

EL TRANSISTOR BIPOLAR O DE UNIÓN

INTRODUCCIÓN

En el tema anterior se ha hablado de dispositivos de dos terminales de unión PN, como el diodo de unión. En este tema se analiza el funcionamiento de un nuevo dispositivo de tres terminales. Es un cristal semiconductor donde existe una capa N entre dos capas P (figura 1a) o por el contrario, entre dos capas de tipo N hay una de tipo P (figura 1b). En el primer caso, el transistor se denomina PNP, y en el segundo NPN.

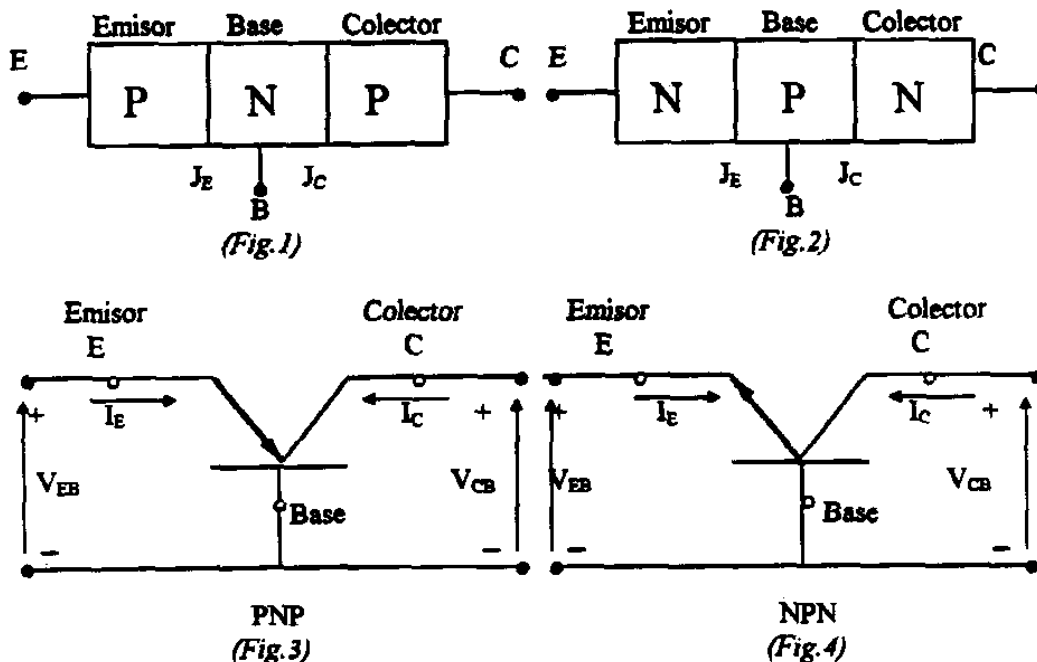
Seguidamente se muestran los esquemas y símbolos de ambos (figuras 1, 2, 3 y 4). Como se indica en las figuras, las tres zonas del transistor se denominan: Emisor, Base y Colector, y forman dos uniones PN; la unión emisor-base y la unión colector-base.

La flecha en el símbolo, indica el sentido en que fluye la corriente cuando la unión emisor-base se polariza en sentido directo.

Las corrientes de emisor, base y colector se consideran positivas cuando vayan hacia el interior del transistor, siendo negativas en caso contrario. Esto se verá posteriormente; las corrientes mencionadas son respectivamente I_E , I_B e I_C .

Los símbolos V_{EB} , V_{CB} y V_{CE} , representan respectivamente las tensiones emisor-base, colector-base y colector-emisor.

Por ejemplo, V_{EB} es la tensión desde el emisor a la base.



Sus símbolos son, para el PNP y el NPN, respectivamente, los de las figuras 3 y 4.

El transistor de unión bipolar o B.J.T. (Bipolar Junction Transistor), dispositivo que hemos mencionado en el apartado anterior, se construye con un emisor fuertemente

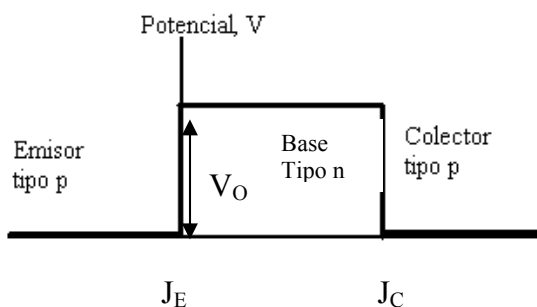
dopado, la base con un pequeño contenido de impurezas y de pequeño espesor, quedando el colector con un contenido de impurezas de valor intermedio.

En apartados posteriores, se realiza el estudio de su comportamiento, sus ecuaciones y sus características, normalmente nos estaremos refiriendo a los de tipo NPN, y posteriormente extenderemos a la configuración PNP. Realmente sus comportamientos son idénticos, con la diferencia de que la polaridad de las fuentes de alimentación son invertidas y los sentidos de circulación de las intensidades contrarios.

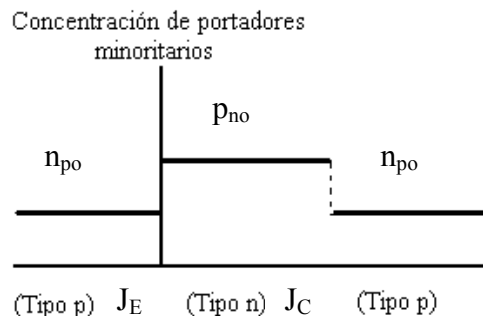
1.-Corrientes en el Transistor. Polarización

Comencemos este estudio, considerando el transistor en circuito abierto, es decir, aislado sin que se le aplique ninguna tensión de polarización. Esta situación implica que todas las corrientes deben ser nulas. Se establecen las barreras de potencial de contacto entre las uniones PN, de unas pocas décimas de voltio, según sabemos. Si suponemos las uniones completamente simétricas (en la práctica no lo son), las alturas de las barreras serán idénticas para la unión de emisor (J_E) y para la unión de colector (J_C).

La situación se refleja en la figura adjunta (figura 5), además de las concentraciones de minoritarios (figura 6), habiéndose despreciado las anchuras de las zonas de transición.



(Figura 5)



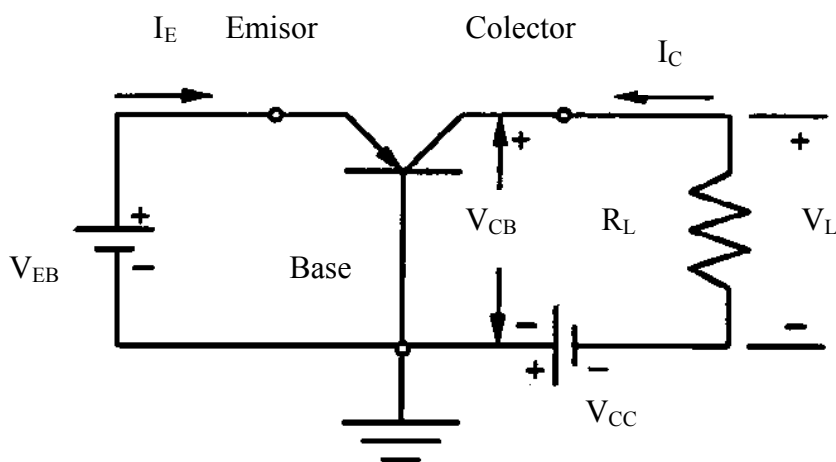
(Figura 6)

Polarización en la región activa

Seguidamente como se muestra a continuación, se aplican al transistor las tensiones indicadas. La unión J_E se polariza en sentido directo y la unión J_C en sentido inverso (figura 7).

El efecto será romper el equilibrio de modo que las barreras de potencial y las concentraciones de minoritarios serán las mostradas (figuras 8 y 9).

Como vemos, se ha producido una disminución de la barrera emisor-base (polarización directa), y un aumento de la barrera de la unión colector-base (polarización inversa). De este modo, la unión polarizada directamente permite la inyección de huecos (minoritarios en la base N). Este exceso de huecos inyectados se difunde a través de la base N hacia la unión de colector. En J_C el campo eléctrico es muy elevado (debido a la polarización inversa); así pues, los huecos que alcanzan la unión de colector serán “aspirados” por el campo; en otras palabras, descienden fácilmente la barrera de potencial de J_C que les es favorable y son absorbidos por el colector.



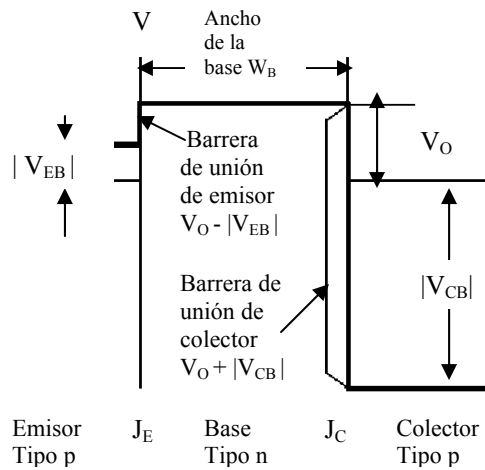
(Figura 7)

Como vemos, hemos conseguido hacer circular una corriente importante a través de una unión polarizada en sentido inverso, inyectando portadores mediante otra unión polarizada en sentido directo. Esta es la base del efecto transistor.

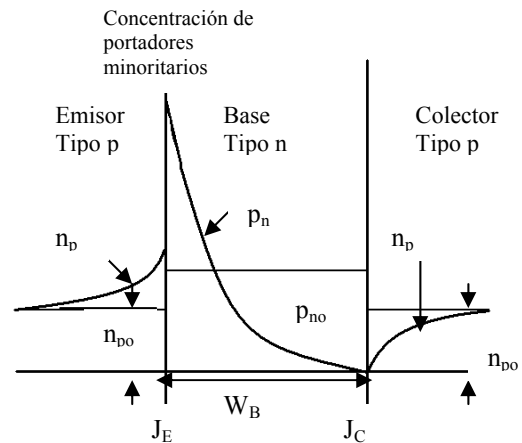
Vamos a estudiar con más detalle las corrientes en el transistor. Lo vamos a hacer para el transistor NPN que es el de uso más frecuente en la práctica. Puntualicemos que las corrientes predominantes van a ser de electrones para este transistor, y los sentidos que aparecen en las figuras van a ser los de las corrientes de electrones. Si se desea el sentido convencional de las corrientes, basta considerar que el sentido será el contrario.

En las figuras que aparecen a continuación se muestra el transistor NPN y detalladamente las corrientes cuando se polariza en la región activa (J_E directa y J_C inversa) (figura 10).

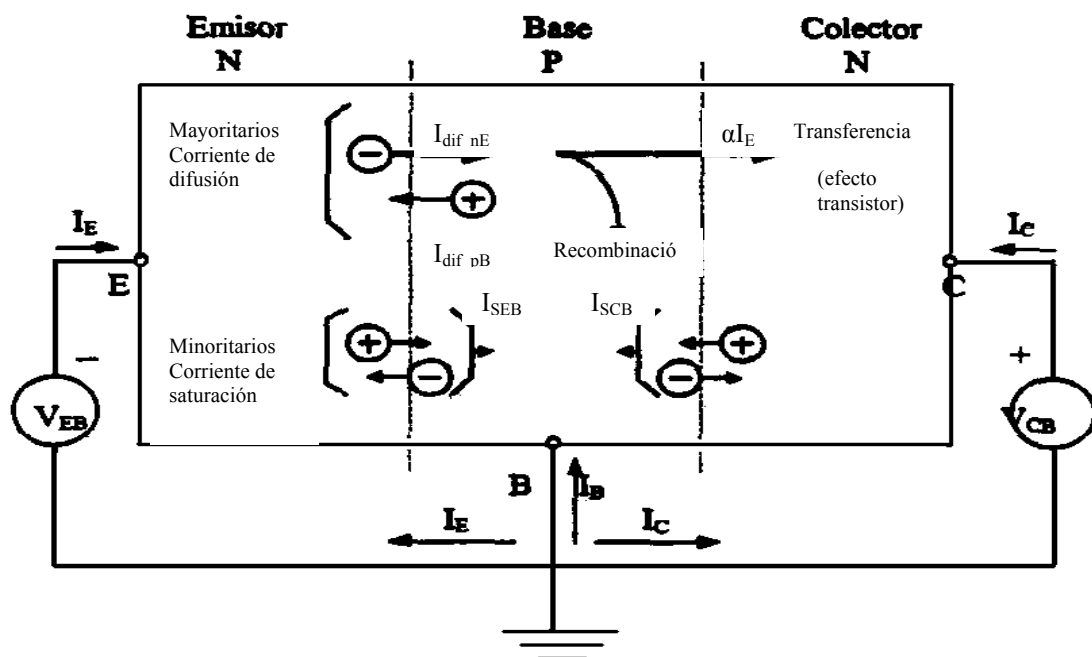
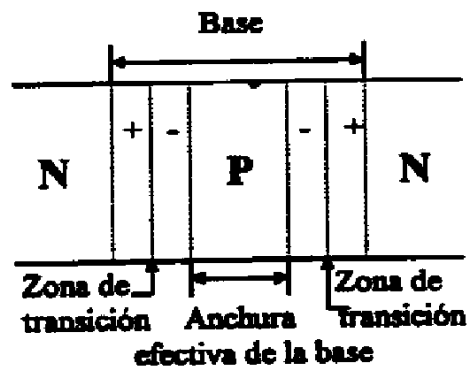
Hay que hacer notar, que para que se produzca el efecto transistor, la base debe ser muy delgada, pues de otro modo los minoritarios inyectados por el emisor no alcanzarían la unión de colector J_C y la mayoría de ellos se recombinarían en la base. Por eso la base debe ser delgada, para que solo una pequeña fracción de minoritarios se recombine en ella, y la mayor parte alcance la unión de colector J_C .



(Figura 8)



(Figura 9)



(Figura 10)

Del examen de la figura 10 destacamos lo siguiente:

- Visto desde el exterior, el transistor es un nudo de corriente.

$$I_E + I_B + I_C = 0$$

- Internamente en el transistor se tiene:

Para la zona P:

$$\sum I_{\text{entran}} = \sum I_{\text{salen}}$$

$$I_B + I_{SCB} + I_{SEB} + \alpha I_E = I_{\text{difpB}} + I_{\text{difnE}}$$

$$I_B = I_{\text{difpB}} + I_{\text{difnE}} - I_{SCB} - I_{SEB} - \alpha I_E = I_{\text{recomb.}} + I_{\text{difpB}} - I_{SEB} - I_{SCB}$$

Para la zona N:

$$\sum I_{\text{entran}} = \sum I_{\text{salen}}$$

$$I_C = -\alpha I_E + I_{SCB}$$

Esta corriente I_B interesa que sea débil. Los dos últimos términos son las corrientes de saturación de las uniones J_E y J_C que son pequeñas. $I_{\text{dif,pB}}$ es la corriente de difusión de huecos de base a emisor: puede reducirse dopando débilmente la base. $I_{\text{recomb.}}$ se reduce haciendo que la base sea estrecha.

El emisor debe doparse fuertemente para que I_E e I_C sean grandes. La corriente transferida al colector es: I_E , variando α entre 0'99 y 0'995.

Despreciando las corrientes de saturación se tiene:

$I_C = -\alpha I_E$, y recordando que $I_E + I_B + I_C = 0$, entonces:

$I_C = \beta I_B$; siendo $\alpha \approx 1 - 1/\beta$; $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$.

