

# Transistor bipolar

## Componentes y Circuitos Electrónicos

### Grado en Ingeniería en Tecnologías de Telecomunicación



---

Departamento de Electrónica y Tecnología de Computadores  
Universidad de Granada



# CONTENIDOS

---

- 1 Introducción
- 2 Fundamentos básicos
- 3 Cálculo de las corrientes.
- 4 El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll
- 5 Otros modelos DC
- 6 Efecto Early
- 7 Características de transferencia. Polarización
- 8 Modelo de pequeña señal de un BJT



# Introducción

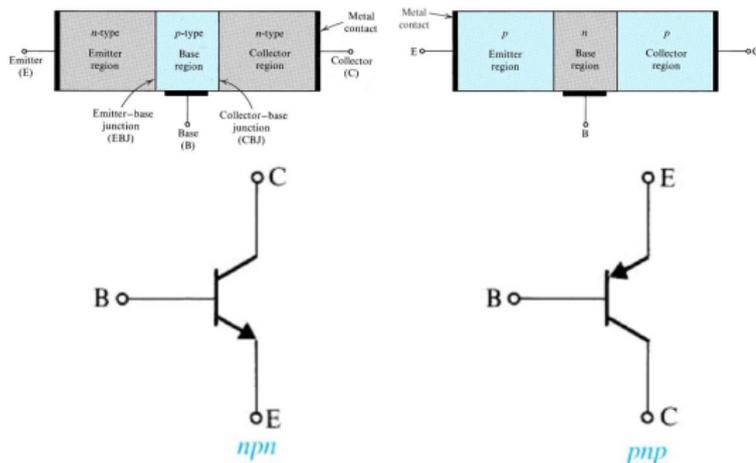
- El transistor bipolar de unión fue el primer dispositivo activo de estado sólido
- Inventado en 1949 en los Laboratorios Bell por W. Shockley, J. Bardeen y W. Brattain (Premio Nobel en 1956)
- Fueron construidos originalmente en Germanio





# Introducción

- El BJT (bipolar junction transistor) es un dispositivo formado por dos uniones PN con tres terminales llamados emisor, base y colector.
- Aplicaciones:
  - Analógicas: amplificadores, seguidores de tensión, ...
  - Digitales: conmutadores
- Hay dos tipos, npn y pnp:





# CONTENIDOS

---

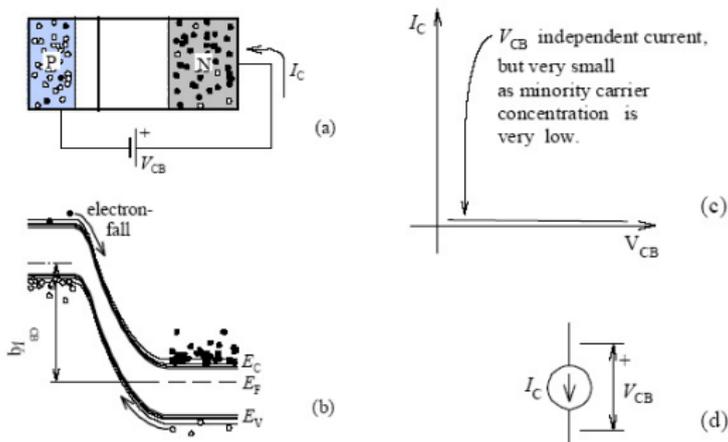
- 1 Introducción
- 2 Fundamentos básicos**
- 3 Cálculo de las corrientes.
- 4 El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll
- 5 Otros modelos DC
- 6 Efecto Early
- 7 Características de transferencia. Polarización
- 8 Modelo de pequeña señal de un BJT



# Fundamentos básicos

## El BJT como fuente de corriente controlada por voltaje

- Una fuente de corriente controlada por voltaje se puede comportar como un amplificador de tensión
- Supongamos una unión PN polarizada en inverso. Se puede considerar que es una fuente de corriente casi ideal porque la corriente que la atraviesa es independiente de la tensión entre sus extremos:

