo sobre la ganancia del amplificador, como veremos en Capítulos posteriores.

**Ejemplo:** Analizar el amplificador del ejemplo anterior con el fin de determinar su ganancia de tensión, pero considerando el efecto de la resistencia de salida  $r_{ce}$  en el modelo equivalente del transistor en pequeña señal, teniendo en cuenta que  $V_A=50V$ .

A partir del apartado anterior se obtiene que  $I_C=2.3mA$ , por lo que, como  $V_A=50V$  el valor de la resistencia de salida  $r_{ce}$  del modelo equivalente en pequeña señal del transistor, en el punto de trabajo Q, será

$$r_{ce} = \frac{V_A + V_{CEQ}}{I_C} = \frac{50V + 3.1V}{2.3mA} = 23.08k\Omega,$$

Con lo que, sustituyendo en el circuito equivalente en pequeña señal del amplificador el transistor por su modelo en T incluyendo la resistencia de salida  $r_{ce}$  obtenemos el circuito representado en la figura.



A partir de este modelo equivalente en pequeña señal se deduce que

$$v_i = i_b R_{BB} + (1 + \beta) i_b r'_e,$$

mientras que la señal de salida  $v_o$  está determinada por la expresión

$$v_o = -\beta i_b (R_C // r_{ce})$$

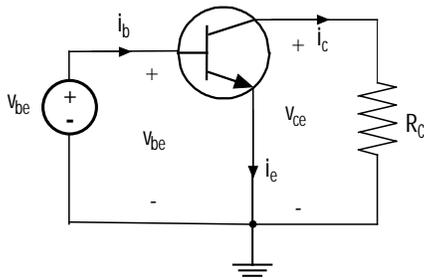
con lo que la ganancia de tensión  $A_V$  del amplificador es

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\beta(R_C // r_{ce})}{R_{BB} + (1 + \beta)r'_e} = -2.43,$$

de donde se deduce que la ganancia del amplificador disminuye considerando el efecto de la resistencia de salida  $r_{ce}$ . Obviamente, cuanto mayor sea el valor de  $V_{CEQ}$ , menor será su influencia sobre las prestaciones del amplificador.

Recta de carga dinámica

Al igual que en el caso de las componentes continuas de cada una de las tensiones y corrientes del amplificador, la variación con respecto al punto de trabajo que se obtiene ante la aplicación de una señal de entrada también pueden analizarse de forma gráfica.



Así, a partir del equivalente en pequeña señal del circuito amplificador que hemos venido utilizando hasta ahora se obtiene que, ante la aplicación de una señal en la entrada, la variación de la tensión de salida  $v_o$  (que en este caso coincide con la variación de la tensión  $v_{ce}$ ) con respecto a su valor en continua, está determinada por la expresión

$$v_{ce} = -i_c R_C ,$$

que puede reescribirse como

$$i_c = -\frac{1}{R_C} v_{ce} ,$$

y que expresa una relación lineal entre la variación de la corriente de colector  $i_c$  y de la tensión colector-emisor  $v_{ce}$  cuando se aplica la señal de entrada  $v_{be}$ . Esta relación puede representarse gráficamente mediante una línea recta de pendiente  $-1/R_C$  sobre la curva característica  $i_c$ - $v_{ce}$ , al igual que la recta de carga estática, teniendo en cuenta que

$$\begin{aligned} i_c &= i_c - I_C \\ v_{ce} &= v_{ce} - V_{CE} , \end{aligned}$$

de donde se deduce que la expresión de la **recta de carga dinámica** del circuito amplificador puede reescribirse de forma que

$$(i_c - I_C) = -\frac{1}{R_C} (v_{ce} - V_{CE}) ,$$

cuyos puntos con los ejes de la característica de salida del transistor son

$$\begin{aligned} i_c = 0 &\quad \rightarrow \quad v_{ce} = V_{CE} + I_C R_C = V_{CC} \\ v_{ce} = 0 &\quad \rightarrow \quad i_c = I_C + \frac{V_{CE}}{R_C} = \frac{V_{CC}}{R_C} , \end{aligned}$$

obteniendo así la representación gráfica de la recta de carga dinámica mostrada en la figura 15.