En las expresiones anteriores y teniendo en cuenta que las corrientes anteriores se consideran positivas si entran al transistor, y el sentido convencional de la corriente; se tiene para el transistor NPN:

I_E negativa, I_B e I_C positivas.

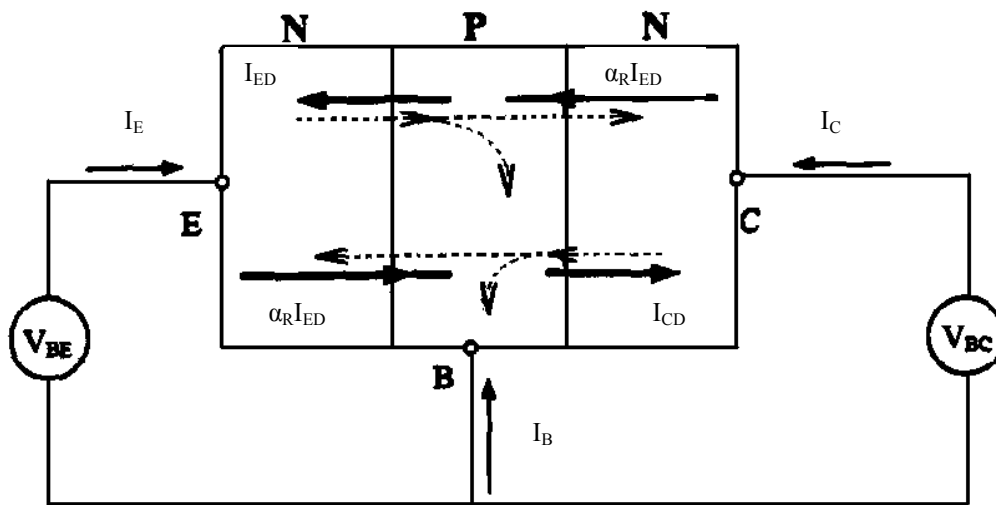
Recordemos las características siguientes en el estudio que hemos realizado:

- 1) Polarización directa de la unión E-B.
- 2) Polarización inversa de la unión C-B.
- 3) Pequeña anchura de la base en relación a la longitud de difusión de portadores del emisor.
- 4) Alto dopaje del emisor.
- 5) Débil dopaje de la base.

2.-Modelo de Ebers-Moll

En definitiva, se trata de establecer un modelo totalmente genérico que es válido para el estudio del funcionamiento del transistor bipolar, cualquiera que sean las polarizaciones de las uniones J_E y J_C .

Para el transistor NPN se tiene (figura 11):



I_E = corriente de emisor

I_C = corriente de colector

I_{ED} = corriente del diodo (unión PN) base-emisor

$\alpha_F I_{ED}$ = corriente de la BE que alcanza la unión del colector (unión CB)

I_{CD} = corriente del diodo (unión CB)

$\alpha_R I_{CD}$ = corriente de la unión CB que alcanza la unión de emisor (unión BE)

En la figura 11 se ha representado con trazo fino las corrientes de electrones, y en trazo grueso las corrientes reales (evidentemente en sentido opuesto a las de electrones).

Para la zona N de EMISOR se tiene:

$\sum \text{Corrientes que entran} = \sum \text{Corrientes que salen}$

$$I_E + I_{ED} = \alpha_R I_{CD}$$

$$I_E = -I_{ED} + \alpha_R I_{CD} \quad (1)$$

Para la zona N de COLECTOR tendremos:

$$I_C + I_{CD} = \alpha_F I_{ED}$$

$$I_C = \alpha_F I_{ED} - I_{CD} \quad (2)$$

Las ecuaciones (1) y (2) las podremos escribir expresando las corrientes I_{ED} e I_{CD} según la ecuación del diodo, y quedará:

$$I_E = -I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) + \alpha_R I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) \quad (3)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) - I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) \quad (4)$$

que son las ecuaciones de Ebers-Moll.

Si en la ecuación (3) hacemos $V_{BC} = 0$ (unión colector-base cortocircuitada) queda:

$$I_E = -I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1);$$

Luego I_{ES} es la corriente de saturación inversa de la unión BE con el colector cortocircuitado a la base.

De la misma forma, si en (4) hacemos $V_{BE} = 0$ queda:

$$I_C = -I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1);$$

De modo que I_{CS} es la corriente inversa de saturación de la unión de colector con el emisor cortocircuitado a la base ($V_{BE} = 0$).

Las ecuaciones (3) y (4) pueden escribirse de otra forma, como se indica:

- de (3):

$$I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) = -I_E + \alpha_R I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1),$$

Que sustituida en (4) da:

$$I_C = -\alpha_F I_E + \alpha_F \alpha_R I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) - I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) = -\alpha_F I_E - (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1)$$

$$I_C = -\alpha_F I_E + I_{CBO} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) \quad (5)$$

Donde hemos llamado $I_{CBO} = (1 - \alpha_F \alpha_R) I_{CS}$, ó I_{CO} .

- Análogamente para I_E tenemos:

de (4):

$$I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) = -I_C + \alpha_F I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1),$$

Sustituyendo en (3) queda:

$$I_E = -I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_C + \alpha_R \alpha_F I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1);$$

$$I_E = -(1 - \alpha_R \alpha_F) I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_C;$$

y llamando I_{EO} ó $I_{EBO} = (1 - \alpha_R \alpha_F) I_{ES}$, tendremos finalmente:

$$I_E = -I_{EBO} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_C \quad (6)$$

Las ecuaciones (5) y (6) son otras expresiones del modelo de Ebers-Moll, que además, demostrarán la relación entre las α_R y α_F y las corrientes I_{CS} e I_{ES} :

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$$

De la ecuación (5) vemos que físicamente I_{CBO} es la corriente de saturación de la unión CB cuando $I_E = 0$, (es decir, el emisor abierto).

Igualmente de la ecuación (6) vemos que I_{EBO} es la corriente inversa de la unión de emisor (unión BE) con $I_C = 0$, (es decir, con el colector abierto).

De la ecuación (5), si hacemos $V_{BC} = 0$ (cortocircuito del colector a la base) obtenemos:

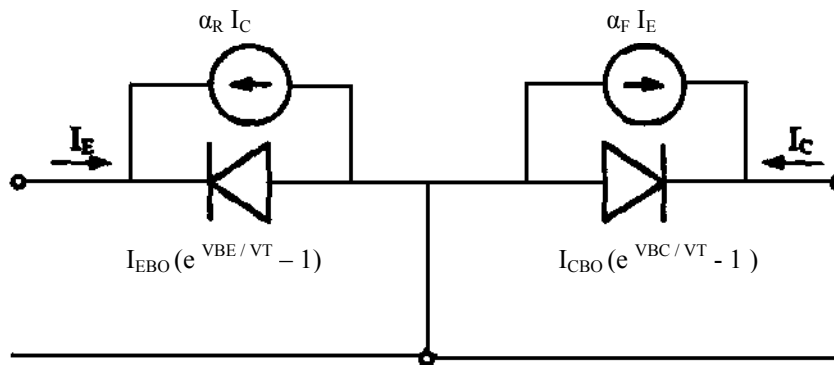
$$\alpha_F = -I_C / I_E \quad] \quad V_{BC} = 0;$$

y de la ecuación (6):

$$\alpha_R = -I_E / I_C \quad] \quad V_{BE} = 0.$$

α_F y α_R nos indican cómo se transportan los minoritarios inyectados en la base.

Las ecuaciones de Ebers-Moll (5) y (6) pueden plasmarse en el siguiente circuito para el transistor NPN (figura 12):



(Figura 12)

Para el transistor en emisor común podemos escribir:

$$I_B + I_C + I_E = 0$$

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CBO}; I_E = -(I_B + I_C)$$

$$I_C = \alpha / (1-\alpha) I_B + I_{CBO} / (1-\alpha), \text{ y definiendo:}$$

$$\beta = \alpha / (1-\alpha); \text{ entonces } I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}.$$

Como $I_B \gg I_{CBO}$, en general se puede poner: $I_C \approx \beta I_B$; donde β se denomina ganancia en corriente continua en E.C.

3.-Significado físico de I_{ES}

Es ya conocido que I_{ES} depende de consideraciones en el momento del diseño y fabricación del transistor.

Desde un punto de vista externo, es decir, analizando el transistor desde sus terminales, si observamos que:

$$I_E = -I_{ES}(e^{V_{BE}/V_T} - 1) + \alpha_R I_{CS}(e^{V_{BC}/V_T} - 1) \quad (3)$$

$$D(BE) = (e^{V_{BE}/V_T} - 1),$$

$$D(BC) = (e^{V_{BC}/V_T} - 1);$$

es inmediato que si polarizamos la unión base-emisor en inverso ($V_{BE} < 0$), el factor $D(BE) = -1$, y si la unión base-colector la tenemos cortocircuitada ($D(BC) = 0$), podemos escribir:

$$I_E \left| \begin{array}{l} V_{BE} < 0 = I_{ES} \\ V_{BC} = 0 \end{array} \right.$$

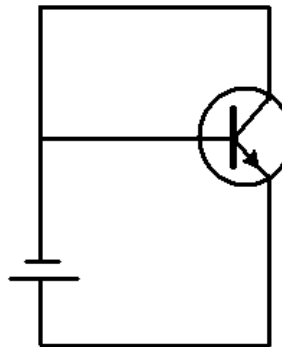


Figura 11: Circuito para la obtención de I_{ES} .

por lo que se denomina a I_{ES} : “ *corriente inversa de saturación del emisor* (nótese que la corriente circula en la unión de n a p), con la unión B-C cortocircuitada y la unión B-E en inverso”.

En la figura 11, se muestra un circuito con un transistor polarizado de la forma descrita, de manera que midiendo la corriente que circula por el emisor, seremos capaces de averiguar el valor del parámetro I_{ES} . El criterio de signos que habíamos establecido asignaba valores positivos de corriente por el emisor cuando entraba en el dispositivo, por lo que I_{ES} será siempre positivo en un transistor n-p-n. si efectuamos un estudio con un p-n-p:

$$I_E = - I_{ES} \cdot D(EB) + \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot D(CB),$$

y polarizamos como anteriormente la unión B-E en inverso y la B-C cortocircuitada, podemos escribir:

$$I_E \left| \begin{array}{l} V_{EB} < 0 = I_{ES} \\ V_{CB} = 0 \end{array} \right.$$

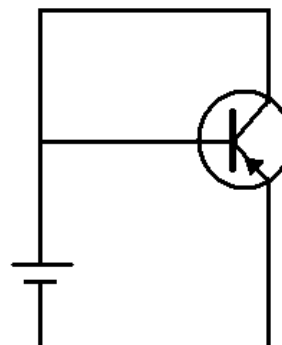


Figura 12: I_{ES} para un transistor PNP.

En este caso, la corriente que circula por el emisor, también es la corriente inversa de saturación definida para el caso n-p-n, pero como la corriente circula de n a p

(corriente inversa), en este tipo de transistores será saliente, por lo que I_{ES} tendrá un valor negativo (el sentido de la corriente será del dispositivo hacia afuera) como se comentó al generalizar las ecuaciones de Ebers-Moll para transistores p-n-p.

4.-Significado de I_{CS}

Desde un punto de vista externo:

$$I_C = \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot D(BE) - I_{CS} \cdot D(BC),$$

con la unión base-emisor cortocircuitada ($D(BE) = 0$) y con la unión B-C polarizada en inversa ($V_{BC} < 0$, $D(BC) = -1$), podemos escribir:

$$I_C \left| \begin{array}{l} V_{BC} < 0 = I_{CS} \\ V_{BE} = 0 \end{array} \right.$$

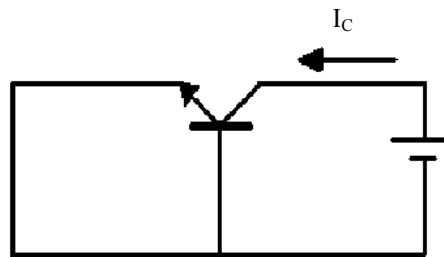


Figura 13: Circuito para la obtención de I_{CS} .

por lo que la definición de I_{CS} es: “Corriente inversa de saturación del colector con la unión B-E cortocircuitada y la unión B-C en inverso”.

En la figura 13 se representa el circuito para calcular el valor de I_{CS} en un transistor n-p-n dado, sin más que medir la corriente por el colector. Cabe aquí la misma reflexión que se hizo con I_{ES} para determinar que este parámetro es positivo en transistores n-p-n y negativo para los p-n-p, por lo que no se repetirá.

5.-Significado de α_F y α_R

Con los circuitos de las figuras 12 y 13, y a partir de las ecuaciones de Ebers-Moll podemos despejar ambos parámetros y deducirlos de forma que resulta:

$$\alpha_F = \frac{-I_C}{I_E} \left| \begin{array}{l} V_{BE} < 0 \\ V_{BC} = 0 \end{array} \right.$$

Quedando definido α_F como: “Ganancia estática de corriente en directo”. Y

$$\alpha_R = \frac{-I_E}{I_C} \left| \begin{array}{l} V_{BE} = 0 \\ V_{BC} < 0 \end{array} \right.$$

Conociéndose α_R como: “Ganancia estática de corriente en inverso”.

El valor real de los dos parámetros será siempre positivo y menor que la unidad.

Interesa que α_F tenga un valor unidad:

- Haciendo la sección transversal de la base mayor que la del emisor.
- Haciendo W_B (anchura de la base) muy estrecha.
- Dopando mucho más el emisor que la base de forma que $n_{B0} \gg p_{E0}$.

Sin embargo, como el transistor trabajará en la mayoría de los casos en zona de polarización activa directa, y por tanto la unión B-C estará en inverso, no interesa dopar el colector en exceso, para conseguir que la tensión de ruptura de dicha unión sea lo mayor posible.

Es por esto, que el emisor se dope más que el colector, y que como resultado obtengamos un transistor no simétrico, en el que se cumple: " $0 < \alpha_R < \alpha_F < 1$ ".

Hay que añadir a lo dicho, que cuando se diseña un transistor, se piensa en la aplicación a la que va a ser destinado, y en consecuencia se eligen los valores pertinentes (no todos los transistores se diseñan para trabajar en activa directa, aunque sean la mayor parte).

6.-Significado Físico de I_{EO}

Partiendo de las ecuaciones de Ebers-Moll

$$I_E = -I_{EO} \cdot D(BE) - \alpha_R \cdot I_C,$$

que si polarizamos la unión B-E en inverso ($V_{BE} < 0$, $D(BE) = -1$) y la unión B-C la dejamos en circuito abierto ($I_C = 0$), obtenemos que la corriente por el emisor resulta ser igual al parámetro I_{EO} . Se define por tanto I_{EO} : "*Corriente inversa de saturación por el emisor, con la unión B-E en inverso, y el colector en abierto*".

En la figura 15 se muestra el circuito para la obtención práctica de I_{EO} en un transistor n-p-n. En ella se puede ver que al estar la unión B-E en inverso la corriente es entrante al dispositivo por el emisor. Al estar definida I_E como entrante y en estas condiciones coincidir I_E con I_{EO} , este parámetro tendrá valores positivos.

$$I_E \left| \begin{array}{l} V_{EB} < 0 = I_{EO} \\ I_C = 0 \end{array} \right.$$

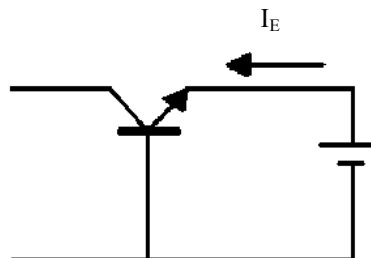


Figura 15: Circuito para la obtención de I_{EO} .

