

Tema 4

**EL TRANSISTOR DE UNION BIPOLAR.
BJT (*Bipolar Junction Transistor*).**

1. Introducción.
2. Estructura básica.
3. Símbolos y convenios de signos.
4. Zonas de funcionamiento.
5. Corrientes en la zona activa
6. Ecuación de Ebers-Möll.
7. Curvas características en base común.
 - 7.1. Curvas Características de entrada
 - 7.2. Curvas Características de salida
8. Curvas características en emisor común.
 - 8.1. Curvas Características de entrada
 - 8.2. Curvas Características de salida
9. Curvas características en colector común.
10. Curva de puntos característicos.
11. Punto de funcionamiento
12. Polarización del transistor
 - 12.1. Circuito de polarización de base (polarización fija)
 - 12.1.1. Dependencia con beta
 - 12.1.2. Influencia de V_{CC}
 - 12.1.3. Influencia de R_C
 - 12.1.4. Influencia de R_B
 - 12.2. Efecto de R_E
 - 12.3. Circuito de polarización por divisor de tensión
13. El transistor como amplificador
14. El transistor como interruptor

1. - INTRODUCCIÓN.

Hemos empezado la asignatura estudiando los materiales de los que están formados los principales dispositivos electrónicos de estado sólido, los semiconductores. Continuamos con el estudio del dispositivo semiconductor más sencillo, el diodo de unión. Dispositivo, que como hemos visto en los temas anteriores, consta de dos partes diferenciadas con un terminal en cada una de ellas, es decir, se trataba de un dispositivo de dos terminales. Siguiendo con el estudio de los dispositivos electrónicos vamos a avanzar un paso más y vamos a estudiar un dispositivo semiconductor que consta de tres zonas distintas, con dos uniones pn y con un terminal en cada una de las zonas, o lo que es lo mismo, estamos ante un dispositivo de tres terminales: *El transistor*.

Sin ninguna duda, estamos ante uno de esos grandes inventos que han marcado un punto de inflexión en la historia de la Humanidad, como en su día lo fueron el descubrimiento del fuego, la invención de la rueda o la máquina de vapor entre otros. El descubrimiento del transistor a principios del siglo XX (1947) marcó el comienzo de la era de la electrónica. En apenas 60 años el desarrollo experimentado y el grado de penetración en la vida cotidiana ha sido tal que hoy en día es difícil pensar en cómo sería la vida sin los ordenadores, la telefonía, la radio, la televisión...Y ha sido, precisamente, el descubrimiento del transistor el “*culpable*” de esta revolución tecnológica.

2. - CONSTRUCCIÓN DEL TRANSISTOR.

Aunque existen otros tipos de transistores (en este mismo curso veremos otros en el tema 7) en este capítulo vamos a abordar el estudio del transistor de unión bipolar, también conocido por las iniciales de su denominación en inglés BJT (*Bipolar Junction Transistor*). El término bipolar hace referencia al hecho de que en la conducción de la corriente intervienen los dos tipos de portadores (electrones y huecos). El término junction (unión) hace referencia a la estructura del dispositivo, ya que como veremos a continuación tenemos dos uniones pn en el transistor y mediante la polarización de estas uniones conseguiremos controlar el funcionamiento del dispositivo.

El transistor es un dispositivo de tres zonas o capas. Podemos tener una zona de material tipo n en medio de dos zonas de material tipo p, en este caso se denomina *transistor pnp*, o bien tener una zona tipo p con dos zonas tipo n a cada lado, en cuyo caso estaríamos hablando de un *transistor npn*.

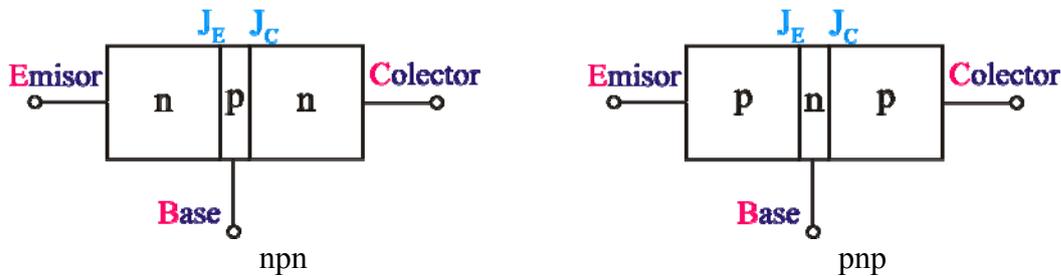


Figura 4.1.- Estructura del transistor BJT.

La zona central se denomina *base*, y las laterales *emisor* y *colector*. Cada una de las zonas consta de un terminal por donde extraer las corrientes. Estos terminales se representan por la inicial del nombre de la zona respectiva: E (*emitter*), B (*base*) y C (*colector*).

La zona de emisor es la más fuertemente dopada de las 3, es la zona encargada de “emitir” o inyectar portadores mayoritarios hacia la base. Huecos en el caso de un transistor pnp o electrones en el caso del transistor npn.

La base tiene un nivel de dopado netamente inferior al de la zona de emisor. Se trata de una zona con un espesor muy inferior al de las capas exteriores. Su misión es la de dejar pasar la mayor parte posible de portadores inyectados por el emisor hacia el colector.

La zona de colector, como su propio nombre indica es la encargada de recoger o “colectar” los portadores que inyectados por el emisor han sido capaces de atravesar la base. Es la zona con un nivel de dopado inferior de las tres.

3.- SÍMBOLOS Y CONVENIO DE SIGNOS

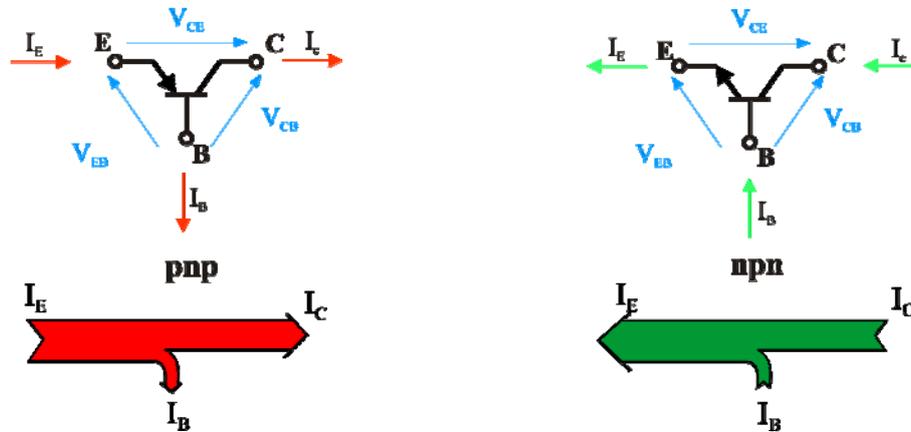


Figura 4.2.- Sentidos de tensiones y corrientes en el BJT.

En la figura aparecen los símbolos que se utilizan para la representación del transistor de unión bipolar. Para las corrientes se han representado los sentidos reales de circulación de las mismas.

4.- ZONAS DE FUNCIONAMIENTO

Cuando en el tema 2 hablábamos de la unión pn veíamos que teníamos dos posibilidades de polarización de la misma, de tal forma que el diodo tenía dos posibles estados o zonas de trabajo: en directa y en inversa. Ahora estamos ante un dispositivo que tiene dos uniones, una unión entre las zonas de emisor y base (que denominaremos a partir de ahora unión de emisor J_E) y otra unión entre las zonas de base y colector (de que denominaremos unión de colector J_C), cada una de las cuales puede ser polarizada en las dos formas mencionadas anteriormente. Así, desde el punto de vista global del dispositivo tenemos cuatro zonas de funcionamiento posibles en función del estado de polarización de las dos uniones.

De esta forma, si polarizamos las dos uniones en directa, diremos que el transistor está trabajando en la *zona de saturación*. En el caso de que la unión de emisor la polaricemos en directa y la unión de colector en inversa, estaremos en la *zona activa*. Cuando las dos uniones se polarizan en inversa, se dice que el transistor está en la *zona de corte*. Por último, si la unión de emisor se polariza en inversa y la unión de colector

en directa, el transistor se encuentra en *activa inversa*. De las cuatro zonas, las 3 mencionadas en primer lugar son las más interesantes desde el punto de vista del funcionamiento del transistor, siendo la zona activa inversa una zona puramente teórica y sin interés práctico.

| J_E | J_C | Zona de trabajo |
|---------|---------|-----------------------|
| Directa | Inversa | <i>Activa</i> |
| Directa | Directa | <i>Saturación</i> |
| Inversa | Inversa | <i>Corte</i> |
| Inversa | Directa | <i>Activa inversa</i> |

Figura 4.3.- Zonas de funcionamiento del transistor BJT.

Notar que en todo momento hablamos de polarizaciones en directa o en inversa sin referirnos al signo de la tensión aplicada a dicha unión, ya que el mismo dependerá del tipo de transistor npn o pnp en cuestión.

5. - CORRIENTES EN LA ZONA ACTIVA

Como acabamos de ver un transistor está trabajando en la zona activa cuando la unión de emisor se polariza en directa y la unión de colector en inversa. En el caso de un transistor pnp, para polarizar la unión de emisor en directa habrá que aplicar una tensión positiva del lado del emisor, negativa del lado de la base, o lo que es lo mismo una tensión V_{BE} positiva. De igual manera, para polarizar la unión de colector en inversa hay que aplicar una tensión V_{CB} negativa.

Vamos a comenzar el estudio suponiendo que la unión de emisor está polarizada en directa y que la unión de colector está sin polarizar (figura 4.4a). En este caso estamos ante una unión pn (la formada por el emisor y la base) idéntica a la que analizamos en el capítulo 2 al abordar la polarización de la unión pn. En este caso, aparece un campo eléctrico que tiende a arrastrar a los huecos del emisor hacia la base y a los electrones de la base hacia el emisor. Lo que origina una corriente neta en el sentido de la zona p hacia la zona n, es decir, de emisor hacia la base. Dado que el

emisor es mucho más ancho que la base y además su nivel de dopado es muy superior, la cantidad de huecos en el emisor será muy superior a la de los electrones en la base, con lo que el término de corriente predominante será el debido a los huecos. Es decir, la corriente tendrá dos términos, uno debido a los electrones y otro debido a los huecos, siendo predominante el segundo sobre el primero.

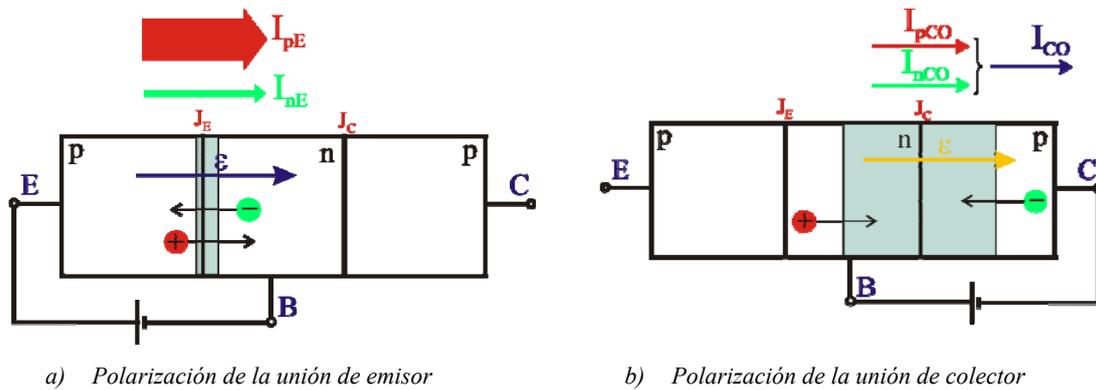


Figura 4.4.- Polarización (por separado) de las uniones de emisor y colector en un BJT.

A continuación vamos a analizar la unión de colector suponiendo que está polarizada en inversa y que la unión de emisor está en circuito abierto (figura 4.4b). Al igual que en el caso anterior este caso fue analizado en el capítulo 2 al tratar la polarización inversa de la unión pn. Ahora aparece un campo eléctrico de la zona n hacia la zona p (de la base hacia el colector) que aleja a los portadores mayoritarios en las respectivas zonas de la unión. Sin embargo, se establece una corriente debida a los portadores minoritarios de cada una de las zonas, los huecos de la base (por ser zona n) y los electrones del colector (zona p). De esta forma se establece una corriente en el sentido de la base hacia el colector denominada I_{CO} y que corresponde a la corriente inversa de saturación de la unión de colector.

Analicemos ahora la polarización simultánea de ambas zonas (figura 4.5), en este caso, los huecos inyectados por el emisor (que dan lugar a la corriente I_{pE}) al llegar a la base, y a través de un proceso de difusión, tenderán a ir hacia el colector. En el momento que dichos huecos alcancen la unión de colector, el campo eléctrico que tenemos debido a la polarización inversa de la unión de colector atraparà a los huecos transportándolos hacia el colector (corriente I_{pC}). Es decir, este campo eléctrico se encarga de recolectar los huecos inyectados por el emisor, evidentemente no todos los

huecos inyectados por el emisor conseguirán alcanzar el colector, ya que tienen que atravesar la base (material tipo n) por lo que algunos se recombinarán en la zona de base dando lugar a la corriente $I_{pE} - I_{pC}$. Por otra parte, seguiremos teniendo la corriente I_{nE} debida a los electrones que van de la base al emisor por efecto de la polarización directa de la unión de emisor. Y en la zona de colector tendremos la corriente I_{CO} por estar la unión de colector polarizada en inversa.

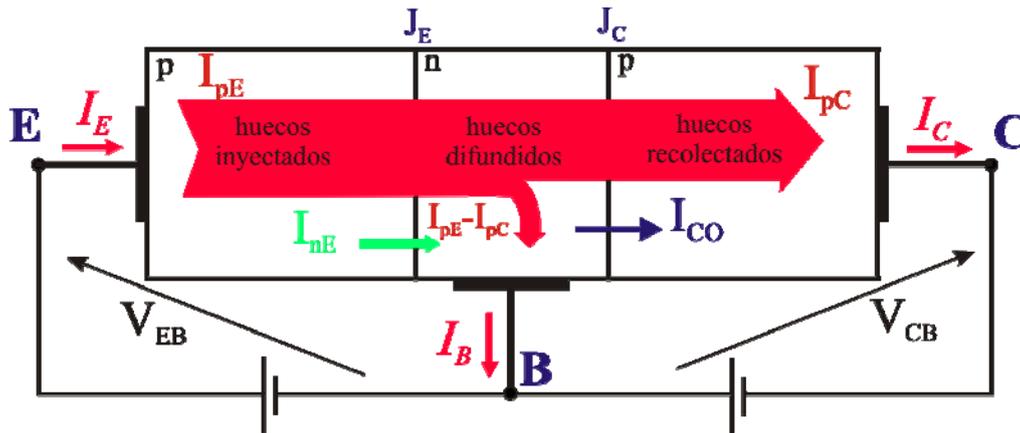


Figura 4.5.- Zonas de funcionamiento del transistor BJT.