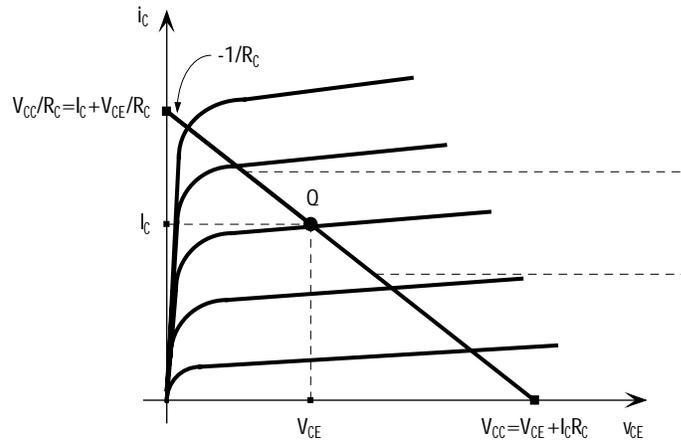


Figura 39

De esta forma, a medida que el valor de la corriente de base del transistor  $i_B$  varía como consecuencia de la aplicación de la señal de entrada  $v_{be}$ , el punto de operación del transistor bipolar se desplazará a lo largo de la recta de carga dinámica de pendiente  $-1/R_C$ , como se representa de forma gráfica en la figura 16, siguiendo las variaciones de la señal de entrada.

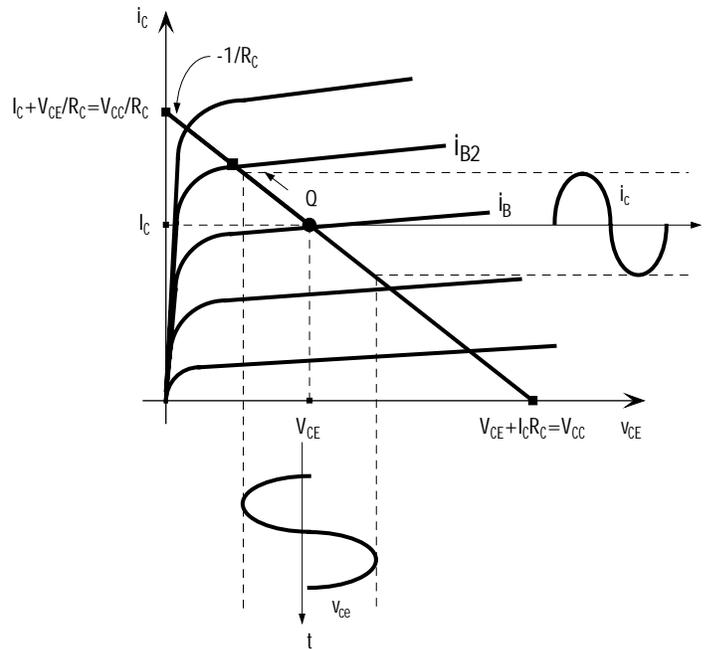


Figura 40

Así, en el instante en el que el valor de la señal de entrada  $v_{be}$  toma su valor máximo positivo, la corriente de base  $i_B$  del transistor toma el valor  $i_{B2}$ , determinando que en esta situación, el punto de

trabajo en la característica de transferencia del transistor estará situado en la intersección de la recta de carga dinámica y la curva correspondiente al valor  $i_B = i_{B2}$ , determinándose así la forma de onda de las señales  $i_c$  y  $v_{ce}$ .

En consecuencia, representa la posible variación alrededor del punto de trabajo Q del transistor que puede producirse como consecuencia de la aplicación de una señal de entrada.

Aunque en este caso particular la recta de carga dinámica coincide con la recta de carga estática calculada en el Capítulo anterior, en la práctica no siempre ocurrirá de este modo, puesto que existirán condensadores de acoplo y desacoplo que harán diferentes los circuitos equivalentes en continua y en pequeña señal. Sin embargo, ambas rectas de carga pasarán siempre por el punto de trabajo Q establecido en el transistor en ausencia de señal.

### Efecto del punto de trabajo sobre la amplitud de la señal de salida

Del análisis presentado en la sección anterior se deduce que el punto de trabajo Q del transistor en ausencia de señal afecta de forma significativa a la máxima variación que se puede obtener en la salida del circuito amplificador.

Como se observa en la figura 16, el valor máximo de pico positivo de la señal de salida  $v_{ce}$  no puede hacer que la tensión total  $v_{ce}$  supere el valor de la tensión continua de polarización  $V_{CC}$ , puesto que de lo contrario el transistor entraría en la región de corte. Del mismo modo, la máxima variación negativa de la tensión  $v_{ce}$  no puede hacer que su valor sea inferior a  $V_{CEsat}$ , puesto que el transistor se saturaría, dejando de comportarse como un dispositivo lineal.

Con el fin de representar gráficamente el efecto de la polarización sobre la máxima amplitud que puede obtenerse en la señal de salida del circuito amplificador, en la figura 17 se muestran gráficamente las rectas de carga dinámicas correspondientes a dos valores diferentes de la resistencia de carga  $R_C$ .