En el caso de encontrarnos ante un transistor p-n-p, si polarizamos la unión B-E en inverso, la corriente será saliente del dispositivo y por tanto, al coincidir I_E con I_{EO} , el valor de éste será negativo. Es el mismo caso expuesto en cuando hablamos de I_{ES} .

7.-Significado Físico de I_{CO}

Procediendo de forma acorde con el apartado anterior, pero en este caso polarizando la unión B-C en inverso y dejando el emisor en circuito abierto ($D(BC)=-1$, $I_E = 0$), obtendremos ($I_C = -I_{CO} \cdot D(BC) - \alpha_R \cdot I_E$), que la corriente por el colector coincide con I_{CO} . Así, se define I_{CO} : “*corriente inversa de saturación por el colector con el emisor en circuito abierto y la unión B-C polarizada en inverso*”.



Figura 16: Obtención de I_{CO} en un transistor NPN.

8.-Significado Físico de β_F

Si en la ecuación (5) suponemos que la unión base-colector está cortocircuitada ($D(BC) = 0$), resultará que la relación entre la corriente de colector y la de base es:



Figura 17: Montaje para la consecución de $\beta_F = (I_C / I_B)$

Definiéndose de esta manera β_F : “*Ganancia de corriente entre el colector y la base, con la unión base-colector cortocircuitada*”.

En la figura 17, se muestra el procedimiento descrito. En ella se indica que este parámetro no depende de la polarización entre base y emisor, si bien es necesario que ésta sea capaz de hacer circular corriente por la base y el colector.

De forma igual podemos escribir:

$$\beta_F = \alpha_F / (1 - \alpha_F) = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE} = Cte.}$$

Se define así un nuevo parámetro h_{FE} para cada punto de trabajo del transistor ($V_{CE} \cdot I_C$) como:

$$h_{FE} = I_C / I_B$$

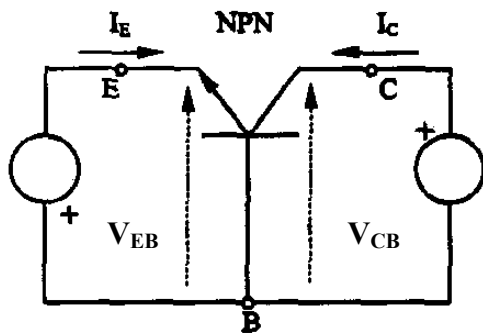
“ganancia de corriente en estática para un punto de polarización determinado”. En el caso de que el parámetro I_{CO} sea muy pequeño y lo podamos despreciar, podremos poner:

$$h_{FE} = \beta_F$$

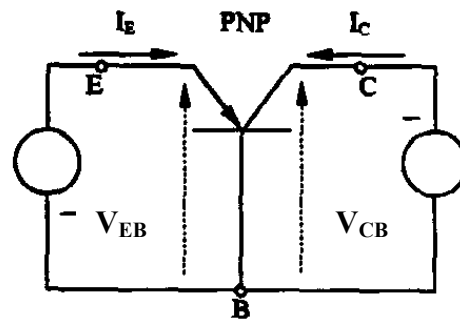
9.-Configuraciones en Base común y Emisor común. Esquemas generales. Corrientes y tensiones

BASE COMÚN

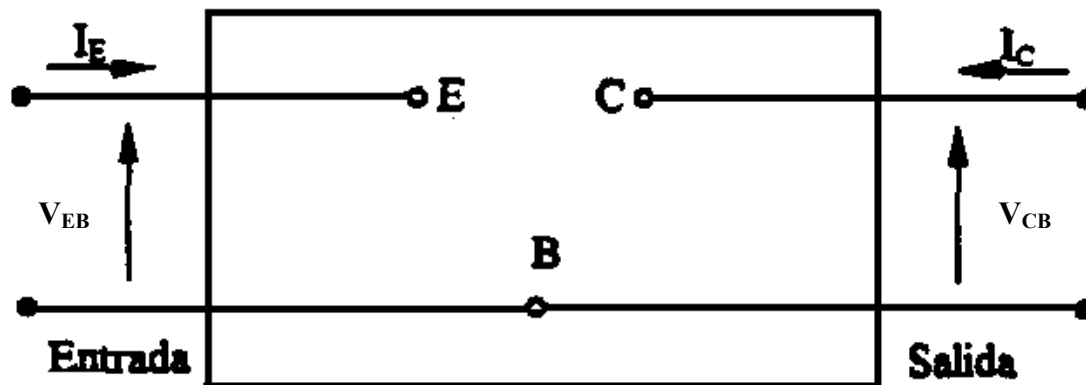
El montaje es el mostrado (figura 18 para el NPN y figura 19 para el PNP) y se denomina así por ser la base el terminal común a los circuitos de entrada (emisor) y salida (colector).



(Fig. 18)
Entrada I_E y $V_{EB} < 0$
Salida I_C y $V_{CB} > 0$



(Fig. 19)
Entrada I_E y $V_{EB} > 0$
Salida I_C y $V_{CB} < 0$



(Fig. 20)

Los montajes indicados tienen la unión E-B polarizada en sentido directo y la unión C-B en sentido inverso. Es decir, están en la llamada región activa.

Para el transistor NPN se tiene:

- I_C e I_B son positivas, pues tienen sentido entrante al transistor.
- I_E es negativa (sale del transistor).
- $V_{CB} > 0$ (positiva), para polarizar inversamente J_C .
- $V_{EB} < 0$ (negativa), polarización directa de la unión B-E (J_E). Evidentemente $V_{BE} > 0$, polarización directa de J_E .

Para el transistor PNP:

- $I_E > 0$ (positiva), entra al transistor.
- I_C e $I_B < 0$ (negativas), salen del transistor.
- $V_{CB} < 0$, para polarizar inversamente J_C o $V_{BC} > 0$.
- $V_{EB} > 0$, polarización directa de J_E .

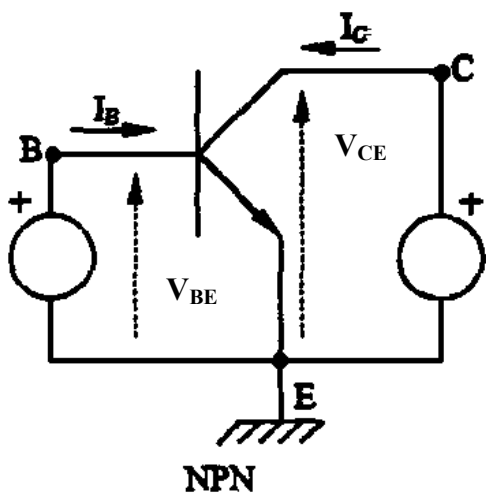
Obsérvese cómo los signos de las corrientes y tensiones para el transistor PNP con opuestas a las del transistor NPN.

En la figura 20, vemos como desde el exterior el transistor es un cuadripolo (o doble dipolo), definiéndose su funcionamiento por los pares de magnitudes siguientes:

- Magnitudes de entrada: I_E , V_{EB} .
- Magnitudes de salida: I_C , V_{CB} .

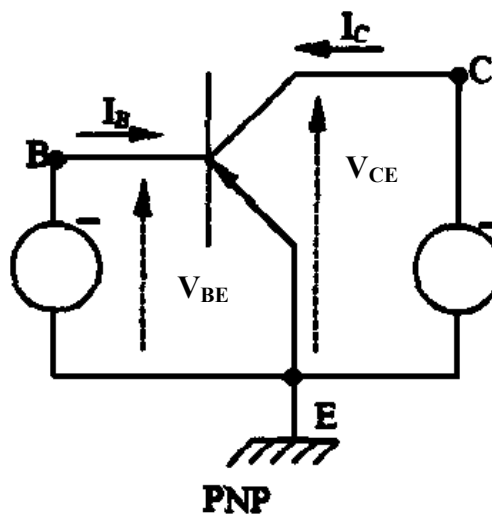
EMISOR COMÚN

El terminal común ahora es el emisor, como se muestra en las figuras 21, 22 y 23:



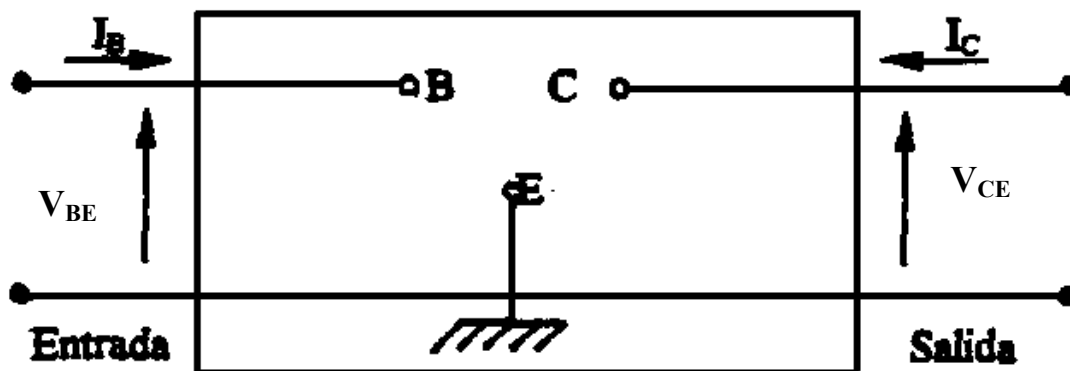
(Fig. 21)

V_{BE} , V_{CE} , I_C e I_B son positivas



(Fig. 22)

V_{BE} , V_{CE} , I_C e I_B son negativas



(Fig. 23)

Transistor NPN:

Para la región activa se tiene:

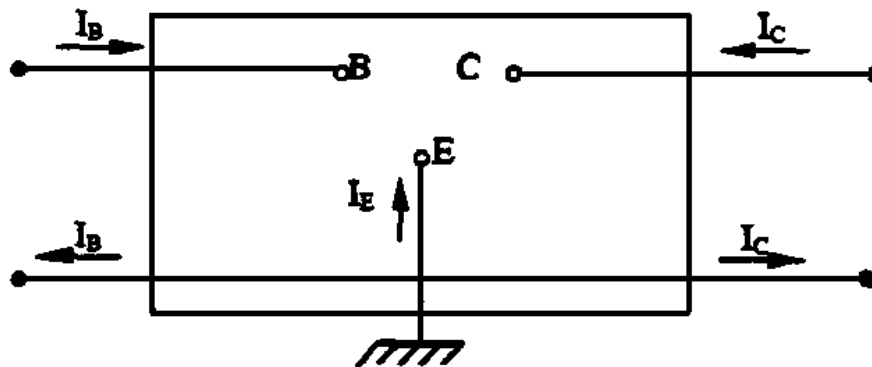
- V_{BE} y V_{CE} positivas.
- I_C e I_B positivas (entran al transistor), (inyección de electrones en base y recepción de electrones en colector).

Transistor PNP:

Para la región activa se tiene:

- V_{BE} y V_{CE} negativas.
- I_C e I_B negativas, (inyección de huecos en base y recepción de huecos en colector).

Para el montaje en emisor común EC se tiene para el cuadripolo (transistor) (Figura 24):

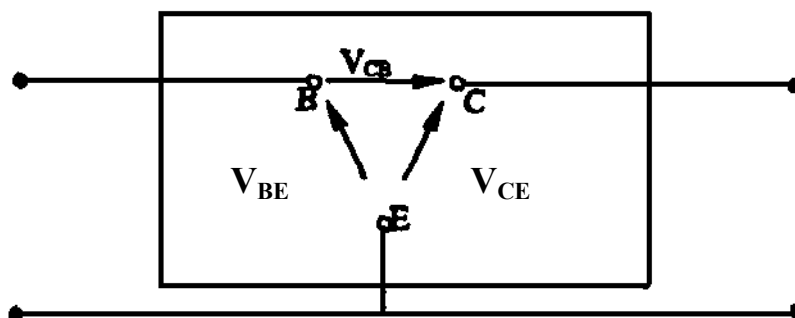


(Fig. 24)

El electrodo común del transistor es un nudo de corriente ($\sum I = 0$):

$$I_B + I_C + I_E = 0$$

Las bornas B, C y E constituyen una malla cerrada (Figura 25):



(Fig. 25)

Podemos escribir, según la figura 25: $V_{BE} + V_{CB} - V_{CE} = 0$.

10.-Regiones de funcionamiento del transistor. Curvas características.

A partir del modelo de Ebers-Moll, es fácil estudiar las distintas regiones de Funcionamiento según sean las polaridades de las uniones.

A) CONFIGURACIÓN EN BASE COMÚN

1) Región activa directa

La unión B-E está polarizada en directo; y la unión C-B polarizada en inverso.
Para el transistor NPN: $V_{BE} > 0$ y $V_{CB} > 0$, o $V_{BC} < 0$.

Las ecuaciones del modelo de Ebers-Moll:

$$I_C = -\alpha_F I_E - I_{CBO} (e^{qV_{BC}/V_T} - 1)$$

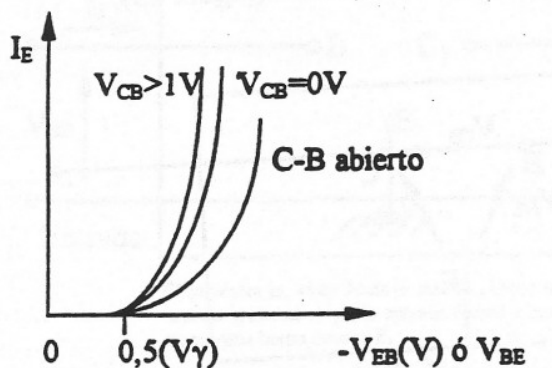
$$I_E = -I_{EBO} (e^{qV_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_C$$

se escriben:

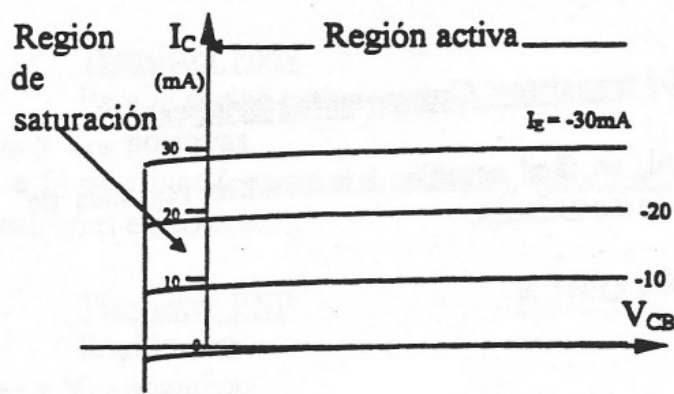
$I_C = -\alpha_F I_E + I_{CBO}$ $I_E = -I_{ES} (e^{qV_{BE}/kT} - 1) - \alpha_R I_{CS}$
--

En las siguientes figuras se muestran las distribuciones de minoritarios, las curvas características de entrada $I_E = f(V_{BE}) \mid V_{CB} = \text{cte.}$, las características de salida $I_C = f(V_{CB}) \mid I_E = \text{cte.}$ y el modelo de Ebers-Moll. (Figuras 26, 27, 28 y 29 respectivamente).

