

Tema 4. Transistores bipolares

4.1 Introducción

4.2 El transistor bipolar en cuasi-estática

4.3 Modelos aproximados en cuasi-estática y gran señal

4.4 Modelos aproximados en frecuencias medias y pequeña señal

4.5 El transistor bipolar en dinámica

Material de apoyo para el grupo 13.2 de INEL

Carlos del Cañizo
canizo@ies-def.upm.es
Curso 2011-2012

Tema 4. Transistores bipolares

OBJETIVOS

- Conocer la estructura interna de los transistores bipolares npn y pnp.
- Conocer el modelo de Ebers-Moll y las ecuaciones para los distintos estados de funcionamiento del dispositivo.
- Familiarizarse con los modelos aproximados del transistor bipolar en estática, y analizar circuitos sencillos mediante el método analítico (planteamiento de hipótesis, resolución, verificación de la hipótesis).
- Conocer qué es pequeña señal en un transistor bipolar, deduciendo el circuito equivalente del transistor para este caso y realizando el análisis correspondiente en circuitos sencillos.

Introducción a la Electrónica

Tema 4: El transistor bipolar

4.1 Introducción

4.2 El transistor bipolar en cuasi-estática

4.3 Modelos aproximados en cuasi-estática y gran señal

4.4 Modelos aproximados en frecuencias medias y pequeña señal

4.5 El transistor bipolar en dinámica

Objetivos

- Presentar el funcionamiento básico del transistor bipolar, enunciando algunas de sus aplicaciones.
- Dar a conocer los tipos, símbolos y nomenclatura usados habitualmente para transistores bipolares de unión.
- Explicar cualitativamente, a partir de las propiedades de la unión p-n, el “efecto transistor”.

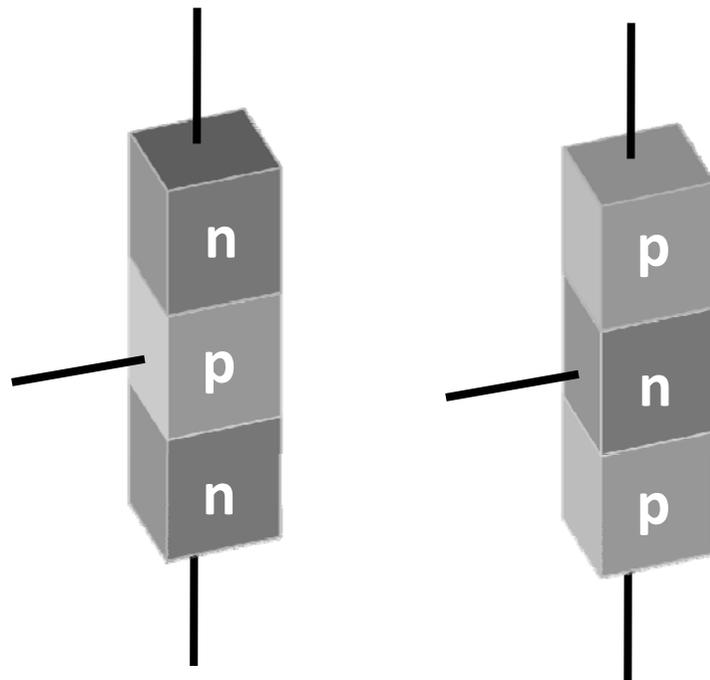
Bibliografía

- Sedra, apto. 5.1.1 - 5.1.3
- Malik, apto. 4.1

Transistor bipolar

Transistor bipolar de unión (BJT): Dispositivo de tres terminales formado por dos uniones p-n, sobre el mismo material semiconductor, que comparten una zona. La corriente es debida a electrones y huecos.

Transistor (TRANSfer resistOR): control de la corriente que fluye a través de un terminal mediante el voltaje aplicado entre los otros dos.

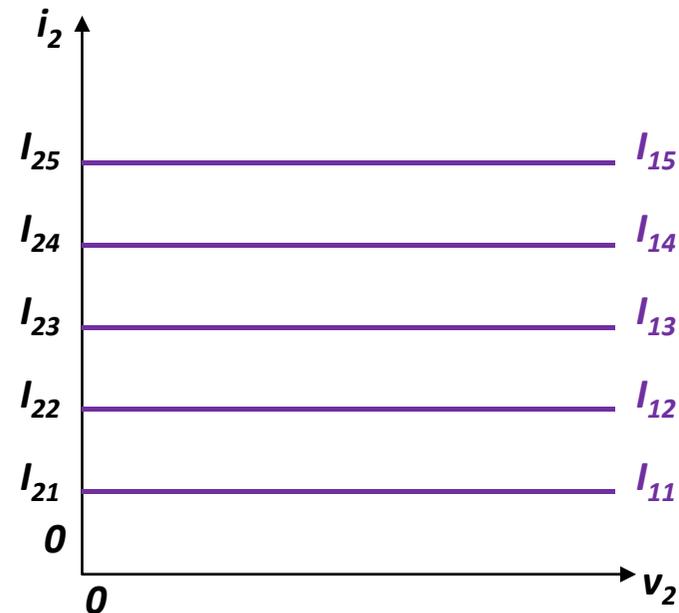
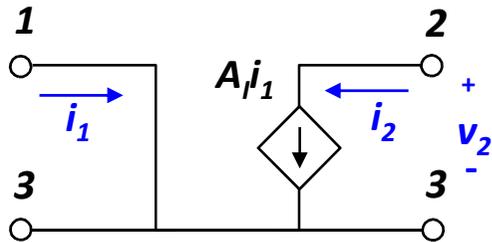


Dos configuraciones posibles:

- npn
- pnp

Transistor bipolar

En determinadas condiciones, el comportamiento de un BJT se aproxima al de una **fuente de corriente controlada por corriente**

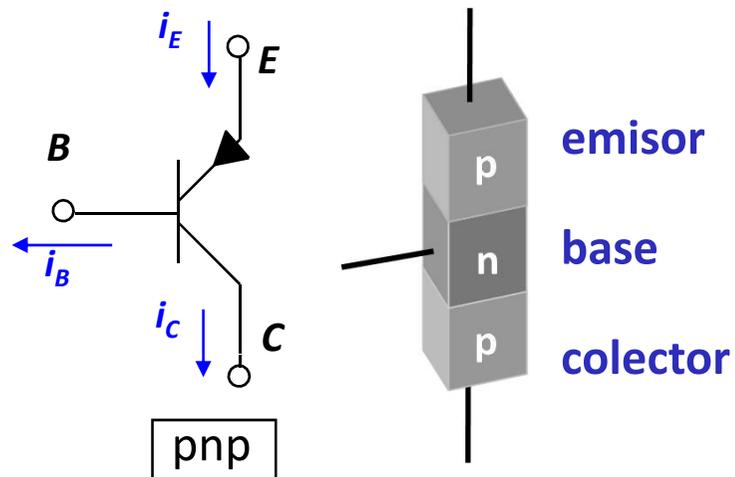
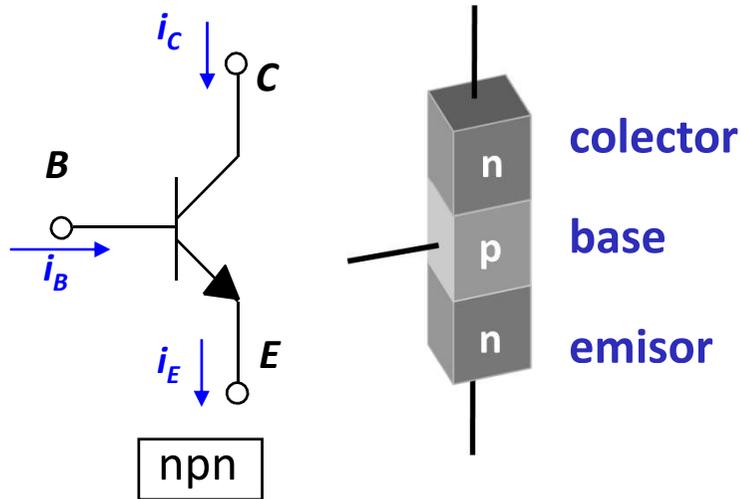


Funciones principales

- 👉 Interruptor gobernado por señal de control (**CONMUTACIÓN**)
- 👉 Amplificador lineal de pequeña señal (**AMPLIFICACIÓN**)

Transistor bipolar

Tipos y símbolos: dos configuraciones posibles

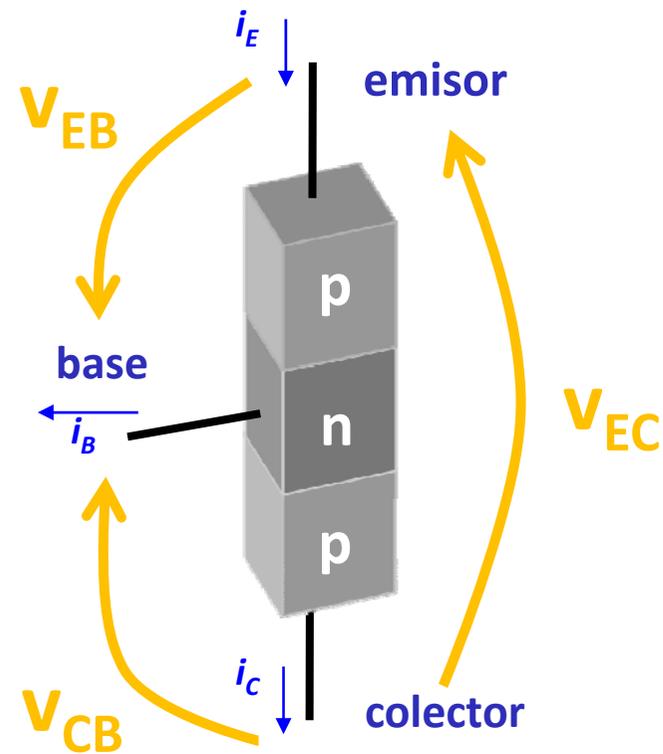
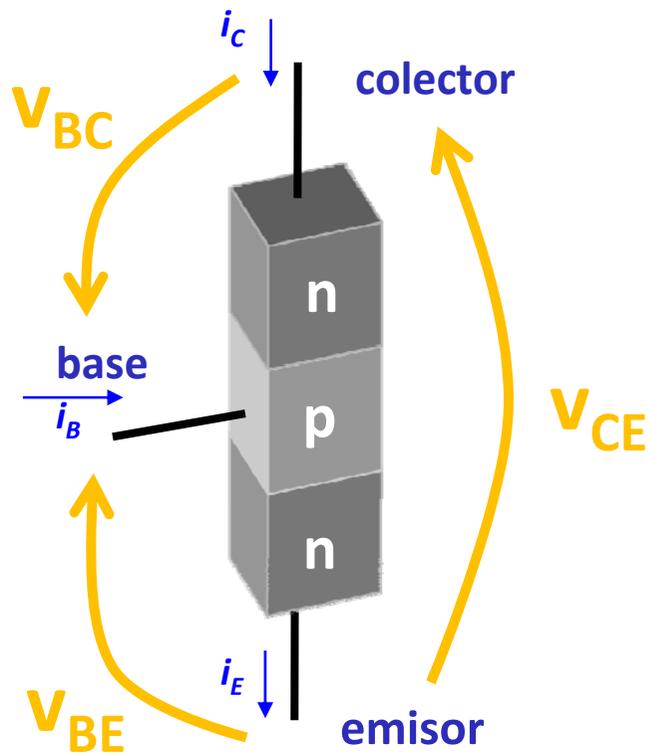


- Flecha en el **emisor**, sentido de p a n .
- Los **sentidos que asignamos a las corrientes** corresponden al funcionamiento en uno de los estados del transistor, **activa directa**.
- Unión base-emisor.
- Unión base-colector.
- Estructura asimétrica: emisor más dopado que colector.
- Zona de base muy estrecha, responsable de que exista el efecto transistor: interacción entre ambas uniones p-n.

Transistor bipolar

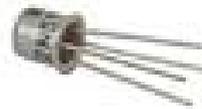
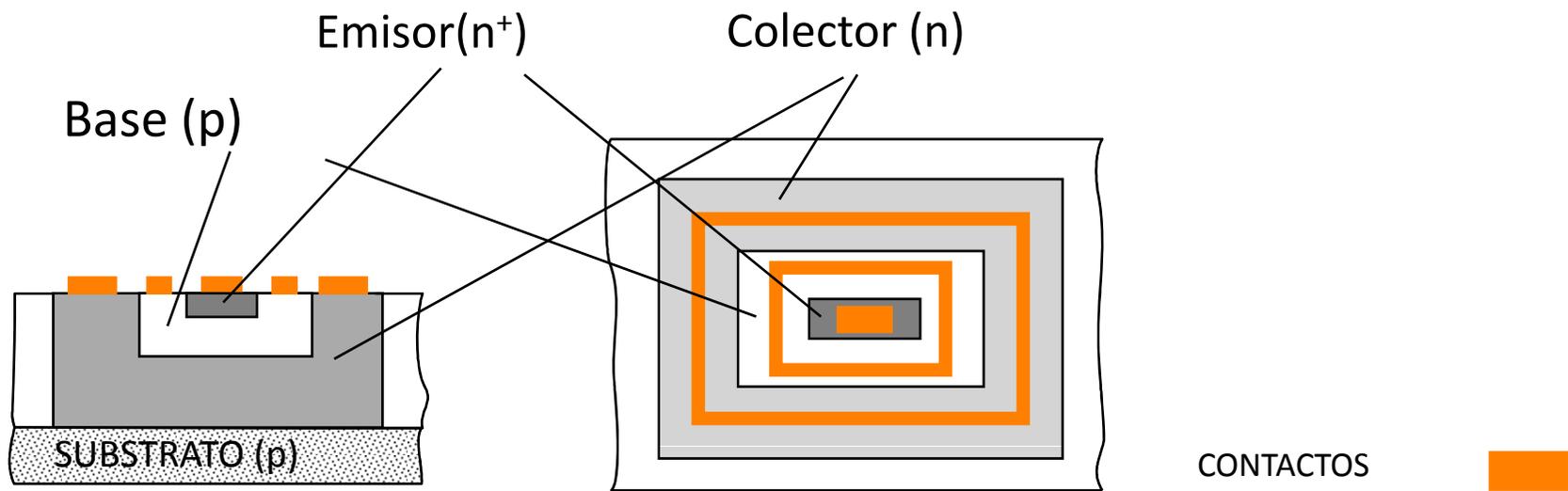
Tipos y símbolos: definición de las tensiones

Se especifican **tres tensiones** diferenciadas entre las tres regiones del transistor



Transistor bipolar

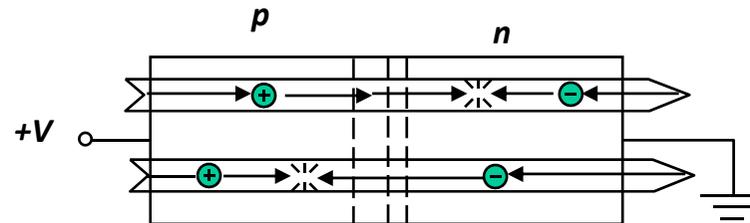
Morfología: tecnología CI



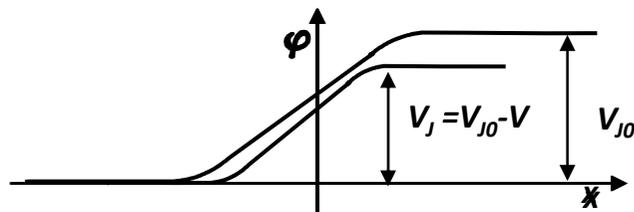
Transistor bipolar

Estados de polarización: función de las uniones p-n que lo forman

Unión p-n
en directa



Toda la tensión aplicada se invierte en disminuir la barrera de tensión en la unión