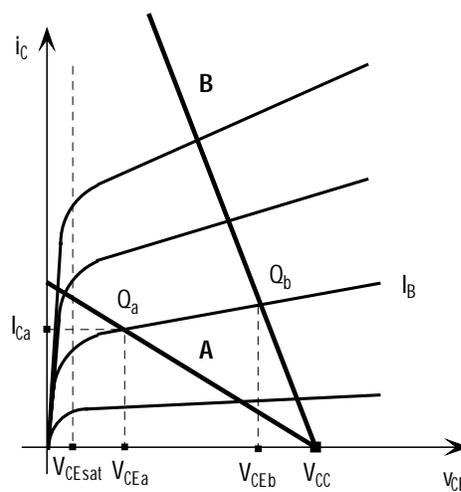


Figura 41

La recta de carga dinámica A corresponde a una polarización en la que el valor de la resistencia de carga  $R_C$  es muy pequeño, dando lugar a un punto de trabajo  $Q_a$  próximo al punto de corte del dispositivo, ya que el valor de la corriente de colector  $i_{Ca}$  es prácticamente nulo. Por tanto, la situación del punto de trabajo del transistor  $Q_a$  en ausencia de señal limita significativamente la máxima variación positiva que puede producirse en la señal de salida  $v_{ce}$  como consecuencia de la aplicación de una señal de entrada.

Por otro lado, la recta de carga dinámica B corresponde a una polarización en la que el valor de la resistencia de carga  $R_C$  es demasiado elevado, dando lugar a un punto de trabajo  $Q_b$  próximo al punto de saturación del transistor, ya que el valor de  $V_{CEb}$  es muy cercano al valor de  $V_{CEsat}$ . En consecuencia, aunque la situación del punto de trabajo  $Q_b$  permite obtener una gran variación positiva de la señal de salida  $v_{ce}$ , limita significativamente la máxima variación negativa que permite que el transistor funcione en todo momento en modo activo.

De esta forma, para poder obtener una variación simétrica máxima de la señal de salida  $v_{ce}$  del circuito amplificador cuando se aplique una señal de entrada, es necesario polarizar el transistor de tal forma que su punto de trabajo en ausencia de señal esté situado lo más cerca posible del centro de la recta de carga dinámica, como se representa de forma gráfica en la figura 18.

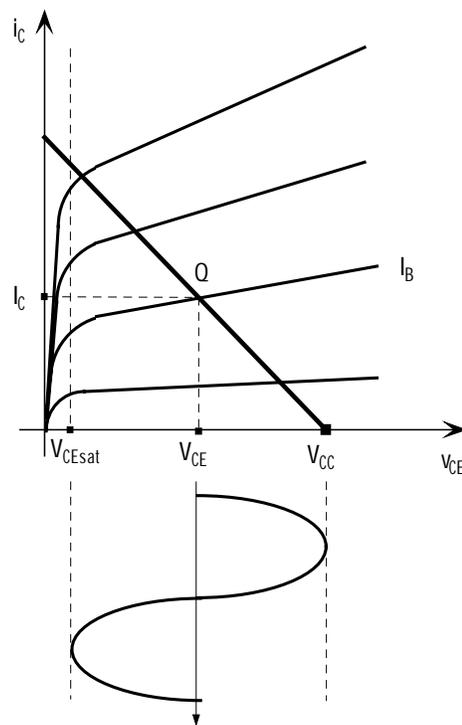
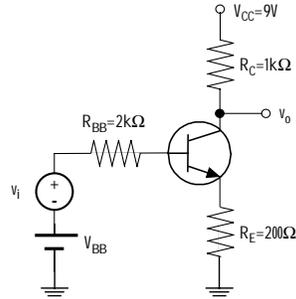


Figura 42

Ejemplo:

- a) En el circuito amplificador de la figura, determinar el punto de trabajo Q que permita obtener la máxima señal de salida simétrica en el colector del transistor, considerando que  $i_E = i_C$  y  $V_{CEsat} = 0$ .

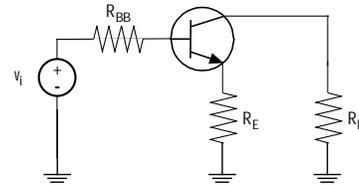


Para obtener la expresión de la recta de carga dinámica del circuito amplificador es necesario obtener su circuito equivalente en pequeña señal, para lo cual debemos sustituir las fuentes de alimentación continua de polarización  $V_{BB}$  y  $V_{CC}$  por cortocircuitos, obteniendo el circuito representado en la figura, en el que