Sobre las características de entrada se puede comentar lo siguiente:

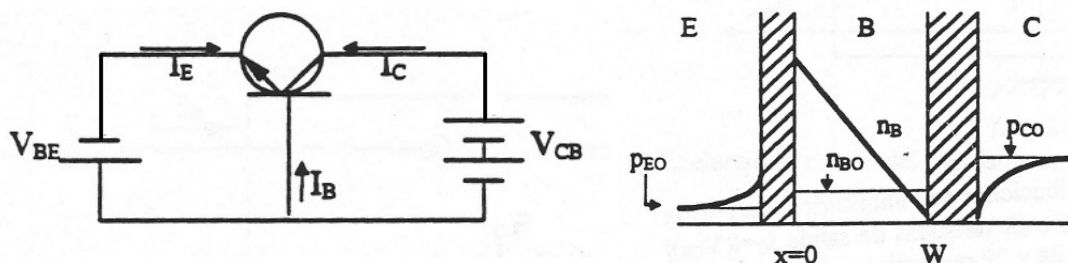


(Figura 26)

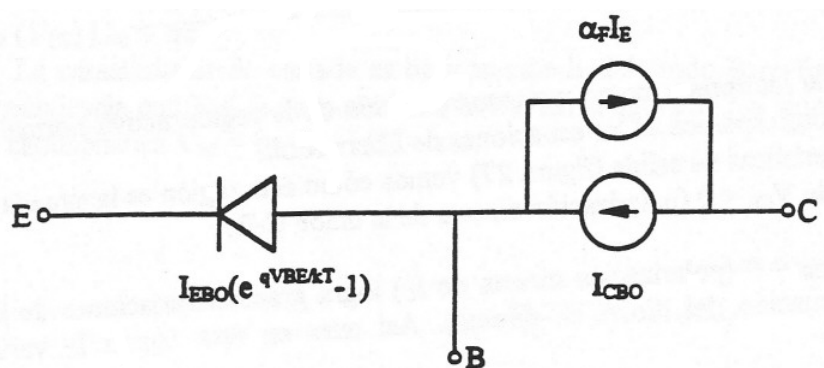


(Figura 27)

Se observa cómo un aumento de V_{CB} incrementa la polarización inversa de J_C y en consecuencia aumenta la anchura de la zona de transición, con lo que disminuye la anchura efectiva de la base W_b . Esto tiene tres consecuencias importantes (Efecto Early):



(Figura 28)



(Figura 29)

- Disminuye la recombinación en la base, y por tanto α crece al incrementar V_{CB} .
- El gradiente de concentración de minoritarios crece junto a la base. Como I_E es proporcional al gradiente de Pn en J_E , I_E crece al aumentar V_{CB} , como se ve en las curvas.
- Si V_{CB} es muy alta, puede anularse la anchura de la base W_b provocando la ruptura del transistor (perforación de la base).

Obsérvese que las características de entrada (figura 26) son esencialmente las del diodo E-B dependientes de V_{CB} .

En las características de salida (figura 27) se observa una ligera dependencia de I_C con V_{CB} , debida al efecto Early.

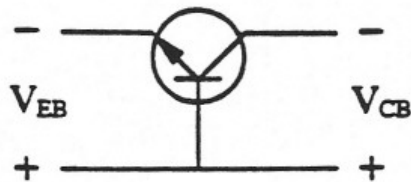
2) Región activa inversa.

Consiste en intercambiar los papeles del emisor y del colector. J_E en inverso. J_C en directo. Las características y el funcionamiento deberían ser simétricos al visto anteriormente. En la práctica no es así debido a la geometría del transistor y diferencias entre las uniones. No daremos más detalles.

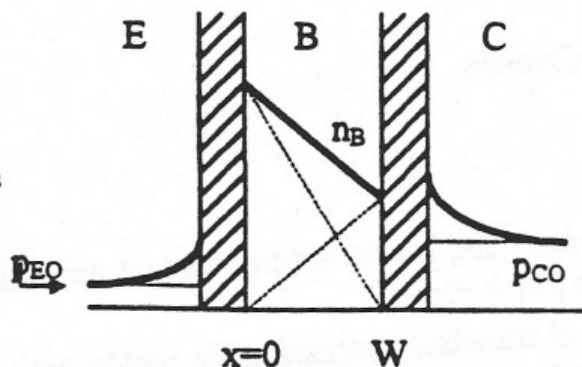
3) Región de saturación

Es la situación en que ambas uniones están directamente polarizadas (figura 30).

A continuación se muestra la distribución de minoritarios en esta región para el transistor NPN (figura 31).



(Figura 30)



(Figura 31)

Esto se puede interpretar como una superposición de la región activa normal y de la activa inversa como aparece en las ecuaciones de Ebers-Moll.

En las características de salida (figura 27) vemos cómo ésta región es la situada a la izquierda a partir de $V_{CB} < 0$ (polarización directa de la unión C-B).

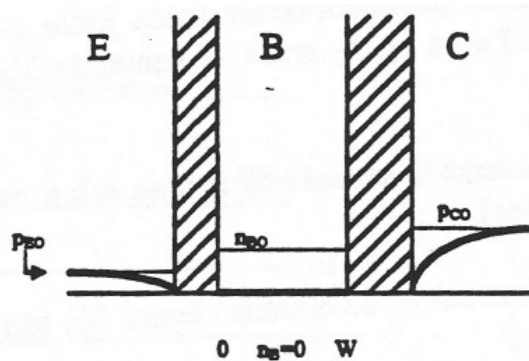
La tensión $V_{CB} < 0$ (polarización directa de J_E) logra grandes variaciones de I_C con ésta tensión (ecuación del diodo en directa). Así pues, en ésta región I_C varía rápidamente con V_{CB} .

4) Región de corte

Las dos uniones están ahora polarizadas inversamente (figura 32).



(Figura 32)



(Figura 33)

La base está vacía de electrones (figura 33).

En las características de salida (figura 27), es la zona por debajo de $I_E = 0$ (que casi coincide con el eje de V_{CB}). Sólo circulan las pequeñas corrientes de saturación. Para los transistores de Si, $V_{BE} = 0$ es suficiente para llevar el transistor al corte.

B) Configuración en Emisor Común

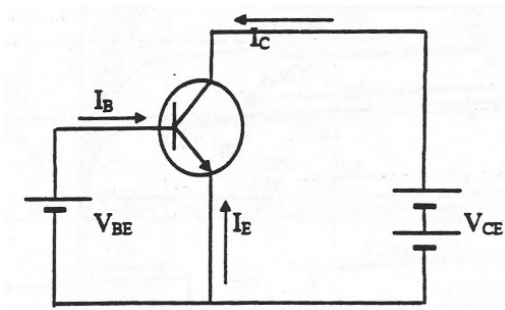
1) Región activa directa.

En la figura 35, se muestra el montaje, las características de entrada $I_B = f(V_{BE}) \mid V_{CE} = \text{cte}$, y las de salida $I_C = f(V_{CE}) \mid I_B = \text{cte}$.

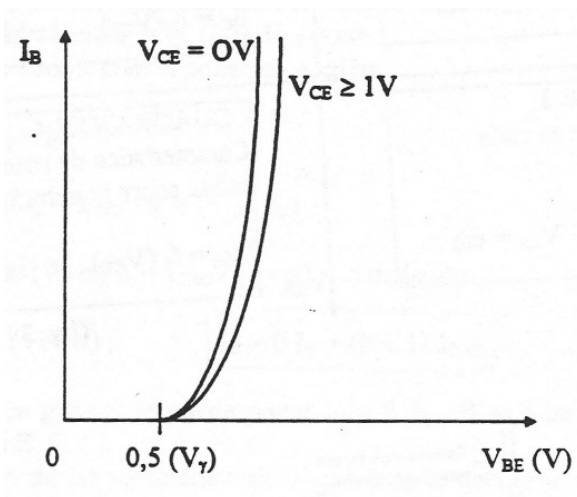
Cuando $V_{BE} = 0.6\text{V}$ para el Si, el transistor entrará en la región activa.

Se puede construir la figura 37, con ejes I_C , $V_{CE} : I_B$, V_{BE} de modo que en cada cuadrante aparece una familia de características: Entrada, Salida, Transferencia en corriente $I_C = f_{21}(I_B) \mid V_{CE} = \text{cte.}$, y efecto de reacción de la salida sobre la entrada $V_{BE} = f_{12}(V_{CE}) \mid I_B = \text{cte.}$

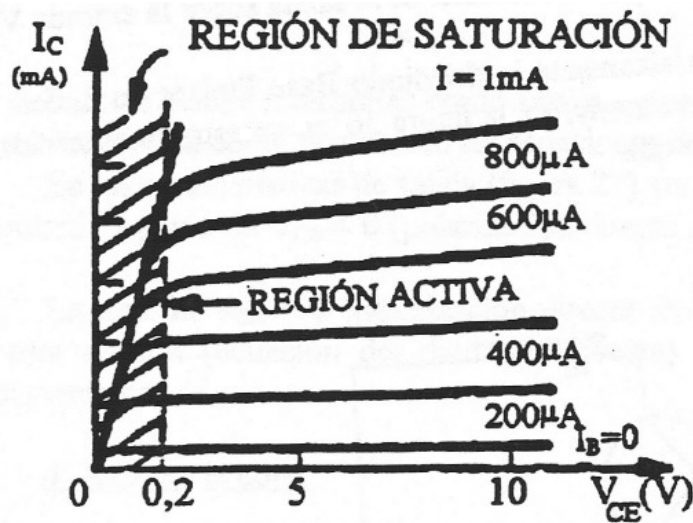
- La característica de entrada es básicamente la del diodo Base-Emisor en directa. La dependencia con V_{CE} se debe al efecto Early. En la figura 36, se muestra la obtención de la característica $V_{BE} = f_{12}(V_{CE}) \mid I_B = \text{cte.}$



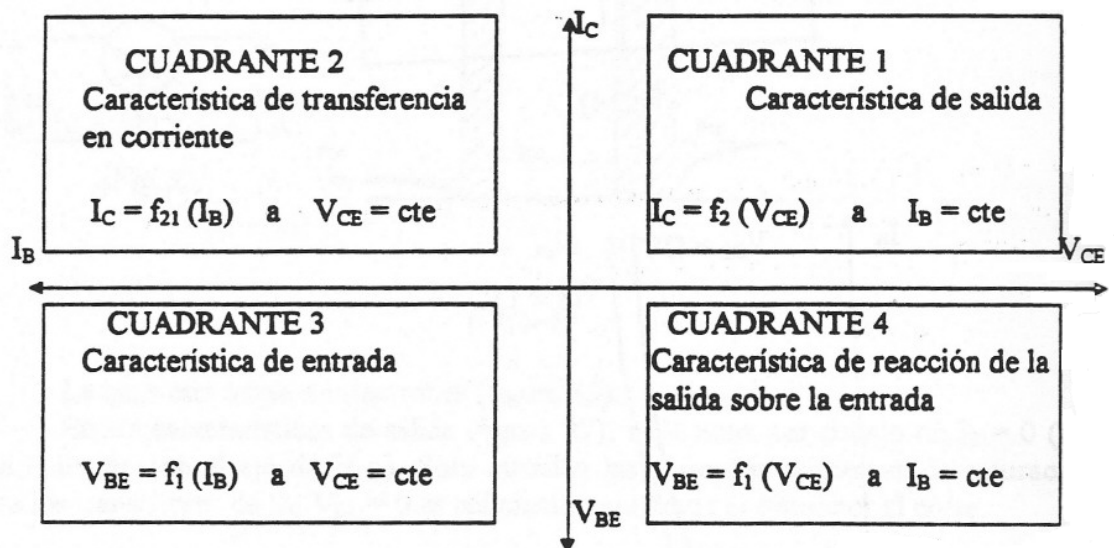
(Figura 34)



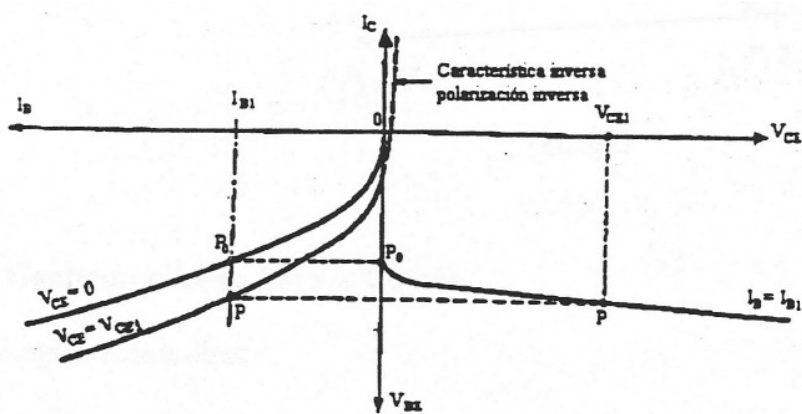
(Figura 35)



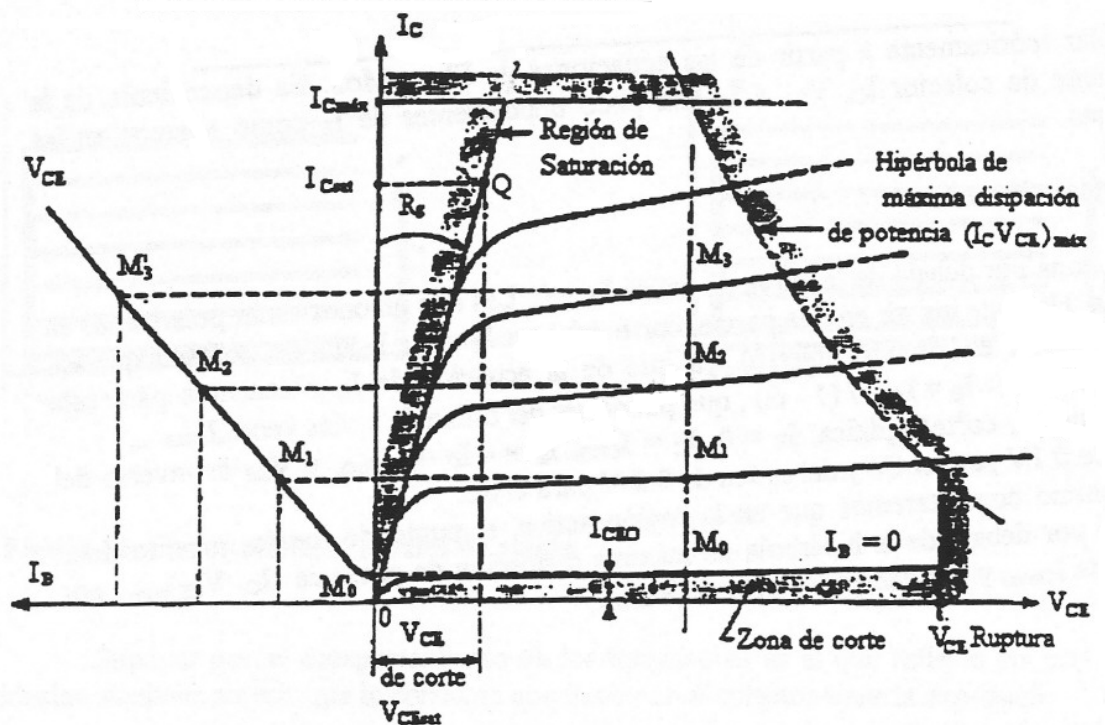
(Figura 36)



(Figura 37)



(Figura 38)



(Figura 39)

- En la figura 39, se muestran las características de salida, y el trazado de la característica de transferencia $I_C = f_{21}(I_B) \mid V_{CE} = \text{cte.}$

Para el transistor en emisor común podemos escribir:

$$I_B + I_C + I_E = 0$$

$$I_C = -\alpha_F I_E + I_{CBO}; \quad I_E = -(I_C + I_B)$$

$$I_C = \alpha / (1-\alpha) I_B + I_{CBO} / (1-\alpha), \text{ y definiendo:}$$

$$\beta = \alpha / (1-\alpha); \text{ entonces } I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}.$$

Como $I_B \gg I_{CBO}$, en general se puede poner: $I_C \approx \beta I_B$; donde β se denomina ganancia en corriente continua en E.C.