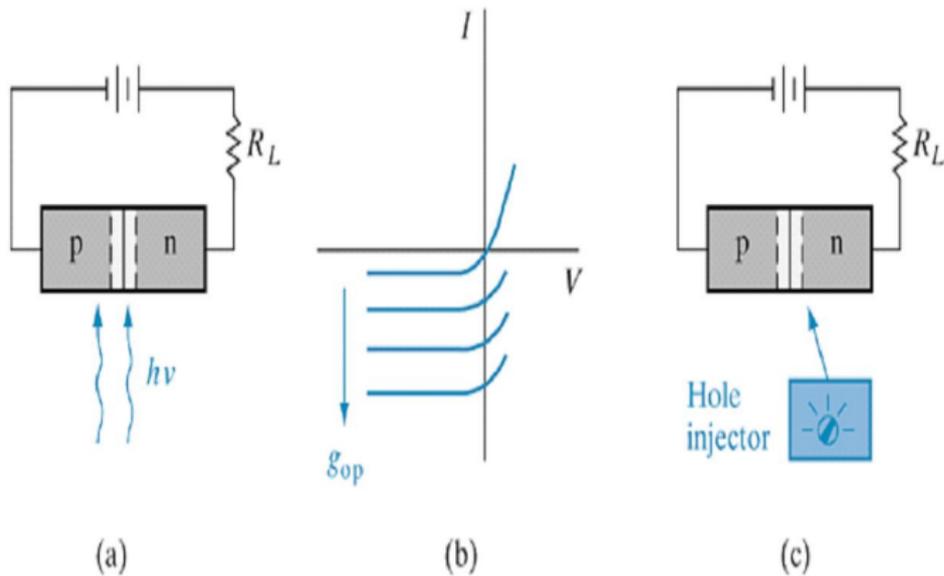




# Fundamentos básicos

## El BJT como fuente de corriente controlada por voltaje

- Inconveniente: la corriente es muy pequeña ( $I_S$ ) y está limitada por la generación térmica de minoritarios en las cercanías de la unión
- Podría incrementarse generando minoritarios (ej. iluminando)n:

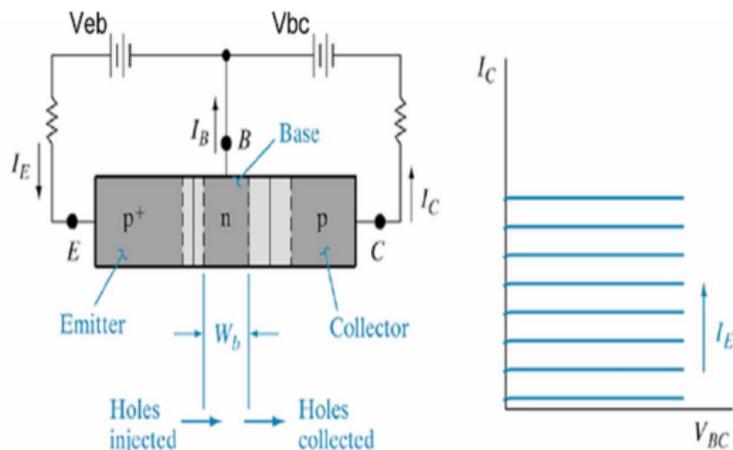




# Fundamentos básicos

## El BJT como fuente de corriente controlada por voltaje

- Es interesante poder realizar este control de forma eléctrica
- En una unión  $P^+N$  se inyectan huecos en la zona N desde la zona  $P^+$
- El número de huecos inyectados depende de la tensión aplicada en esta unión  $\Rightarrow$  tenemos una fuente de corriente controlada por tensión

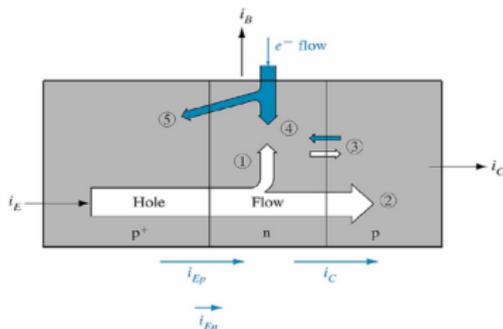




# Fundamentos básicos

## Las corrientes en el BJT. Flujo de portadores

- 1 Huecos inyectados que se recombinan sin llegar al colector
- 2 Huecos inyectados en el colector
- 3 Corriente inversa de saturación en la unión PN de la base y el colector
- 4 Electrones suministrados por el contacto de base para recombinarse con los huecos en la base
- 5 Electrones inyectados en el emisor debido a que el emisor y la base forman una unión PN polarizada en directo





# Fundamentos básicos

## Las corrientes en el BJT.

- Casi todos los huecos aportados por el emisor llegan al colector  $\Rightarrow$  poca recombinación en la base  $\Rightarrow$  base estrecha ( $W_b \ll L_p$ ). Se define el factor de transporte:

$$B \equiv \alpha_T \equiv \frac{I_{Cp}}{I_{Ep}} \approx \frac{I_C}{I_{Ep}}. \quad (1)$$

En un buen transistor,  $B \sim 1$ .

- La corriente de emisor se debe casi exclusivamente a los huecos inyectados, no a los electrones procedentes de la base (para ello, hay que dopar el emisor mucho más que la base). Se define la eficiencia de emisor como:

$$\gamma \equiv \frac{I_{Ep}}{I_E} = \frac{I_{Ep}}{I_{Ep} + I_{En}}. \quad (2)$$

En un buen transistor,  $\gamma \sim 1$ .



# Fundamentos básicos

## Las corrientes en el BJT

- Ganancia en base común:

$$\alpha_F \equiv \frac{I_C}{I_E} \approx \frac{I_{Cp}}{I_{Ep} + I_{En}} = \frac{I_{Cp}}{I_{Ep}} \frac{I_{Ep}}{I_{Ep} + I_{En}} = B \cdot \gamma. \quad (3)$$

En un buen transistor  $\alpha_F \sim 1$ .

- Ganancia en emisor común:

$$\beta_F \equiv \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} = \frac{1}{\frac{I_E}{I_C} - 1} = \frac{1}{\alpha_F^{-1} - 1} = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}. \quad (4)$$

De donde también se deduce que:

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1}. \quad (5)$$

Si  $\alpha_F \sim 1 \Rightarrow \beta_F \uparrow$ .  $\beta_F \simeq 200$  (baja potencia), 50 (potencia).