Por tanto desde el punto de vista de las corrientes en los terminales del transistor, y teniendo en cuenta que estamos en la zona activa, tendremos:

$$I_E = I_{pE} + I_{nE}$$

$$I_C = I_{pC} + I_{CO}$$

$$I_B = I_{nE} + (I_{pE} - I_{pC}) - I_{CO}$$

Si tenemos en cuenta que $I_{pE} \gg I_{nE}$, tendremos que $I_E \approx I_{pE}$.

Por otra parte, podemos expresar $I_{pC} = \alpha \cdot I_{pE}$, donde α representa la fracción de portadores que inyectados por el emisor alcanzan el colector.

Con lo que podemos expresar la corriente de colector en la forma

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CO} \quad (4,1)$$

De la expresión anterior podemos deducir

$$\alpha = \frac{I_C - I_{CO}}{I_E}$$

A partir de la cual podemos dar otra definición de α : Es la relación entre el incremento de la corriente de colector desde el corte ($I_C = I_{CO}$) y la variación de la corriente de emisor desde el corte ($I_E = 0$)

El parámetro α es conocido como ganancia de corriente en continua. En los transistores comerciales, el valor real de dicho parámetro suele estar comprendido entre 0,9 y 0,998 y , en la mayoría de los casos, más cerca del segundo valor.

6.- ECUACIÓN DE EBBERS-MÖLL.

La expresión (4,1) sólo es válida en la región activa (J_E en directa y J_C en inversa). Donde la corriente de colector I_C es independiente de la tensión de colector V_{CB} y depende únicamente de I_E .

Si expresamos la corriente de emisor en función de la tensión V_{BE}

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

Si llamamos I_C' a la corriente que tendríamos en el colector si el emisor estuviera en circuito abierto

$$I_C' = I_{CS} \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right)$$

Donde I_{CS} es la corriente inversa de saturación o corriente de fugas de la unión de colector

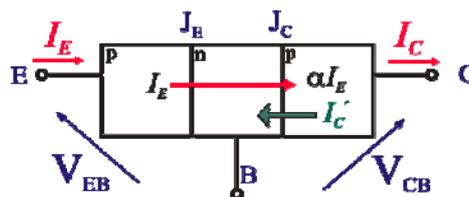


Figura 4.6.- Sentidos de las variables de la ecuación de Ebers-Möll.

$$I_C = \alpha \cdot I_{ES} \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) - I_{CS} \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right) \quad \text{Ecuación de Ebers – Moll}$$

En el tema 2, al estudiar la unión pn, veíamos como para poder fijar el punto de funcionamiento del diodo (V_D e I_D) necesitábamos un circuito de polarización. En el caso que nos ocupa, tenemos dos uniones, lo que implica dos circuitos de polarización. Dado que el transistor únicamente tiene tres terminales, estos dos circuitos de polarización deberán compartir un terminal, esto dará lugar a las configuraciones de base común, emisor común y colector común, en función de quien sea el terminal que comparten ambos circuitos de polarización.

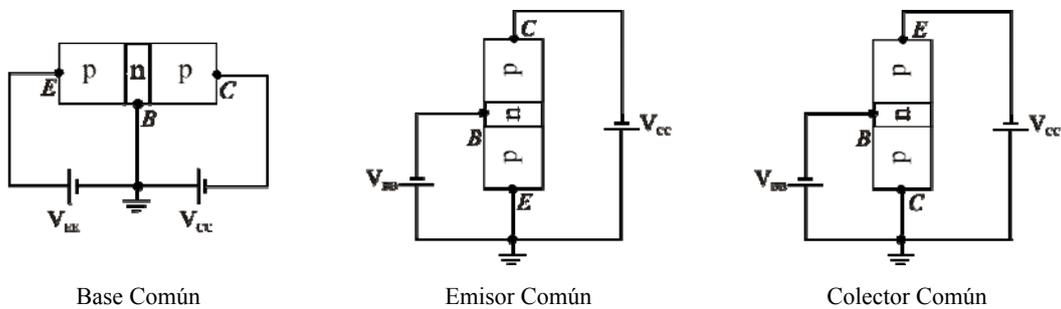


Figura 4.7.- Configuraciones del BJT.

Por otra parte, en el estudio de la unión pn sólo teníamos dos variables (V_D e I_D) relacionadas con la ecuación de Shockley, es decir, teníamos una única curva. En el caso del transistor tenemos hasta 6 variables involucradas (3 tensiones y 3 corrientes) siendo la representación gráfica de las mismas no tan evidente como en el caso del diodo. Así, para representarlas gráficamente, las variables se agrupan para formar lo que se denomina curvas características de entrada y curvas características de salida. Además, estas curvas dependerán del tipo de configuración del transistor (base, emisor o colector común), con lo que a priori existirán 6 tipos de familias de curvas distintas:

- Curvas características de entrada en base común.
- Curvas características de salida en base común.
- Curvas características de entrada en emisor común.
- Curvas características de salida en emisor común.
- Curvas características de entrada en colector común.
- Curvas características de salida en colector común.

7.- CURVAS CARACTERÍSTICAS EN BASE COMÚN.

7.1.- Curvas características de entrada.

Vamos a ver las curvas características de entrada para un transistor BJT pnp. Los sentidos positivos de tensiones y corrientes son los representados en la figura 4.8.



Figura 4.8.- Sentidos positivos de las variables que intervienen en las curvas características de entrada en un BJT pnp en base común

En las curvas características de entrada en base común se representa

$$I_E = f(V_{EB}, V_{CB})$$

Estas curvas aparecen representadas en la figura 4.8. En principio, si observamos, es como si tuviésemos la curva característica correspondiente a la unión de emisor [$I_E = f(V_{EB})$], sin embargo, la relación entre estas dos variables se ve influenciada por la tensión que tenemos a la salida (V_{CB}). Así, no tenemos una única curva, sino que tenemos una familia de curvas en función de la tensión V_{CB} . El origen de este desdoblamiento de curvas está en lo que se denomina *Efecto Early*.

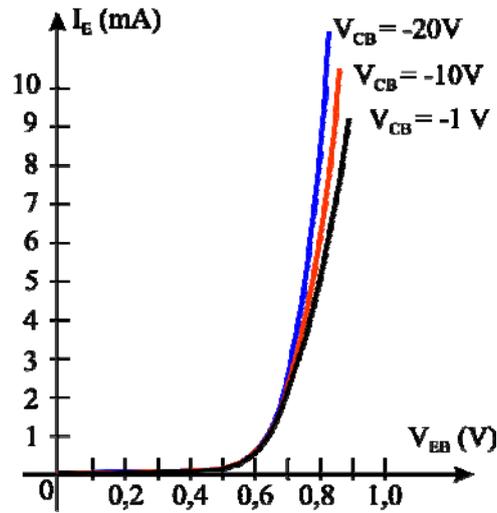


Figura 4.9.- Curvas Características de Entrada en Base Común en un BJT pnp.

Efecto Early

El efecto Early es también conocido como efecto de modulación de anchura de la base. Y es que al aumentar la polarización inversa de la unión de colector, la zona de carga espacial correspondiente aumenta, por lo que la anchura efectiva de la base (la zona n en un transistor pnp) disminuye. O al contrario, es decir, si la polarización inversa de la unión de colector disminuye, la anchura efectiva de la base aumenta. En resumen, vemos que hay una variación de la anchura de la base con la tensión inversa aplicada a la unión de colector.

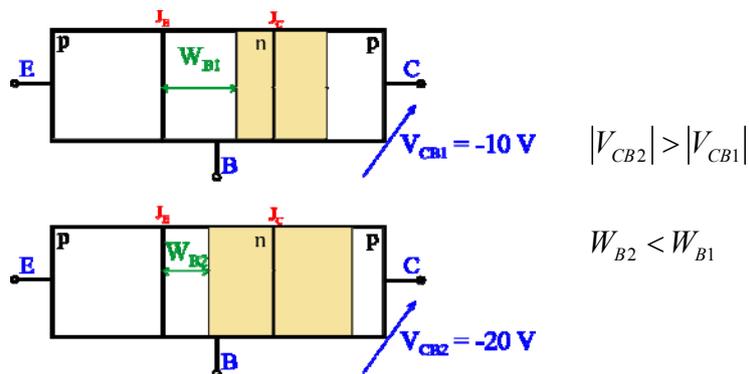


Figura 4.10.- Modulación de la anchura efectiva de la base por efecto Early.

Efecto Early en la característica de entrada en base común

En la curva característica de entrada en base común, al disminuir la anchura de la base, el gradiente de la concentración de huecos en la base aumenta, con lo que la corriente de difusión aumentará.

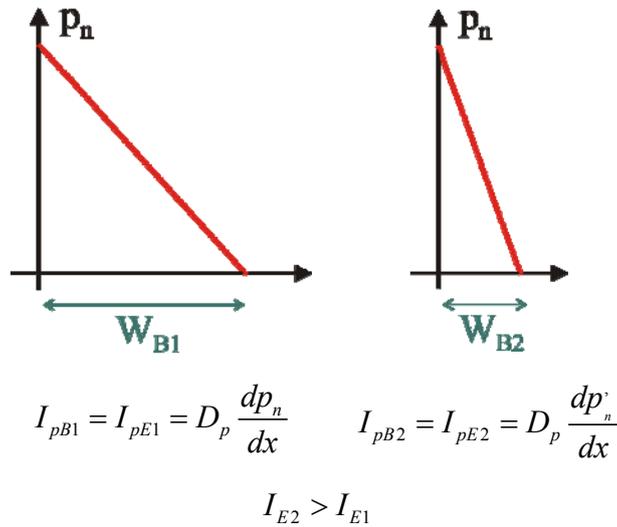


Figura 4.11.- Efecto Early. Aumento de la corriente de emisor.

De ahí que, para una V_{EB} dada, cuanto mayor sea la tensión inversa aplicada a la unión de colector, mayor será I_E .

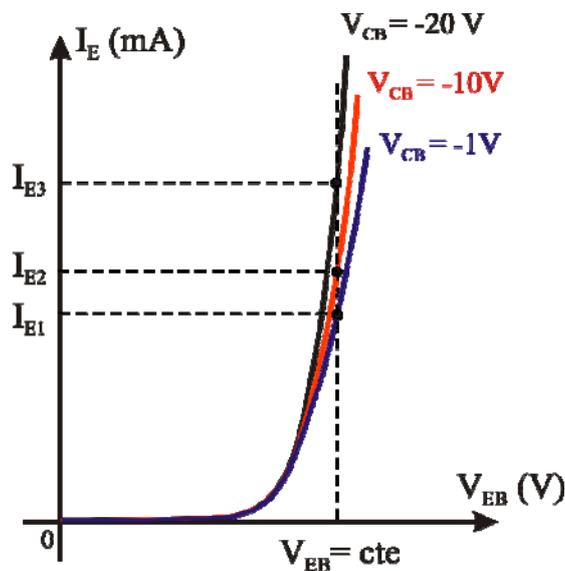


Figura 4.12.- Efecto Early en las características de entrada.

7.2.- Curvas características de salida.

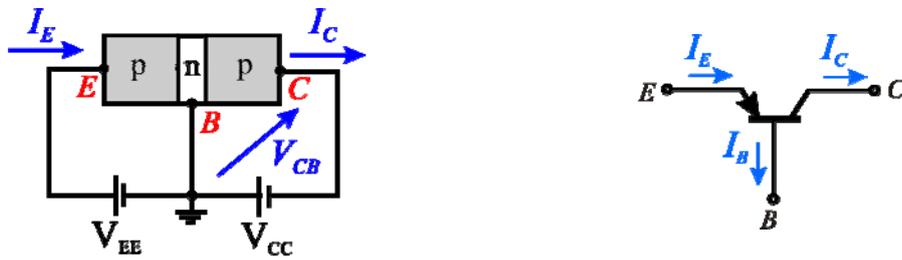


Figura 4.13.- Sentidos positivos de las variables que intervienen en las curvas características de salida en un BJT pnp en base común

En las curvas características de salida en base común se representa:

$$I_C = f(V_{CB}, I_E)$$

Los sentidos positivos de tensiones y corrientes aparecen en la figura 4.12.

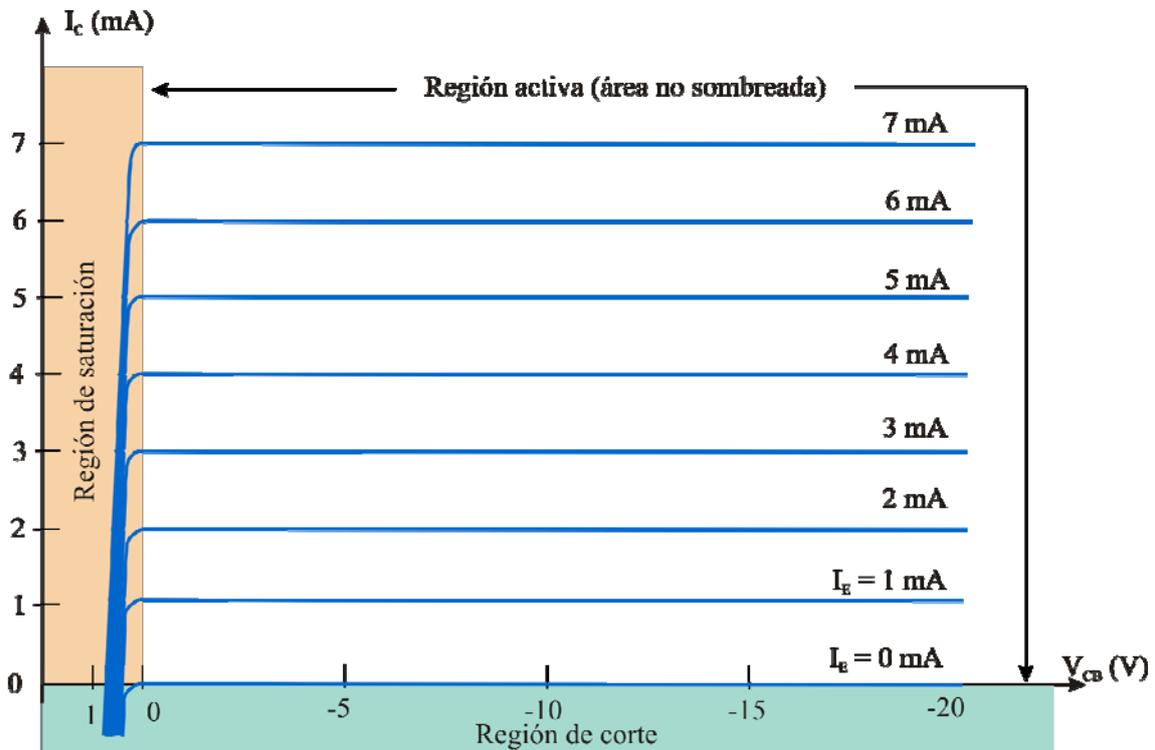


Figura 4.14.- Curvas características de salida en Base común en un BJT pnp.