La ligera inclinación de las características I_C con V_{CE} se debe una vez más al efecto Early, y en concreto a la dependencia de α con I_B .

De la expresión de β se ve que un ligero incremento de α provoca un gran aumento de β . Por consiguiente las curvas en E.C. están supeditadas a grandes variaciones para cada transistor individualmente de la misma familia.

2) Región de Saturación.

La zona próxima al eje le a partir de valores $V_{CE} = 0.1$ ó $0.2V$ se denomina de saturación y corresponde a la polarización directa de ambas uniones.

De las curvas en la región de saturación, vemos que entre C y E tenemos prácticamente una resistencia $V_{CEsat} / I_C = R_{sat}$. (inversa de la pendiente de las curvas), que se podría calcular teóricamente a partir de las ecuaciones de Ebers-Moll. Es dependiente de la corriente de colector I_C . V_{CE} e I_C son poco dependientes de I_B como aparece en las gráficas.

3) Región de corte

Es la zona por debajo de la curva de salida $I_B = 0$. Las dos uniones están polarizadas en inversa. Hay que insistir en que para el corte debe ser $I_E = 0$ e $I_B = I_{CBO}$; no basta que sea $I_B = 0$ (Base en circuito abierto), ya que de la ecuación de I_C obtenemos para esta condición $I_C = -I_B = I_{CBO} / (1 - \alpha)$, que puede ser del orden de varias veces I_{CBO} .

En resumen, corte significa: $I_E = 0$, $I_C = I_{CBO}$, $I_B = -I_C = -I_{CBO}$, y V_{BE} es inversa del orden de 0.1V para el Ge y del orden de 0.2V para el Si.

Por último comentaremos que en la región activa, el punto de funcionamiento debe situarse por debajo de la hipérbola de máxima disipación de potencia $(I_C, V_{CE})_{max}$, por debajo de I_{Cmax} y por debajo también de V_{CEmax} .

CURVAS IDEALES EN EMISOR COMÚN

A la hora de efectuar el estudio teórico o el diseño de circuitos con transistores, en lugar de trabajar en primera instancia con las curvas reales del transistor a manejar, o con las curvas que el fabricante proporciona para este tipo de transistor, es usual trabajar con curvas idealizadas, que si bien no nos darán resultados exactos, nos aproximarán a ellos con una mayor sencillez de cálculo. De todos modos, como el resto de componentes del circuito están sujetos a tolerancias y el transistor tampoco se comportará exactamente igual a lo que el fabricante nos diga, finalmente hay que terminar el diseño con ajustes de laboratorio, por lo que el suponer características ideales no conllevará trabajos suplementarios que no hubiera que hacer. A tal efecto, supondremos la característica de entrada como la de un diodo ideal con una tensión umbral tal y como se muestra en la figura 6.31. Las tensiones y corrientes serán positivas o negativas según el tipo de transistor sea n-p-n o p-n-p. Para las curvas de salida, supondremos que la tensión para saturación es constante, que no existe el efecto Early, etc., con lo que quedarán totalmente horizontales. Sobre el factor V_{CE} se profundizará más adelante. En la figura 6.30 quedan también reflejadas las curvas ideales de salida.

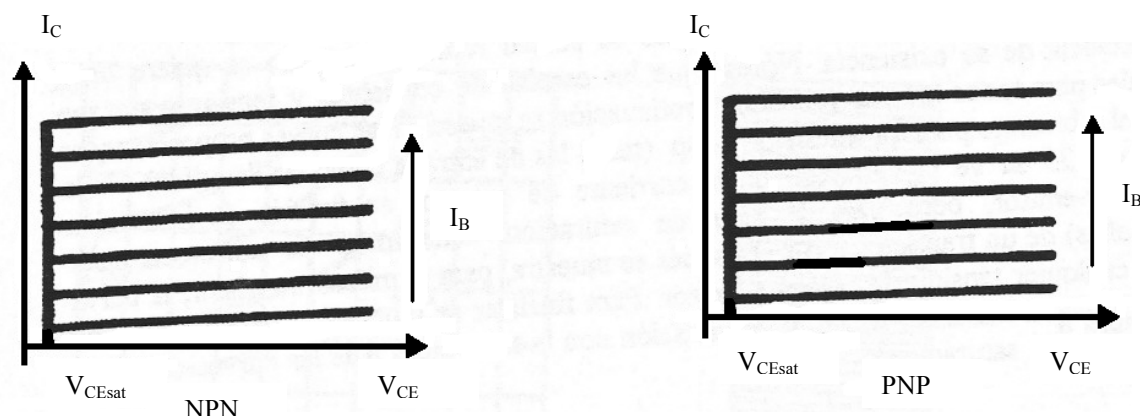


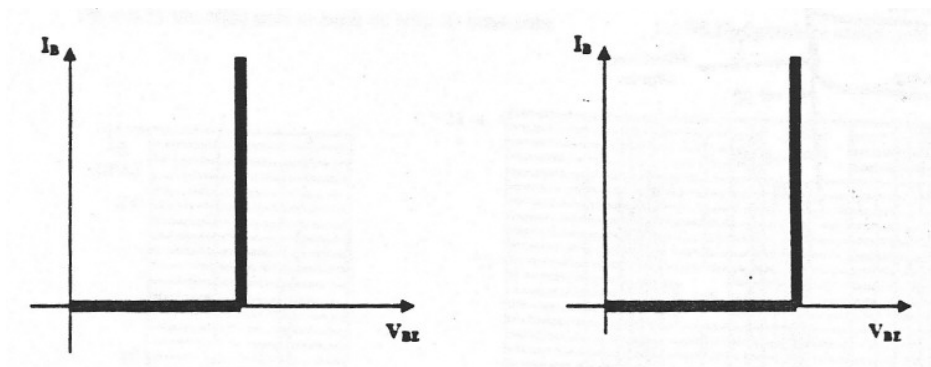
Figura 40: Características ideales de salida

Suponer que el comportamiento de los transistores es el que reflejan las curvas ideales, equivale a decir que la corriente que fluye por el colector tiene la expresión:

$$I_C = \beta_F \cdot I_B$$

en donde aparte de despreciar el efecto Early, se desprecian los efectos de la corriente inversa del colector I_{CO} .

Para la entrada también se suelen linealizar las curvas con dos tramos, tal y como se hizo para diodos semiconductores. El valor de la tensión umbral, se suele considerar 0,6 V. si el transistor es de silicio, y 0,2 V. si es de germanio.



CURVAS REALES EN EMISOR COMÚN

En este apartado vamos a introducir una serie de curvas reales de transistores bipolares que el fabricante suministra en sus manuales. Con ello se pretende que el lector pueda compararlas curvas idealizadas con las reales y ver si merece la pena trabajar con la complejidad de curvas reales y sus ecuaciones correspondientes, o si por el contrario, es más cómodo trabajar con curvas idealizadas y saber que los resultados obtenidos serán aproximados. Mostramos a continuación: en primer lugar una característica real que comprende las curvas de salida totales del transistor; es decir, las curvas del primer y tercer cuadrante. Las de este último no se suelen representar, pero se quiere dejar constancia de su existencia. Nótese que las escalas de corrientes y tensiones no son iguales para todos los cuadrantes. A continuación se muestran las curvas proporcionadas por el fabricante para un transistor p-n-p (tanto las de entrada como las de salida). En la figura 6.35 se ve la variación de la corriente de colector en función de la tensión colector-emisor, pero para la zona de saturación (tensiones de colector-emisor pequeñas) de un transistor n-p-n. Después se muestra, para el mismo transistor, la curva para cualquier tensión de colector-emisor. Para finalizar se muestra la característica de entrada de un transistor n-p-n y la variación con la temperatura de las curvas de salida en la zona de saturación.

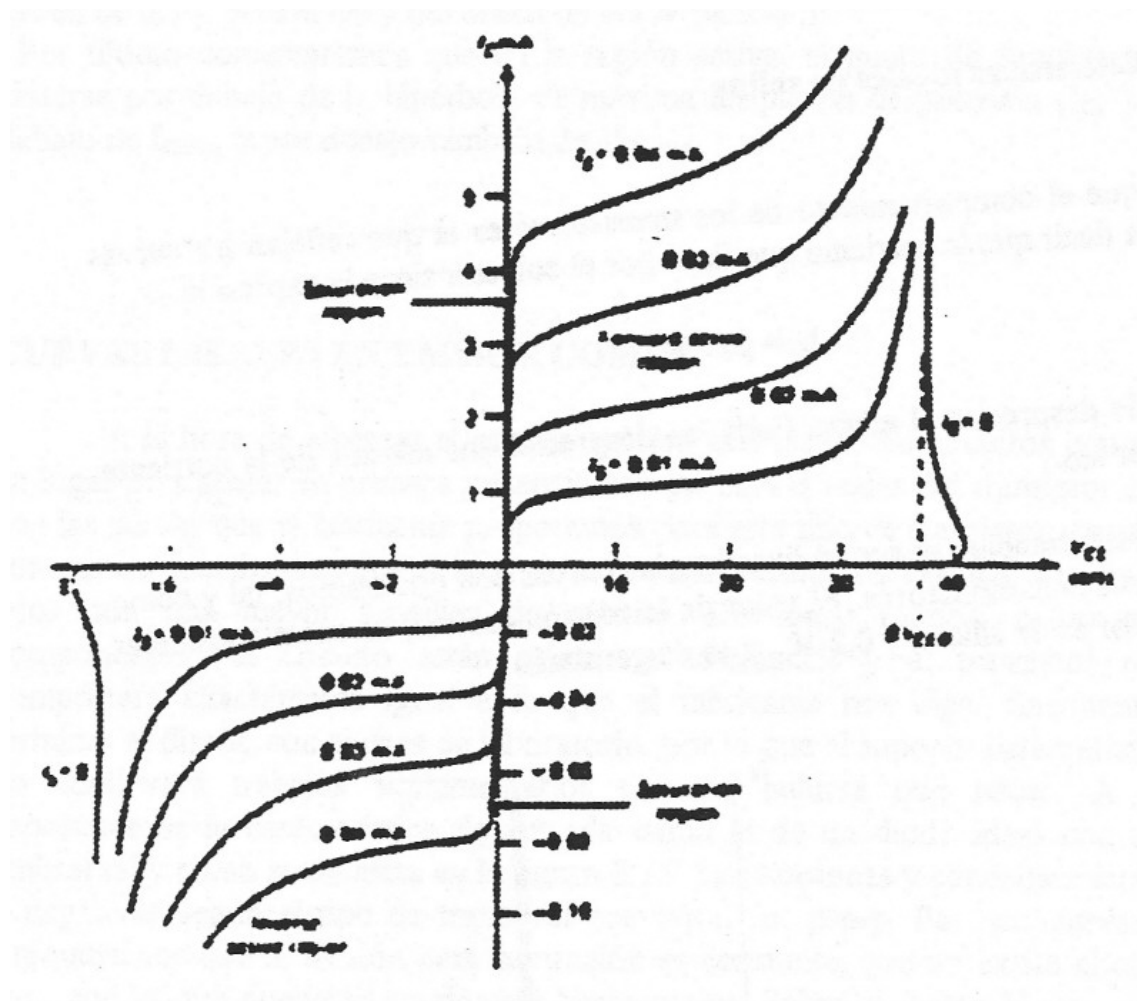


Figura 41: Características de salida totales de un transistor n-p-n.

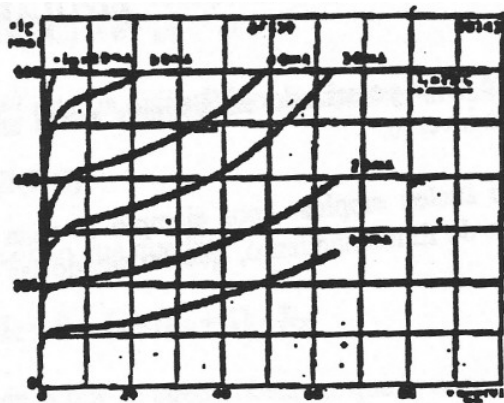


Fig. F-4.32. Características de salida para un p-n-p.



Fig. F-4.34. Curvas de entrada para un p-n-p.

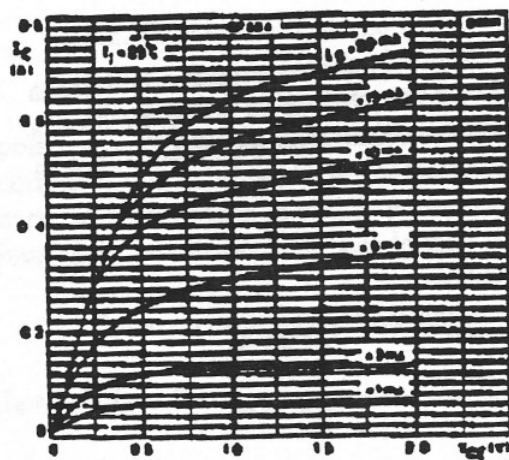


Fig. F-4.35. $V_{CE(sat)}$ para un p-n-p en zona de saturación.

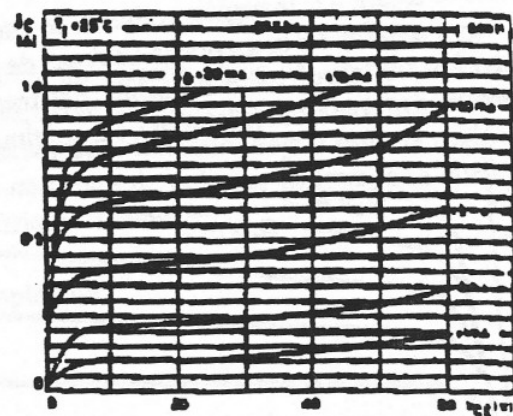


Fig. F-4.36. Curvas de salida para un p-n-p.

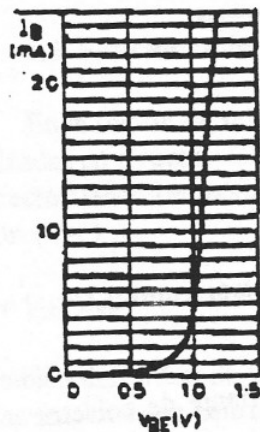


Fig. F-4.37. Curvas de entrada para un p-n-p.