Disminución de la barrera \Rightarrow Huecos de la zona p se inyectan en la zona n y electrones de la zona n en la zona p \Rightarrow INYECCIÓN DE MAYORITARIOS

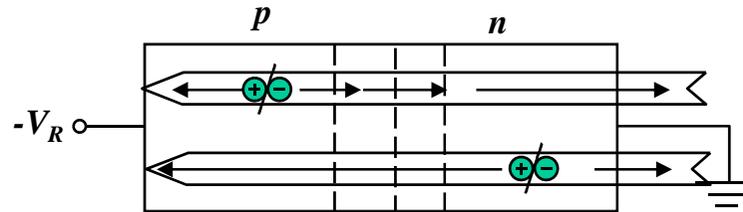
Esta inyección de portadores **disminuye la anchura de la zona de deplexión**

Difunden ahora como minoritarios, recombinándose a medida que avanzan \Rightarrow **Predomina corriente de difusión ($I_D > I_S$)**, fuertemente dependiente del voltaje

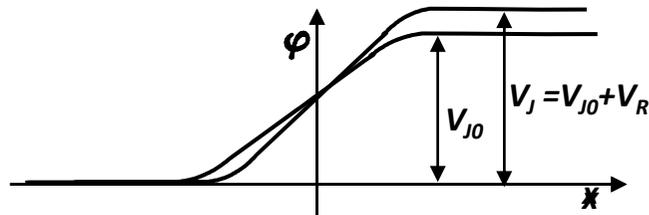
Transistor bipolar

Estados de polarización: función de las uniones p-n que lo forman

Unión p-n
en inversa



Toda la tensión aplicada se invierte en aumentar la barrera de tensión en la unión



Aumento de la barrera \Rightarrow Electrones de la zona p se inyectan en la zona n y huecos de la zona n en la zona p \Rightarrow INYECCIÓN DE MINORITARIOS

Esta inyección de portadores deja más iones descubiertos, aumentando la anchura de la zona de deplexión

Predomina corriente de arrastre ($I_S > I_D$) \Rightarrow Al inyectar portadores de los que hay pocos en sus zonas de origen, corrientes muy débiles

Transistor bipolar

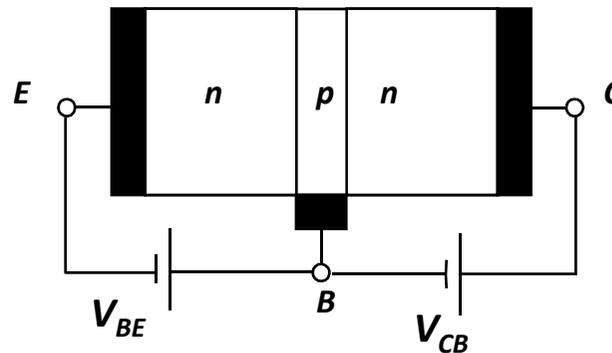
Funcionamiento físico del transistor en **activa directa**:

- unión base-emisor: **DIRECTA**

$v_{BE} = V_{BE} > 0 \Rightarrow$ e^- de n a p , h^+ de p a n
unión diseñada para que $J_e \gg J_h$

- unión base-colector: **INVERSA**

$v_{BC} = -V_{CB} < 0 \Rightarrow$ h^+ de n a p (pocos), e^- de p a n (**¡muchos!**)



Debido a la interacción entre las uniones, si la base es **suficientemente estrecha**

Transistor bipolar

Funcionamiento físico del transistor en **activa directa**:

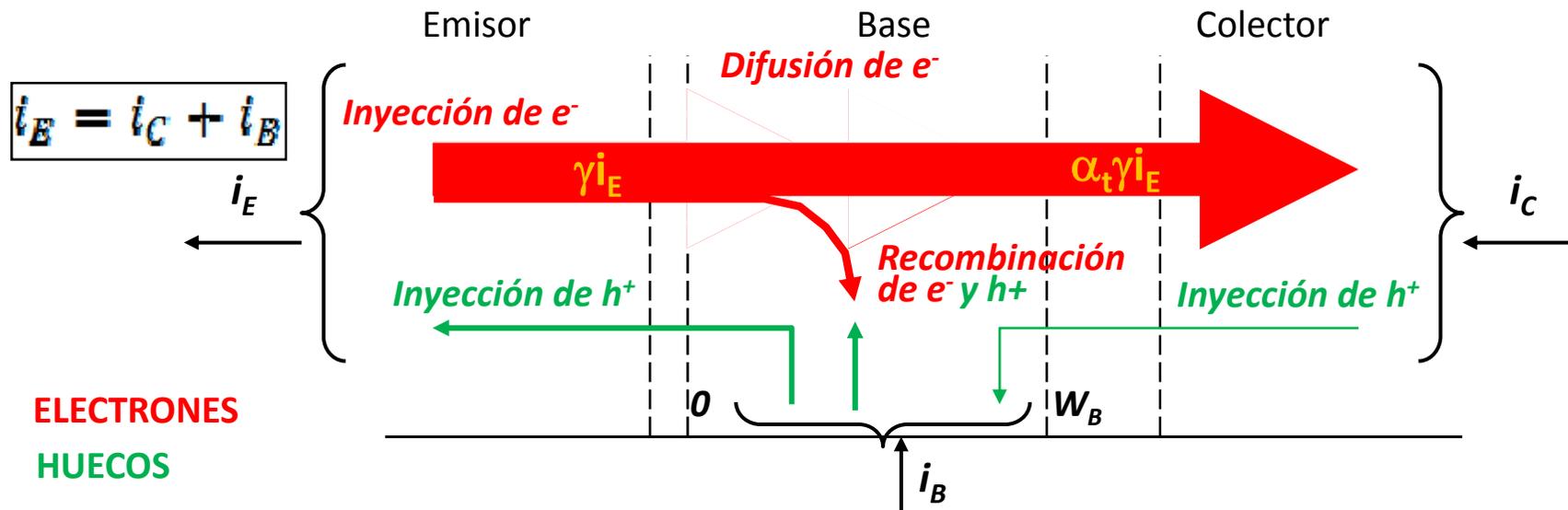
- unión base-emisor: **DIRECTA**

$v_{BE} = V_{BE} > 0 \Rightarrow$ e^- de n a p , h^+ de p a n
unión diseñada para que $J_e \gg J_h$

- en la base, e^- son **minoritarios** \Rightarrow Difunden (algunos recombinan)

- unión base-colector: **INVERSA**

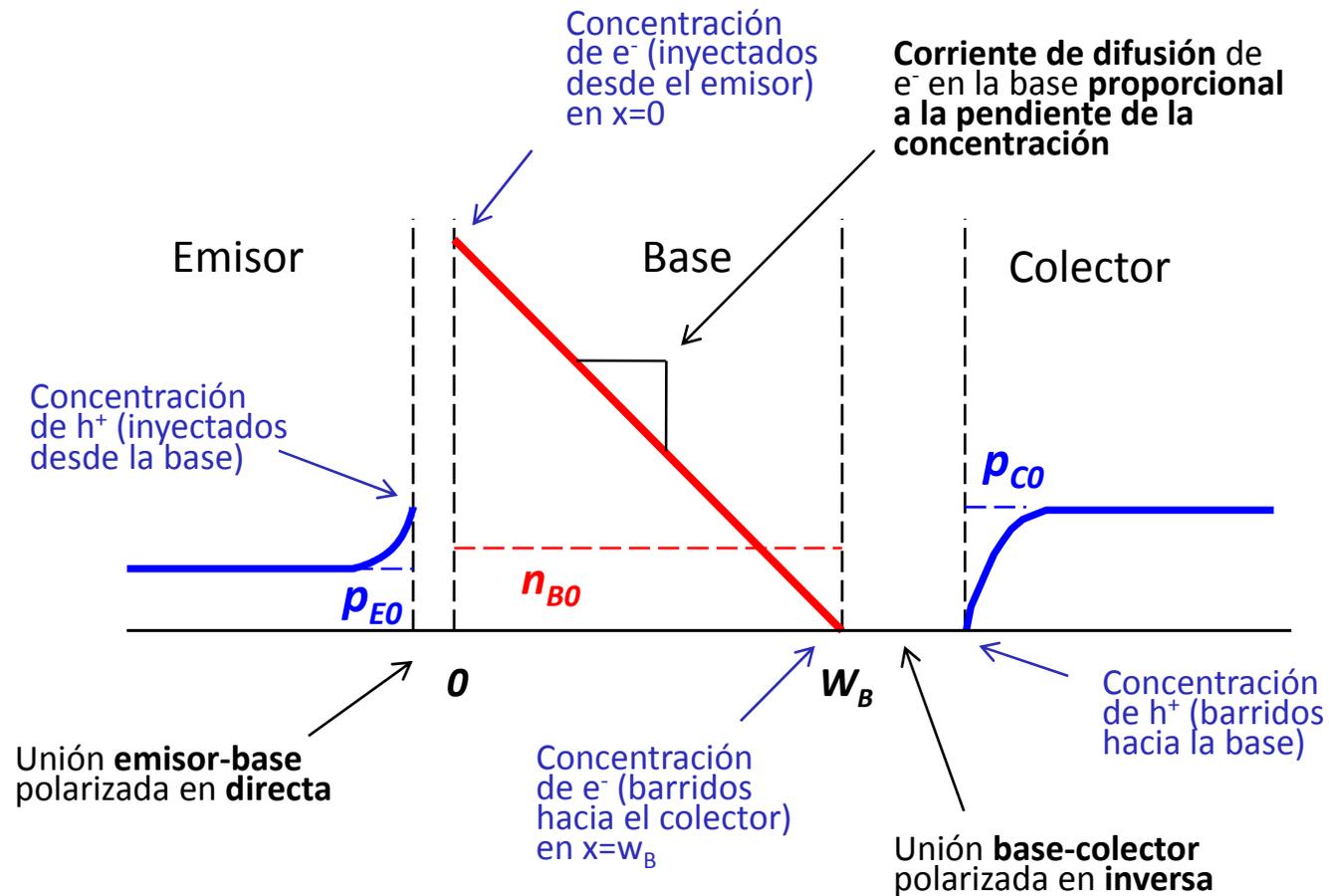
$v_{BC} = -V_{CB} < 0 \Rightarrow$ h^+ de n a p (pocos), e^- de p a n (**¡muchos!**)



Transistor bipolar

Funcionamiento físico del transistor en **activa directa**:

Perfil de minoritarios (*nnp*)



Transistor bipolar

RESUMEN DEL APTO. 4.1

- El transistor bipolar de unión (BJT) está formado por dos uniones p-n que comparten una zona estrecha (la base)
- En determinadas condiciones, el BJT se comporta como una fuente de corriente controlada por corriente, permitiendo su uso como interruptor en aplicaciones digitales o amplificador de pequeña señal en aplicaciones analógicas
- Al polarizar en directa la unión base-emisor, se produce una corriente de colector que depende de la tensión base-emisor y que es independiente de la tensión en el colector siempre que la unión base-colector esté en inversa. La corriente de base es una fracción de la corriente de colector y la corriente de emisor es la suma de la de colector y base

Introducción a la Electrónica

Tema 4: El transistor bipolar

4.1 Introducción

4.2 El transistor bipolar en cuasi-estática

4.3 Modelos aproximados en cuasi-estática y gran señal

4.4 Modelos aproximados en frecuencias medias y pequeña señal

4.5 El transistor bipolar en dinámica

Objetivos

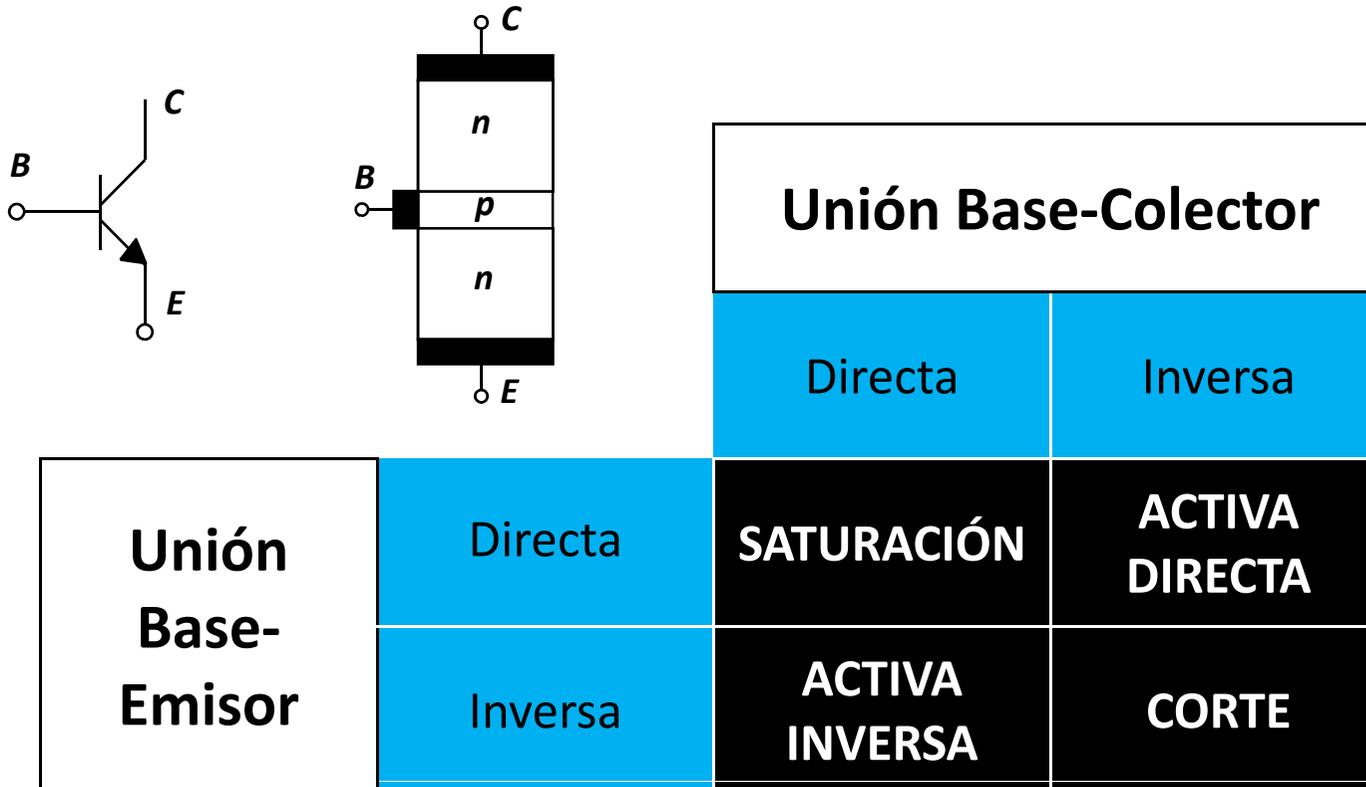
- Distinguir los estados de funcionamiento del transistor bipolar, en función de la polarización de las uniones de emisor y colector
- Presentar el modelo de Ebers-Moll, deduciendo a partir de él las curvas características del funcionamiento del transistor
- Conocer las principales modificaciones a las ecuaciones de Ebers-Moll, fundamentalmente el efecto Early

Bibliografía

- Sedra, apto. 5.1.2, 5.1.4-5.1.6 (5ª edición)
- Malik, apto 4.2-4.3.