# Fundamentos básicos

## Modos de operación del BJT.

### Activa directa

- Es el modo anteriormente analizado:
  - unión BE en directo:  $|V_{BE}| \approx 0.7 \text{ V}$
  - unión BC en inverso
- Se cumple:

$$I_C = \alpha_F I_E \quad (6)$$

$$I_C = \beta_F I_B \quad (7)$$

- Se usa sobre todo en aplicaciones analógicas (por ejemplo, como amplificador)



# Fundamentos básicos

## Modos de operación del BJT

### Saturación

- Unión BE en directo:  $|V_{BE}| \approx 0.7 \text{ V}$
- Unión BC en directo:  $|V_{BC}| \approx 0.6 \text{ V}$
- En estas condiciones la inyección de portadores ocurre desde el emisor, pero también desde el colector y, por tanto, se verifica (como luego comprobaremos con más detalle) que:

$$I_C < \alpha_F I_E \quad (8)$$

$$I_C < \beta_F I_B \quad (9)$$

- La diferencia de tensión entre el emisor y el colector es del orden de 0-0.2 V. Por ejemplo, para un pnp:

$$V_{EC} = V_{EB} + V_{BC} \approx (0.7 - 0.6) \text{ V} = 0.1 \text{ V}$$



# Fundamentos básicos

## Modos de operación del BJT

---

### Modo de Corte

- Las dos uniones están en inverso  $\Rightarrow$  no hay inyección de portadores del emisor al colector
- Las corrientes son prácticamente nulas
- Los modos de corte y saturación se emplean sobre todo en aplicaciones digitales

### Activa inversa

- Unión BE en inverso
- Unión BC en directo:  $|V_{BC}| \approx 0.6 \text{ V}$
- Normalmente el transistor no opera en esta región. Recuérdese que el BJT no es completamente simétrico y está optimizado para trabajar en modo activo normal (ej. el emisor se dopa más que el colector).



# CONTENIDOS

---

- 1 Introducción
- 2 Fundamentos básicos
- 3 Cálculo de las corrientes.**
- 4 El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll
- 5 Otros modelos DC
- 6 Efecto Early
- 7 Características de transferencia. Polarización
- 8 Modelo de pequeña señal de un BJT



# Cálculo de las corrientes. Ecs. de Ebers-Moll

## Introducción

- Hasta ahora, hemos visto cualitativamente el funcionamiento del BJT, calculando unas corrientes a partir de otras a través de los parámetros  $\alpha_F$  y  $\beta_F$ . Pero no sabemos el valor de estos parámetros ni cómo relacionar las corrientes con las tensiones aplicadas.
- De forma análoga a como se hizo en el caso del diodo, se puede calcular la corriente de emisor (debida a los huecos) a partir de la corriente de difusión en la base justo en el límite de la z.c.e. entre el emisor y la base (se desprecia la recombinación en la z.c.e.). Del mismo modo, la corriente de colector se calcula a partir de la corriente de difusión en el límite de la base con la z.c.e. espacial que comparte con el colector:

$$I_{Ep} = -qAD_p \frac{d\delta p_n(x_n = 0)}{dx_n} \quad (10)$$

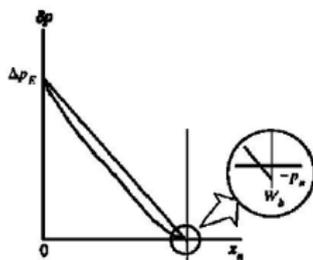
$$I_{Cp} = -qAD_p \frac{d\delta p_n(x_n = W_b)}{dx_n}$$



# Cálculo de las corrientes. Ecs. de Ebers-Moll

## Solución de la ecuación de difusión en la base

- Si no hubiese corriente de base, el gradiente  $\frac{d\delta p_n}{dx_n}$  sería el mismo en el colector y el emisor (para tener la misma corriente, como indican las ecuaciones (10)). Por tanto, la solución de la ecuación de difusión sería una línea recta, como se indica en la figura inferior.



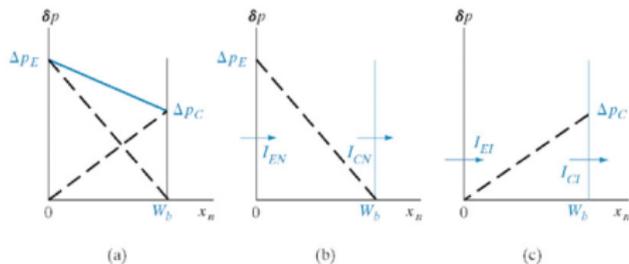
- Sin embargo, la corriente de base no es nula, aunque sí pequeña, por lo que la solución real no es exactamente una línea recta, aunque se aproxima bastante (por debajo, para obtener menos gradiente en el lado del colector).