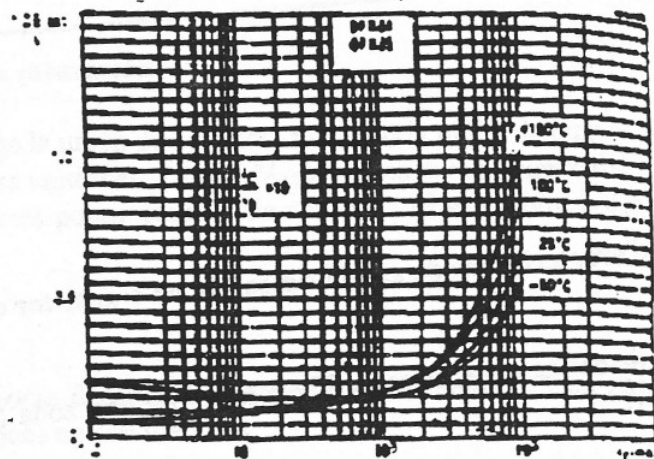


Fig. F-4.38. Variación con la temperatura de las curvas de salida en zona de saturación.

ZONAS DE FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR BIPOLAR. ECUACIONES PRÁCTICAS.

Como ya se ha dicho, el transistor puede estar polarizado en distintas zonas en función de que las uniones queden en directo o en inverso.

Debido a que hay situaciones que no se suelen emplear (por ejemplo la zona activa inversa), veremos aquí tres zonas posibles de funcionamiento, que no siendo las únicas, sí son las más importantes.

6.1. Funcionamiento en activa

En la región activa la unión de colector está polarizada en sentido inverso y la unión de emisor en sentido directo.

En la figura 42, la región activa es la que corresponde al área situada a la derecha del eje V_{CE} , a partir de unas pocas décimas de voltio, y por encima de $I_B = 0$. Esta es la región en la que la corriente de salida del transistor responde más sensiblemente a la señal de entrada, como demostraremos a continuación.

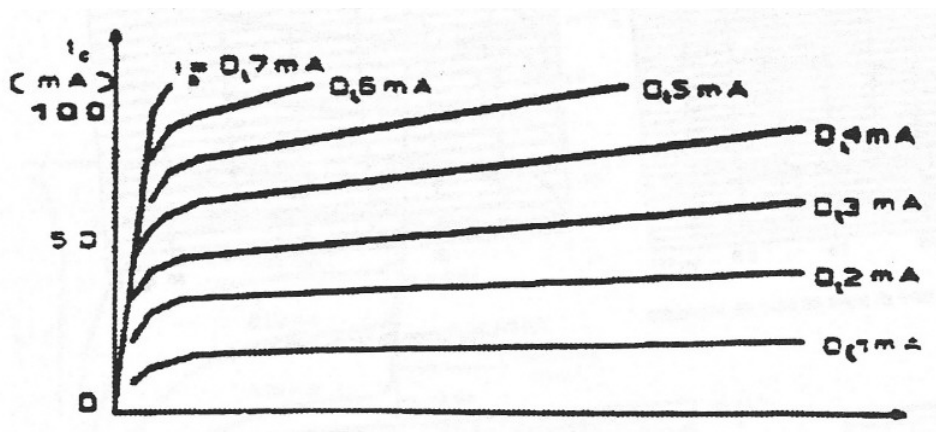


Figura 42: Características de salida típicas de un transistor en emisor común

A partir de las ecuaciones de Ebers-Moll, en esta zona la corriente de colector viene dada por:

$$I_C = \beta_F \cdot I_B - (\beta_F + 1) \cdot I_{CO} D(BC)$$

$$\text{Donde: } D(BC) = e^{\left(\frac{q V_{BC}}{KT}\right)} - 1.$$

Al estar la unión BC polarizada en inverso: $D(BC) = -1$; con lo que queda

$$I_C = \beta_F \cdot I_B - (\beta_F + 1) \cdot I_{CO}$$

En la que se puede observar que la corriente de colector es proporcional a la corriente de base I_B .

6.2. Funcionamiento en corte

En la región de corte, tanto la unión de emisor como la de colector están polarizadas en sentido inverso. Por el hecho de estar las dos uniones en inverso las únicas corrientes que habrá serán las corrientes inversas de saturación. Según esto, la región de corte se define como la condición en que la corriente de colector es igual a la corriente inversa de saturación (I_{CO}), siendo nula la corriente de emisor.

Como en un transistor bipolar se cumple que:

$$I_B + I_C + I_E = 0; \text{ al ser } I_E = 0:$$

$$I_B = -I_C = -I_{CO}.$$

6.3. Funcionamiento en saturación

En la región de saturación la unión de colector, así como la unión de emisor están polarizadas en directo. Como las tensiones (V_{BE} y V_{BC}) en una unión polarizada en directo tienen un valor de unas pocas décimas de voltio, la tensión entre colector y emisor (V_{CE}):

$$V_{CE} = - (V_{BE} + V_{BC})$$

es también del orden de unas pocas décimas de voltio cuando estamos en esta zona, ya que las tensiones en ambas uniones no son idénticas.

En la figura 42 la región de saturación corresponde a valores de la curva próximos al eje $V_{CE} = 0$, donde todas las curvas se unen y caen rápidamente hacia el origen. En esta región la corriente de colector es casi independiente de la corriente de base, por lo que podemos considerar el punto de inicio de la saturación en el codo de las curvas de salida del transistor, tal y como se muestra en la figura 42, o de forma más ampliada en la figura 43.

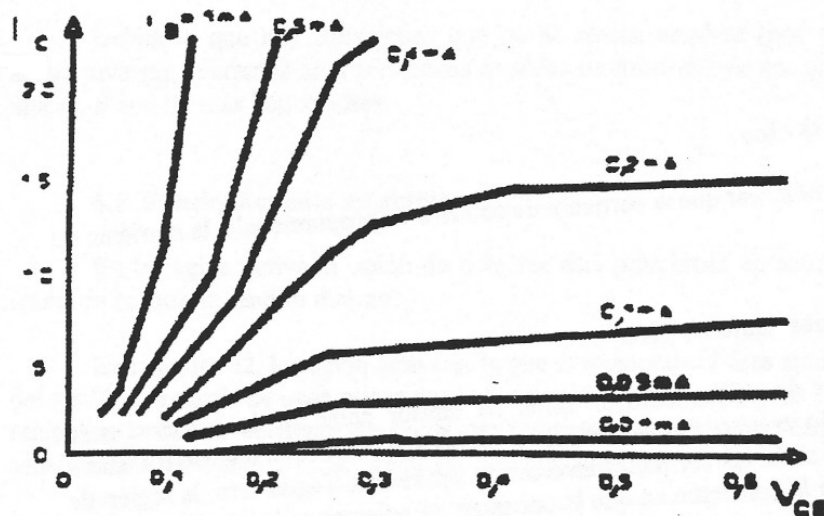


Figura 43: Características de la región de saturación en un transistor en emisor común

En la figura anterior puede apreciarse como la corriente de colector no tiene un valor prácticamente constante para cada valor de I_B , como ocurría en el caso de que el transistor estuviese trabajando en zona activa. Debe hacerse notar también que en esta zona la tensión V_{CE} es muy pequeña, tal y como se había comentado anteriormente, y cuanto mayor sea I_B menor es la variación de V_{CE} .

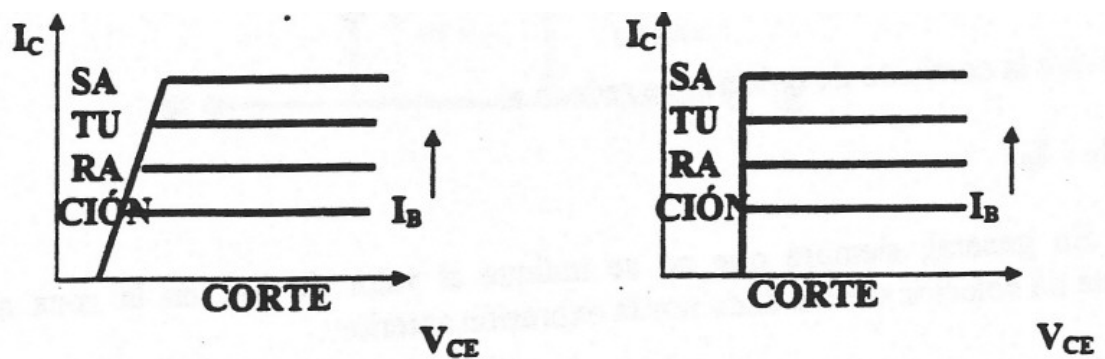
CIRCUITOS EQUIVALENTES DEL TRANSISTOR BIPOLAR

En el apartado anterior se han descrito las tres zonas más importantes de funcionamiento del transistor bipolar. Ahora veremos las ecuaciones que describe el transistor en cada una de esas zonas y así poder abordar el estudio del transistor como parte integrante de un circuito electrónico.

El análisis de cualquier circuito con uno o varios transistores a partir de las ecuaciones de Ebers-Moll es una tarea ardua y laboriosa que, además, requiere mecanismos de cálculo iterativos. Por esta razón, habitualmente se analiza el transistor partiendo de características ideales y de aproximaciones que pasaremos a estudiar. En la figura 44, se muestran las características idealizadas de un transistor en emisor común, tal y como se comentó en la pregunta anterior.

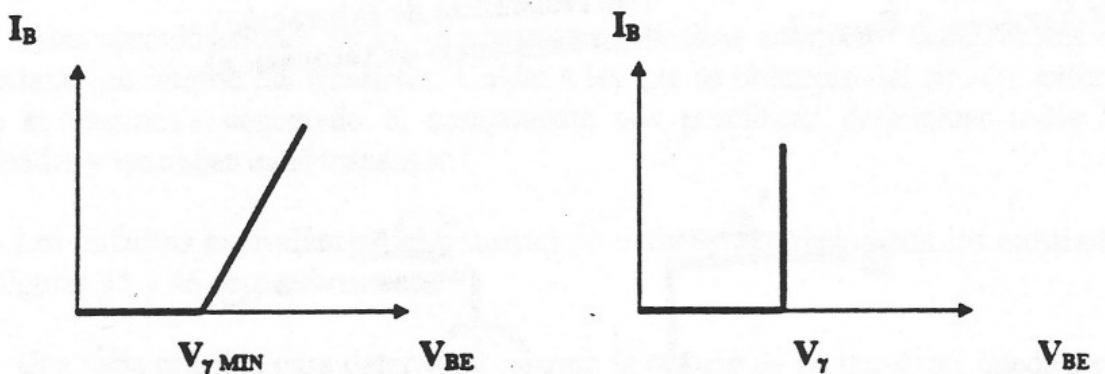
Figura 44: Características idealizadas de un transistor en emisor común:

a) y b) salida; c) y d) entrada



A) Con resistencia de saturación

B) Sin resistencia de saturación



C) Con resistencia de base

D) Sin resistencia de base

A partir de estas características ideales, se pueden distinguir claramente las distintas zonas de funcionamiento del transistor bipolar.

La región de corte viene determinada por:

$$I_B = 0$$

$$I_C = 0$$

$$I_E = 0$$

estando, además, las uniones de colector y emisor polarizadas en sentido inverso.

En esta zona, el transistor se comportaría como un circuito abierto al no circular corriente por él.

La región activa, al estar la unión de emisor polarizada en directo:

$$V_{BE} = V_{BE\gamma}$$

Además, como en esta zona se cumple que:

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

al ser I_{CO} una corriente inversa de saturación del orden de los nanoamperios (o microamperios) podemos suponer que:

$$(\beta_F + 1) I_{CO} \ll \beta_F \cdot I_B$$

con lo que la corriente de colector se reduce a:

$$I_C = \beta_F \cdot I_B$$

En general, siempre que no se indique el valor de I_{CO} , en la zona activa la corriente de colector vendrá dada por la expresión anterior.

Otro dato a tener en cuenta es la tensión entre colector y emisor, que debe cumplir, según la figura 44:

$$V_{CE} > V_{CEsat} \quad (\text{sin resistencia de saturación}); \text{ o}$$
$$V_{CE} > V_{CEsat.min.} + R_{sat} \cdot I_C \quad (\text{con resistencia de saturación})$$

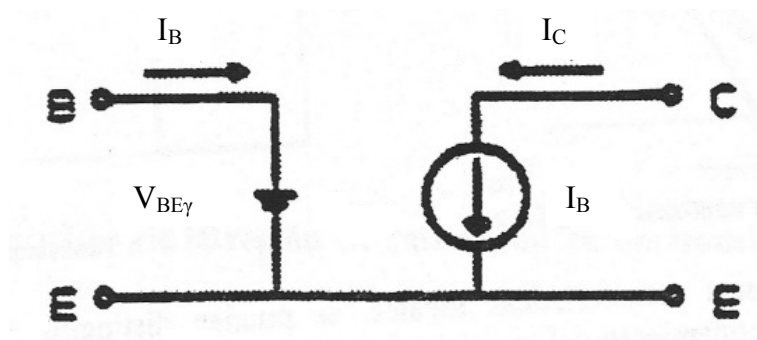


Figura 45. Circuito equivalente en activo

En saturación, la unión entre base y emisor está polarizada en directo, con lo que:

$$V_{BE} = V_{BE\gamma}.$$

Además, para esta zona se cumple:

$$V_{CE} = V_{CEsat} \quad (\text{despreciando } R_{sat}); \text{ o}$$

$$V_{CE} = V_{CEsat.min.} + R_{sat} \cdot I_C \quad (\text{sin despreciar } R_{sat})$$

tal y como se muestra en las curvas características de la figura 44.

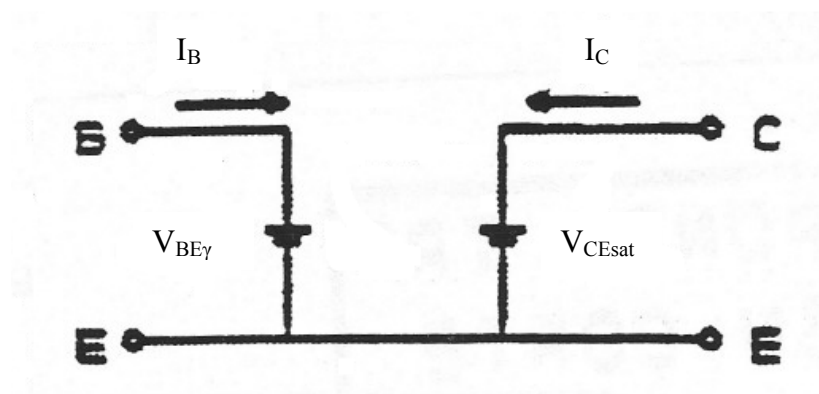


Figura 46: Circuito equivalente en saturación

Estas aproximaciones serán las ecuaciones prácticas a emplear dependientes del comportamiento interno del transistor. Unidas a las que se obtengan del circuito externo al que se encuentra conectado el componente nos permitirán determinar todas las intensidades y tensiones en el transistor.

Los circuitos equivalentes del transistor en activa y saturación son los mostrados en las figuras 45 y 46 respectivamente.

Una regla práctica para determinar la zona de trabajo de un transistor puede ser la mostrada en las figuras 47 a, b y c. En ellas se indican los pasos a seguir para calcular el punto de funcionamiento del transistor bipolar.