Transistor bipolar

Estados de polarización y régimen de operación:



ACTIVA DIRECTA



Aplicaciones analógicas

SATURACIÓN Y CORTE



Aplicaciones digitales

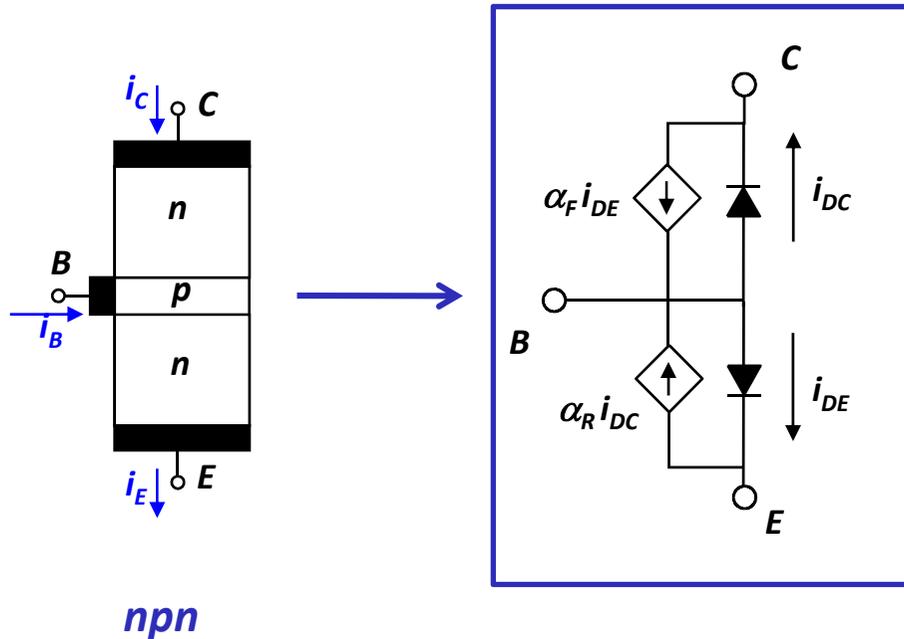
ACTIVA INVERSA



Prácticamente no se usa, excepto en tecnología TTL

Transistor bipolar

El transistor en cuasi-estática: modelo de Ebers-Moll



$\alpha_F \equiv$ **Alfa directa** $\sim 0,99-0,997$

Ganancia directa de corriente en base común con salida en cortocircuito

$\alpha_R \equiv$ **Alfa inversa** $\sim 0,05-0,8$

Ganancia inversa de corriente en base común con entrada en cortocircuito

A partir de la ecuación de Shockley:

$$i_{DE} = I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1)$$

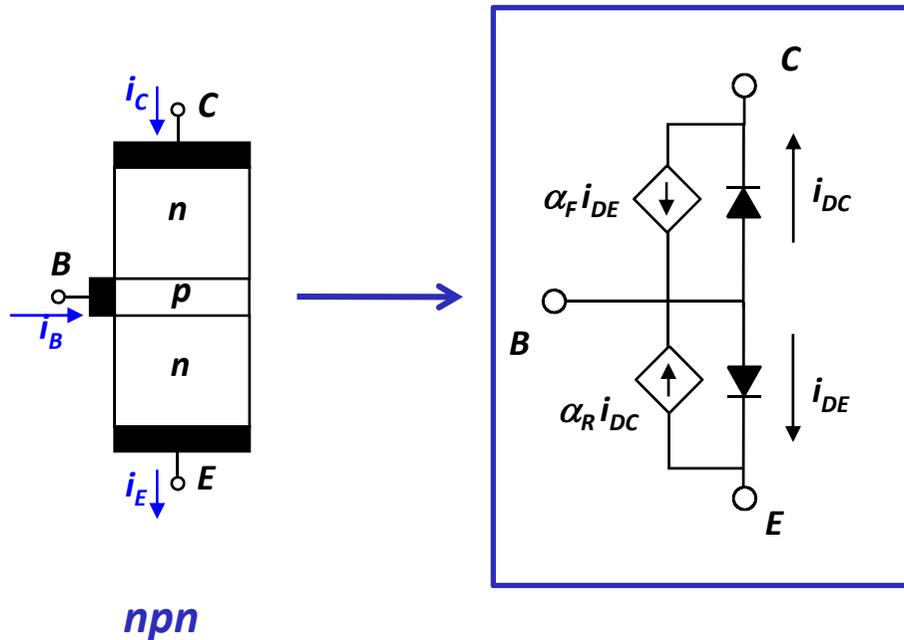
$I_{ES} \equiv$ Corriente inversa de saturación de emisor

$$i_{DC} = I_{CS} (e^{v_{BC}/V_T} - 1)$$

$I_{CS} \equiv$ Corriente inversa de saturación de colector

Transistor bipolar

El transistor en cuasi-estática: modelo de Ebers-Moll



$\alpha_F \equiv$ Alfa directa $\sim 0,99-0,997$

Ganancia directa de corriente en base común con salida en cortocircuito

$\alpha_R \equiv$ Alfa inversa $\sim 0,05-0,8$

Ganancia inversa de corriente en base común con entrada en cortocircuito

Por la ley de nodos:

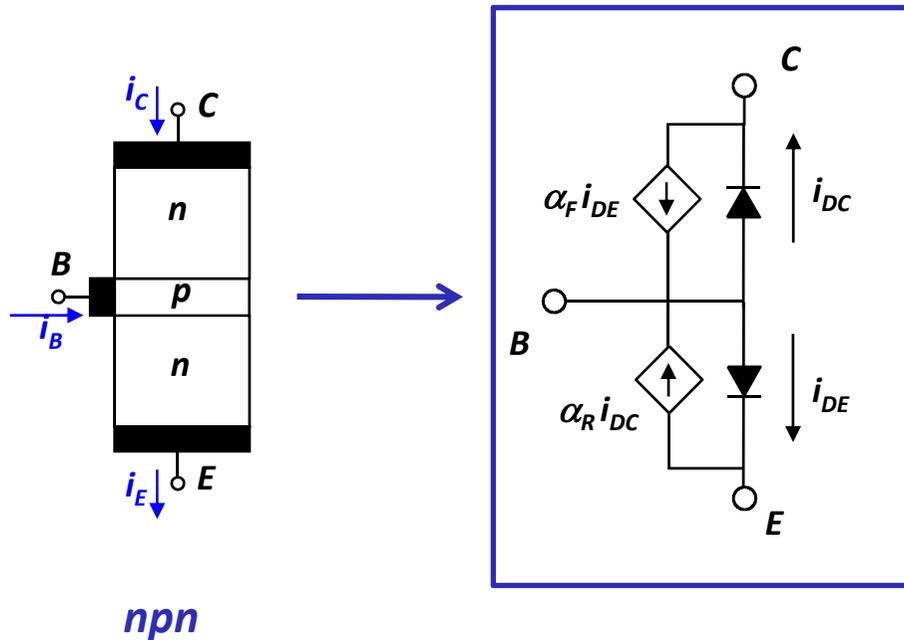
$$i_C = \alpha_F i_{DE} - i_{DC}$$

$$i_E = i_{DE} - \alpha_R i_{DC}$$

Sustituyendo las expresiones anteriores para i_{DC} e i_{DE} :

Transistor bipolar

El transistor en cuasi-estática: modelo de Ebers-Moll



$\alpha_F \equiv$ Alfa directa $\sim 0,99-0,997$

Ganancia directa de corriente en base común con salida en cortocircuito

$\alpha_R \equiv$ Alfa inversa $\sim 0,05-0,8$

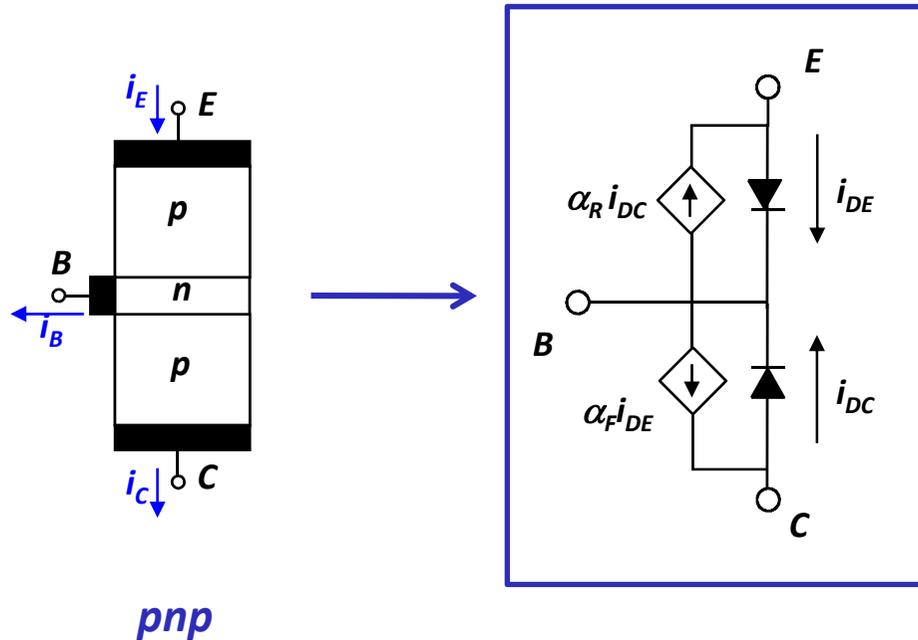
Ganancia inversa de corriente en base común con entrada en cortocircuito

$$i_C = \alpha_F I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - I_{CS} (e^{v_{BC}/V_T} - 1)$$

$$i_E = I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS} (e^{v_{BC}/V_T} - 1)$$

Transistor bipolar

El transistor en cuasi-estática: modelo de Ebers-Moll para el BJT pnp



$\alpha_F \equiv$ Alfa directa $\sim 0,99-0,997$

Ganancia directa de corriente en base común con salida en cortocircuito

$\alpha_R \equiv$ Alfa inversa $\sim 0,05-0,8$

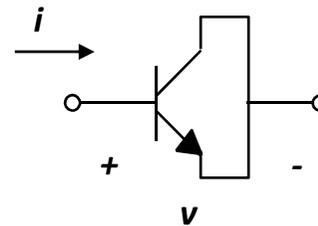
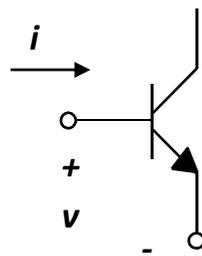
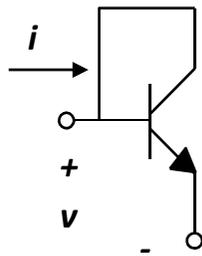
Ganancia inversa de corriente en base común con entrada en cortocircuito

$$i_C = \alpha_F I_{ES} (e^{v_{EB}/V_T} - 1) - I_{CS} (e^{v_{CB}/V_T} - 1)$$

$$i_E = I_{ES} (e^{v_{EB}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS} (e^{v_{CB}/V_T} - 1)$$

Transistor bipolar

Ej 1. Para fabricar diodos en circuitos integrados, es habitual usar la unión p-n de un transistor. Calcular la relación corriente-tensión de las siguientes configuraciones:



DATOS

$$\alpha_F = 0,99$$

$$\alpha_R = 0,2$$

$$I_{ES} = 5 \cdot 10^{-14} \text{ A}$$

$$V_T = 0,025 \text{ V}$$

Transistor bipolar

Aproximación en activa directa de las ecuaciones Ebers-Moll: ejemplo npn

$$\text{Activa} \left\{ \begin{array}{l} \text{BE en ON} \quad e^{v_{BE}/V_T} - 1 \sim e^{v_{BE}/V_T} \\ \text{BC en OFF} \quad i_{DC} = I_{CS}(e^{v_{BC}/V_T} - 1) \approx 0 \end{array} \right.$$

Entonces:

$$i_C = \alpha_F I_{ES}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) - I_{CS}(e^{v_{BC}/V_T} - 1)$$
$$i_E = I_{ES}(e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS}(e^{v_{BC}/V_T} - 1)$$

Por tanto:

$$\left. \begin{array}{l} i_C \approx \alpha_F I_{ES} e^{v_{BE}/V_T} \\ i_E \approx I_{ES} e^{v_{BE}/V_T} \end{array} \right\} i_C \approx \alpha_F i_E$$

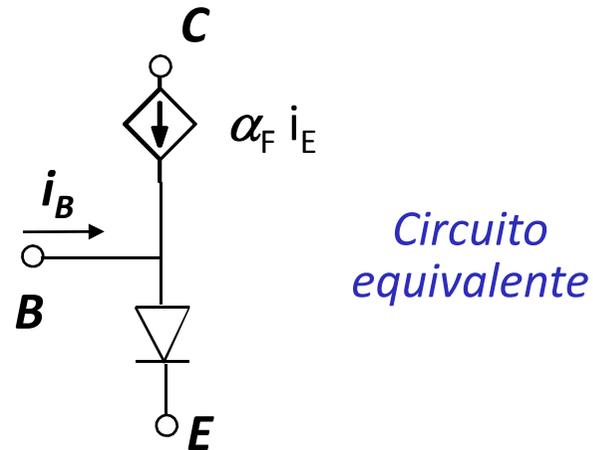
Transistor bipolar

Aproximación en activa directa de las ecuaciones Ebers-Moll: ejemplo npn

Activa {

- BE en **ON** $e^{v_{BE}/V_T} - 1 \sim e^{v_{BE}/V_T}$
- BC en **OFF** $i_{DC} = I_{CS}(e^{v_{BC}/V_T} - 1) \approx 0$

$$i_C \approx \alpha_F i_E$$



Transistor bipolar

Aproximación en activa directa de las ecuaciones Ebers-Moll: ejemplo npn

Interesa expresar la corriente de colector en función de i_B :

$$i_B = i_B(v_{BE})$$

$$i_C = i_C(i_B)$$

Corriente de base en función de v_{BE} :

$$\begin{aligned} i_B &= i_E - i_C = I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_F I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) \\ &= I_{ES} (1 - \alpha_F) (e^{v_{BE}/V_T} - 1) \end{aligned}$$

$$\frac{i_C}{i_B} \approx \frac{\alpha_F I_{ES} e^{v_{BE}/V_T}}{I_{ES} (1 - \alpha_F) e^{v_{BE}/V_T}} = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \equiv \beta_F$$

$$i_B \approx \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta_F} e^{v_{BE}/V_T}$$

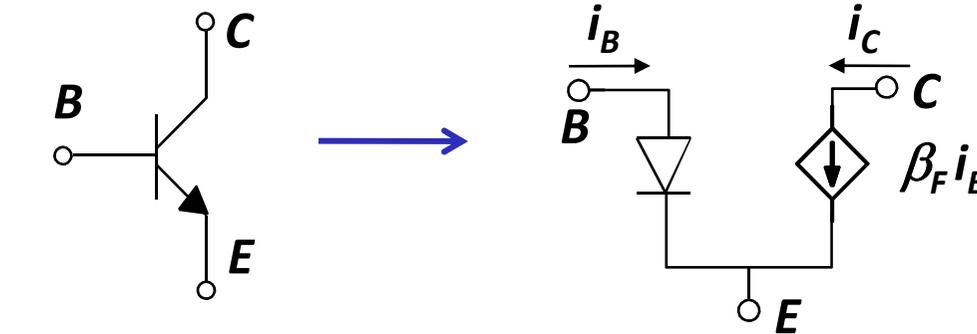
$$i_C \approx \beta_F i_B$$

$\beta \sim 100 - 300$

Transistor bipolar

Aproximación en activa directa de las ecuaciones Ebers-Moll: ejemplo **npn**

Entonces:



$$i_B \approx \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta_F} e^{v_{BE}/V_T}$$

I_S^{eq}

$$i_C \approx \beta_F i_B$$

También se define:

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

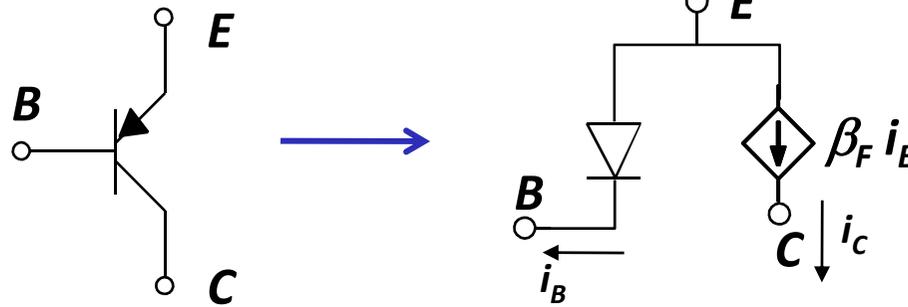
cuando el transistor funciona en **inversa**

Amplificación (activa directa):
corriente en **C** proporcional a i_B con
una constante de proporcionalidad
 β grande.