# Cálculo de las corrientes. Ecs de Ebers-Moll

## Solución de la ecuación de difusión en la base

- En activa inversa, se obtiene una solución completamente análoga, pero intercambiando los papeles del emisor y del colector.
- Como la ecuación de difusión es lineal, la solución general (con inyección de huecos por parte del emisor y del colector) puede expresarse como la superposición de las soluciones obtenidas en activa (inyección sólo por parte del emisor) y activa inversa (inyección sólo por parte del colector). Esto se ilustra en la siguiente figura:





# CONTENIDOS

---

- 1 Introducción
- 2 Fundamentos básicos
- 3 Cálculo de las corrientes.
- 4 El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll
- 5 Otros modelos DC
- 6 Efecto Early
- 7 Características de transferencia. Polarización
- 8 Modelo de pequeña señal de un BJT



# El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll

## Introducción

---

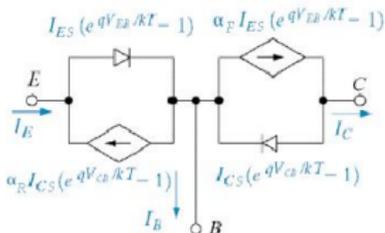
- Las ecuaciones obtenidas al resolver la ec. de difusión sólo son válidas para ese caso concreto de geometría uniforme y simple y suponiendo, además,  $\gamma = 1$ .
- En este apartado pretendemos generalizarlas, buscando expresiones adecuadas para cualquier geometría y dependientes de parámetros fácilmente medibles.
- Para ello, nos basaremos en las ecuaciones y conclusiones del apartado anterior: la inyección de portadores en la base se puede descomponer en dos contribuciones debidas a dos diodos independientes.
- Pero además de la corriente de emisor o colector debida a estos diodos, debemos superponer la contribución de los inyectados por el otro electrodo (colector o emisor) en la base y que llegan, respectivamente, al emisor o al colector.



# El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll

## Introducción

- Esta descripción se corresponde con el siguiente circuito equivalente:



- Vemos pues que este modelo está descrito por la corriente de dos diodos independientes y de dos fuentes de corriente que dan cuenta del acoplamiento entre las dos uniones de la estructura.
- Las ecuaciones de Ebers-Moll son las expresiones que relacionan las corrientes y tensiones en el BJT de acuerdo con este modelo de diodos acoplados.



# El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll

## Ecuaciones de Ebers-Moll

- Según el modelo de diodos acoplados presentado anteriormente, las corrientes en los tres terminales de un BJT vienen dadas por las siguientes expresiones (conocidas como ecuaciones de Ebers-Moll):

$$I_E = I_{ES} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left( e^{V_{CB}/V_T} - 1 \right) \quad (11)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) - I_{CS} \left( e^{V_{CB}/V_T} - 1 \right) \quad (12)$$

$$I_B = I_E - I_C \quad (13)$$

- Estas ecuaciones relacionan las corrientes en el BJT con las tensiones aplicadas en sus uniones y son dependientes de cuatro parámetros (las corrientes inversas de saturación,  $I_{ES}$  e  $I_{CS}$  y los coeficientes de acoplamiento,  $\alpha_F$  y  $\alpha_R$ ).



# El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll

## Ecuaciones de Ebers-Moll. Observaciones

- Con el convenio de signos seguido en este trabajo, en el caso de un transistor npn las ecuaciones son exactamente iguales que las de un pnp. Sólo hay que cambiar las tensiones de signo o, lo que es lo mismo, sustituir  $V_{EB}$  por  $V_{BE}$  y  $V_{CB}$  por  $V_{BC}$ .
- En muchos textos se definen como positivas las corrientes entrantes en el dispositivo. Con ese convenio de signos, habría que cambiar el signo en los sumandos del miembro de la derecha de la ecuación correspondiente a  $I_C$  e  $I_B = -I_E - I_C$ .
- Con  $V_{CB} = 0$  V (y, en general, en la región activa) se cumple:

$$I_E = I_{ES} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) \quad (14)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) \quad (15)$$

$$I_B = (1 - \alpha_F) I_{ES} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) \quad (16)$$



## El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll

### Ecuaciones de Ebers-Moll. Observaciones

- En activa, los parámetros  $\alpha_F$  y  $\beta_F$  coinciden con las definiciones dadas al principio del tema:

$$\frac{I_C}{I_E} = \alpha_F \quad , \quad \frac{I_C}{I_B} = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \equiv \beta_F \quad (17)$$

- Si se cortocircuita la base y el colector, el BJT se comporta como un diodo.
- Análogamente, en la región activa inversa se cumple que:

$$\left( \frac{I_E}{I_C} \right)_{\text{activa inversa}} = \alpha_R \quad (18)$$

- Las ecuaciones de Ebers-Moll son dependientes de cuatro parámetros. Sin embargo, puede demostrarse que se cumple la siguiente relación entre ellos:

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}. \quad (19)$$

Por tanto, sólo quedan tres parámetros independientes



# CONTENIDOS

---

- 1 Introducción
- 2 Fundamentos básicos
- 3 Cálculo de las corrientes.
- 4 El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll
- 5 Otros modelos DC**
- 6 Efecto Early
- 7 Características de transferencia. Polarización
- 8 Modelo de pequeña señal de un BJT



# Otros modelos DC

## Versión de Transporte de las ecuaciones de Ebers-Moll

- Basándonos en la relación (19) podemos expresar las ecuaciones de Ebers-Moll como:

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) - I_S \left( e^{V_{CB}/V_T} - 1 \right) \quad (20)$$

$$I_C = I_S \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{V_{CB}/V_T} - 1 \right) \quad (21)$$

$$I_B = I_E - I_C \quad (22)$$

- Estas expresiones se conocen como la versión de transporte de las ecuaciones de Ebers-Moll.
- En estas ecuaciones cambia el punto de vista respecto de las ecuaciones de Ebers-Moll. En lugar de expresar la corriente de las fuentes de corriente en función de la corriente que pasa por los diodos (mediante los coeficientes  $\alpha_F$  y  $\alpha_R$ ), expresamos la corriente que pasa por los diodos en función de la de las fuentes de corriente.