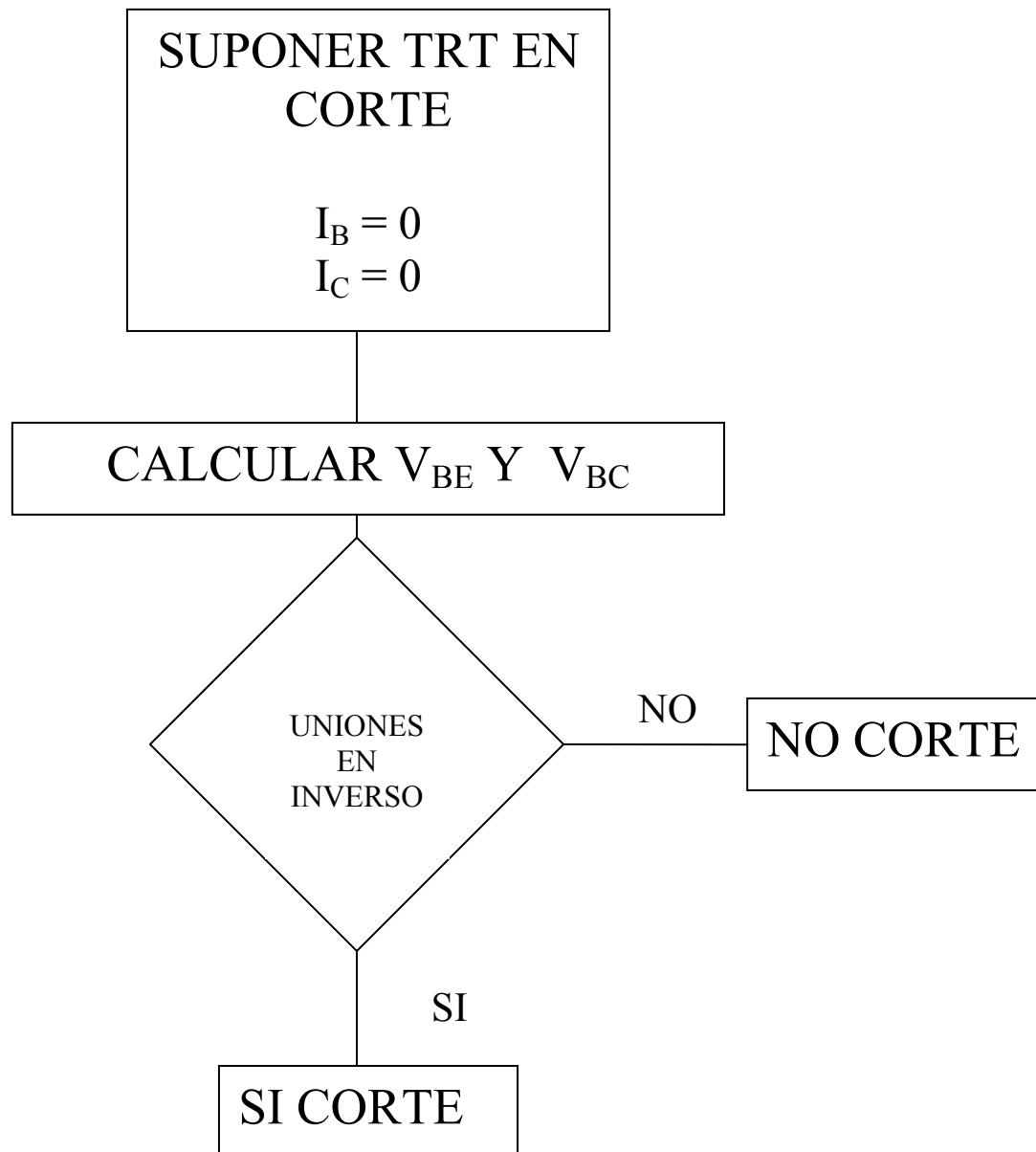


Figura 47a: Organigrama para determinar si un transistor está en corte

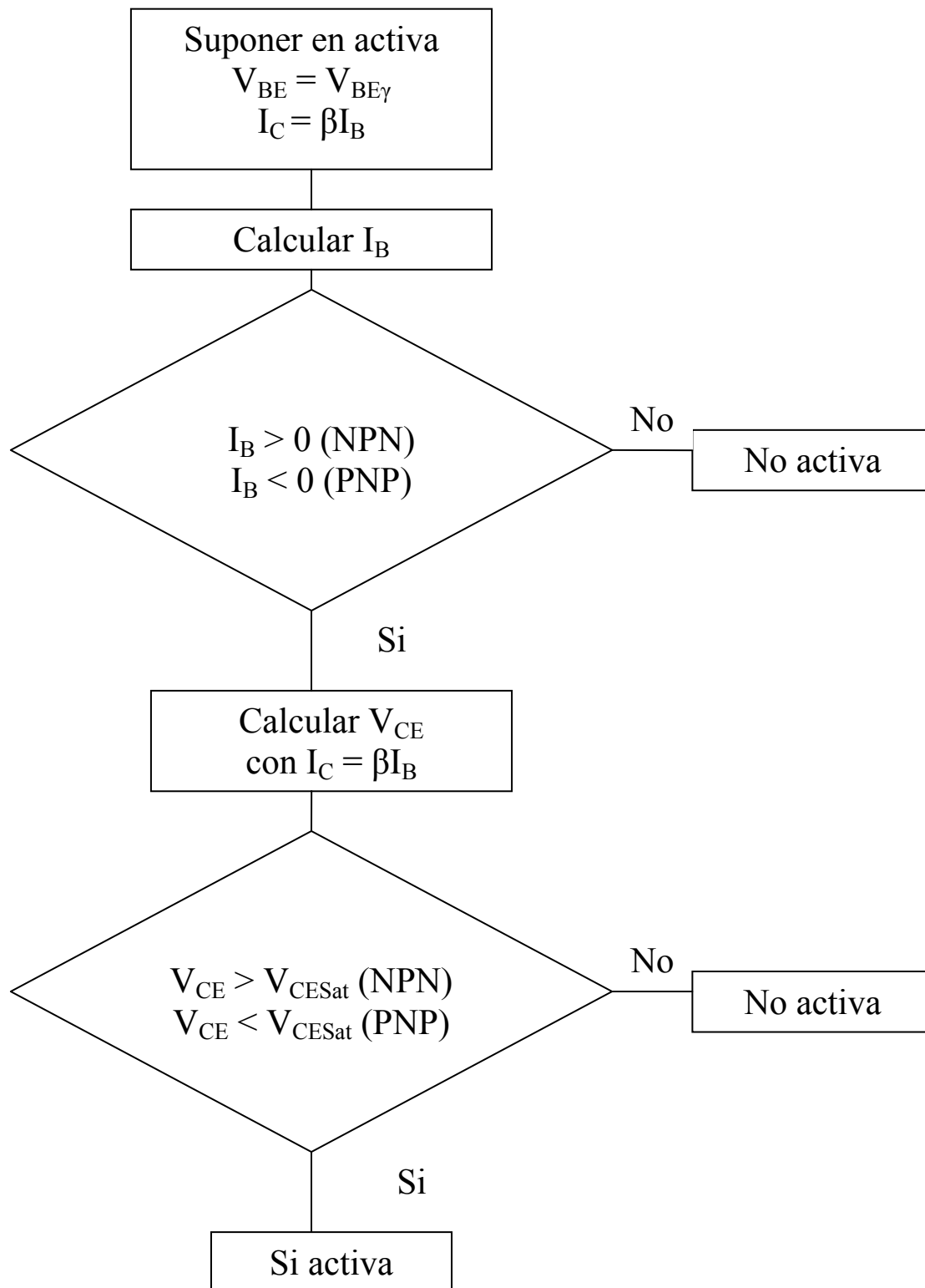


Figura 47b: Organigrama para determinar si un transistor está en activa

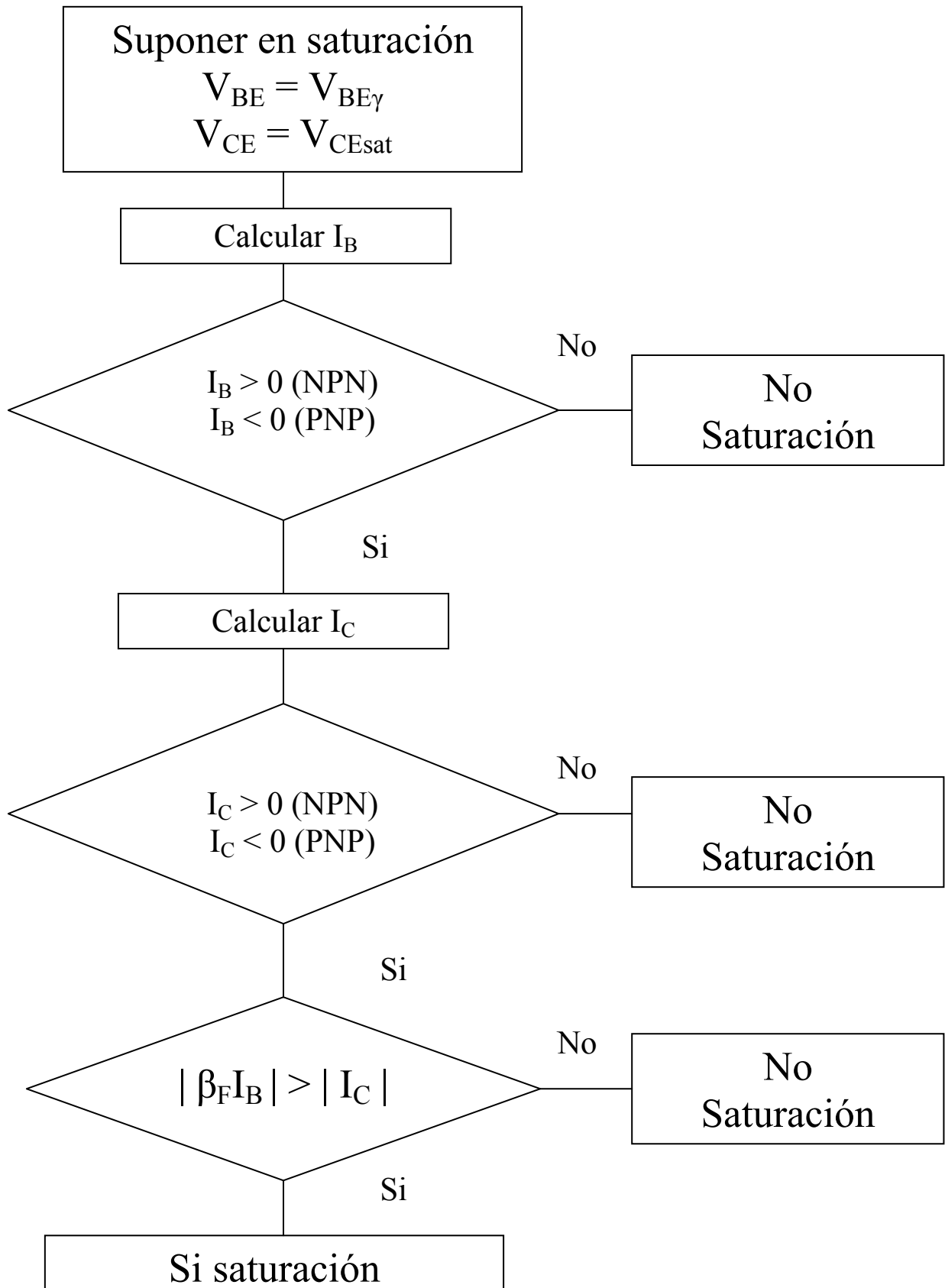


Figura 47c: Organigrama para determinar si un transistor está en saturación

ESTUDIO DE CIRCUITOS EN CONTINUACION CON TRANSISTOR BIPOLAR

Antes de comenzar el análisis de circuitos con transistores bipolares conviene recordar que cualquier componente de dos terminales es definido, en su comportamiento dentro de un circuito, calculando la tensión entre ambos terminales y la intensidad que lo atraviesa. Estas dos variables se calculan a partir de dos ecuaciones:

- Una extraída del comportamiento interno del componente (característica V-I del mismo).
- y la otra extraída del circuito externo al cual se halla conectado el componente en cuestión (característica de carga).

En nuestro caso, tenemos un componente con tres terminales (transistor bipolar) con lo que habrá que hallar seis variables. Aplicando las leyes de Kirchoff:

$$I_B + I_C + I_E = 0$$

$$V_{BC} + V_{CE} + V_{EB} = 0$$

se ha reducido el problema a obtener cuatro ecuaciones:

- Dos vendrán determinadas por el comportamiento interno del transistor (característica V-I del mismo).
- Las dos restantes se obtendrán del circuito externo al que tenemos conectado el componente.

En la figura 48, se muestra un circuito típico de polarización de un transistor bipolar n-p-n.

Las seis variables que debemos calcular para tener al transistor perfectamente definido son:

$$I_B, I_C, I_E, V_{BE}, V_{BC}, V_{CE}.$$

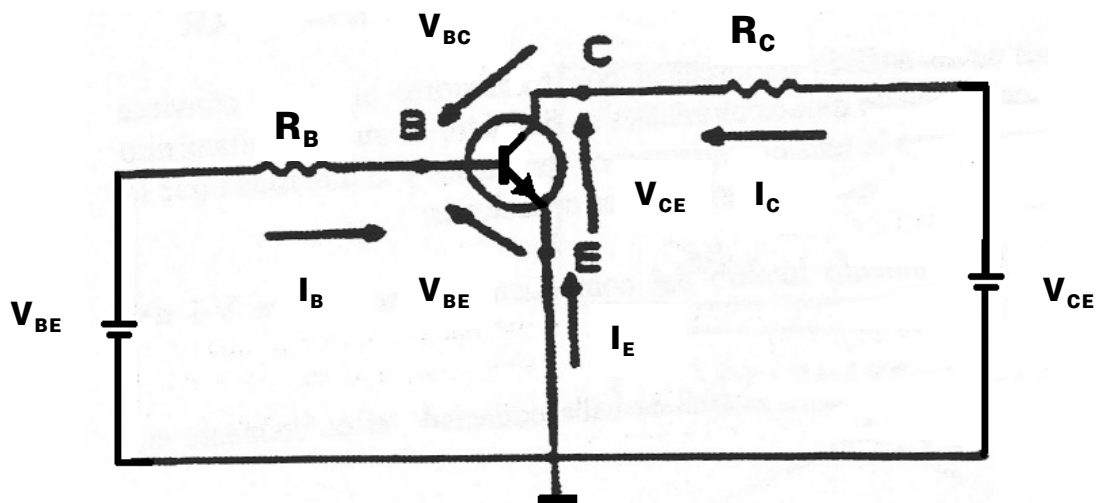


Figura 48: Circuito de polarización de un transistor bipolar en emisor común

Mediante la aplicación de las leyes de Kirchoff anteriormente mencionadas:

$$I_E = -(I_B + I_C)$$
$$V_{BC} = -(V_{BE} + V_{CE})$$

con lo que el problema queda reducido a calcular los valores de I_B , I_C , V_{BE} y V_{CE} . De las mallas de base y colector se obtienen, respectivamente:

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} \text{ (Malla de base)}$$
$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + V_{CE} \text{ (Malla de colector)}$$

Con esto, dependiendo de si disponemos o no de las características del transistor en forma gráfica, se puede enfocar la resolución del problema de dos formas:

- Analíticamente: estudio matemático del punto de trabajo.
- Gráficamente: se dispone de las características V-I del transistor en forma gráfica.

ANÁLISIS MATEMÁTICO DE CIRCUITOS EN CONTINUA CON TRANSISTOR BIPOLAR

En el análisis teórico se va a suponer que el transistor es ideal, con lo que el componente en cada una de las zonas de trabajo viene determinado por las ecuaciones deducidas en el apartado anterior.