Transistor bipolar

Aproximación en activa directa de las ecuaciones Ebers-Moll: ejemplo **pnp**

En este caso:



$$i_B \approx \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta_F} e^{v_{EB}/V_T}$$

I_S^{eq}

$$i_C \approx \beta_F i_B$$

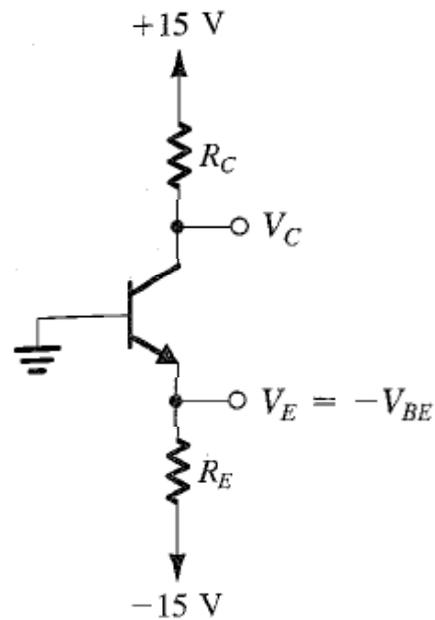
Igualmente:

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

cuando el transistor funciona en **inversa**

Transistor bipolar

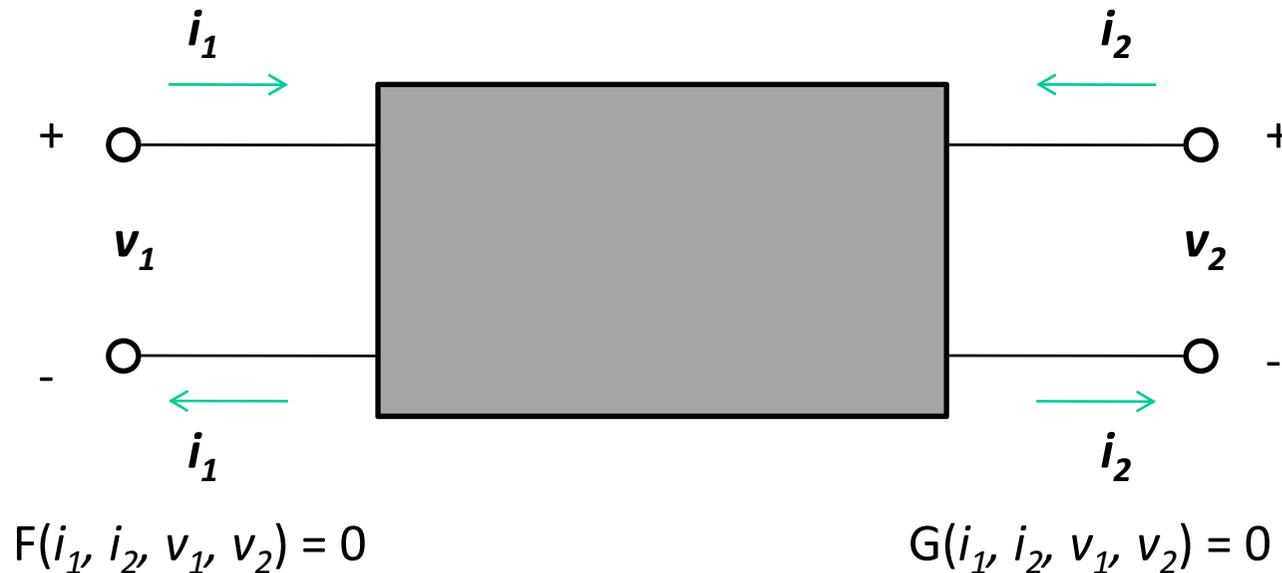
Ej 2. El transistor de la figura, que opera en activa, funciona de manera que $i_C = 1 \text{ mA}$ si $v_{BE} = 0.7 \text{ V}$. Diseñe el circuito de la figura de manera que $i_C = 2 \text{ mA}$ y la tensión en el colector sea de $+5 \text{ V}$. Tome $V_T = 25 \text{ mV}$



Transistor bipolar

Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



Curvas características: si en F y G no aparece t ni d/dt entonces tenemos un sistema de ecuaciones y podremos en general representar:

$$i_1 = F(v_1, v_2)$$

Curva característica de entrada

$$i_2 = G(v_1, v_2)$$

Curva característica de salida

Transistor bipolar

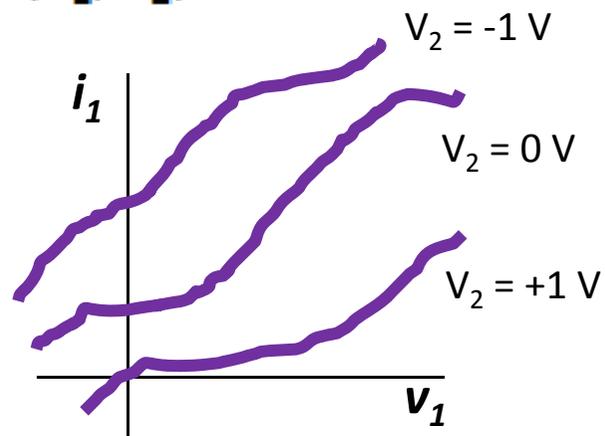
Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



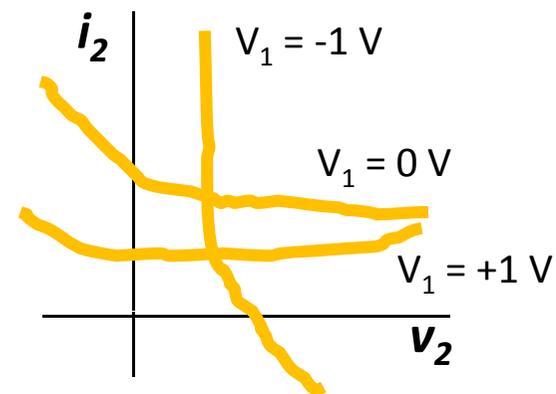
Curvas características: si en F y G no aparece t ni d/dt entonces tenemos un sistema de ecuaciones y podremos en general representar:

$$i_1 = F(v_1, v_2)$$



Curvas características de entrada

$$i_2 = G(v_1, v_2)$$



Curvas características de salida

Transistor bipolar

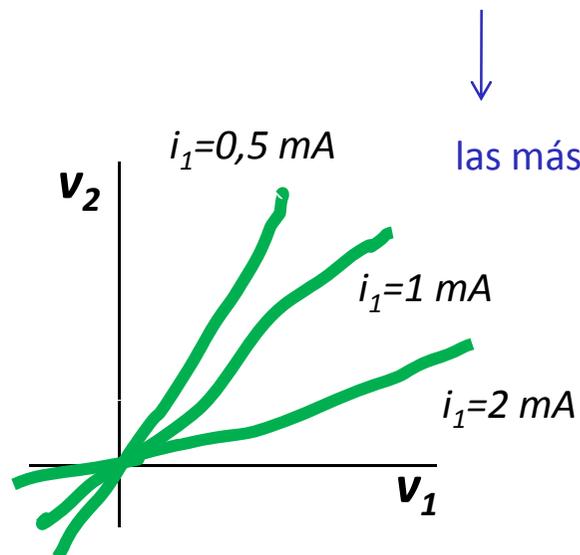
Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



Otra familia de curvas de interés son las **curvas de transferencia:**

variable de salida = h (variable de entrada, otra variable)

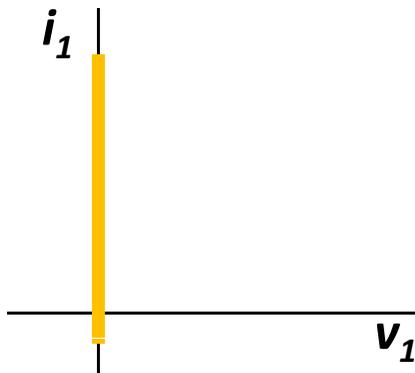
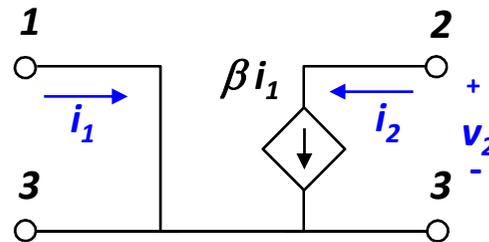


↓
las más interesantes

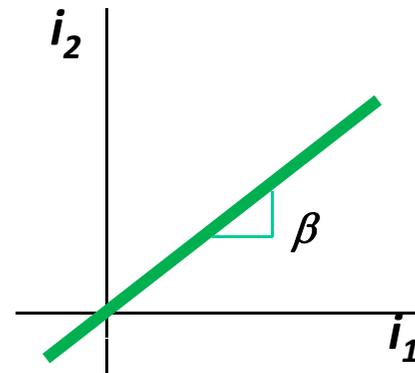
↓
parámetro

Transistor bipolar

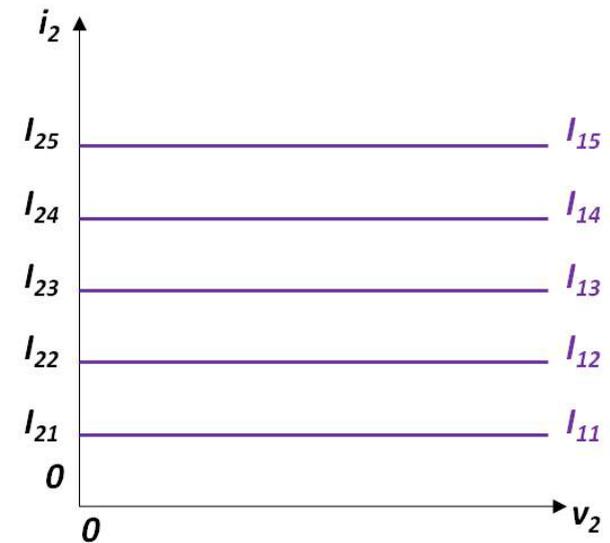
Ejemplo: en algunos casos el comportamiento de un BJT se aproxima al de una **fuerza de corriente controlada por corriente**



Característica de **entrada**



Curva de **transferencia**

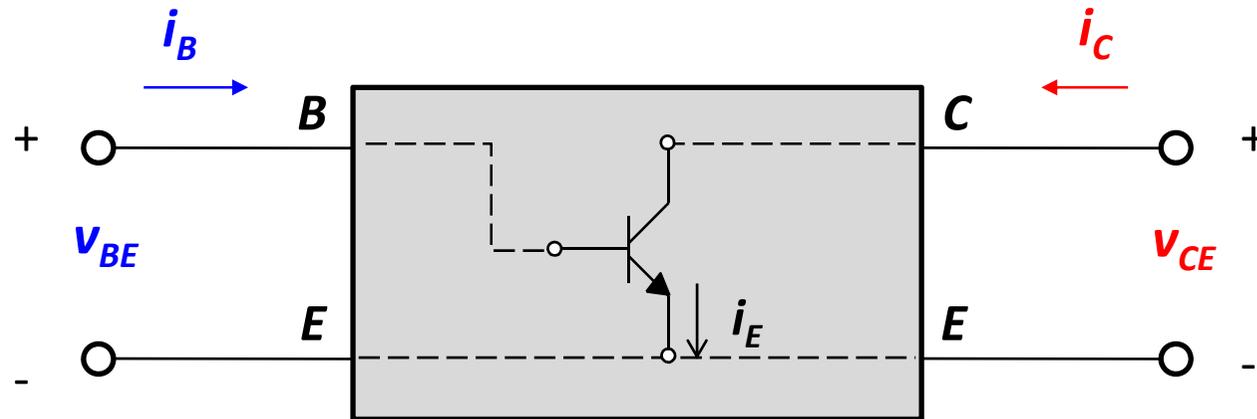


Características de **salida**

Transistor bipolar

Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



EMISOR común

$$i_C = \alpha_F I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - I_{CS} [e^{(v_{BE}-v_{CE})/V_T} - 1]$$

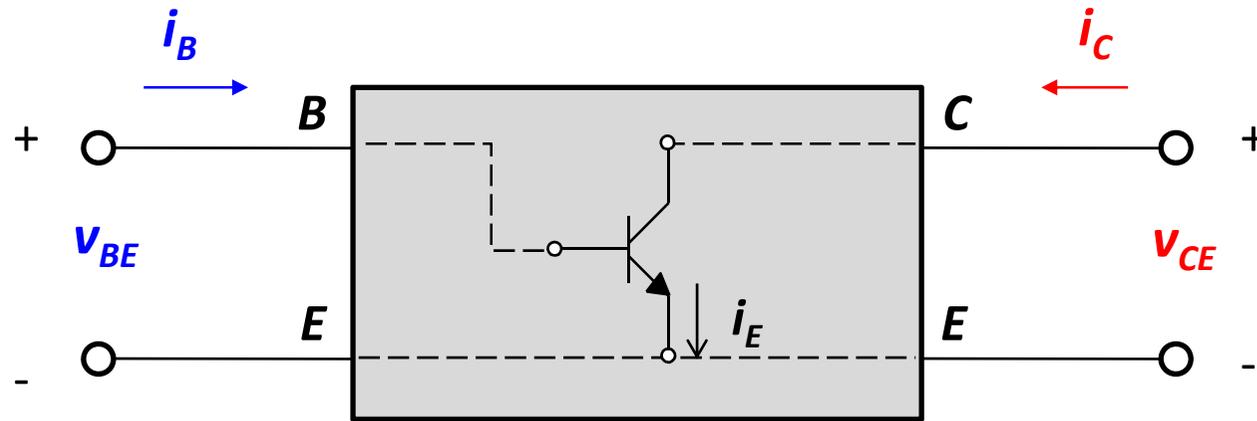
$$i_E = i_C + i_B = I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS} [e^{(v_{BE}-v_{CE})/V_T} - 1]$$

$$\underbrace{\hspace{10em}}_{v_{BC} = v_{BE} - v_{CE}}$$

Transistor bipolar

Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



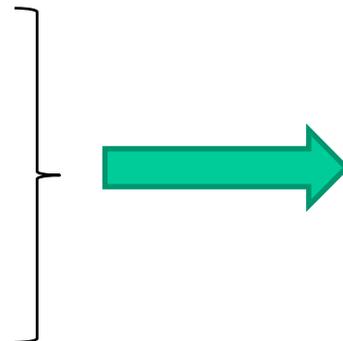
EMISOR común

Curva de salida:

$$i_C = f(v_{CE}, i_B)$$

Despejando v_{BE} :

$$v_{BE} = g(i_C, i_B)$$



$$i_C \approx \frac{\beta_F i_B}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$