# Otros modelos DC

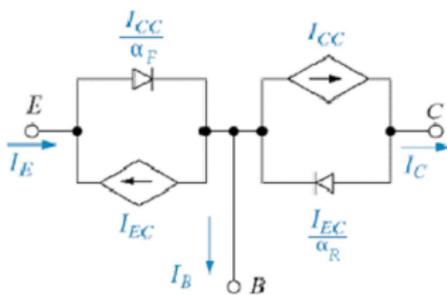
## Versión de Transporte de las ecuaciones de Ebers-Moll

- De acuerdo con esto, se definen las corrientes de las fuentes de corriente como:

$$I_{EC} = I_S \left( e^{V_{CB}/V_T} - 1 \right) \quad (23)$$

$$I_{CC} = I_S \left( e^{V_{EB}/V_T} - 1 \right) \quad (24)$$

Y el circuito equivalente queda del siguiente modo:





## Otros modelos DC

### Versión de SPICE

- Puesto que las ecuaciones de Ebers-Moll tienen sólo tres parámetros independientes, se puede buscar un modelo en el que sólo aparezcan tres elementos en lugar de cuatro.
- El modelo de Spice conecta directamente el emisor con el colector. Para obtenerlo, primero se calcula la corriente de base a partir de la figura anterior:

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{I_{CC}}{\alpha_F} + \frac{I_{EC}}{\alpha_R} - I_{EC} - I_{CC} = \\ &= I_{EC} \left( \frac{1}{\alpha_R} - 1 \right) + I_{CC} \left( \frac{1}{\alpha_F} - 1 \right) = \frac{I_{EC}}{\beta_R} + \frac{I_{CC}}{\beta_F}. \end{aligned}$$

- Es decir, podemos expresar la corriente de base como la contribución de dos diodos, con corriente inversa de saturación igual a  $I_S/\beta_F$  e  $I_S/\beta_R$ , respectivamente.



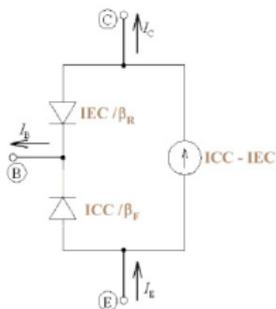
# Otros modelos DC

## Versión de SPICE

- Ninguna de estas corrientes es igual a la de emisor ni a la de colector. Se deben añadir más elementos al circuito equivalente.
- Las corrientes de emisor y colector vienen dadas por:

$$I_E = \frac{I_{CC}}{\alpha_F} - I_{EC} = \left( \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \right) I_{CC} - I_{EC} = I_{CC} - I_{EC} + \frac{I_{CC}}{\beta_F} \quad (25)$$

$$I_C = I_{CC} - I_{EC} - \frac{I_{EC}}{\beta_R} \quad (26)$$



- El último sumando de las ecuaciones (25) y (26) ya está incluido en la expresión de la corriente de base, mientras que el resto es el mismo en ambas expresiones.



## Otros modelos DC

### Modelos simplificados para análisis "a mano"

---

- Según la región en la que se encuentre operando el transistor, se pueden eliminar algunos elementos de los anteriores modelos, simplificando notablemente el modelo.
- Además, los diodos se pueden sustituir a su vez, para la resolución a mano de circuitos, por su correspondiente modelo
  - Ideal con desplazamiento
  - Lineal a trozos

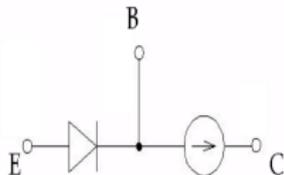


# Otros modelos DC

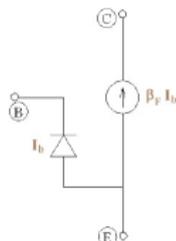
## Modelos simplificados para análisis "a mano"

### Región Activa

- En la región activa podemos eliminar los elementos dependientes de la exponencial  $e^{V_{CB}/V_T}$ .



- No obstante, el circuito equivalente en activa usualmente empleado es el que se obtiene a partir de la versión de Spice:





# Otros modelos DC

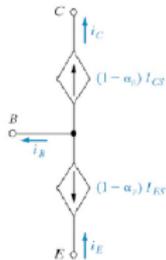
## Modelos simplificados para análisis "a mano"

### Región de Saturación

- En saturación hay que usar el modelo completo. No obstante, se puede simplificar teniendo en cuenta que tenemos dos uniones polarizadas en directo. Por tanto,  $V_{EB} \sim 0.6 \text{ V}$  y  $V_{EC} \sim 0.2 \text{ V}$ .