$$0 = i_c (R_C + R_E) + v_{ce}$$

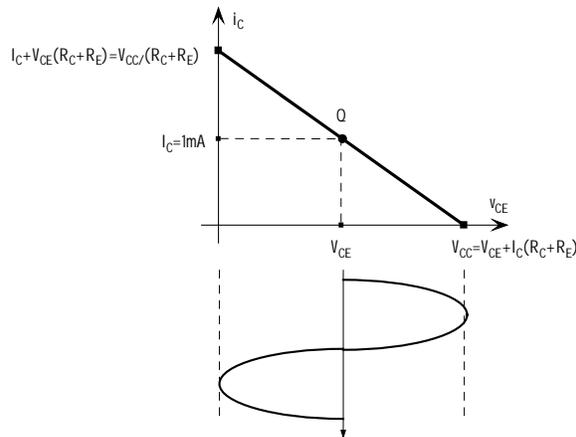
$$i_c = \frac{-1}{(R_C + R_E)} v_{ce}$$

donde, como  $i_c = i_C - I_{CQ}$  y  $v_{ce} = v_{CE} - V_{CE}$ , la expresión de la recta de carga dinámica del circuito amplificador puede reescribirse de forma que



$$(i_C - I_C) = \frac{-1}{(R_C + R_E)} (v_{CE} - V_{CE})$$

cuya representación gráfica se muestra en la siguiente figura.



Así, para poder obtener una variación simétrica de máxima amplitud en la tensión  $v_{CE}$ , el punto de trabajo Q debe situarse en el centro de la recta de carga dinámica, de forma que

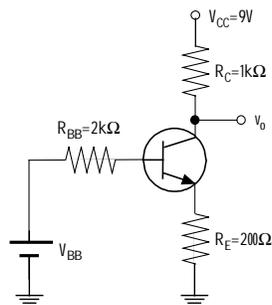
$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} = 4.5 \text{ V}$$

de donde se deduce que

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}/2}{(R_C + R_E)} = 3.75\text{mA} ,$$

con lo que deberemos asegurar que  $(I_C, V_{CE})=(3.75\text{mA}, 4.5\text{V})$ .

- b) Determinar el valor de  $V_{BB}$  necesario para que el punto de trabajo Q del transistor en ausencia de señal sea el calculado en el apartado anterior.



En ausencia de señal ( $v_i=0$ ), el circuito de polarización del transistor bipolar representado en la figura, establece que

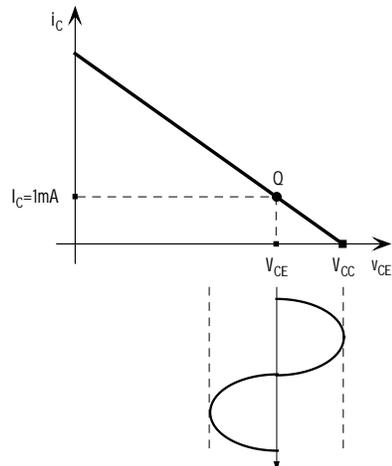
$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E ,$$

de donde se obtiene que, para que  $I_C=3.75\text{mA}$ ,

$$V_{BB} = 1.5325 \text{ V}$$

Sin embargo, hay muchas condiciones bajo las que obtener una máxima variación simétrica de la señal de salida de un amplificador no es ni necesaria ni deseable. Por ejemplo, si la máxima variación esperada en la señal de salida es pequeña, la situación del punto de trabajo del transistor se establece en base a otras especificaciones, como pueden ser minimizar la corriente continua suministrada por al fuente de alimentación al circuito, para lo cual el punto de trabajo Q debe situarse tan próximo al corte del transistor como sea posible.

- Ejemplo:** Determinar el nuevo valor de  $V_{BB}$  que minimice la corriente de colector del transistor  $I_C$  en ausencia de señal, sabiendo que el valor máximo de la señal de entrada del amplificador es tal que  $i_{i,máx}=1\text{mA}_{pp}$ .



En base a las especificaciones establecidas en el enunciado, el punto de trabajo Q del transistor en ausencia de señal debe situarse lo más próximo posible al punto de corte del transistor asegurando que la variación simétrica del valor de la corriente de colector  $i_c$  en torno al punto de trabajo pueda ser de  $1\text{mA}_{pp}$ .

De esta forma, el punto de trabajo del transistor debe situarse en el punto de la recta de carga dinámica en el que

$$I_C = 1 \text{ mA}_{pp},$$

como se representa en la figura, de donde se deduce que

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E) = 8.8 \text{ V}$$

En consecuencia, para que en ausencia de señal  $I_C=1\text{mA}$ , en el circuito de polarización en continua debe verificarse que:

$$V_{BB} = I_C + \left( \frac{R_B}{\beta} + \frac{(\beta+1)}{\beta} R_E \right) V_{BE} = 0.992 \text{ V}$$