Deducción de:

$$i_C \approx \frac{\beta_F i_B}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$

Partimos de:

$$i_C = \alpha_F I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - I_{CS} [e^{(v_{BE}-v_{CE})/V_T} - 1]$$

$$i_E = i_C + i_B = I_{ES} (e^{v_{BE}/V_T} - 1) - \alpha_R I_{CS} [e^{(v_{BE}-v_{CE})/V_T} - 1]$$

$$i_E = i_B + i_C$$

Despreciando las unidades frente a las exponenciales:

$$i_C = (\alpha_F I_{ES} - I_{CS} e^{-v_{CE}/V_T}) e^{v_{BE}/V_T}$$

$$i_B = [I_{ES} (1 - \alpha_F) + I_{CS} (1 - \alpha_R) e^{-v_{CE}/V_T}] e^{v_{BE}/V_T}$$

Entonces:

$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha_F I_{ES} - I_{CS} e^{-v_{CE}/V_T}}{I_{ES} (1 - \alpha_F) + I_{CS} (1 - \alpha_R) e^{-v_{CE}/V_T}}$$

Siendo:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}, \quad \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$$

$$\frac{i_C}{i_B} = \beta_F \frac{1 - \frac{1}{\alpha_R} e^{-v_{CE}/V_T}}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$

válida en activa directa e inversa.

$$\frac{i_C}{i_B} = \beta_F \frac{1 - \frac{1}{\alpha_R} e^{-v_{CE}/V_T}}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$

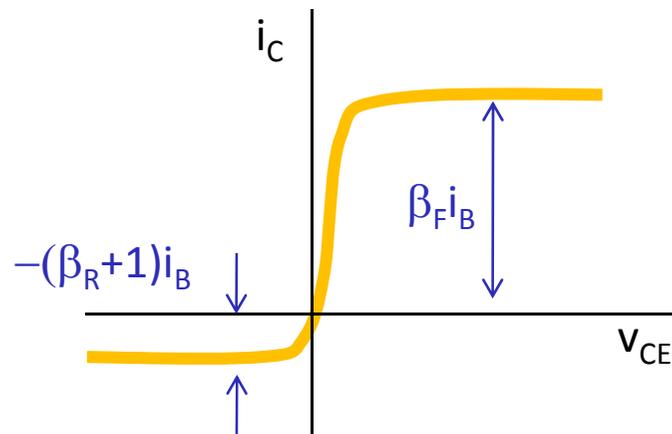
válida en activa directa e inversa.

En activa directa: $v_{CE} > 0$ \longrightarrow

$$\frac{i_C}{i_B} = \beta_F$$

En activa inversa: $v_{CE} < 0$ \longrightarrow

$$\frac{i_C}{i_B} \approx \beta_F \frac{-\frac{1}{\alpha_R} e^{-v_{CE}/V_T}}{\frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}} = \frac{-\beta_R}{\alpha_R} = -(\beta_R + 1)$$



$$i_C \approx -(\beta_R + 1) i_B$$

Como: $i_E = i_B + i_C$

$$\longrightarrow \boxed{i_E \approx -\beta_R i_B}$$

En activa inversa el BJT trabaja con las polaridades opuestas con respecto al caso de activa directa.

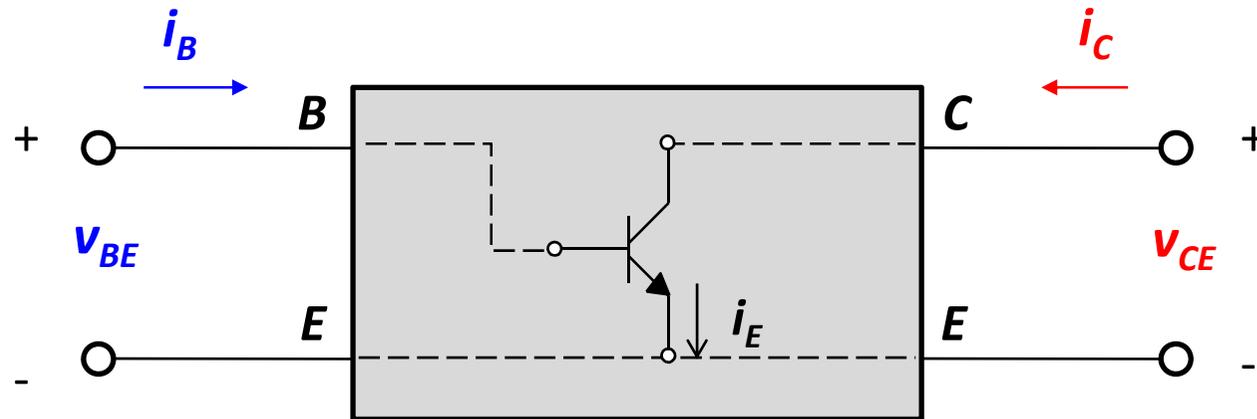
El efecto transistor opera entonces desde el colector hacia el emisor.

La asimetría en la estructura pnp o npn garantiza que $\beta_F \neq \beta_R$

Transistor bipolar

Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



EMISOR común

$$i_C \approx \frac{\beta_F i_B}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$

En activa:

$$i_C = \beta_F i_B$$



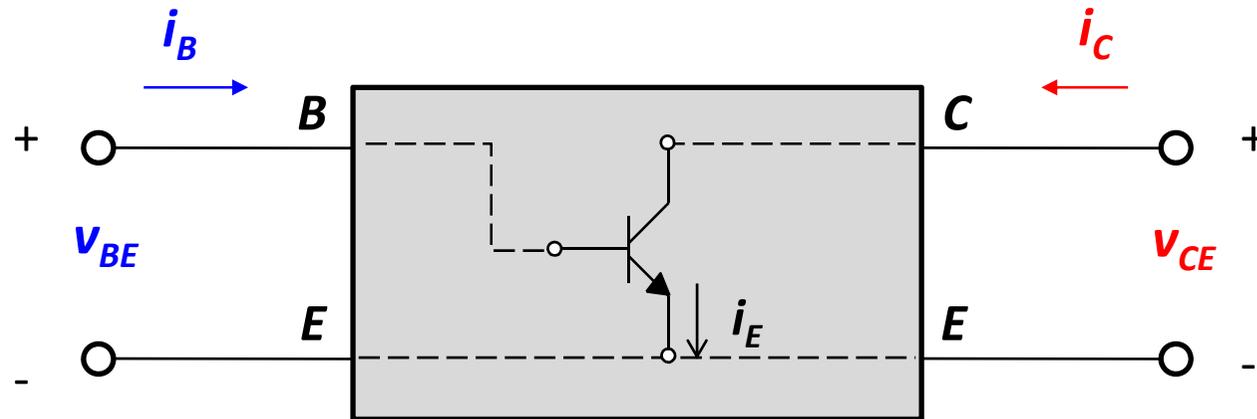
$$1 \gg \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}$$

$$\frac{1}{20} \approx \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T} \Rightarrow v_{CE} \approx V_T \ln \frac{20\beta_F}{\beta_R} \equiv v_{CE,sat}$$

Transistor bipolar

Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



EMISOR común

$$i_C \approx \frac{\beta_F i_B}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$

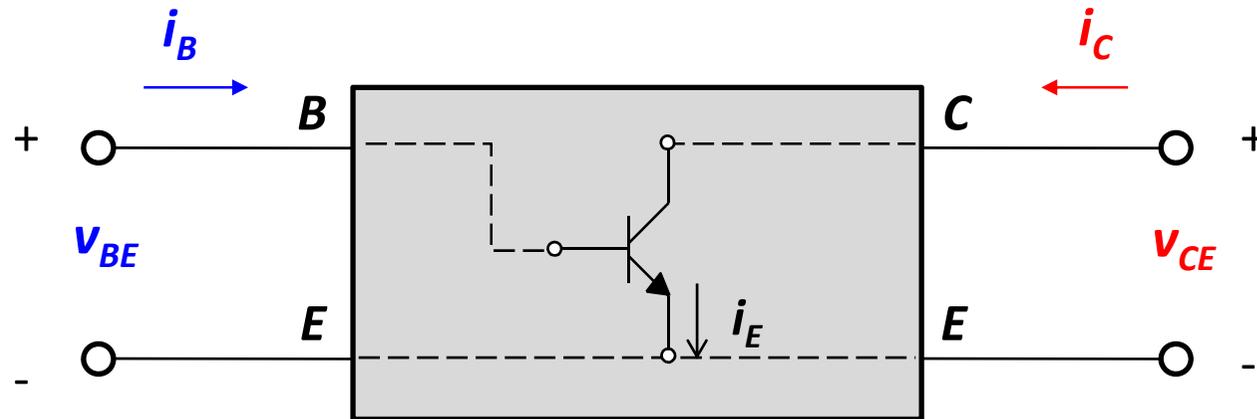
En saturación:

$$1 \approx \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T} \longrightarrow i_C = \frac{\beta_F i_B}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$

Transistor bipolar

Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



EMISOR común

$$i_C \approx \frac{\beta_F i_B}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$

En corte:

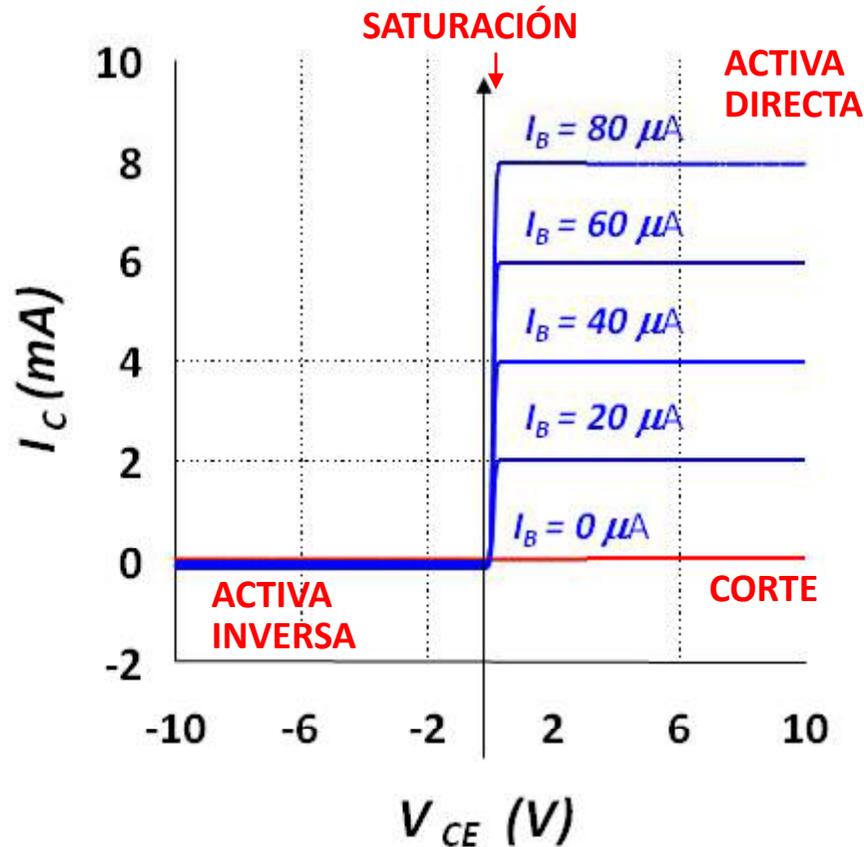
$$i_C \approx 0, i_C \approx 0$$

Transistor bipolar

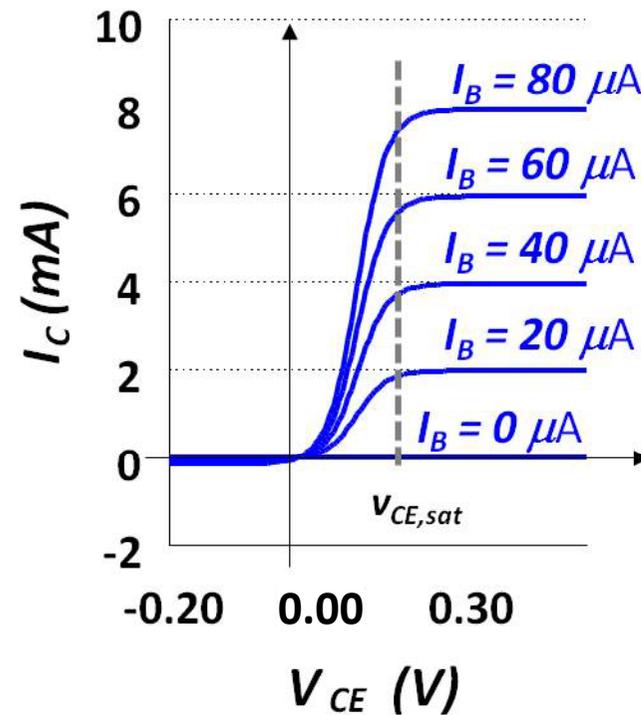
Curvas características en emisor común

Curvas de Salida $\rightarrow i_C = i_C(v_{CE}, i_B)$:

$$i_C \approx \frac{\beta_F i_B}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$



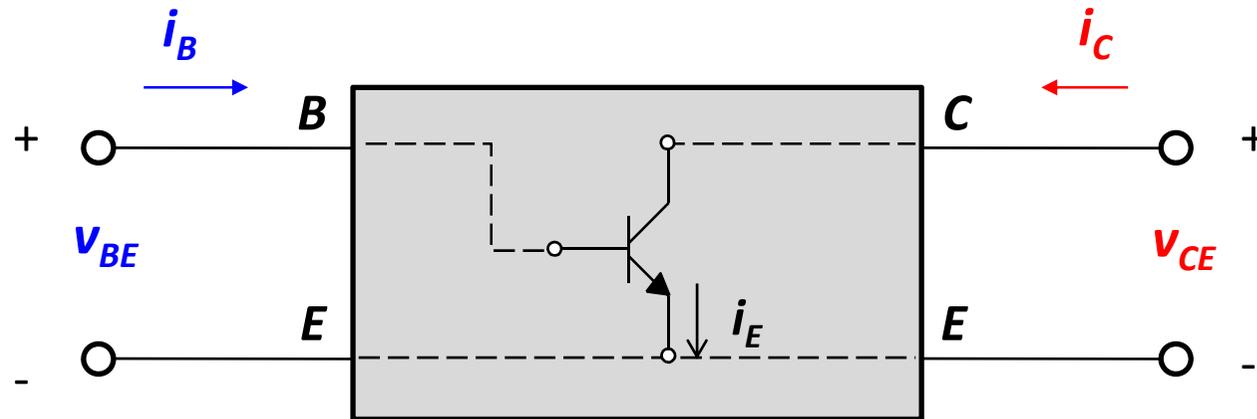
Región de saturación



Transistor bipolar

Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

Transistor como componente de cuatro terminales (cuadripolo)



EMISOR común

Curva de entrada:

$$i_B = f(v_{BE}, v_{CE})$$

Restando las dos ecuaciones del cuadripolo:

$$i_B = [I_{ES}(1 - \alpha_F) + I_{CS}(1 - \alpha_R)e^{-v_{CE}/V_T}]e^{v_{BE}/V_T} - [I_{ES}(1 - \alpha_F) + I_{CS}(1 - \alpha_R)]$$

Transistor bipolar

Curvas características en emisor común

Curvas de Entrada $\rightarrow i_B = i_B(v_{BE}, v_{CE})$

Siendo:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}, \quad \alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS}$$

$$i_B = \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta_F} \left(1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T} \right) e^{v_{BE}/V_T} - [I_{ES}(1 - \alpha_F) + I_{CS}(1 - \alpha_R)]$$