### Región de Corte

- En corte, sólo quedan en las ecuaciones de E-M los términos de las corrientes inversas de saturación de los diodos, que son muy pequeñas. Teniendo en cuenta (19), el circuito equivalente queda:





# CONTENIDOS

---

- 1 Introducción
- 2 Fundamentos básicos
- 3 Cálculo de las corrientes.
- 4 El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll
- 5 Otros modelos DC
- 6 Efecto Early**
- 7 Características de transferencia. Polarización
- 8 Modelo de pequeña señal de un BJT



## Efecto Early

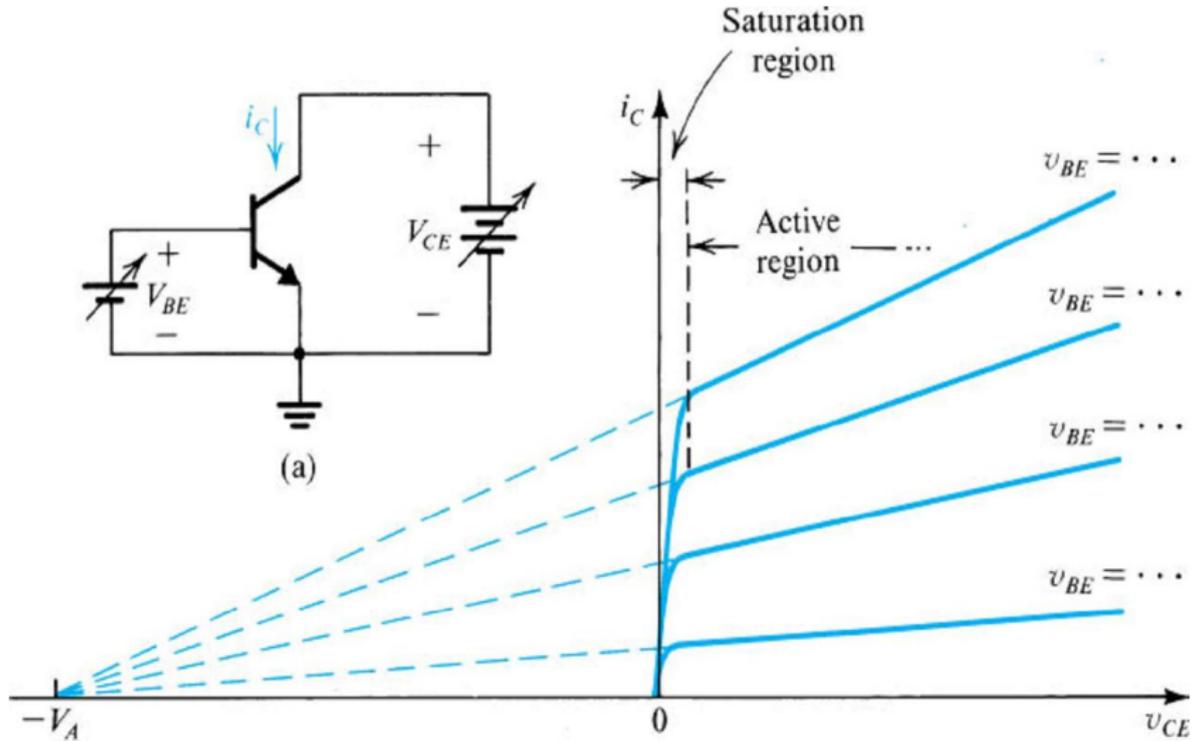
- Según el modelo de Ebers-Moll, en activa la corriente de emisor es independiente de la tensión  $V_{CE}$  entre colector y emisor o, lo que es lo mismo, es independiente de la tensión inversa aplicada en la unión BC.
- Sin embargo, cuanto mayor sea esta tensión, mayor es la zona de carga espacial y menor es la anchura efectiva de la base. Esto hace que la probabilidad de recombinarse en la base sea menor y aumenta, por tanto, el factor de transporte  $\alpha_T$  y, consiguientemente,  $\alpha_F$  y  $\beta_F$ . Este fenómeno (conocido como efecto Early) puede modelarse incluyendo un factor adicional en la expresión que nos proporciona la corriente de colector en activa:

$$I_C = I_s e^{V_{BE}/V_T} \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right), \quad (27)$$

donde a  $V_A$  se le conoce como tensión Early.



# Efecto Early





# CONTENIDOS

---

- 1 Introducción
- 2 Fundamentos básicos
- 3 Cálculo de las corrientes.
- 4 El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll
- 5 Otros modelos DC
- 6 Efecto Early
- 7 Características de transferencia. Polarización**
- 8 Modelo de pequeña señal de un BJT