En estas curvas aparecen claramente diferenciadas las tres zonas de interés práctico del transistor: corte, saturación y activa.

Región de corte:

Está delimitada por la curva con $I_E = 0$

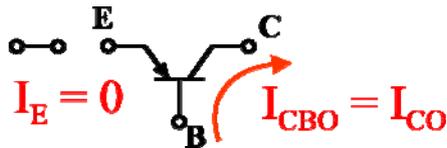


Figura 4.15.- Corrientes en un BJT en Base Común en la zona de corte.

Si el emisor está en circuito abierto ($I_E = 0$). La única corriente que tendremos en el transistor será la que hemos llamado I_{CO} debida a la polarización inversa de la unión de colector.

Como I_{CO} es del orden de unos pocos μA o incluso de los nA , aparece pegado al eje.

I_{CBO} es la notación usada más frecuentemente en la hojas de características (*data sheets*) que proporcionan los fabricantes. I_{CBO} es despreciable para transistores de propósito general, pero es muy sensible con la temperatura, por lo que habrá que tenerlo presente según que aplicaciones. La corriente I_E será 0 cuando el emisor esté en circuito abierto, aunque si la unión de emisor está en inversa (o incluso aún estando en directa pero con tensiones inferiores a la tensión de colector), estaremos en una situación donde I_E es prácticamente 0, por lo que las corrientes por los tres terminales del transistor son nulas a efectos prácticos.

En resumen cuando las dos uniones están polarizadas en inversa no hay corrientes por el transistor, por eso se dice que estamos en la *zona de corte*.

Zona activa:

El transistor trabaja en esta zona cuando la unión de emisor está polarizada en directa y la unión de colector lo está en inversa.

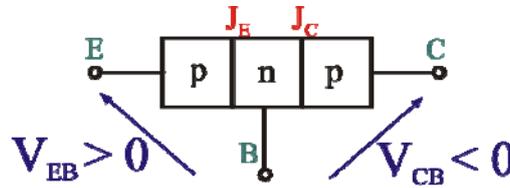


Figura 4.16.- Polarización del BJT pnp en la zona activa.

En esta zona se cumple

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CO}$$

Podemos despreciar I_{CO} frente a αI_E

Por lo que $I_C = \alpha I_E$ como $(0,9 \leq \alpha \leq 0,998) \Rightarrow I_C \approx I_E$

Por tanto en la zona activa vemos como la corriente I_C es igual a I_E e independiente de V_{CB} .

Efecto Early en la característica de salida en base común

En realidad sí que hay un pequeño aumento de la corriente de colector a medida que aumenta (en valor absoluto) la tensión V_{CB} . Es decir, las curvas no son perfectamente horizontales sino que tienen una pequeña pendiente positiva. Esto se debe al efecto Early o de modulación de anchura de la base.

Al aumentar el módulo de la tensión V_{CB} (recordemos que es positiva del lado del colector para un transistor pnp) estamos aumentando la polarización inversa de la unión de colector. Esto hará que la zona de carga espacial correspondiente a esta unión aumente, por lo que la anchura efectiva de la base (donde existen portadores) disminuirá. Esta disminución de la anchura efectiva de la base tendrá como consecuencia que los portadores inyectados por el emisor van a tenerlo más fácil a la hora de atravesar la misma. Es decir, aumentará en número de portadores que llegarán al

colector o, lo que es lo mismo, aumentará α . Si α aumenta y si tenemos en cuenta que $I_C = \alpha I_E$. Para un determinado valor de I_E , a medida que aumenta V_{CB} aumenta α y por lo tanto aumenta I_C .

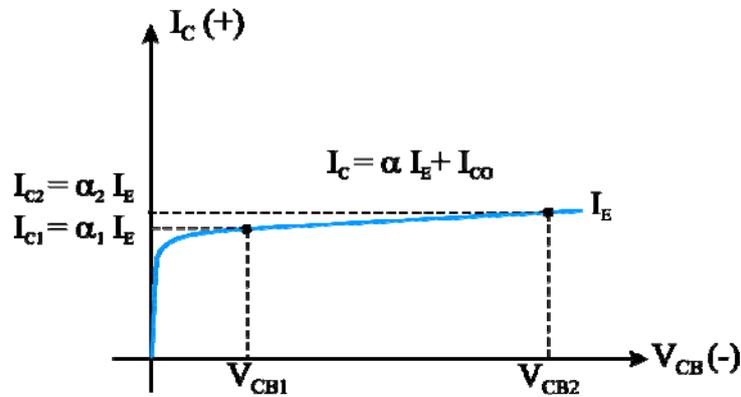


Figura 4.17.- Efecto Early en las características de salida.

No obstante, esta dependencia de I_C con V_{CB} es apenas apreciable ya que aunque, efectivamente se produzca un aumento de α , el valor del mismo siempre será muy próximo a la unidad por lo que se seguirá cumpliendo que $I_C \approx I_E$. De ahí que las curvas, en la zona activa, incluso considerando el efecto Early sean prácticamente horizontales, es decir, el dispositivo, en esta zona se comporta como una fuente de corriente.

Región de saturación:

En esta zona de trabajo las dos uniones del transistor están polarizadas en directa

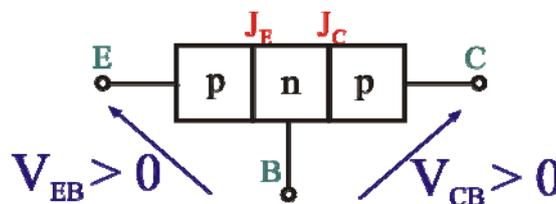


Figura 4.18.- Polarización del BJT pnp en la zona de saturación.

En esta zona las dos uniones están polarizadas en directa, anulándose la corriente de colector en apenas 0,2 V.

Manteniendo la polarización directa de la unión de emisor, es decir, para una corriente de emisor dada, para tensiones negativas de V_{CB} o incluso positivas por debajo de la tensión de codo (menores de 0,6 V aproximadamente) estamos en la situación de zona activa (curvas horizontales).

A medida que polarizamos en directa la unión de colector, en dicha unión aparece una corriente (que crece exponencialmente con la tensión aplicada) que se opone a la debida a los portadores que vienen desde el emisor atravesando la base. Si además tenemos en cuenta que al polarizar la unión de colector en directa estamos aplicando un campo eléctrico que también se opone a la llegada de portadores desde la base, tenemos como resultado que en apenas unas pocas décimas de voltio la tensión por el terminal de colector cae a 0.

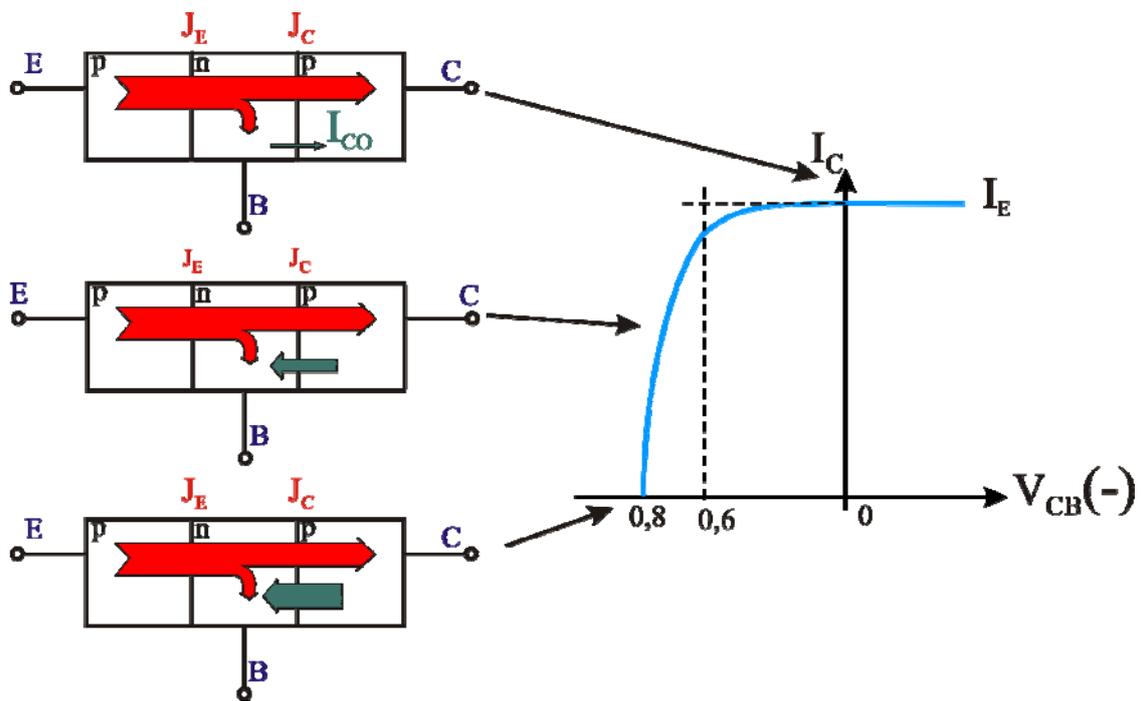


Figura 4.19.- Detalle de corrientes en la zona de saturación.

8.- CURVAS CARACTERÍSTICAS EN EMISOR COMÚN.

8.1.- Curvas características de entrada.

En la figura aparecen representados los convenios de tensiones y corrientes positivas que se han tenido en cuenta para representar las distintas curvas. Nótese que a diferencia del caso anterior ahora vamos a trabajar con un transistor npn.

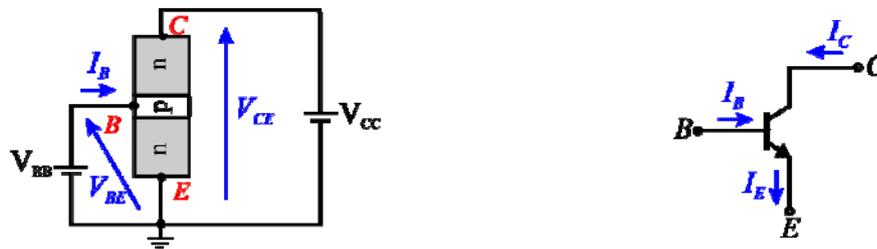


Figura 4.20.- Sentidos positivos de las variables que intervienen en las curvas características de entrada en un BJT npn en emisor común

En las curvas características de entrada en base común se representa

$$I_B = f(V_{BE}, V_{CE})$$

Como se puede ver en la figura, no hay una única curva que relacione I_B con V_{BE} , sino que hay una familia de curvas en función de V_{CE} . De nuevo, al igual que en el caso anterior, este desdoblamiento de curvas se debe al efecto Early.

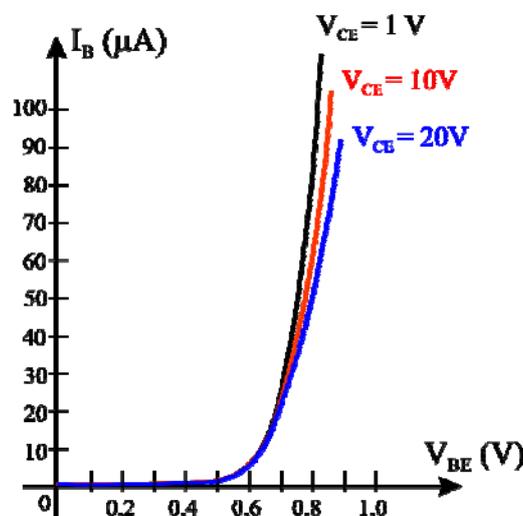


Figura 4.21.- Curvas Características de Entrada en Emisor Común para un BJT npn.

Efecto Early en la característica de entrada en emisor común

Si observamos las tensiones aplicadas en la figura 4.20, vemos como la tensión V_{BE} es positiva, con lo que la unión de emisor estará polarizada en directa. Por otra parte, la tensión V_{CE} también es positiva. Si observamos en el triángulo de tensiones en los terminales del transistor, podemos obtener la tensión entre colector y base, que es precisamente la que nos dice el estado de polarización de la unión de colector.

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

Por tanto siempre que estemos aplicando tensiones $V_{CE} > V_{BE}$, tendremos que la tensión V_{CB} será positiva y por tanto la unión de colector estará polarizada en inversa, es decir, estaremos en la zona activa.

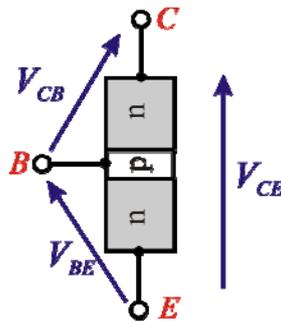


Figura 4.22.- Triángulo de tensiones en un BJT.

De la misma expresión se deduce que si mantenemos V_{BE} constante, un aumento de V_{CE} implica un aumento de la tensión V_{CB} , o lo que eso mismo, estamos aplicando una mayor polarización inversa a la unión de colector, lo que lleva implícito (como ya se ha descrito anteriormente) una disminución de la anchura efectiva de la base. Es decir, el parámetro α disminuye (habrá menos portadores que se recombinan en la base).