En activa:

$$1 \gg \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}$$

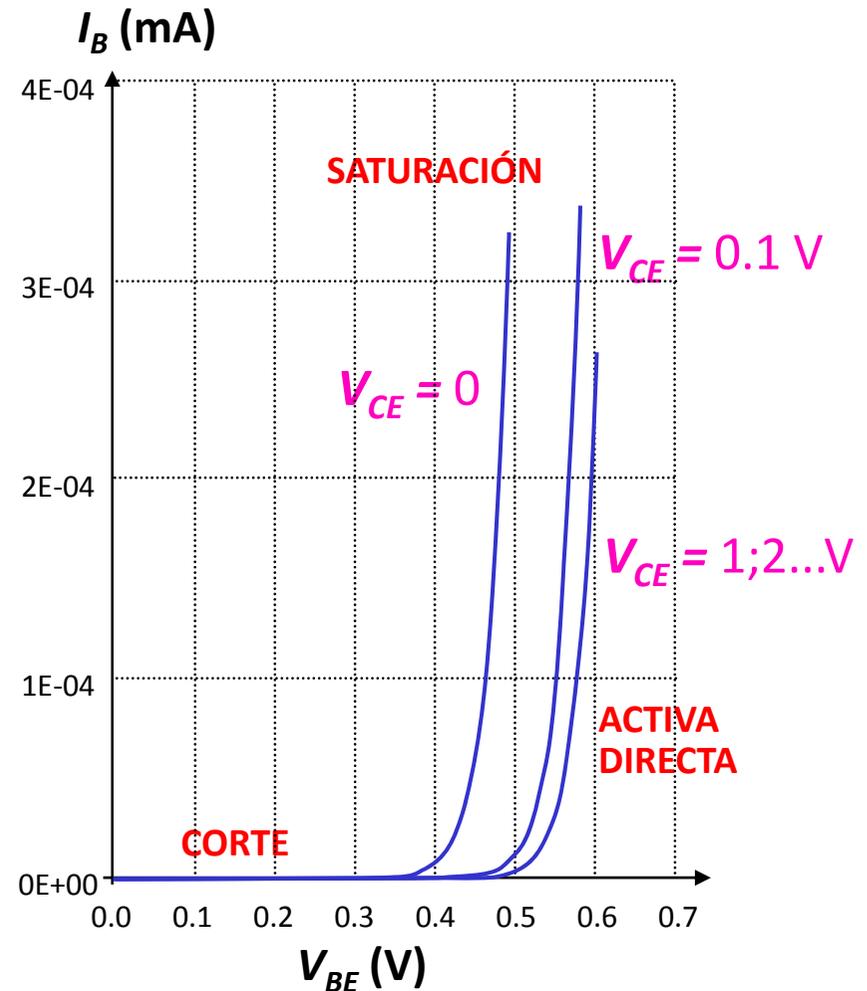
$$i_B \approx \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta_F} e^{v_{BE}/V_T}$$

En saturación:

$$v_{BE} \approx v_{CE}$$

En corte:

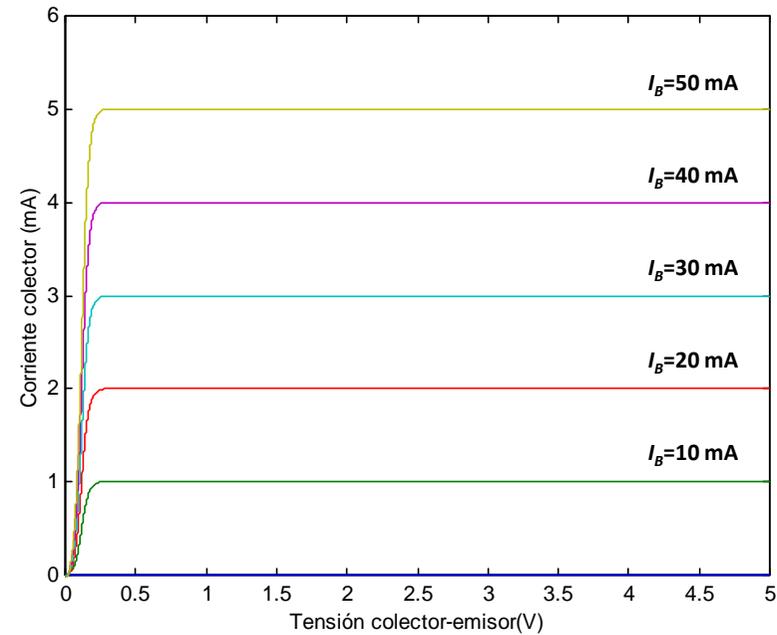
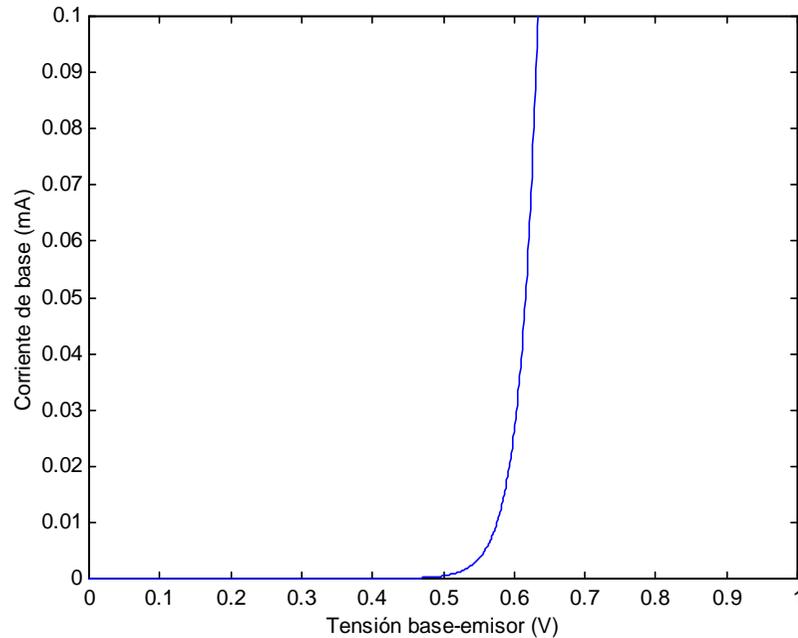
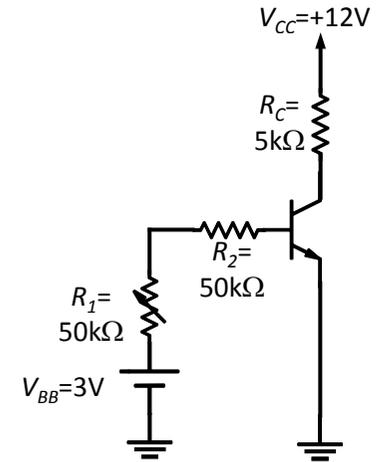
$$v_{BE} \lesssim v_{\gamma E}$$



Transistor bipolar

Ej 3. En el circuito de la figura, el transistor tiene las características adjuntas. Resolviendo gráficamente, se pide:

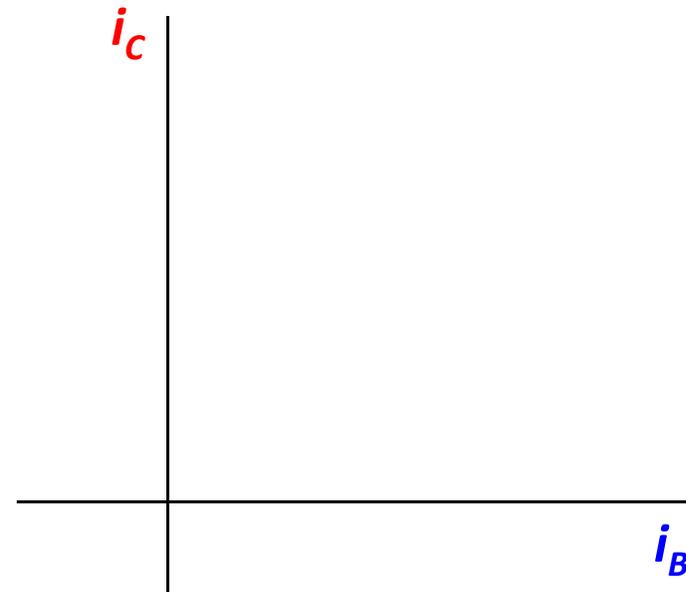
- a) Coordenadas del punto de trabajo cuando R_1 tiene un valor máximo
- b) Máximo desplazamiento del punto de trabajo cuando variamos R_1
- c) Nuevo punto de trabajo si $V_{CC}=24\text{ V}$ para $R_1=0$



Transistor bipolar

Ej 4. Obtenga las curvas de transferencia en emisor común tomando como parámetro v_{CE}

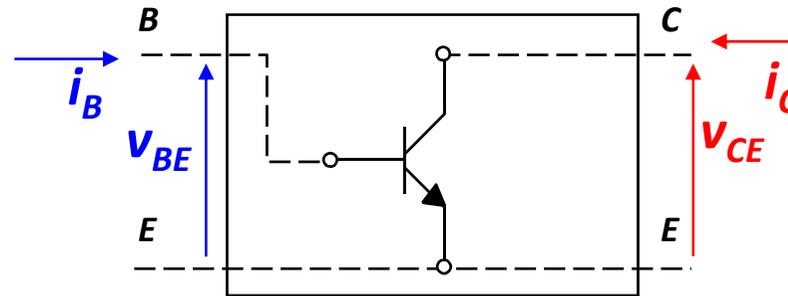
$$i_C \approx \frac{\beta_F i_B}{1 + \frac{\beta_F}{\beta_R} e^{-v_{CE}/V_T}}$$



Transistor bipolar

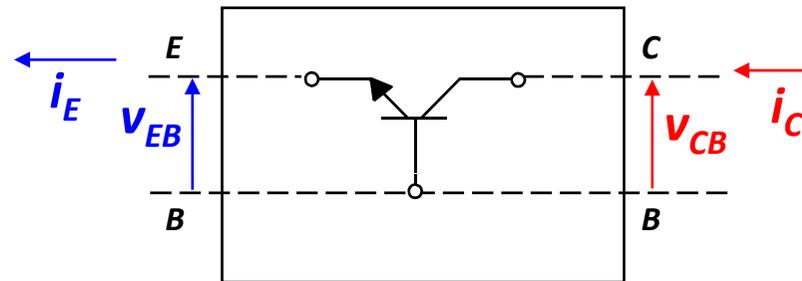
Configuraciones básicas y curvas de entrada, salida y transferencia:

EMISOR común



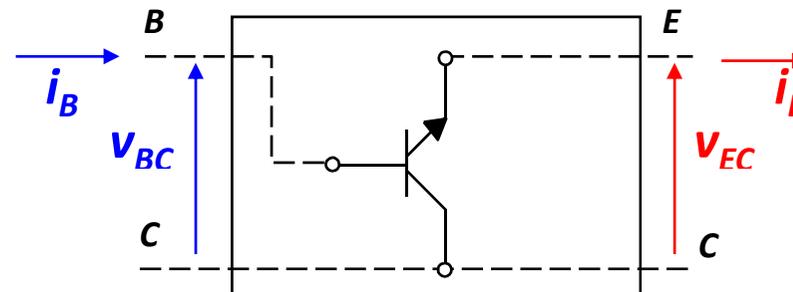
$$\begin{aligned} \text{C.S.} &\rightarrow i_C = i_C(v_{CE}, i_B) \\ \text{C.E.} &\rightarrow i_B = i_B(v_{BE}, v_{CE}) \\ \text{C.T.} &\rightarrow i_C = i_C(i_B, v_{CE}) \end{aligned}$$

BASE común



$$\begin{aligned} \text{C.S.} &\rightarrow i_C = i_C(v_{CB}, i_E) \\ \text{C.E.} &\rightarrow i_E = i_E(v_{EB}, v_{CB}) \\ \text{C.T.} &\rightarrow i_C = i_C(i_E, v_{CB}) \end{aligned}$$

COLECTOR común



$$\begin{aligned} \text{C.S.} &\rightarrow i_C = i_C(v_{BC}, i_B) \\ \text{C.E.} &\rightarrow i_B = i_B(v_{BC}, v_{EC}) \\ \text{C.T.} &\rightarrow i_C = i_C(i_B, v_{EC}) \end{aligned}$$

Expresiones análogas para pnp

Transistor bipolar

Efectos de la temperatura

De manera general, **al aumentar la temperatura** de operación de un BJT:

- I_{ES} aumenta
- I_{CS} aumenta
- β_F aumenta
- β_R aumenta
- $V_{\gamma E}$ disminuye
- $V_{\gamma C}$ disminuye

Los tramos horizontales de las características de salida se desplazan verticalmente hacia arriba

$$\beta_F(T) = \beta_F(T_0) + \left. \frac{d\beta_F}{dT} \right|_{T=T_0} (T - T_0) + \dots \quad \longrightarrow$$

$$\left. \frac{d\beta_F}{dT} \right|_{T=T_0} \approx 0,5 K^{-1}$$

$$V_{\gamma E,C}(T) = V_{\gamma E,C}(T_0) + \left. \frac{dV_{\gamma E,C}}{dT} \right|_{T=T_0} (T - T_0) + \dots$$

$$\left. \frac{dV_{\gamma E,C}}{dT} \right|_{T=T_0} \approx -2 mVK^{-1}$$

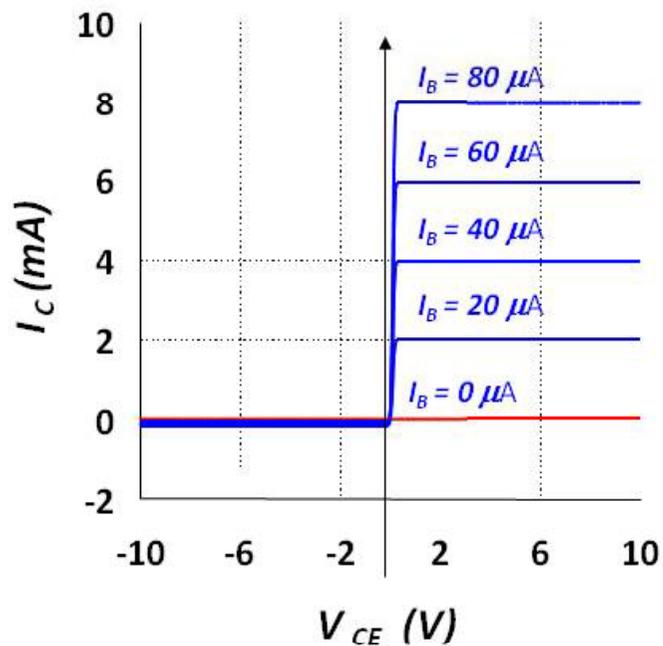
Transistor bipolar

Modificaciones del modelo Ebers-Moll

Limitaciones del modelo y efectos de segundo orden.