El proceso a seguir será el siguiente:

1. "Estimar" en qué zona está polarizado el transistor. Para ello bastará mirar la forma en que están conectadas las fuentes de alimentación. En el caso de que no se pueda intuir a primera vista la zona de trabajo, se puede suponer que el transistor está trabajando en cualquier zona. Posteriormente deberá comprobarse que el transistor está trabajando en la zona supuesta.

2. De la zona estimada o supuesta se cogen las ecuaciones pertinentes. Éstas, junto a las mallas de base y colector y las ecuaciones nos permiten calcular todas las tensiones e intensidades que definen el punto de trabajo del transistor.

3. El último paso sería comprobar que, efectivamente, los resultados obtenidos concuerden con la zona de trabajo supuesta. En caso afirmativo el análisis habrá concluido; en caso negativo habrá que empezar otra vez, suponiendo ahora una zona de trabajo distinta de la anterior.

BIBLIOGRAFÍA RECOMENDADA.

1. ELECTRÓNICA I TOMO I

F. Aldana, E. Andrés Puente y P. Martínez.
Sección de Publicaciones E.T.S.I.I.
Madrid, 1989.
Capítulo 4, P. 1; Págs. 59 a 78.

2. ELECTRÓNICA.

E. Andrés Puente y P. Martínez
U.N.E.D.
Madrid, 1987.
Capítulo 4, UDI; Págs. 57 a 76.

3. ELECTRÓNICA FUNDAMENTAL: COMPONENTES, CIRCUITOS Y SISTEMAS DE POTENCIA.

M. M. Cirovic.
Editorial Reverté.
Barcelona, 1985.
Capítulo 3; Págs. 51 a 68.
Capítulo 5; Págs. 99 a 122.

4. ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON SEMICONDUCTORES.

P. Cutler
Editorial McGraw-Hill
México, 1978.
Capítulo 3; Págs. 49 a 136.

5. INTRODUCCIÓN A LOS CIRCUITOS INTEGRADOS.

V. H. Grinich y H. G. Jackson.
Editorial Gustavo Gili.
Barcelona, 1979.
Capítulo 1; Págs. 31 a 117.

6. ANÁLISIS DE CIRCUITOS TRANSISTORIZADOS.

A. D. Gronner.
Editorial Fondo Educativo Interamericano.
Nueva York, 1974.
Capítulo 1; Págs. 1 a 23.

7. ELECTRÓNICA INDUSTRIAL: DISPOSITIVOS Y SISTEMAS.

T. J. Maloney.
Editorial Prentice Hall Internacional.
Madrid, 1983.
Capítulo 1; Págs. 10 a 19.
Capítulo 5; Págs. 163 a 190.

8. PRINCIPIOS DE ELECTRÓNICA

A P. Malvino.

Editorial McGraw-Hill.

México, 1986.

Capítulo 5; Págs. 133 a 172.

Capítulo 12; Págs. 373 a 420.

Capítulo 13; Págs. 421 a 446.

9. DISPOSITIVOS Y CIRCUITOS ELECTRÓNICOS.

J. Millman y C. Halkias.

Editorial Pirámide.

Madrid, 1981.

Capítulo 9; Págs. 254 a 301.

Capítulo 14; Págs. 436 a 472.

10. ELECTRÓNICA INTEGRADA: CIRCUITOS Y SISTEMAS ANALÓGICOS Y DIGITALES.

J. Millman y C. Halkias.

Editorial Hispano-Europea.

Barcelona, 1981.

Capítulo 5; Págs. 117 a 154.

11. MICROELECTRÓNICA: CIRCUITOS Y SISTEMAS ANALÓGICOS Y DIGITALES.

J. Millman.

Editorial Hispano-Europea.

Barcelona, 1988.

Capítulo 3; Págs. 83 a 116.

Capítulo 8; Págs. 265 a 300.

12. FUNDAMENTOS DE ELECTRONICA INDUSTRIAL.

N. M. Morris.

Editorial Marcombo.

Barcelona, 1982.

Capítulo 3; Págs. 42 a 68.

Capítulo 4; Págs. 69 a 83.

13. CIRCUITOS ELECTRÓNICOS: ANALÓGICOS I.

A García, C. López, J. L. Marín y E. Muñoz.

Servicio de Publicaciones E. T. S. I. T.

Madrid, 1986.

Capítulo 2; Págs. 25 a 94.

14. CIRCUITOS ELECTRÓNICOS: DISCRETOS E INTEGRADOS.

D. Schilling y Ch. Belove.

Editorial Marcombo.

Barcelona, 1985.

Capítulo 3; Págs. 68 a 114.

Capítulo 10; Págs. 337 a 373.

15. *CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DIGITALES.*

I. Schnadower.

Editorial McGraw-Hill.

México, 1979.

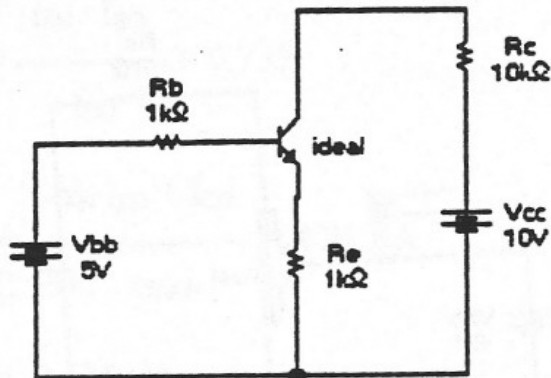
Capítulo 3; Págs. 73 a 116.

Capítulo 7; Págs. 279 a 350.

PROBLEMAS:

1.- Hallar el punto de trabajo del siguiente circuito cuyas características son:

$$V_{BE\gamma} = 0,6 \text{ V}$$
$$V_{CEsat} = 0,2 \text{ V}$$
$$\beta = 100$$
$$I_{CO} = 0$$



$V_{BB} > 0 \Rightarrow V_{BE} > 0 \Rightarrow J_E$ polarizada directamente.

$V_{CE} > V_{CEsat} \Rightarrow$ Activa.

$V_{CE} \leq V_{CEsat} \Rightarrow$ Saturación.

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

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CEsat} - (-I_B - I_C) R_E$$

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

$$V_{CC} = I_C (R_C + R_E) + V_{CEsat} + I_B R_E$$

$$5 = 2 \cdot I_B + 0,6 + I_C$$

$$10 = 11 \cdot I_C + 0,2 + I_B$$

$$I_B = 1,84 \text{ mA}$$

$$I_C = 0,72 \text{ mA}$$

$$|I_C| < |\beta \cdot I_B|; 0,72 \cdot 10^{-3} < 100 \cdot 1,84 \cdot 10^{-3} \text{ Saturación.}$$

$$I_E = -2,56 \text{ mA}$$

$$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 0,2 \text{ V}$$

$$V_{BC} = 0,4 \text{ V}$$

2. Hallar R_B para que el transistor esté polarizado en la zona activa.

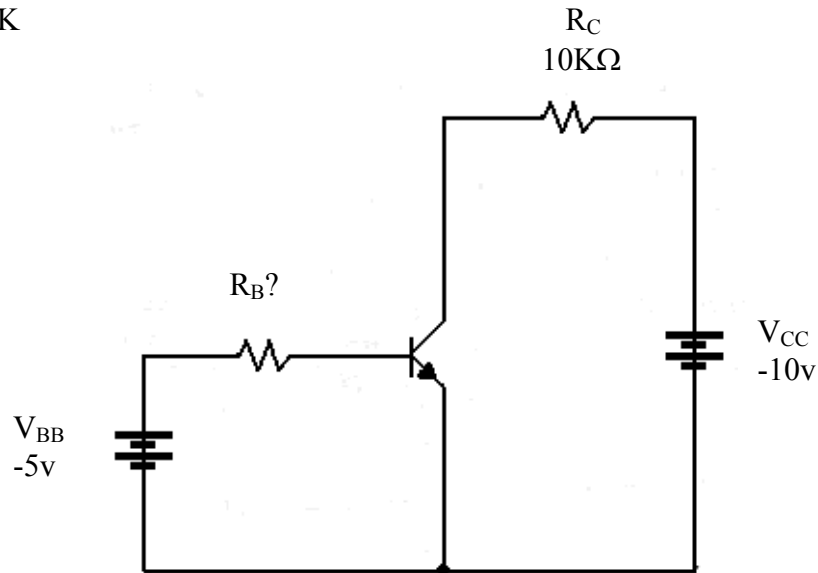
$$|V_{BE\gamma}| = 0,6V \Rightarrow V_{BE\gamma} = -0,6V; I_{CO} = 0.$$

$$|V_{CEsat}| = 0,2V \Rightarrow V_{CEsat} = -0,2V; V_{CC} = -10V$$

$$\beta = 50.$$

$$V_{BB} = -5V$$

$$R_C = 10K$$



$$V_{BE} = V_{BE\gamma}$$

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

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE} \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} = 0,98mA.$$

$$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} < I_{Bsatmin}$$

$$I_{Csat} = \beta \cdot I_{Bsatmin} \Rightarrow I_{Bsatmin} = I_C / \beta = -0,0196mA$$

$$R_B > \frac{V_{BB} - V_{BE\gamma}}{I_{Bsatmin}} = 224,489K\Omega$$

3. Hallar I_E e I_C de un transistor que tiene $V_E < 0$ y $V_C < 0$ con una tensión grande y se conoce que la $I_{CO} = 5\mu A$ y $I_{EO} = 3,75\mu A$. $\alpha_N = 0,98$. ¿Tipo de transistor?

$$I_C = -\alpha_N I_E - I_{CO}(e^{-V_C/V_T} - 1) \Rightarrow I_C = -\alpha_N I_E + I_{CO}$$
$$I_E = -\alpha_I I_E - I_{EO}(e^{-V_E/V_T} - 1) \Rightarrow I_E = -\alpha_I I_E + I_{EO}$$

$$\alpha_N = I_{EO} = \alpha_I \cdot I_{CO}$$

$$\alpha_I = \frac{\alpha_N \cdot I_{EO}}{I_{CO}} = 0,735$$

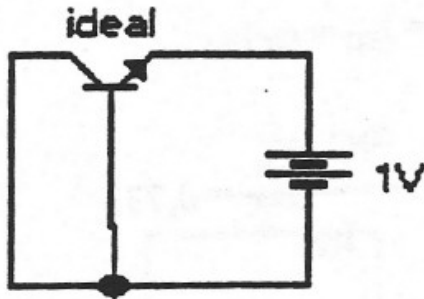
$$I_C = \frac{-\alpha_N \cdot I_{EO} + I_{CO}}{1 - \alpha_N \alpha_I} = 4,21\mu A$$

$$I_E = 0,675\mu A$$

4. Se dispone un transistor NPN a 300 °K. $I_{EO} = 0,46\mu A$, $I_{CO} = 0,69\mu A$, $I_{ES} = 1\mu A$.

a) Calcular β_N e I_B si $V_{EB} = V_{BC} = 0,1 V$.

b) Si el transistor se corresponde con el del circuito, calcular las corrientes que circulan por la base y por el colector.



a) $V_{BE} = -V_{EB} = -0,1 V \Rightarrow J_E \Rightarrow$ Polarizada inversamente.

$V_C = V_{BC} = 0,1 V \Rightarrow J_C \Rightarrow$ Polarizada directamente.

$$I_{ES} = \frac{I_{EO}}{1 - \alpha_N \alpha_I}$$

$$\alpha_N \cdot I_{EO} = \alpha_I \cdot I_{CO}$$

Despejamos $\alpha_N \Rightarrow \alpha_N = 0,9$

$$\beta_N = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} = 9$$

$$\alpha_I = 0,6$$

$$I_{CS} = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha_N \alpha_I} = 15\mu A$$

$$e^{V_C / V_T} - 1 = -0,97$$

$$e^{V_C / V_T} - 1 = 45,81$$

$$I_C = \alpha_N \cdot I_{ES} (e^{V_E / V_T} - 1) - I_{CS} (e^{V_C / V_T} - 1)$$

$$I_C = \beta I_B - (\beta + 1) - I_{CO} (e^{V_C / V_T} - 1)$$

$$I_C = -69,58\mu A$$

$$I_B = 27,38\mu A$$

b) $V_C = 0$

$$-V_{BE} = V_{EB} = 1V \Rightarrow V_{BE} = -1V < 0$$

$$I_C = \alpha_N \cdot I_{ES} (e^{V_E / V_T} - 1) - I_{CS} (e^{V_C / V_T} - 1)$$

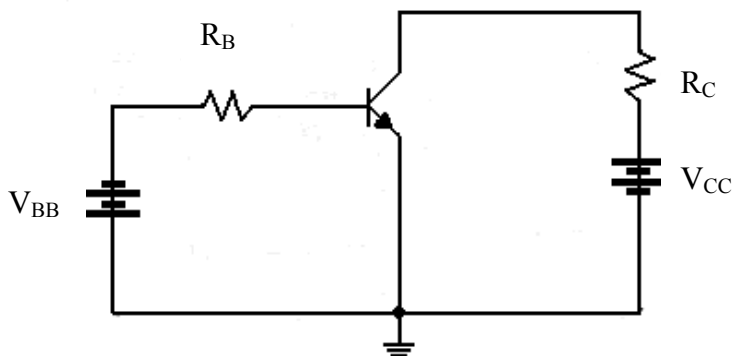
$$I_C = \alpha_N \cdot I_{ES} (e^{V_E / V_T} - 1) = -0,9\mu A$$

$$I_E = \alpha_I \cdot I_{CS} (e^{V_C / V_T} - 1) - I_{ES} (e^{V_E / V_T} - 1) \Rightarrow I_E = I_{ES} = 1\mu A$$

5.- La corriente inversa de saturación del transistor de Germanio de la figura es de $2\mu\text{A}$ a la temperatura ambiente de 25°C . Aumenta con un factor de 2 por cada 10°C de aumento de la temperatura. La polarización V_{BB} es de 5 voltios.

a) Calcular el valor máximo permisible de R_B para que el transistor permanezca en corte a 75°C .

b) Si $V_{BB} = 1\text{V}$ y $R_B = 50\text{K}$, ¿cuánto puede aumentar la temperatura sin que el transistor salga del corte?



a) $I_{CO} = 1\mu\text{A}$
 $t = 25^\circ\text{C} \Rightarrow 75^\circ\text{C}$
 $V_{BB} = 5\text{V}$
 $R_{B\text{max}} = ?$

$I_C = I_{CO}$
 $I_B = -I_C = -I_{CO}$
 $I_E = 0$

$-V_{BB} = -I_{CO} \cdot R_{B\text{max}} + V_{BE}$
 $I_{CO(75^\circ)} = I_{CO(25^\circ)} \cdot 2^{\Delta T / 10} = 64\mu\text{A}$
Despejando R_B en la primera ecuación resulta:
 $R_{B\text{max}} = 76,5\text{K}$

b) $V_{BB} = 1\text{V}$
 $R_B = 50\text{K}$
 $T = ?$

$-V_{BB} = -I_{CO} \cdot R_B + V_{BE}$
 $-1 = -I_{CO} \cdot 50 \cdot 10^{-3} - 0,1$
 $I_{CO} = 18\mu\text{A}$

$18 \cdot 10^{-6} = 2 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{\Delta T / 10}$
 $9 = 2^{\Delta T / 10}$
 $\text{Ln } 9 = \Delta T / 10 \cdot \text{Ln } 2$
 $\Delta T = 32^\circ\text{C}$
 $t_F - 25 = 32$
 $t_F = 57^\circ\text{C}$