Las componentes de las corrientes, en este caso serán:

$$I_E = I_{nE} + I_{pE}$$

$$I_C = I_{nC} + I_{CO}$$

$$I_B = I_{pE} + (I_{nE} - I_{nC}) - I_{CO}$$

Si tenemos en cuenta que $I_{nC} = \alpha \cdot I_{nE}$, tendremos que $I_B = I_{pE} + I_{nE}(1 - \alpha) - I_{CO}$, de donde deducimos que si α aumenta, I_B disminuye. De ahí que no tengamos una única curva de entrada, sino que la relación entre I_B y V_{BE} depende de la tensión V_{CE} . Y cuando mayor sea V_{CE} , menor es la corriente I_B .

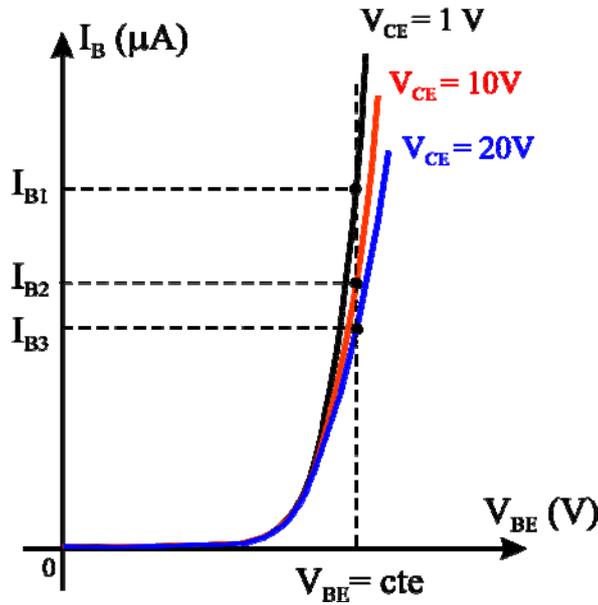


Figura 4.23.- Efecto Early en las características de entrada.

8.2.- Curvas características de salida.

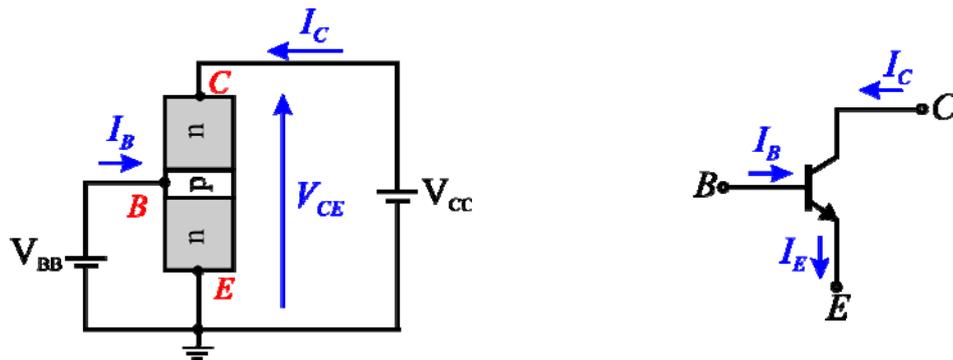


Figura 4.24.- Sentidos positivos de las variables que intervienen en las curvas características de salida en emisor común en un BJT npn.

En las características de salida en emisor común se representa

$$I_C = f(V_{CE}, I_B)$$

Los sentidos positivos de tensiones y corrientes son los que aparecen representados en la figura 4.20

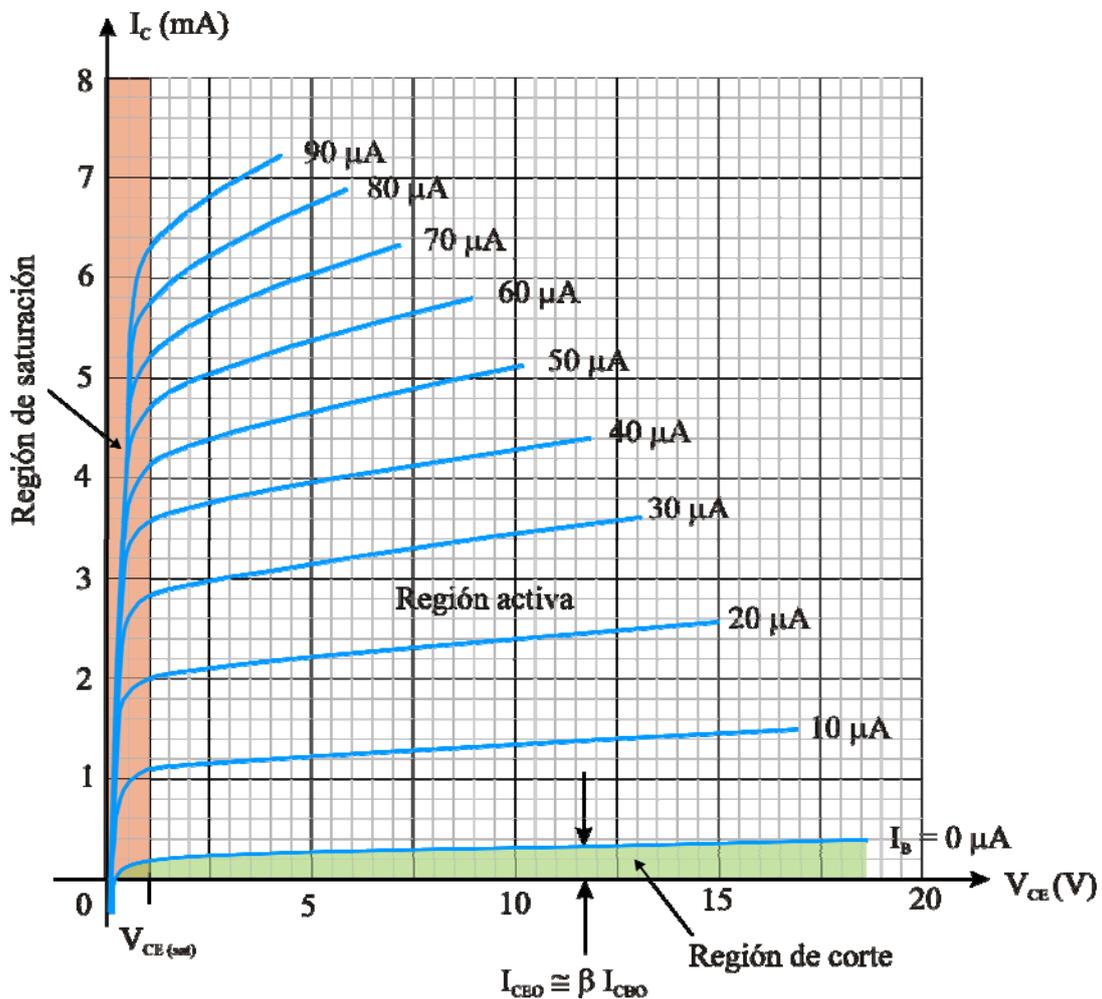


Figura 4.25.- Curvas características de salida en Emisor Común en un BJT npn.

Al igual que en el caso anterior, vamos a intentar justificar el porqué de la forma de las curvas en cada una de las zonas de interés:

Zona activa:

Se corresponde con la zona no sombreada de las curvas, por encima de la curva $I_B = 0$ y para tensiones V_{CE} superiores a 0,2 V.

En la zona activa se sigue cumpliendo

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CO}$$

Si tenemos en cuenta que las corrientes que aparecen representadas en las curvas son I_C e I_B , eliminamos la variable I_E sabiendo que $I_E = I_B + I_C$, transformamos la expresión 4,1 en:

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CO}$$

Si denominamos $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ la expresión anterior se transforma en

$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) \cdot I_{CO} \quad (4,2)$$

Si despreciamos el valor de I_{CO}

$$I_C \approx \beta \cdot I_B$$

Tenemos que I_C no depende de la tensión V_{CE} y depende únicamente del valor de I_B . Así, las curvas en la zona activa deberían ser perfectamente horizontales. Esto sería cierto si α fuera constante, pero como vimos en el caso anterior, el parámetro α depende de la tensión V_{CE} debido al efecto Early.

Efecto Early en la característica de salida en emisor común.

Anteriormente se analizó que un aumento de la polarización inversa de la unión de colector (en este caso mediante un aumento de la tensión V_{CE}) trae consigo una disminución de la anchura efectiva de la base, lo que se traduce en un aumento del α del transistor. En las curvas de salida en base común las corrientes implicadas eran I_C e I_E que estaban relacionadas precisamente mediante α ($I_C = \alpha I_E$). Sin embargo, debido a que α mantiene sus valores muy próximos a la unidad, las variaciones del mismo no afectan significativamente a las curvas de salida, por eso en la zona activa las curvas eran horizontales a todos los efectos.

En el caso que nos ocupa, las corrientes están relacionadas a través de β , no de α como en el caso anterior. Así, mientras los valores de α están comprendidos típicamente

entre 0,9 y 0,998, los valores de β correspondientes variarán entre 9 y 499. Lo cual nos viene a demostrar que *pequeñas variaciones de α implican grandes cambios de β* . Por ello las curvas características de salida en emisor común, en la zona activa, están sensiblemente más inclinadas que las de base común.

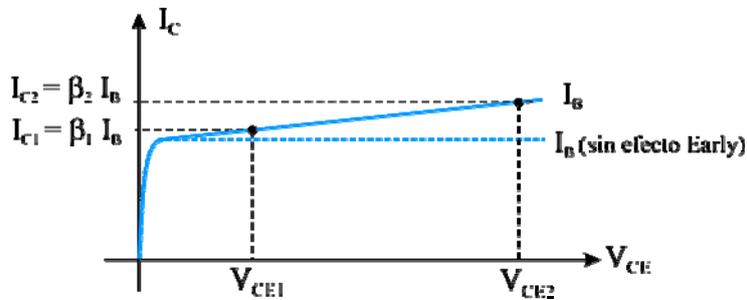


Figura 4.26.- Efecto Early en las características de salida.

En el ejemplo de la figura, podemos observar como un incremento en el valor de α del 0,1 % implica un incremento en el valor de β del 25 %

$$0,9 \leq \alpha \leq 0,998 \quad \xrightarrow{\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}} \quad 9 \leq \beta \leq 499$$

$$\alpha_1 = 0,995 \quad \xrightarrow{\Delta\alpha = 0,1\%} \quad \alpha_2 = 0,996$$

$$\beta_1 = 199 \quad \xrightarrow{\Delta\beta = 25\%} \quad \beta_2 = 249$$

Es por ello que van a haber grandes diferencias para cada transistor individual dentro de las misma familia, esto es, dos transistores idénticos (misma numeración, del mismo fabricante, en principio, exactamente iguales) pueden tener valores de β completamente dispares.

| SYMBOL | PARAMETER | CONDITIONS | MIN. | TYP. | MAX. | UNIT |
|-----------------|-----------------|---|------|------|------|------|
| h _{FE} | DC current gain | I _C = 10 μA; V _{CE} = 5 V; see Fig 3 | – | 90 | – | |
| | BC546A | | – | 150 | – | |
| | BC547C | | – | 270 | – | |
| | DC current gain | I _C = 2 mA; V _{CE} = 5 V; see Fig 3 | 110 | 180 | 220 | |
| | BC546A | | 200 | 290 | 450 | |
| | BC547C | | 420 | 520 | 800 | |
| BC547 | 110 | | – | 800 | | |
| BC546 | 110 | | – | 450 | | |

Figura 4.27.- Especificaciones de la ganancia de corriente (h_{FE}) de un BJT.

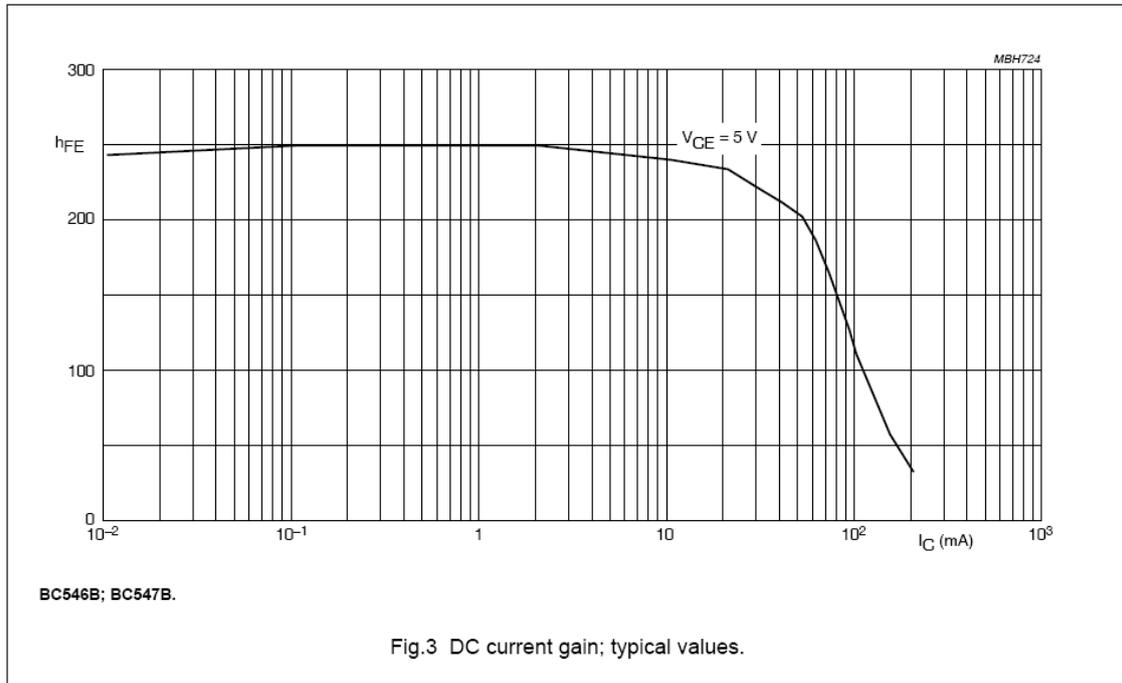


Figura 4.28.- Especificaciones de la ganancia de corriente (h_{FE}) de un BJT.

Es interesante hacer notar que el dato que ofrece el fabricante de transistores es la ganancia de corriente en continua (h_{FE})

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (4,3)$$

Por otra parte, de la expresión (4,2) podemos obtener el valor de β

$$\beta = \frac{I_C - I_{CO}}{I_B + I_{CO}} \quad (4,4)$$

Comparando las expresiones (4,3) y (4,4), podemos ver como h_{FE} y β no son exactamente lo mismo, aunque a efectos prácticos sus valores son realmente similares (debido al pequeño valor de I_{CO}). Es por ello que en la práctica se habla indistintamente de h_{FE} o β sin hacer distinciones

Región de Corte:

Queda delimitada por la curva $I_B = 0$ que marca el límite entre las zonas activa y de corte.