# Características de transferencia. Polarización

## Introducción

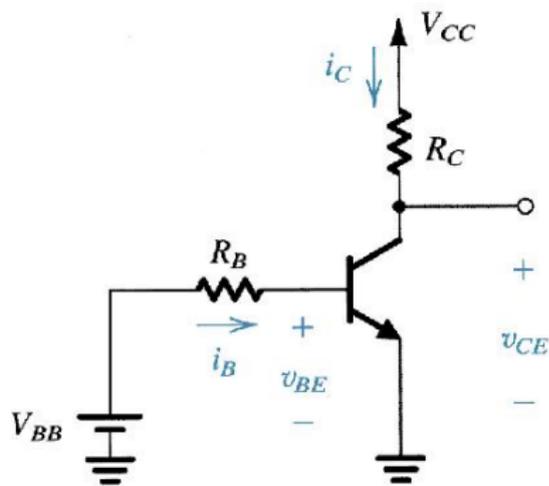
---

- Ya hemos visto que un BJT puede trabajar en cuatro regiones de operación diferentes.
- Que lo haga en una u otra depende de las tensiones aplicadas a través de elementos externos (resistencias y fuentes), que fijan el punto de trabajo del transistor (es decir, su polarización).
- Los circuitos de polarización son los encargados de fijar el funcionamiento en continua (DC) del transistor, esto es, el valor de las tensiones aplicadas al BJT y de las corrientes que circulan por él.
- Hay seis variables para fijar: las tensiones entre los terminales ( $V_{EB}$ ,  $V_{BC}$  y  $V_{EC}$ ) y las corrientes que circulan ( $I_E$ ,  $I_B$  e  $I_C$ ).
- Sólo dos de ellas son independientes puesto que existen cuatro ecuaciones que relacionan estas seis variables: las dos ecuaciones de Ebers-Moll y las dos leyes de Kirchoff.
- Por tanto, basta con imponer externamente dos de estas variables para determinar por completo el punto de polarización del BJT.



## Características de transferencia. Polarización

- Vamos a ver ahora uno de los circuitos de polarización más sencillos. Además, introduciremos simultáneamente las características de transferencia (relaciones entre las variables, tensiones o corrientes, en el transistor) habitualmente empleadas, tanto para la descripción como para la polarización de un BJT.





## Características de transferencia. Polarización

### Corriente de base

- La malla formada por la fuente  $V_{BB}$ , la resistencia de base ( $R_B$ ) y la unión BE determinan la corriente de base (y, por tanto, la de colector y la de emisor)
- En efecto, la corriente de base y la tensión de base emisor son la solución del siguiente par de ecuaciones (en activa):

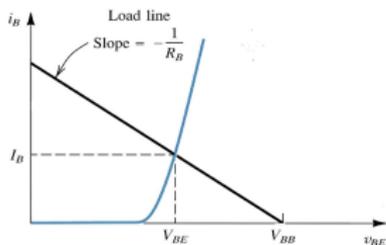
$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} \quad (28)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_F} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) \quad (29)$$



## Características de transferencia. Polarización Corriente de base

- La solución se puede obtener gráficamente mediante la intersección de la curva característica  $I_B - V_{BE}$  del transistor con la recta de carga impuesta por la resistencia  $R_B$  y la fuente  $V_{BB}$  (como sucedía en el caso de un diodo).



- Para el análisis y diseño a mano no se suele resolver el anterior sistema de ecuaciones, sino que se da un valor fijo a la tensión  $V_{BE}$  ( $\sim 0.6-0.7$  V) y se calcula la corriente de base como:

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \quad (30)$$



## Características de transferencia. Polarización Corriente de colector

- Fijado el valor de  $I_B$ , sólo nos queda un parámetro libre. Se considera entonces la ecuación de malla formada por la alimentación, el colector y el emisor:

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE}. \quad (31)$$

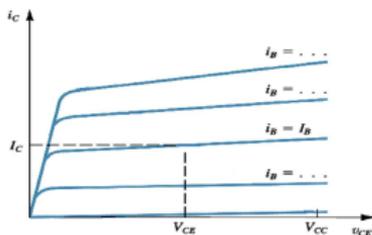
- Por ello, las otras características de transferencia que resultan de interés son las que relacionan  $I_C$  con  $V_{CE}$
- El punto de polarización es la intersección de la característica  $I_C - V_{CE}$  con la recta de carga determinada por la ecuación (31):

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}.$$



## Características de transferencia. Polarización Corriente de colector

- Las características de transferencia  $I_C - V_{CE}$  tienen la forma mostrada en la siguiente figura:



- Cada una de las curvas se corresponde con un valor constante de la intensidad de base ( $I_B$ ) o, lo que es lo mismo, de la tensión  $V_{BE}$ . Para entender por qué son así recordemos las ecuaciones de Ebers-Moll:

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left( e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) - I_S \left( e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (32)$$

$$I_C = I_S \left( e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left( e^{V_{BC}/V_T} - 1 \right) \quad (33)$$



# Características de transferencia. Polarización

## Corriente de colector

- En la región activa:

$$I_E = \frac{I_S}{\alpha_F} e^{V_{BE}/V_T} \quad (34)$$

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \quad (35)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta_F} e^{V_{BE}/V_T} \quad (36)$$

- Como vemos, fijado el valor de  $V_{BE}$  está fijado también el valor de las corrientes que circulan, que son independientes de la tensión en la otra unión ( $V_{BC}$ ) y, por tanto, también de la tensión  $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$ . Por eso, la curva  $I_C - V_{CE}$  es casi plana (tiene una pequeña pendiente debida al Efecto Early).