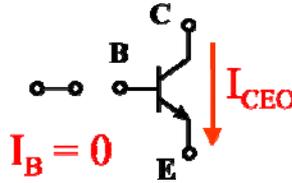


Figura 4.29.- Corrientes en un BJT en Emisor Común en la zona de corte.

Para $I_B = 0$, según la ecuación (4,2)

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

Pero β , según hemos visto anteriormente, puede valer hasta 499, lo cual nos indica que a pesar de tener la entrada en circuito abierto, podemos tener una corriente entre el colector y el emisor de 500 I_{CO} . Y si bien el valor I_{CO} , suele ser muy pequeño, en determinadas condiciones (altas temperaturas, transistores de germanio, etc.) y al estar multiplicado por un factor de 500, la corriente I_{CEO} puede tener una importancia relativa. Es por esto que la curva de $I_B = 0$ esta sensiblemente más separada del eje horizontal que en el caso de las curvas en base común.

Región de Saturación:

Razonando de forma análoga a como lo hicimos en las características de salida en base común. Vemos como en apenas 0,2 V (para un transistor de silicio) la corriente de colector cae a 0 debido a que al estar las dos uniones polarizadas en directa, las corrientes se anulan entre sí.

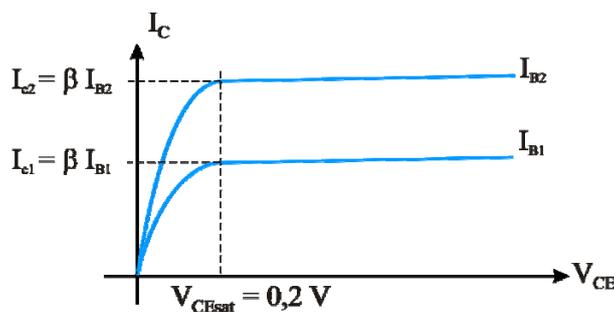


Figura 4.30.- Caída de las corrientes en la zona de saturación.

9.- CURVAS CARACTERÍSTICAS EN COLECTOR COMÚN.

Desde el punto de vista de diseño de un circuito con un transistor en la configuración colector común, se utilizan las características de emisor común.

En el caso de las características de entrada, en colector común tendríamos $I_B = f(V_{CB}, V_{EC})$, que serían muy similares a las de emisor común. Respecto a las características de salida, en emisor común serían $I_E = f(V_{EC}, I_B)$. Teniendo en cuenta que debido a que $\alpha \cong 1$; $I_C \cong I_E$, por tanto las características en colector común serían casi idénticas a las de emisor común. Es por ello que, como se ha dicho anteriormente, para el diseño de circuitos de transistores en colector común, se utilizan las características en emisor común.

10.- CURVA DE PUNTOS CARACTERÍSTICOS

Como se ha visto en los apartados anteriores, la corriente de colector depende de la corriente presente en el terminal de base, que a su vez depende principalmente de la tensión aplicada a la unión emisor-base. Con el fin de delimitar las distintas zonas de funcionamiento del transistor, y en consecuencia conseguir la polarización adecuada según las distintas aplicaciones que se quiera realizar del mismo, resulta útil representar la corriente I_C frente a la tensión V_{BE} . El resultado obtenido es la gráfica de la figura 4.31. Teniendo en mente el circuito en emisor común que aparece en la figura anterior, para valores negativos de V_{BE} el transistor se encuentra en corte, por lo que la corriente I_C toma un valor muy pequeño, próximo a I_{C0} . Lo mismo sucede para tensiones positiva que se encuentran por debajo de la tensión de codo o tensión umbral de la unión emisor-base (figura 4.23) ya que para esas tensiones la corriente de base es prácticamente cero, y por lo tanto también lo será I_C . Una vez superada la tensión umbral, la corriente de base crece exponencialmente con la tensión V_{BE} , obteniéndose valores muy altos de la corriente de colector, hasta que se alcanza la saturación. En la figura 4.31 se muestran valores característicos que se obtienen a partir de esta gráfica y que servirán de referencia para desarrollar los modelos equivalentes del transistor trabajando en gran señal.

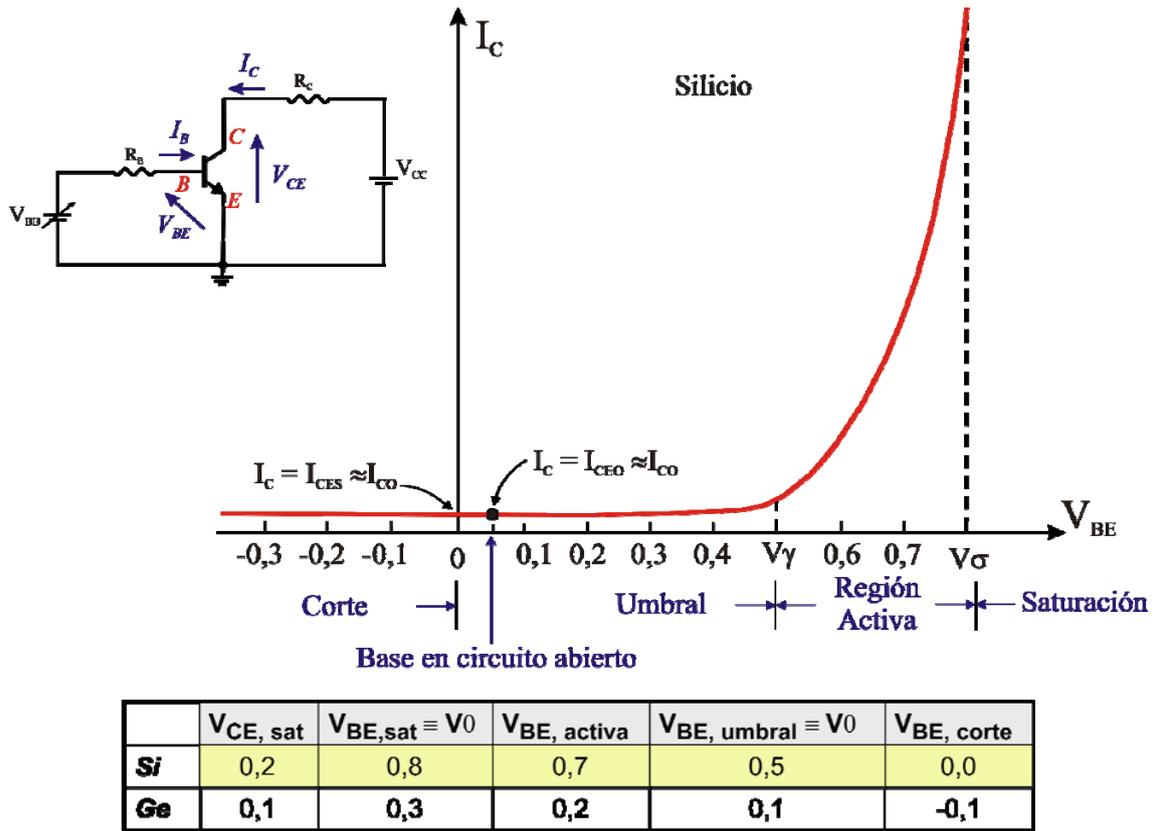


Figura 4.31.- Gráfica de la corriente de colector en función de la tensión base-emisor. En la tabla se muestran los valores más característicos de dicha gráfica para transistores de Silicio y germanio.

11.- PUNTO DE FUNCIONAMIENTO.

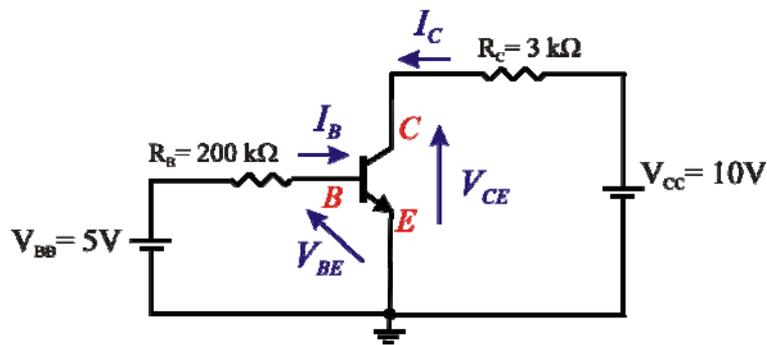


Figura 4.32.- Circuito para la polarización de un BJT.

Analizando las tensiones de la malla de entrada

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} \tag{4,5}$$

Esta expresión en el plano de las características de entrada es una recta, cuya intersección con la curva V_{CE} correspondiente nos daría el par de valores I_B , V_{BE} del punto de funcionamiento. Sin embargo, no conocemos V_{CE} , para calcularla tenemos que analizar la malla de salida.

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

Ahora la intersección de esta recta con la curva de I_B correspondiente nos proporciona el punto I_C , V_{CE} de polarización. Pero desconocemos I_B , y para calcular I_B necesitamos V_{CE} y para calcular I_B hay que saber V_{CE} . Estamos, aparentemente, en un punto sin salida. Para resolver este problema necesitamos el uso de métodos numéricos iterativos.

En primer lugar agrupamos todas las curvas características de entrada en una única. Encontramos la intersección con la recta (4,5) con dicha curva procediendo de forma análoga a como hicimos en el capítulo 2 para obtener el punto de funcionamiento en la unión pn (método iterativo partiendo de una solución inicial). De esta forma obtenemos una solución inicial I_{B1} . Con este valor podemos ir a las características de salida y obtener I_{C1} y V_{CE1} . Si ahora suponemos el valor V_{CE1} calculado anteriormente podemos volver a las características de entrada y calcular el nuevo I_{B2} y V_{BE2} . De forma que ahora la nueva corriente de base es I_{B2} con lo que tenemos un nuevo punto I_{C2} , V_{CE2} . Así seguiríamos iterando hasta que la solución converja en un punto, de forma que tendríamos determinado el punto de funcionamiento.

Vemos como la obtención del punto de funcionamiento, o punto de polarización del transistor, necesita de métodos de cálculo relativamente complejos, abordables únicamente con el empleo de potentes calculadoras, o en su defecto, ordenadores personales. Es, por tanto, evidente la necesidad del empleo de simplificaciones para calcular el punto de funcionamiento.

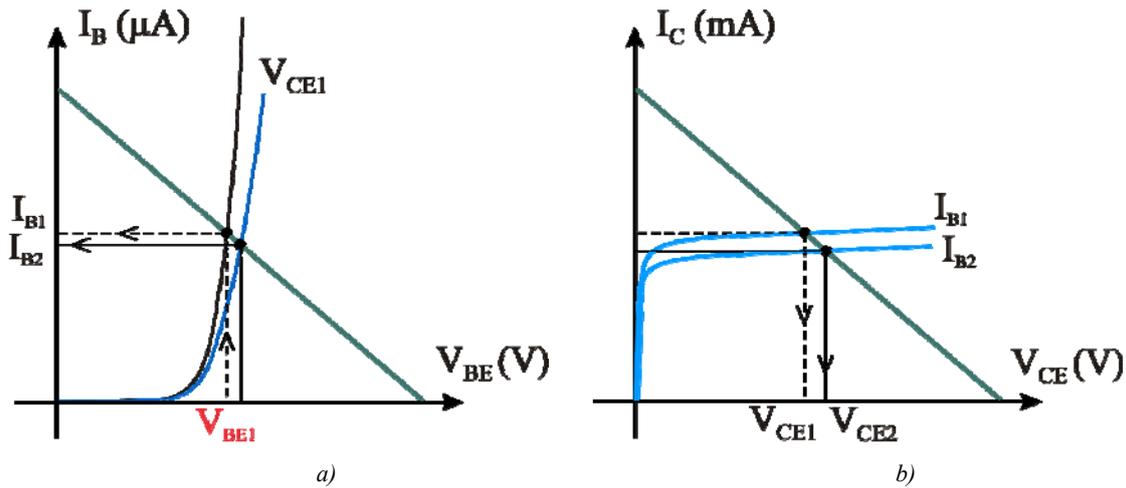


Figura 4.33.- Obtención del punto Q de funcionamiento en las curvas características de entrada (a) y en las de salida (b).

Teniendo en cuenta los puntos más representativos de la característica tensión corriente I_C - V_{BE} , indicados en la tabla de la figura 4.31, podemos suponer que no hay corriente de base hasta que la tensión emisor-base supera la tensión umbral, punto a partir del cual la corriente I_C , y por tanto I_B , crecen de forma brusca. Así, a efectos prácticos, podemos sustituir las características de entrada y de salida de la configuración en emisor común por las representadas en la figura 4.34

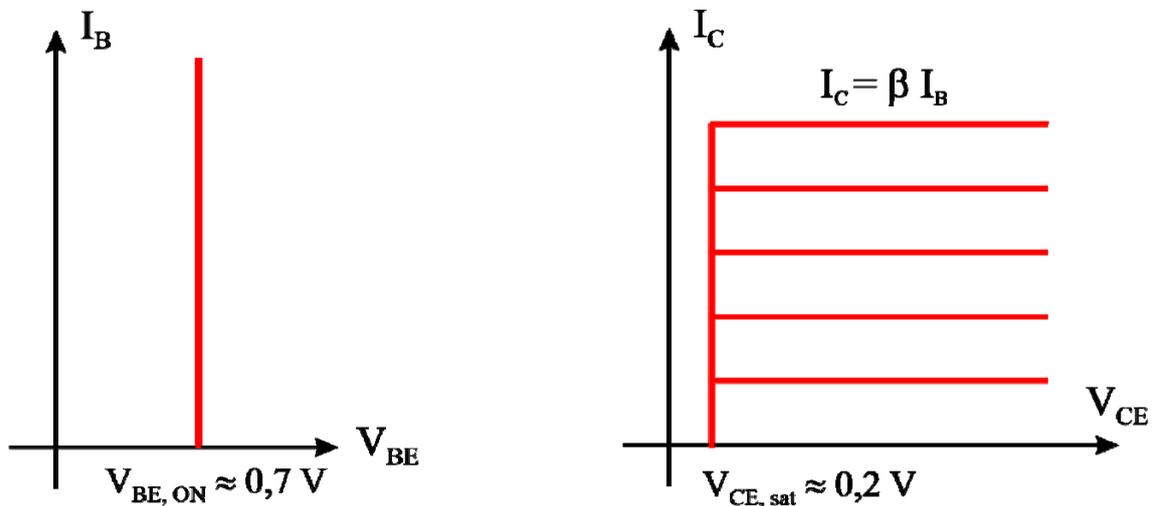


Figura 4.34.- Aproximación de las características de entrada y de salida de un transistor en la configuración de emisor común cuando se trabaja en gran señal.

En el caso de las características de entrada, consideraremos una única curva, como se ha comentado anteriormente, y además supondremos que no hay corriente por el terminal de base hasta que no se supere la tensión umbral de $0,7\text{V}$. A partir de este

punto, por el terminal de base puede circular cualquier corriente, valor que estará limitado por el circuito de polarización.

En cuanto a las características de salida, para cualquier valor de la corriente de base, el transistor se comporta como una fuente de corriente, manteniendo el valor de I_C constante hasta que la tensión V_{CE} cae por debajo de los 0,2V, momento en que se corta la corriente por el terminal de colector, ya que el valor de V_{BE} es inferior a la tensión umbral. Concretando:

$$V_{BE} < V_{BE,ON} \Rightarrow I_C = 0 \quad \text{Corte}$$
$$V_{BE} = V_{BE,ON} \begin{cases} V_{CE} > V_{CE,sat} \Rightarrow I_C = \beta I_B & \text{Activa} \\ V_{CE} < V_{CE,sat} \Rightarrow I_C < \beta I_B & \text{saturación} \end{cases}$$

Esta aproximación la utilizaremos siempre que trabajemos con el transistor como amplificador para señales de entrada por encima de algunos cientos de mV y también en las aplicaciones como interruptor.

12.- POLARIZACIÓN DEL TRANSISTOR.

La polarización del transistor consiste en aplicar las tensiones adecuadas a las uniones de emisor-base y colector -base que permitan situar al transistor en la región de funcionamiento adecuada a la aplicación que se persigue, en ausencia de la señal de entrada. Si la aplicación que se persigue es la utilización del transistor como amplificador, situaremos el punto de trabajo en aquella zona dónde tenga un comportamiento más o menos lineal. Como ya se ha visto en la curva de puntos característicos del transistor, este comportamiento se puede apreciar en la zona activa, tal y como muestra la figura 4.35.

Aplicando una señal variable a la unión base-emisor (V_{BE}) obtenemos una corriente de salida, en este caso I_C , de forma muy semejante a la señal aplicada. Si lo que se pretende es que el transistor se comporte como un circuito abierto, situaremos el punto de funcionamiento en la región de corte. En esta región para cualquier variación

de la tensión V_{BE} , obtendremos la misma corriente I_C , cuyo valor es tan pequeño que se puede considerar cero. De igual modo, si lo que se busca es el comportamiento como cortocircuito, nos situaremos en la zona de saturación, dónde podemos obtener cualquier valor de I_C sin cambios apreciables en la tensión V_{BE} . Una vez elegida la zona de funcionamiento, hay que procurar que el punto de trabajo sea lo más estable posible, con el fin de asegurar su correcto funcionamiento para un amplio rango de señales de entrada.

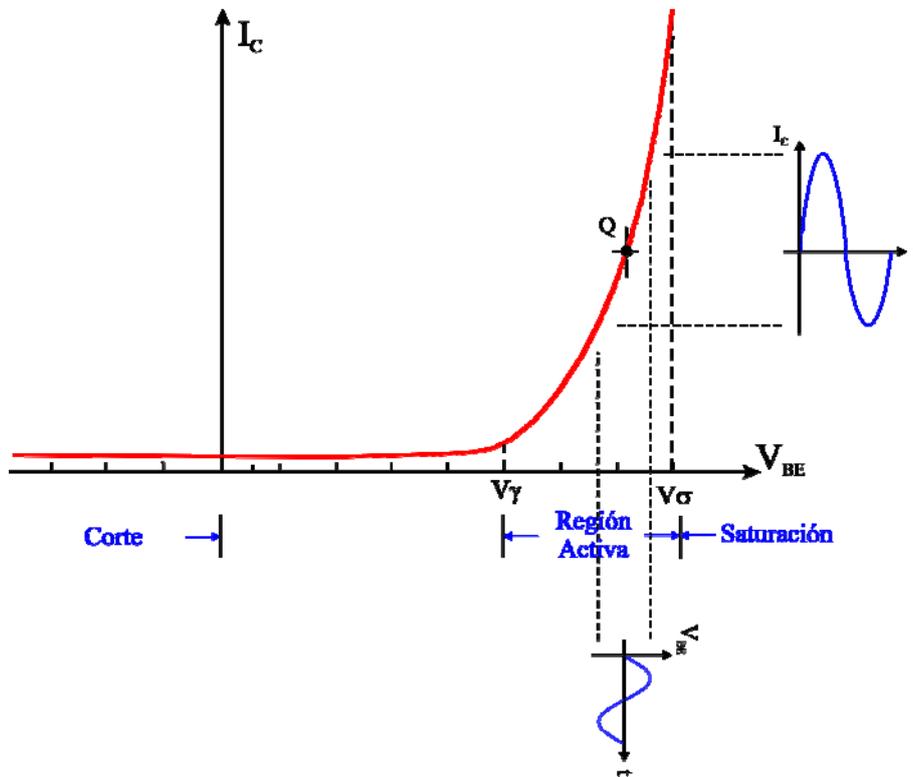


Figura 4.35.- Ilustración del comportamiento aproximadamente lineal del transistor en la zona activa.

La polarización del transistor se logra a través de los circuitos de polarización que fijan sus corrientes y tensiones. En la figura 4.36 se muestran los circuitos de polarización más típicos basados en resistencias y fuentes de alimentación.

La elección de un circuito u otro dependerá de la aplicación y del grado de estabilidad que se desea del punto de polarización.

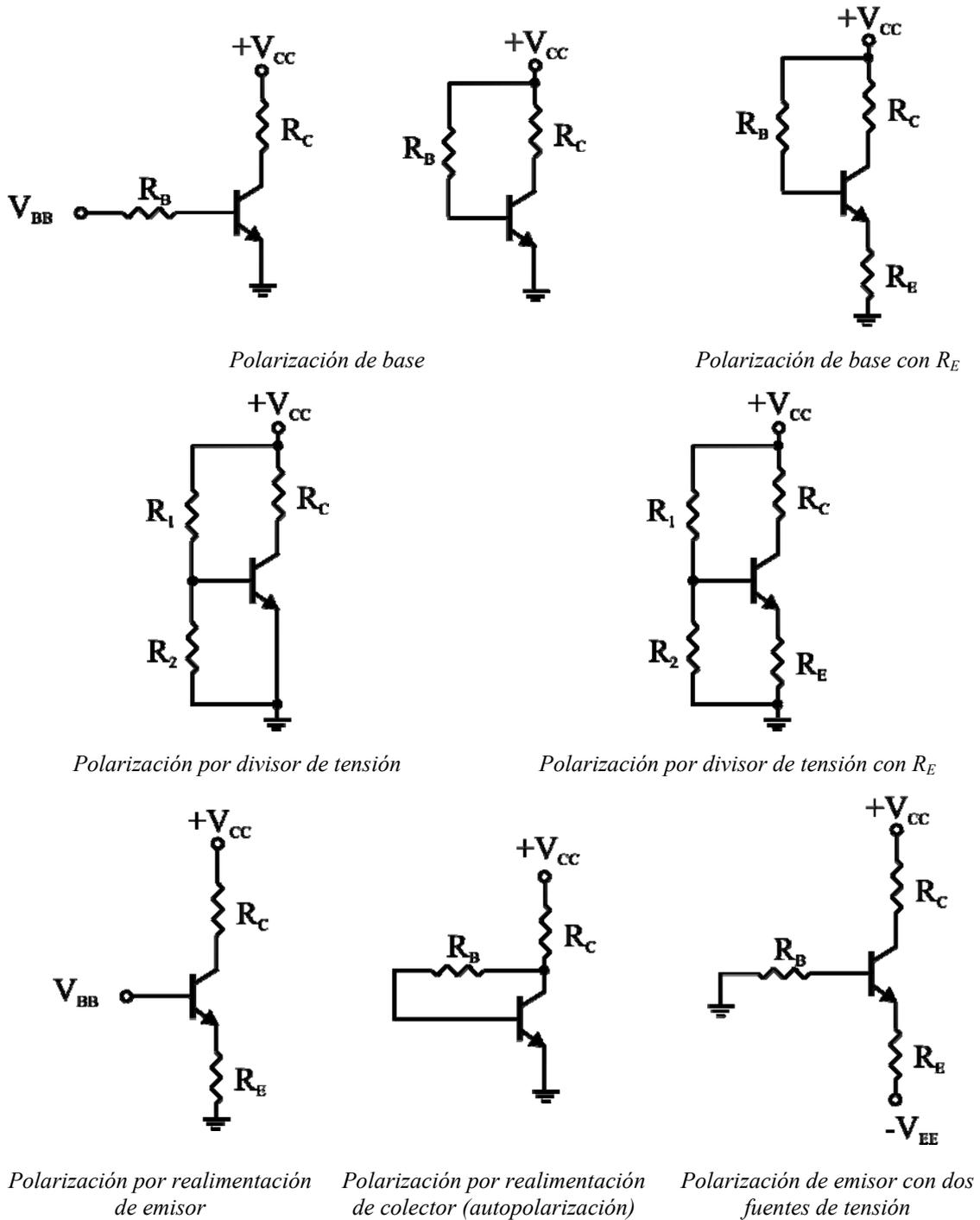


Figura 4.36.- Diferentes circuitos empleados en la polarización de un transistor

12.1.- Circuito de polarización de base (polarización fija).

Como punto de partida en el análisis de la estabilidad del punto de polarización según el circuito de polarización seleccionado, nos fijaremos en el circuito de

polarización fija. En la figura 4.37 se indican los sentidos de las corrientes y tensiones reales cuando se encuentra el transistor trabajando en la zona activa.

Tomando como punto de partida para el análisis de dicho circuito la malla de entrada:

$$V_{CC} = V_{BE} + R_B \cdot I_B \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad (4,5)$$

Planteando la expresión de la malla de salida:

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

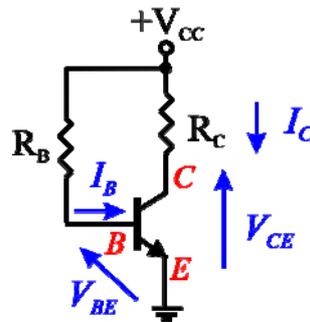


Figura 4.37.- Sentidos de las corrientes y tensiones en el circuito de polarización fija trabajando en la zona activa..

Si representamos dicha expresión sobre las curvas características del transistor en la configuración en emisor común obtenemos la recta de carga estática de dicho circuito, cuya intersección con la curva de I_B , obtenida a través de la expresión (4,5), nos fija el punto de polarización. En esta figura 4,38 se han indicado los valores máximos y mínimos de la tensión V_{CE} para la zona activa en función del valor fijado para I_B .

$$I_C = \beta I_B \quad \Rightarrow \quad V_{CC} = V_{CE} + R_C \cdot \beta I_B$$

$$\text{Si } I_B = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = V_{CC}$$

$$\text{Si } I_B = I_{B,sat} \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = V_{CE,sat}$$

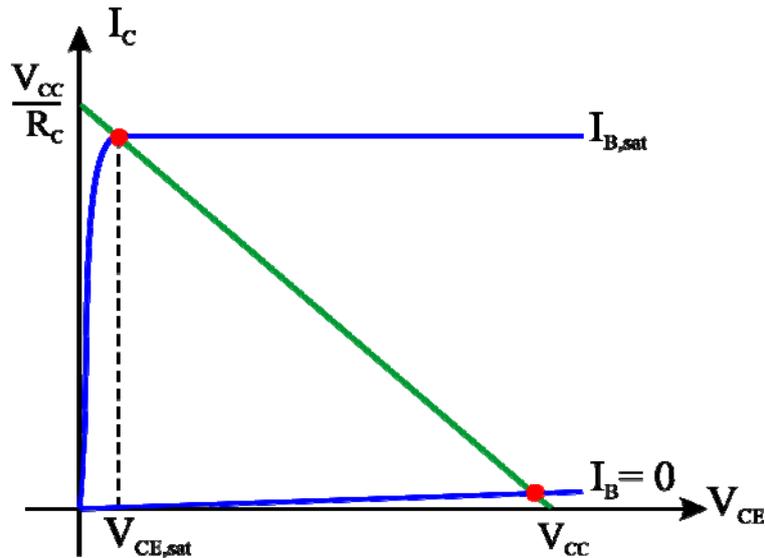


Figura 4.38.- Representación de la recta de carga estática de un circuito de polarización fija sobre las características de salida en emisor común.

12.1.1.- Dependencia con β

Tomando un valor de I_B que nos sitúa el punto de trabajo en la zona intermedia de la zona activa, analizaremos la estabilidad de dicho punto ante posibles variaciones, tanto de los parámetros internos del transistor, como de las variables externas. Como es sabido, un incremento en la temperatura provoca un incremento en la β del transistor, efecto que se ve representado en la figura 4,39. Si en un principio se ha fijado el punto de trabajo en la posición Q_1 para una I_B constante establecida por el circuito de entrada, un incremento de la temperatura de T_1 a T_2 nos llevará a una nueva β del transistor de forma que el nuevo valor $\beta_2 > \beta_1$. Si aumenta la β , permaneciendo constante la I_B , se obtienen mayores valores de la corriente I_C , ya que $I_C \approx \beta \cdot I_B$, por lo que el punto de trabajo se ha trasladado a la posición Q_2 , caracterizado por los nuevos valores de I_{C2} y V_{CE2} .

De forma analítica:

$$\left. \begin{array}{l} I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \\ I_C = \beta \cdot I_B \end{array} \right\} I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \beta$$

Dónde podemos confirmar la dependencia directa de la corriente I_C con la β del transistor.