## Características de transferencia. Polarización Corriente de colector

- Fijado el valor de  $V_{BE}$ , al disminuir el valor de  $V_{CB}$  va cobrando importancia el otro sumando de las ecuaciones de Ebers-Moll, y va disminuyendo el valor de las corrientes de emisor y de colector. Cuando  $V_{CB}$  es igual a cero, estamos en la frontera entre las regiones activa y saturación. Para valores inferiores, la unión CB está en directo y la tensión  $V_{CE}$  es pequeña. Las regiones activa y saturación están separadas en la gráfica  $I_C - V_{CE}$  por una curva de tipo exponencial. En efecto:

$$V_{CB} = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CB} \Rightarrow I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$$



# CONTENIDOS

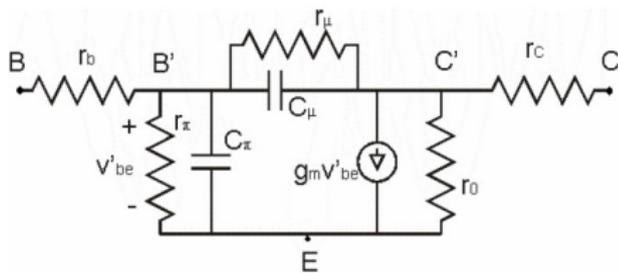
---

- 1 Introducción
- 2 Fundamentos básicos
- 3 Cálculo de las corrientes.
- 4 El modelo de diodos acoplados. Ecs de Ebers-Moll
- 5 Otros modelos DC
- 6 Efecto Early
- 7 Características de transferencia. Polarización
- 8 Modelo de pequeña señal de un BJT



## Modelo de pequeña señal de un BJT

- En la siguiente figura se ilustra el modelo en  $\pi$  de pequeña señal de un transistor bipolar npn en activa:



Donde:

- $r_{bb'}$  y  $r_{cc'}$  dan cuenta de la caída de tensión desde los terminales del dispositivo hasta la región en donde realmente está el BJT
- $r_{ee'}$  es despreciable porque el terminal de emisor está más próximo a la conexión correspondiente y porque el dopado de emisor es más alto (la resistencia es menor)



## Modelo de pequeña señal de un BJT

- Veamos la procedencia del resto de elementos no capacitivos (que dan cuenta de las variaciones lentas o de baja frecuencia).
- Tenemos dos variables independientes, que en este modelo son  $v_{B'E}$  y  $v_{C'E}$ . Por otro lado:

$$i_e = i_c + i_b, \quad (37)$$

esto es:

$$\Delta i_E = \Delta i_C + \Delta i_B. \quad (38)$$

Para expresar estas variaciones en función de las variaciones de pequeña señal de las tensiones  $v_{B'E}$  y  $v_{C'E}$  podemos desarrollar en serie de Taylor hasta primer orden.



## Modelo de pequeña señal de un BJT

- Desarrollo en serie de Taylor:

$$i_c = \left( \frac{\partial i_C}{\partial v_{B'E}} \right)_{v_{C'E}=\text{cte}} v_{b'e} + \left( \frac{\partial i_C}{\partial v_{C'E}} \right)_{v_{B'E}=\text{cte}} v_{c'e}. \quad (39)$$

- Análogamente:

$$i_b = \left( \frac{\partial i_B}{\partial v_{B'E}} \right)_{v_{C'E}=\text{cte}} v_{b'e} + \left( \frac{\partial i_B}{\partial v_{C'E}} \right)_{v_{B'E}=\text{cte}} v_{c'e}. \quad (40)$$

- En el modelo circuital,  $g_m v_{b'e}$ ,  $r_0$ ,  $r_\pi$  y  $r_\mu$  dan cuenta de los cuatro sumandos que aparecen en las ecuaciones (39) y (40)
- $g_m v_{b'e}$  reproduce la variación en la corriente de colector causada por un cambio ( $v_{b'e}$ ) en la tensión en la unión BE. Por tanto,  $g_m$  viene dada por:

$$g_m = \left( \frac{\partial i_C}{\partial v_{B'E}} \right)_{v_{C'E}=\text{cte}} = \frac{I_C}{V_T} \quad (41)$$



## Modelo de pequeña señal de un BJT

- $r_0^{-1} v_{c'e}$  reproduce la influencia del efecto Early. En efecto:

$$r_0^{-1} = \left( \frac{\partial i_C}{\partial v_{C'E}} \right)_{v_{B'E}=\text{cte}} = \frac{I_C}{V_A} \quad (42)$$

- $r_\pi^{-1} v_{b'e}$  da cuenta de la variación en la corriente de base:

$$r_\pi^{-1} = \left( \frac{\partial i_B}{\partial v_{B'E}} \right)_{v_{C'E}=\text{cte}} = \frac{I_B}{V_T} = \frac{I_C}{\beta_F V_T} \quad (43)$$

- $r_\mu^{-1} v_{c'e}$  da cuenta de las variaciones en la corriente de base producidas por un cambio en la tensión de colector:

$$r_\mu^{-1} = \left( \frac{\partial i_B}{\partial v_{C'E}} \right)_{v_{B'E}=\text{cte}} = \frac{I_C}{\beta_F V_A}. \quad (44)$$

(Téngase en cuenta que con la tensión  $v_{B'E}$  fija se cumple  $v_{c'e} = v_{c'b}$ , por lo que podemos colocar esta resistencia entre la base y el colector en lugar de entre base y emisor).



## Modelo de pequeña señal de un BJT

- Finalmente, el comportamiento en frecuencia viene limitado por las capacidades  $C_\pi$  y  $C_\mu$  asociadas a las uniones BE y BC, respectivamente:

$$C_\pi = C_d + C_{je} = \tau_F \frac{I_C}{V_T} + \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_i}\right)^m} = \tau_F g_m + \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_i}\right)^m}$$

$$C_\mu = C_{cj} = \frac{C_{JC}}{\left(1 - \frac{V_{BC}}{V_i}\right)^m}$$