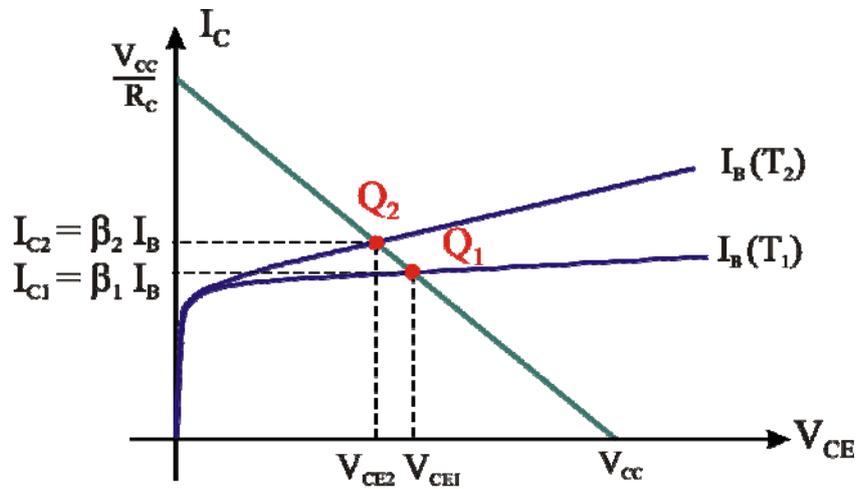


Figura 4.39.- Modificaciones del punto de trabajo en un circuito de polarización fija cuando se producen variaciones en la temperatura ($T_2 > T_1$)

12.1.2.- Influencia de V_{CC} .

La inestabilidad del punto de trabajo con la temperatura se ve acentuada con el incremento en la tensión de alimentación del circuito, tal y como se muestra en la figura 4.40. Cuanto mayor sea V_{CC} , mayor será el desplazamiento del punto Q ante una variación de β .

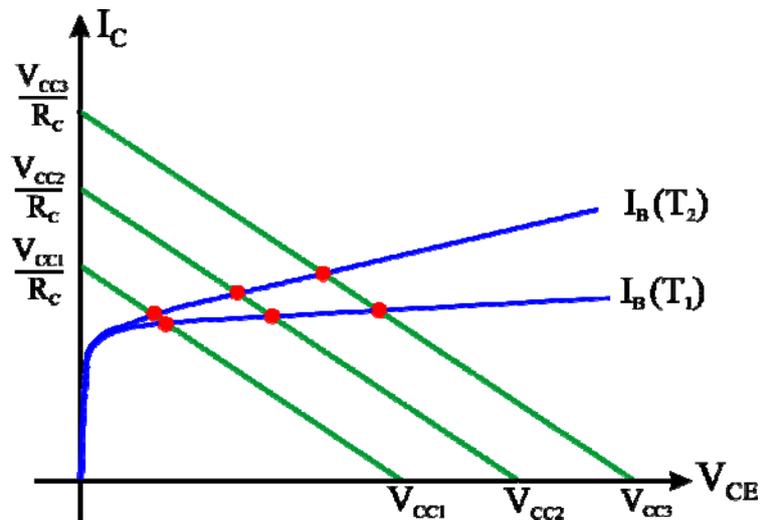


Figura 4.40.- Desplazamiento del punto de trabajo en un circuito de polarización fija cuando se producen variaciones en la temperatura e incrementos en la tensión de alimentación V_{CC} .

12.1.3.- Influencia de R_C

Los desplazamientos en el punto Q se pueden compensar, en cierta medida, modificando algunos elementos del circuito. Como se aprecia en la figura 4,41, cuanto mayor sea R_C menor será el desplazamiento del punto Q ante una variación de β .

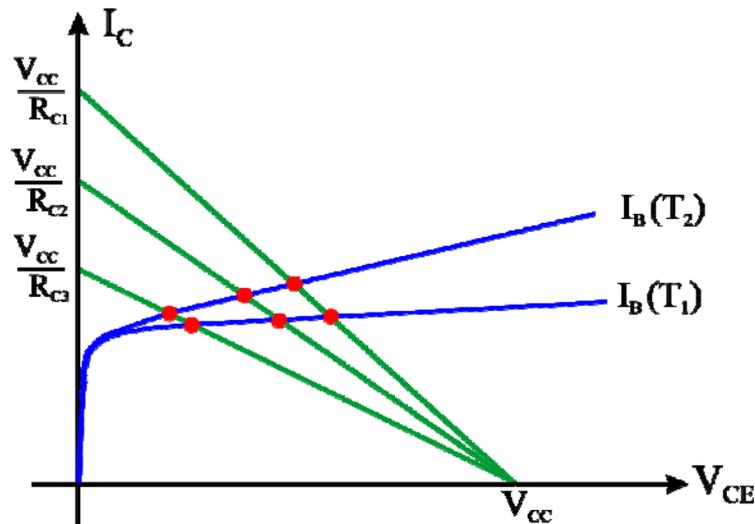


Figura 4.41.- Compensación del desplazamiento del punto de trabajo en un circuito de polarización fija a medida que aumenta R_C .

12.1.4.- Influencia de R_B

En cambio, si se intenta compensar estas variaciones modificando el valor de R_B se corre el riesgo de entrar en la región de saturación. Por ejemplo, si se toma el valor de $R_B = \beta \cdot R_C$ nos encontramos en el límite con dicha región (figura 4.42)

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \approx I_{C,sat}$$

Para valores de $R_B < \beta \cdot R_C$ se garantiza que llevamos el transistor a saturación

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{\beta}} > \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C} \Rightarrow \text{Saturación}$$

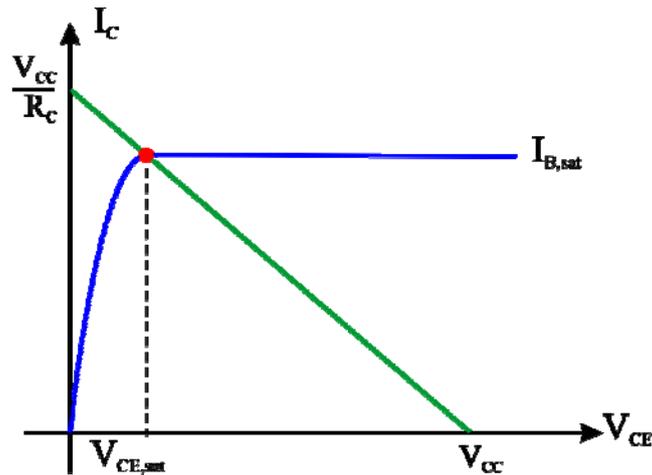


Figura 4.42.- Riesgo de llevar el transistor a la zona de saturación al intentar compensar las variaciones del punto Q modificando R_B .

12.2.- Efecto de R_E .

El problema del desplazamiento del punto Q con las variaciones de β que acabamos de analizar, se puede compensar añadiendo una resistencia en el terminal de emisor, tal y como se muestra en la figura 4.43

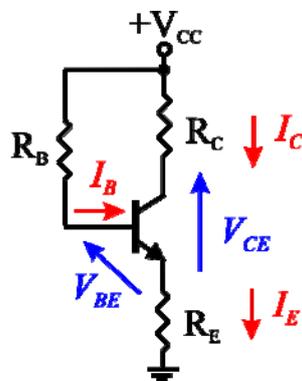


Figura 4.43.- Polarización de base con resistencia de emisor

Partiendo de la malla de entrada

$$V_{CC} = R_E \cdot I_E + V_{BE} + R_B \cdot I_B = cte. \quad (4,6)$$

Por otro lado tenemos:

$$\left. \begin{array}{l} I_E = I_B + I_C \\ I_C = \beta \cdot I_B \end{array} \right\} I_E = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot I_C \Rightarrow I_E \approx I_C$$

Por lo tanto, si β aumenta, aumenta la corriente I_C , y en consecuencia la I_E . Debido a este aumento de I_E , aumentará la caída de tensión en la resistencia de emisor $R_E \cdot I_E$. Si tenemos en cuenta la expresión (4,6), en la que podemos considerar constante la tensión V_{BE} , el razonamiento anterior nos lleva a que la caída de tensión en la resistencia de base debe disminuir ($R_B \cdot I_B$), por lo tanto, debe disminuir la corriente I_B . Si disminuye I_B , disminuye I_C , compensando de esta manera el incremento que dicha corriente ha experimentado debido al aumento de β . En definitiva, la resistencia de emisor origina una tensión que contrarresta las variaciones de β . En otras palabras, podemos decir que el circuito reacciona oponiéndose a la causa que ha originado la perturbación.

En la figura 4.44 se ha comparado ambos tipos de circuito de polarización de base, sin y con resistencia de emisor. En el caso de tener R_E (figura 4.43), la nueva recta de carga estática será:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E \\ I_E &\approx I_C \\ V_{CC} &= (R_C + R_E) \cdot I_C + V_{CE} \end{aligned}$$

Cuya pendiente será $-1/(R_C + R_E)$, menor que en el caso de polarización de base sin resistencia de emisor ($-1/R_C$)

La curva indicada por $I_{B2}(T_2)$ se corresponde con la nueva corriente de base debida a la compensación realizada por la R_E . A pesar de la pérdida en la tensión V_{CE} del punto de polarización se ve claramente la disminución en las variaciones del punto Q, que son incluso menores que las que se producirían en el caso de modificar la I_B al mismo valor en el caso de polarización de base sin R_E .

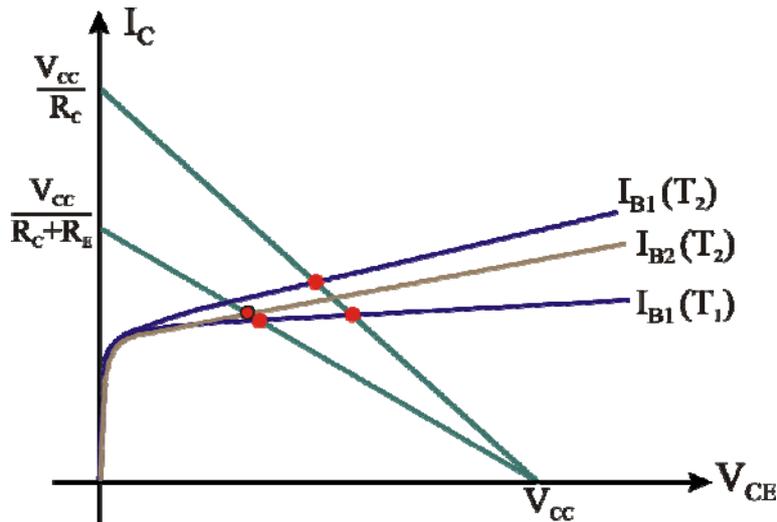


Figura 4.44.- Corrección de la variación del punto Q debido al efecto opuesto de la resistencia de emisor.

El valor de la R_E no puede ser cualquiera, como es lógico, sino aquel que nos haga el punto Q estable frente a las variaciones de β . Teniendo en cuenta la expresión (4,6):

$$\left. \begin{array}{l} V_{CC} = R_E \cdot I_E + V_{BE} + R_B \cdot I_B \\ \left\{ \begin{array}{l} I_C = \beta \cdot I_B \Rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} \\ \text{Si } \beta \gg 1 \Rightarrow I_E \approx I_C \end{array} \right. \end{array} \right\} I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta}}$$

Si $R_E \gg \frac{R_B}{\beta}$ ($R_E > 100 \frac{R_B}{\beta}$), la expresión anterior se puede simplificar

a $I_C = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E}$, lo que convierte al circuito insensible a las variaciones de β . En este

caso se dice que el circuito es estable.

El análisis realizado se puede llevar a cabo para el resto de circuitos representados en la figura 4.36, observándose que unos circuitos son más estables que otros debido a su configuración.

12.3.- Circuito de polarización por divisor de tensión.

Uno de los circuitos más empleados en amplificación es el que utiliza polarización por divisor de tensión, que ya ha sido presentado en la figura 4.36, y en el cual el valor de R_1 y R_2 determinan la ubicación del punto Q. El motivo de su utilización es la mejora que se obtiene en la estabilidad del punto de polarización. La razón física de esta mejora también se encuentra en la resistencia de emisor R_E . Si I_C tiende a aumentar como consecuencia del aumento de la β del transistor, se produce un aumento de la caída de tensión en la R_E , y por tanto una disminución de la tensión en la unión emisor-base. Al disminuir V_{BE} , si tenemos en cuenta las características de entrada en la configuración de emisor común, disminuye I_B , por lo tanto, I_C aumentará menos de lo que lo haría de no haberse instalado la resistencia R_E .

Con el fin de analizar este circuito, una herramienta muy práctica es la simplificación del circuito de base empleando el teorema de Thévenin, como se muestra en la figura 4.45.

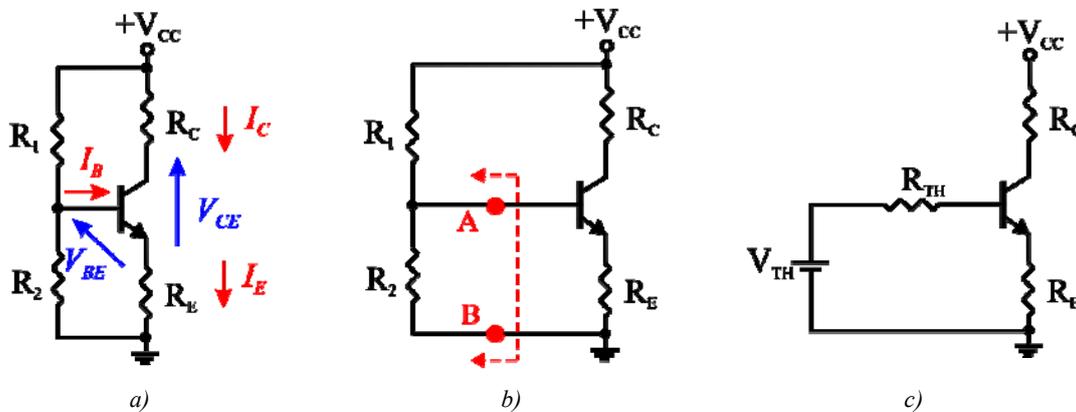


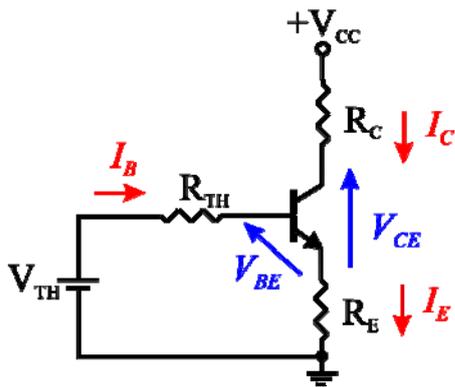
Figura 4.45.- Circuito de polarización por divisor de tensión: (a) sentidos de las corrientes y tensiones trabajando en la zona activa. (b) Puntos de referencia para realizar la simplificación mediante el teorema de Thévenin. (c) Circuito resultante.

Tomando como referencia los puntos A y B de la figura 4.45b se obtiene un circuito de dos mallas, dónde la tensión y resistencia efectiva vista desde el terminal de la base son:

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

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

Es necesario determinar R_1 y R_2 para establecer el punto de polarización requerido, así como lograr la máxima estabilidad posible del mismo. Analizando el circuito equivalente resultante:



$$V_{TH} = R_E \cdot I_E + V_{BE} + R_{TH} \cdot I_B$$

$$\left. \begin{array}{l} I_E = I_B + I_C \\ I_C = \beta I_B \end{array} \right\} I_E = \frac{\beta + 1}{\beta} \cdot I_C \Rightarrow I_E \approx I_C$$

$$I_C = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_{TH}}{\beta}}$$

Si en esta expresión hacemos que $R_E \gg \frac{R_{TH}}{\beta}$ ($R_E > 100 \frac{R_{TH}}{\beta}$), se puede

simplificar a

$$I_C = \frac{V_{TH} - V_{BE}}{R_E}$$

Consiguiéndose un circuito estable frente a las variaciones de β .

Según lo comentado anteriormente, si se eligen R_1 y R_2 de tal forma que

$R_{TH} < \frac{1}{100} \cdot \beta \cdot R_E$, habremos conseguido lo que se denomina un “Circuito Estable”,

pero en ciertas aplicaciones interesan valores de R_{TH} mayores, por lo que es habitual

considerar $R_{TH} < \frac{1}{10} \cdot \beta \cdot R_E$ obteniéndose lo que se conoce como “Divisor Firme”.

A partir de la condición de estabilidad también podemos calcular R_1 y R_2 . Una vez obtenido el valor de R_{TH} ,

$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

En la mayoría de las aplicaciones $R_1 > R_2$, por lo tanto:

$$R_{TH} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \approx R_2$$

Para el caso de un circuito estable: $R_2 < \frac{1}{100} \cdot \beta \cdot R_E$, y en el caso de un divisor

firme: $R_2 < \frac{1}{10} \cdot \beta \cdot R_E$.

13.- EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR.

Atendiendo a las condiciones de estabilidad del punto Q, el circuito ésta completamente especificado. Se conocen los valores de R_E , R_1 y R_2 que satisfacen esta condición, pero tal vez el punto de polarización no esté colocado de manera óptima y, de hecho, se puede descubrir que el transistor se encuentra en la zona de corte o de saturación.

Si la aplicación que se persigue es como amplificador de una señal, tenemos que colocar el punto de trabajo en una posición que me permita la máxima amplitud y la mínima distorsión en la señal de salida. En el circuito de la figura 4.46a, a parte de la tensión de polarización V_{BB} se ha introducido una señal variable v_b , que es la señal que se quiere amplificar. Si sobre la característica de entrada trazamos la recta que representa al circuito de entrada, considerando $v_b = 0$

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE}$$

obtenemos la posición del punto Q (figura.4.46b)

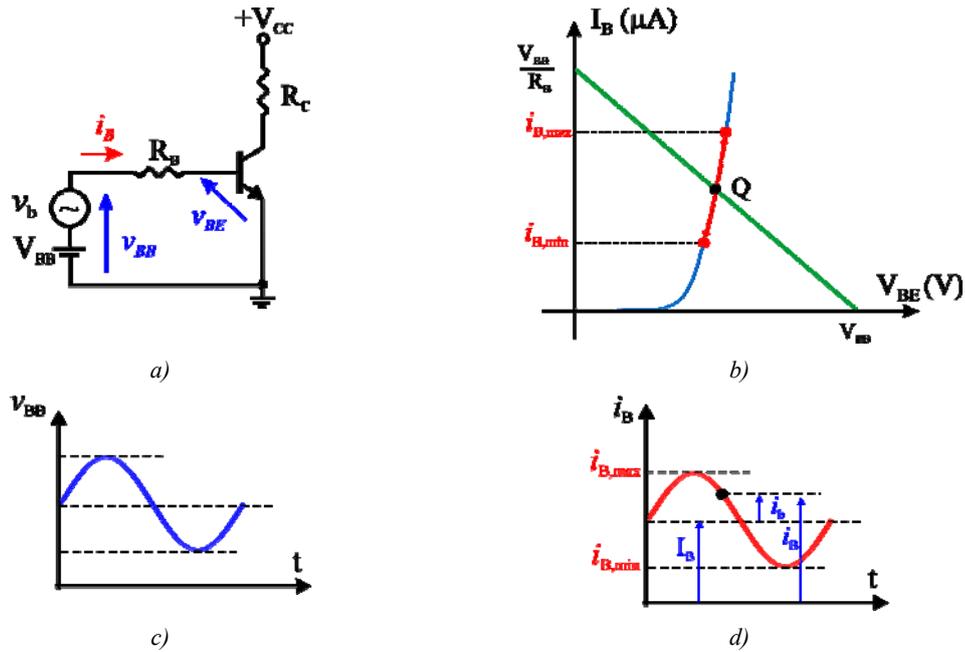


Figura 4.46.- Circuito amplificador, (a) sentido de las corrientes y tensiones, (b) característica de entrada con la situación del punto Q, (c) Tensión total aplicada a la entrada, (d) variación en la corriente de base según el valor de v_{BB} .

Para cualquier otro valor de la tensión v_b , el punto de trabajo de moverá hacia arriba y hacia abajo a lo largo de la curva característica, tal y como se indica en la figura 4.46b ($v_{BB} = V_{BB} + v_b$). Como esa parte de la característica de entrada se puede considerar lineal, la corriente $i_B = I_B + i_b$ adquirirá una forma similar a la señal de entrada.

Trasladando el punto de trabajo a las características de salida, y teniendo en cuenta que $i_C \approx \beta \cdot i_B$, la señal que se obtiene a la salida, v_{CE} , es similar a la de la entrada pero amplificada (figura. 4.47). Si queremos obtener la máxima excursión (amplitud de la señal sin distorsión) de v_{ce} , el punto Q lo hemos de situar en el centro de la recta de carga, de esta manera aseguramos la máxima distancia hacia corte y hacia saturación.

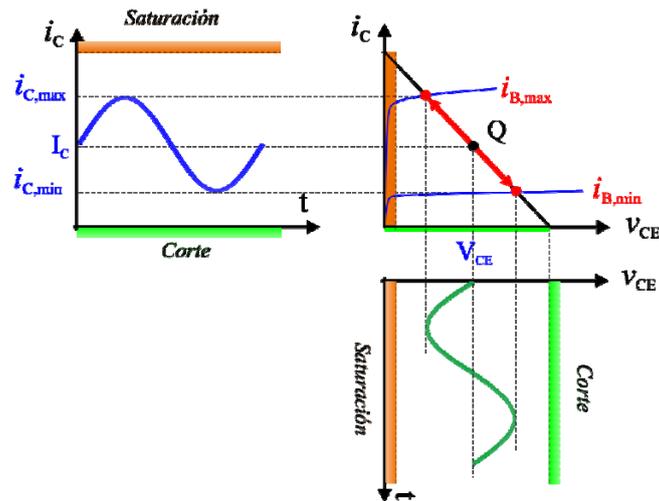


Figura 4.47.- Desplazamiento del punto Q a lo largo de la recta de carga según la señal de entrada y tensión v_{CE} que se obtiene a la salida

Si el punto de trabajo lo situamos cerca de la zona de corte, para el mismo valor de pico de la señal de entrada anterior, se corre el riesgo de que la señal de salida salga recortada (distorsionada) por alcanzar dicha región (distorsión por corte) (fig.4.48a). Lo mismo ocurre si situamos el punto Q cerca de la zona de saturación, siendo, por consiguiente, la distorsión es por saturación (fig.4.48b)

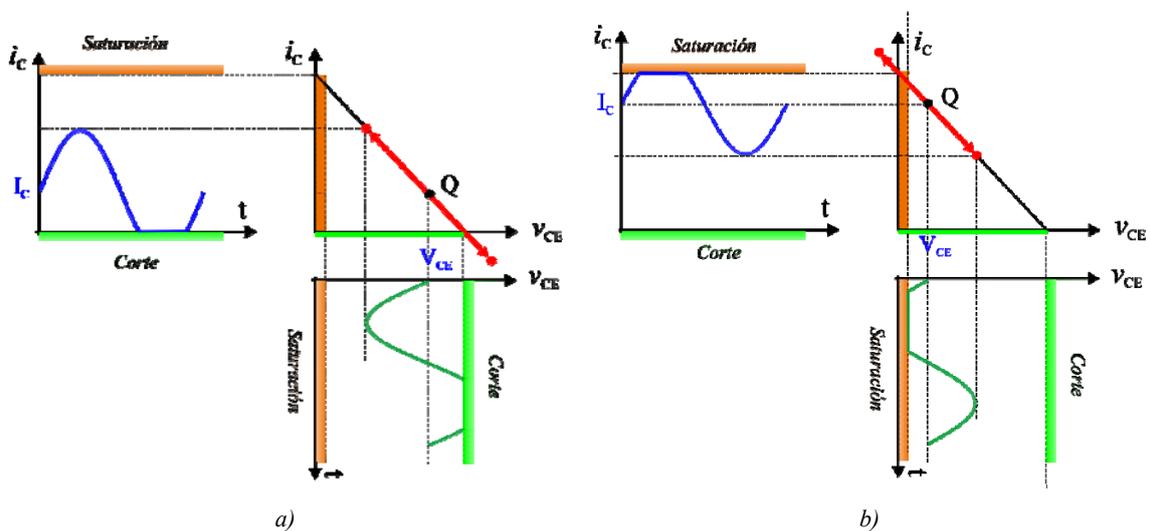


Figura 4.48.- Distorsión de la señal de salida, (a) por corte, (b) por saturación

Si, por otra parte, la señal de entrada es pequeña, el punto Q se puede situar en valores más bajos de I_B , y por tanto de I_C , obteniendo así una señal de salida sin distorsión con una menor disipación de potencia en condición estática.

14.- EL TRANSISTOR COMO INTERRUPTOR.

La polarización de base es muy útil en los circuitos digitales, la razón es que, por lo general, estos circuitos se diseñan para funcionar en las regiones de saturación y corte. Por ello, se va a obtener a la salida una tensión próxima a la de alimentación (valor alto de tensión) y también próxima a cero (valor bajo de tensión). Dicho de otra manera, no se emplea ningún punto Q que no esté situado en la región de saturación o corte, por lo que la estabilidad de dicho punto pasa a un segundo plano. En la figura 4.49a se muestra un esquema de polarización de base al cual se le aplica una tensión v_i que puede tomar valores muy altos, próximos a V_{CC} , o bien próximos a cero.

Si en dicho circuito se hace que $v_i = 0$, la tensión en la unión emisor-base no será suficiente para que haya una corriente de base apreciable, por lo que se puede considerar que $I_B = 0$, y en consecuencia $I_C = 0$.

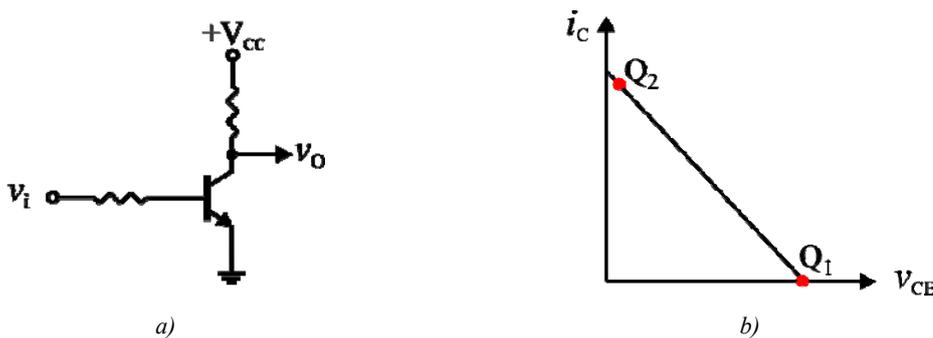


Figura 4.49.- Circuito de polarización de base. (a) esquema de circuito apto para funcionar como interruptor. (b) puntos de trabajo de dicho circuito sobre las características de salida.

En esta situación, la caída de tensión en la resistencia de colector será nula, y toda la tensión de alimentación, V_{CC} , la tenemos en los terminales de colector y emisor, por tanto, a la salida, $V_0 = V_{CC}$. Esta situación se corresponde con el punto de trabajo Q_1 mostrado en la fig.4.49b. Por el contrario, si $v_i = V_{CC}$, la corriente de base será muy elevada, al igual que I_C , llevando el transistor a la zona de saturación, posición representada por Q_2 . En esta zona $V_{CE} \approx 0,2V$, valor que se puede considerar cero en comparación con las tensiones que estamos manejando y, por tanto, $V_0 = 0$. En la figura 4.50 se han representado los circuitos equivalentes del transistor trabajando en ambas situaciones. Si $v_i = 0$ el transistor se comporta como un circuito abierto (4.50a) y si $v_i = V_{CC}$ se puede considerar al transistor como un cortocircuito (4.50b).

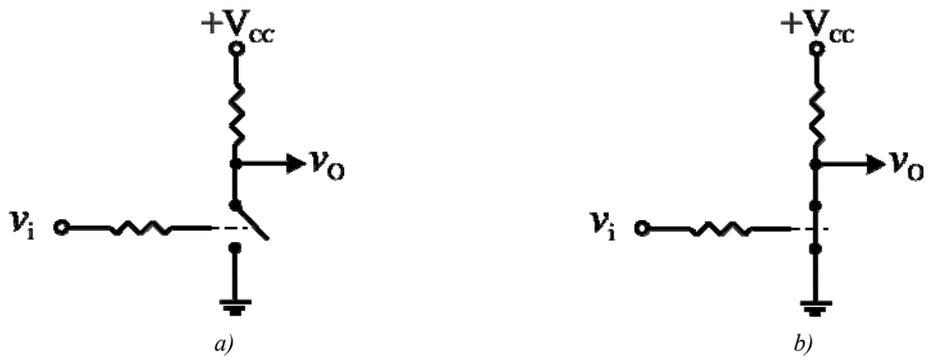


Figura 4.50.- Circuito equivalente del transistor, (a) trabajando en la zona de corte, (b) trabajando en saturación