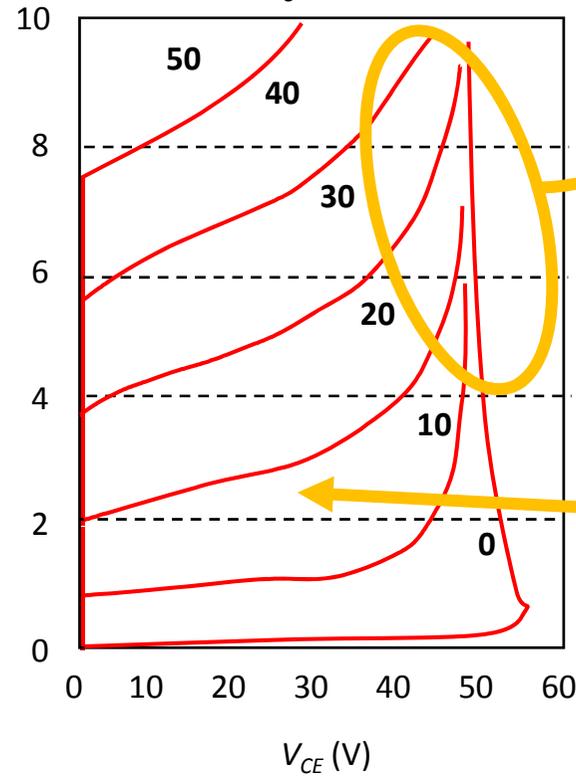
Características ideales

Corriente de colector I_C (mA)



Características reales

Corriente de colector I_C (mA)



Disrupción de la unión de colector

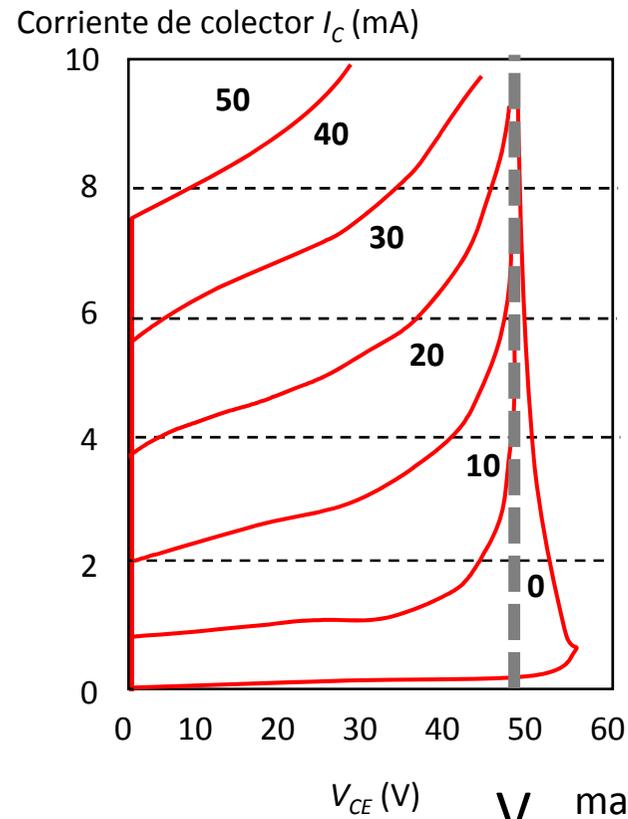
Modulación de la anchura de base (efecto EARLY)

Transistor bipolar

Modificaciones del modelo Ebers-Moll

Disrupción de la unión de colector.

Características reales



$$V_{BC} = V_{BE} - V_{CE} \sim 0,7 \text{ V} - V_{CE} \leq V_{\gamma C}$$

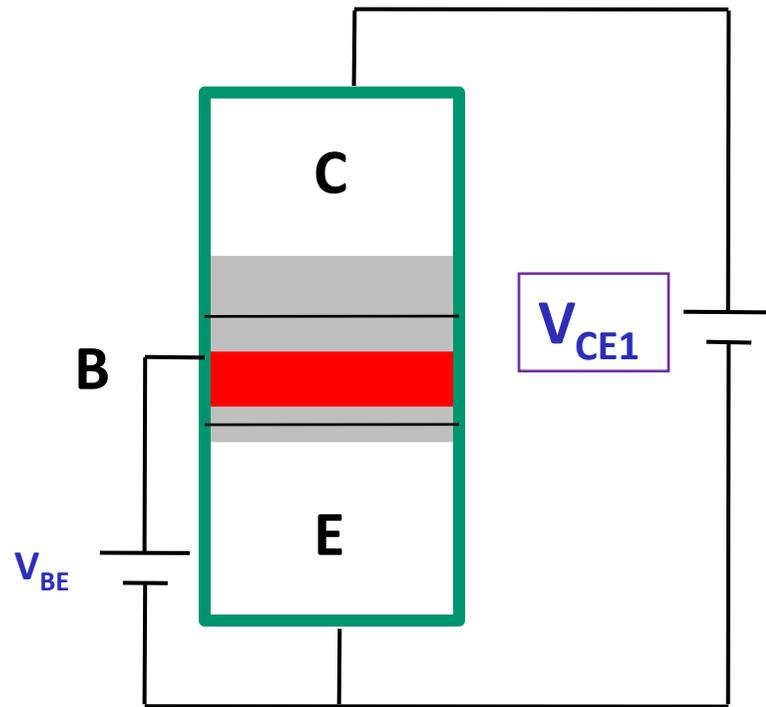
La unión BC se comporta como un diodo Zener

$$V_{CE}^{\max} = V_{\gamma E} - V_Z$$

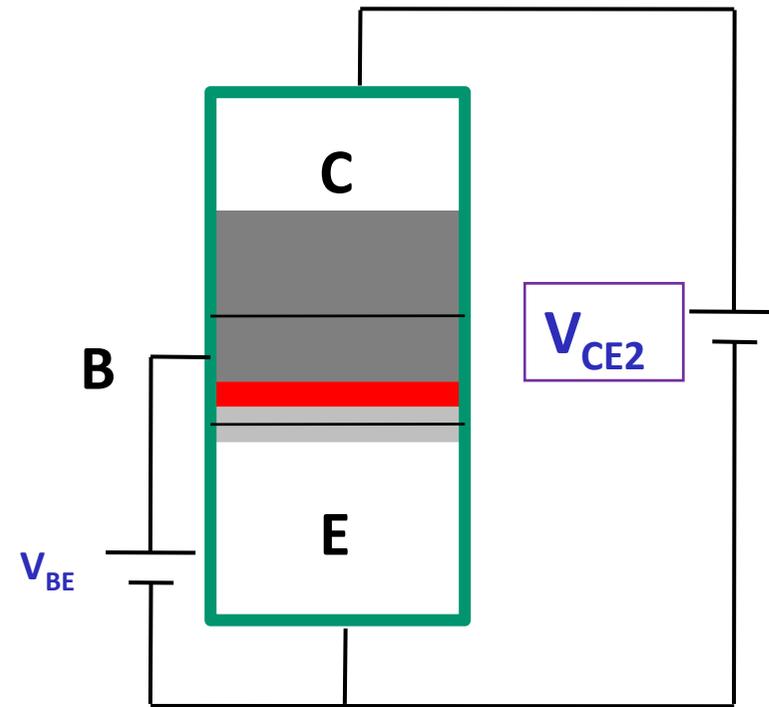
Transistor bipolar

Modificaciones del modelo Ebers-Moll

Modulación de la anchura de base (EFECTO EARLY)



■ Zona de carga espacial
■ Anchura efectiva de la base



■ Zona de carga espacial
■ Anchura efectiva de la base

$V_{CE2} > V_{CE1} \rightarrow$ aumenta la anchura de la zona de carga espacial en BC

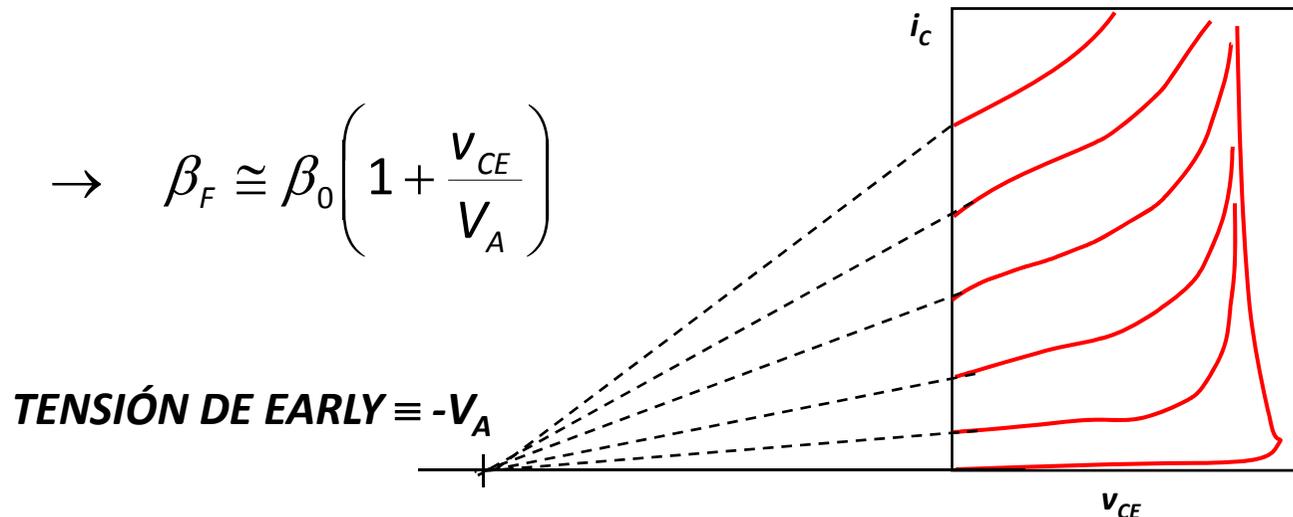
Transistor bipolar

Modificaciones del modelo Ebers-Moll

Modulación de la anchura de base (EFECTO EARLY).

$V_{CE2} > V_{CE1} \rightarrow$ aumenta la anchura de la zona de carga espacial en BC.

- \rightarrow Los portadores minoritarios que difunden a través de la base inyectados desde el emisor tienen que atravesar una distancia menor.
- \rightarrow Disminuye la recombinación de portadores minoritarios en la base.
- \rightarrow Aumenta el factor de transporte α en función de v_{CE} .

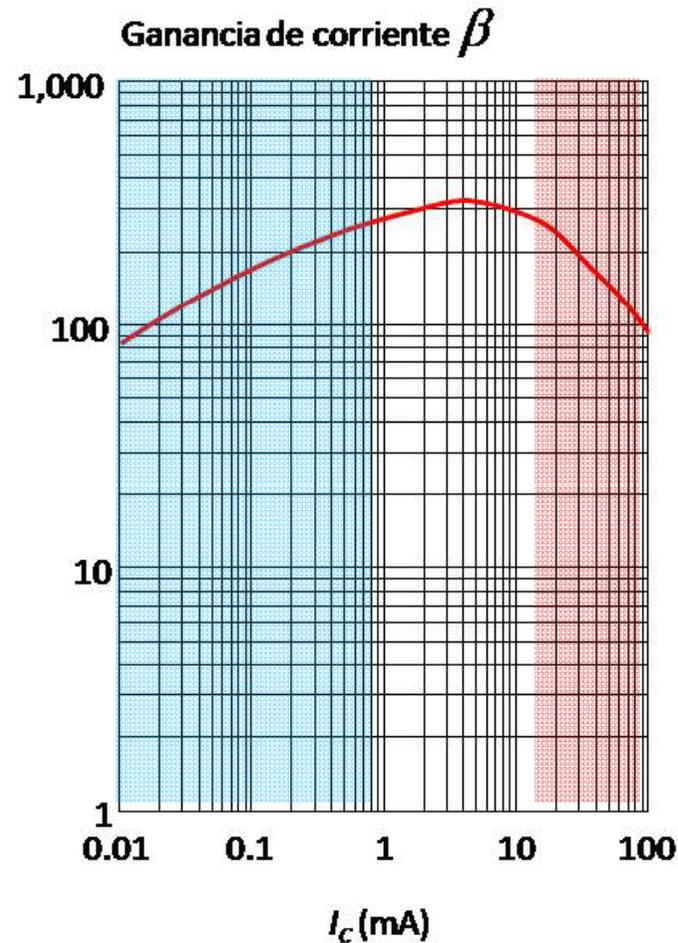


Transistor bipolar

Modificaciones del modelo Ebers-Moll

Variación con el punto de trabajo.

β es función de I_c



Recombinación en zona de carga espacial BE no despreciable.

Concentraciones de portadores en emisor afectadas por la inyección.

RESUMEN DEL APTO. 4.2

- El transistor bipolar se puede modelar en estática teniendo en cuenta las dos uniones p-n que lo forman y las interacciones entre ellas, lo que da lugar a las ecuaciones de Ebers-Moll
- En función de la polarización de dichas uniones, se distinguen cuatro estados: activa directa, corte, saturación y activa inversa.
- En activa directa, el transistor se comporta como una fuente de corriente controlada por corriente. También en activa inversa, pero debido a que el transistor bipolar no es simétrico, en este caso la ganancia es muy pequeña.
- En un transistor en corte, las corrientes son nulas.
- En la zona de saturación la corriente de salida baja abruptamente en torno a una tensión prácticamente constante.

Transistor bipolar

Tema 4: El transistor bipolar

4.1 Introducción

4.2 El transistor bipolar en cuasi-estática

4.3 Modelos aproximados en cuasi-estática y gran señal

4.4 Modelos aproximados en frecuencias medias y pequeña señal

4.5 El transistor bipolar en dinámica

Objetivos

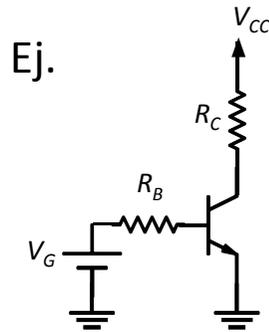
- Presentar modelos lineales por tramos que aproximan el comportamiento del transistor bipolar, y permiten un análisis circuital sencillo
- Familiarizarse con el uso de estos modelos para la resolución de circuitos de continua y con señales de variación lenta

Bibliografía

- Sedra, aptos. 5.2 y 5.4
- Malik, apto. 4.7

Transistor bipolar

Ecuaciones de Ebers-Moll: apropiadas para modelar físicamente el transistor bipolar, pero engorrosas y poco prácticas para análisis de circuitos

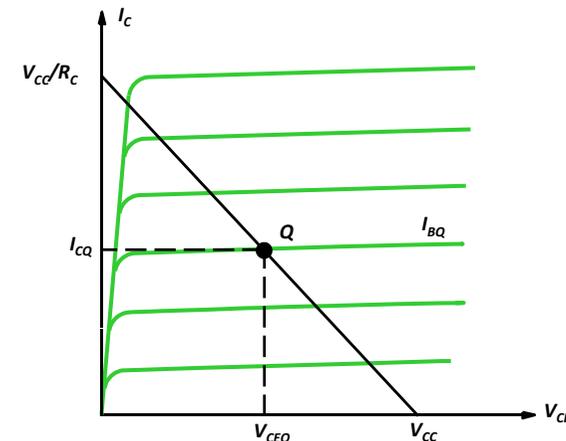
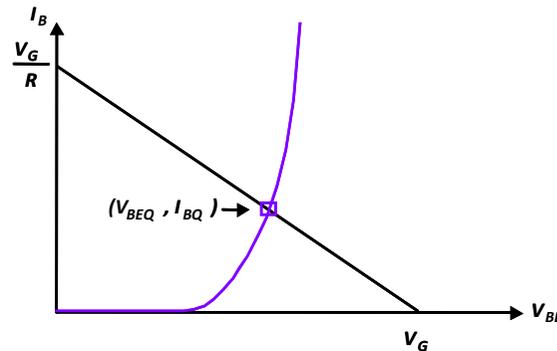


$$i_C = I_S \left(e^{v_{BE}/V_T} - 1 \right) - \frac{I_S}{\alpha_R} \left(e^{v_{BC}/V_T} - 1 \right)$$

$$i_E = \frac{I_S}{\alpha_F} \left(e^{v_{BE}/V_T} - 1 \right) - I_S \left(e^{v_{BC}/V_T} - 1 \right)$$

$$V_G = R_B i_B + v_{BE}$$

$$V_{CC} = R_C i_C + v_{CE}$$



Circuitos complejos: necesidad de un análisis rápido

Modelos aproximados por tramos lineales:

- simplificación del análisis
- balance precisión-complejidad

Transistor bipolar

importancia de los
fenómenos capacitivos

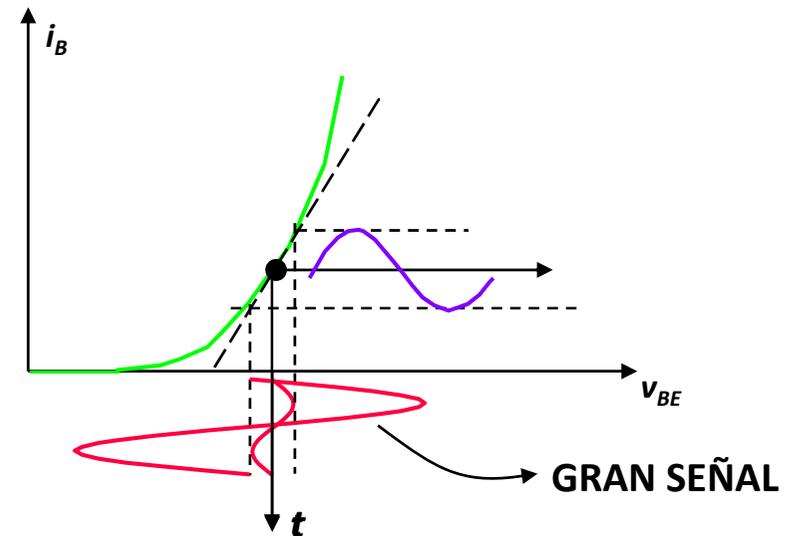
Situación **cuasi-estática**

$$\left| C_D(v_D(t)) \frac{dv_D(t)}{dt} \right| \ll |I_S (e^{v_D(t)/V_T} - 1)| \rightarrow i_D \approx I_S (e^{v_D(t)/V_T} - 1)$$

Gran señal

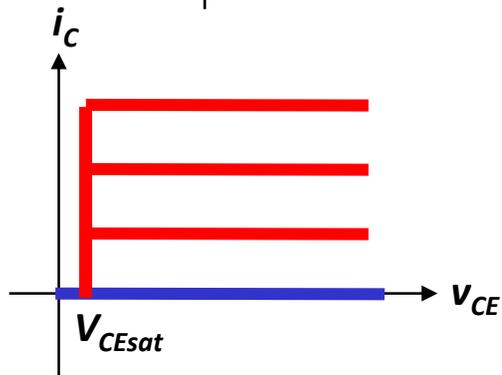
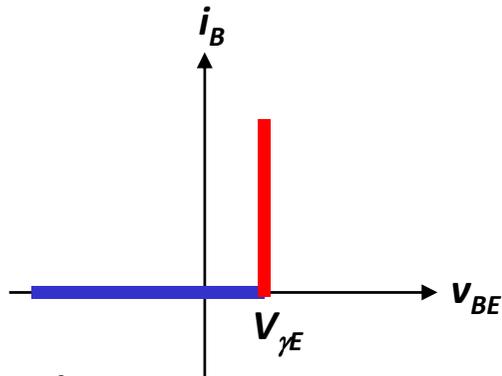
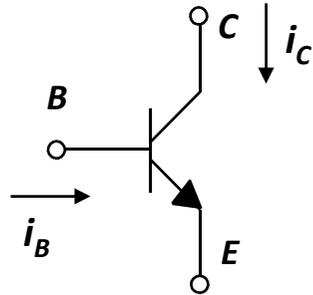
$i_D(t)$ y $v_D(t)$ no son pequeños.

la magnitud de la señal
impide hacer aproximación de
pequeña señal



Transistor bipolar

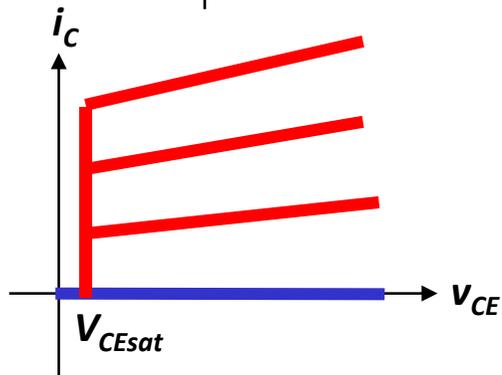
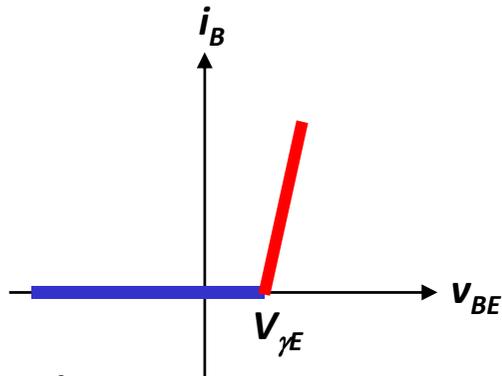
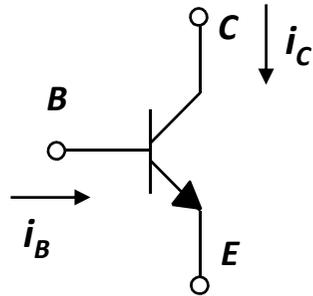
Modelo 1: MODELO LINEAL POR TRAMOS BÁSICO



Región	Ecuaciones	Condiciones	Circuito equivalente
CORTE	$i_B = 0$ $i_C = 0$	$v_{BE} < V_{\gamma E}$	
ACTIVA DIRECTA	$v_{BE} = V_{\gamma E}$ $i_C = \beta i_B$	$i_B > 0$ $v_{CE} > V_{CEsat}$	
SATURACIÓN	$v_{BE} = V_{\gamma E}$ $v_{CE} = V_{CEsat}$	$i_B > 0$ $i_C < \beta i_B$	

Transistor bipolar

Modelo 2: MODELOS LINEALES POR TRAMOS AVANZADO



Región	Ecuaciones	Condiciones	Circuito equivalente
CORTE	$i_B = 0$ $i_C = 0$	$v_{BE} < V_{\gamma E}$	
ACTIVA DIRECTA	$v_{BE} = V_{\gamma E} + r_D i_B$ $i_C = \beta_0 (1 + v_{CE}/V_A) i_B$	$i_B > 0$ $v_{CE} > V_{CEsat}$	
SATURACIÓN	$v_{BE} = V_{\gamma E} + r_D i_B$ $v_{CE} = V_{CEsat}$	$i_B > 0$ $i_C < \beta_0 (1 + v_{CE}/V_A) i_B$	

Transistor bipolar

Modelos en cuasi-estática y gran señal

ANÁLISIS DE CIRCUITOS EN ESTÁTICA

- 1.- **Plantear hipótesis** sobre la región de funcionamiento en que se encuentran los transistores.
- 2.- **Elegir modelo** aproximado y sustituir los transistores por sus circuitos equivalentes.
- 3.- **Calcular corrientes y tensiones** mediante análisis de circuitos.
- 4.- **Comprobar la validez de las hipótesis**, verificando el cumplimiento de las condiciones:
 - Si **no hay contradicción**, planteamiento correcto.
 - Si **hay contradicción**, replantear a partir de otra hipótesis

Transistor bipolar

Modelos en cuasi-estática y gran señal

ANÁLISIS DE CIRCUITOS EN ESTÁTICA

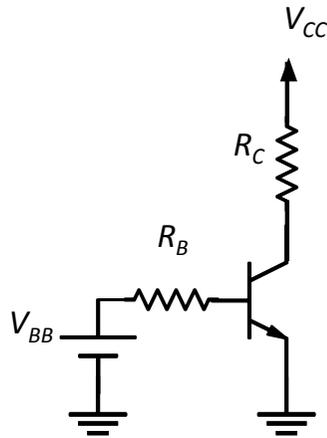
Si hay contradicción, replantear a partir de otra hipótesis

Hipótesis falsa	Contradicción	Nueva hipótesis
ACTIVA	$i_B < 0$	CORTE
	$V_{CE} < V_{CE,sat}$	SATURACIÓN
SATURACIÓN	$i_B < 0$	CORTE
	$i_C > \beta i_B$	ACTIVA
CORTE	$V_{BE} > V_{\gamma E}$	Cualquiera

Transistor bipolar

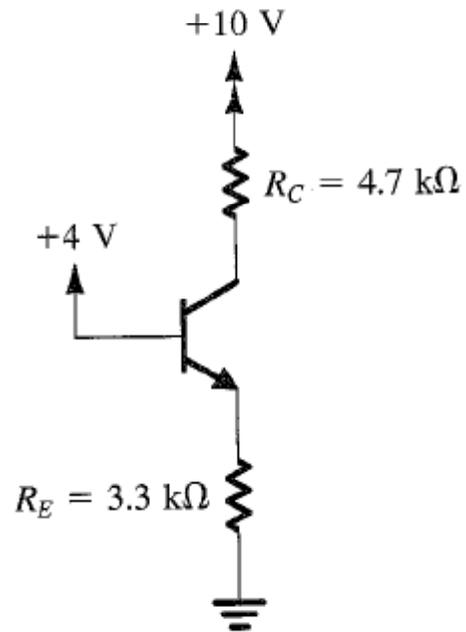
Ej 5. Calcule el punto de trabajo del transistor de la figura, utilizando el modelo lineal por tramos básico. Represente gráficamente la solución en las curvas características. ¿Qué desviación relativa se obtendría utilizando el modelo lineal por tramos avanzado?

DATOS: $V_{CC} = 5 \text{ V}$; $V_{BB} = 3 \text{ V}$; $R_B = 50 \text{ k}\Omega$; $R_C = 700 \Omega$
 $V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V}$; $V_{CEsat} = 0,2 \text{ V}$; $\beta_0 = 100$; $r_D = 2 \text{ k}\Omega$; $V_A = 80 \text{ V}$



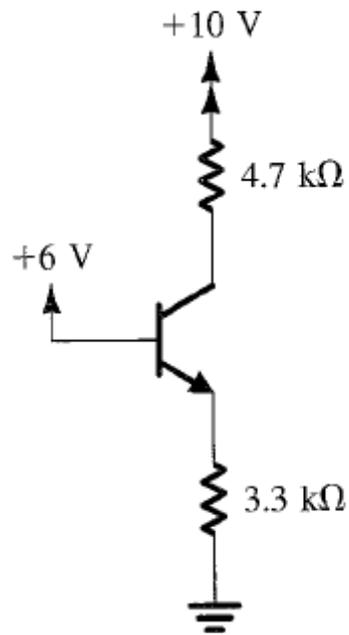
Transistor bipolar

Ej 6. La figura un circuito que incluye un transistor. Dicho transistor tiene un valor $\beta_F = 100$ y una tensión de codo en la unión de emisor de 0,7 V. Determine los voltajes y corrientes en los nodos y ramas del circuito.



Transistor bipolar

Ej 7. Sea el circuito de la figura que incluye un transistor. Dicho transistor tiene un valor $\beta_F = 100$, una tensión de codo en la unión de emisor de 0,7 V y en la unión de colector de 0,5 V. Determine los voltajes y corrientes en los nodos y ramas del circuito.



Transistor bipolar

Modelos en cuasi-estática y gran señal

ANÁLISIS DE CIRCUITOS EN CUASI-ESTÁTICA

1.- Sustituir generador $v_i(t)$ por uno de **continua (valor instantáneo)**.

2.- Calcular la **función de transferencia** $v_o=f(v_i)$

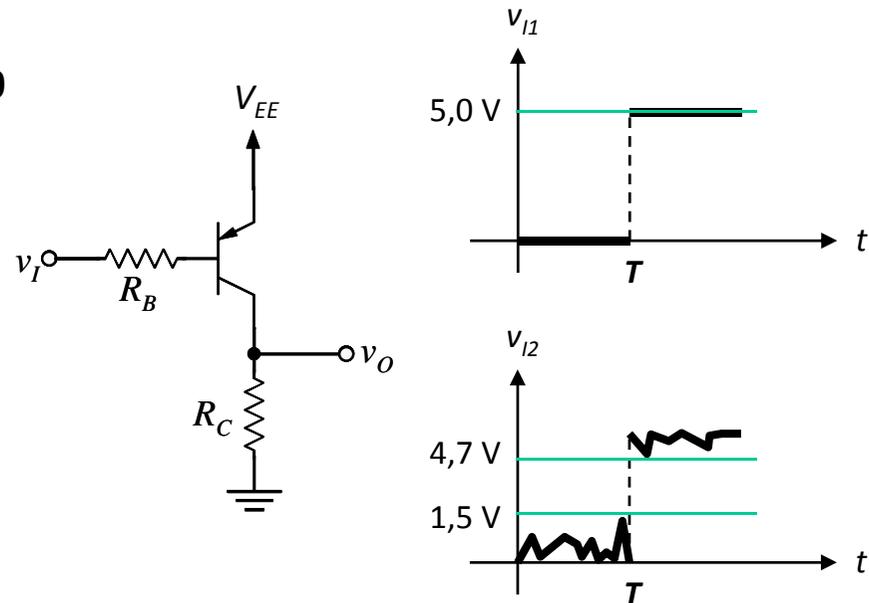
- Resolver circuito de **estática** para todas las hipótesis.
- Calcular rango de valores de v_i para el que **cada hipótesis es cierta**.
- Obtener la **solución** del circuito “enlazando” las soluciones de cada circuito lineal.

3.- Presentar la **solución** $v_o(t)=f(v_i(t))$

Transistor bipolar

Ej 8. El circuito de la figura muestra un inversor RTL (Resistor-Transistor-Logic).
Calcule la curva de transferencia $v_o=f(v_i)$, representándola gráficamente. Indique la forma de señal de salida $v_o(t)$ para las señales de entrada v_{i1} y v_{i2}

DATOS: $V_{EE} = 5 \text{ V}$; $R_B = 25 \text{ k}\Omega$; $R_C = 700 \Omega$
 $V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V}$; $V_{ECsat} = 0,3 \text{ V}$; $\beta = 100$



Transistor bipolar

RESUMEN DEL APTO. 4.3

- Para analizar circuitos con transistores en estática nos servimos de modelos lineales por tramos que aproximan las ecuaciones de Ebers-Moll
- El análisis de circuitos de continua se realiza mediante un método de planteamiento de hipótesis – resolución – verificación de la hipótesis.
- Para analizar circuitos de variación lenta, se calcula la curva de transferencia haciendo un barrido de los posibles estados del transistor

Transistor bipolar

Tema 4: El transistor bipolar

4.1 Introducción

4.2 El transistor bipolar en cuasi-estática

4.3 Modelos aproximados en cuasi-estática y gran señal

4.4 Modelos aproximados en frecuencias medias y pequeña señal

4.5 El transistor bipolar en dinámica

Objetivos

- Distinguir el papel de la polarización y la pequeña señal en un circuito amplificador con transistores
- Justificar la pertinencia y el uso de la aproximación de pequeña señal a partir de la deducción del circuito equivalente del transistor
- Mostrar algunos ejemplos de transistores trabajando en frecuencias medias y pequeña señal

Bibliografía

- Sedra, aptos. 5.6
- Malik, aptos. 7.2.2 y 7.2.3

Transistor bipolar

Modelos en cuasi-estática y pequeña señal

Según el modo de operación del diodo:

Situación **cuasi-estática**

$$\left| C_D(v_D(t)) \frac{dv_D(t)}{dt} \right| \ll |I_S (e^{v_D(t)/V_T} - 1)| \rightarrow i_D \approx I_S (e^{v_D(t)/V_T} - 1)$$

Se pueden **despreciar** los **efectos capacitivos**.

Pequeña señal

$$v_D(t) = V_D + v_d(t), \quad i_D(t) = I_D + i_d(t)$$

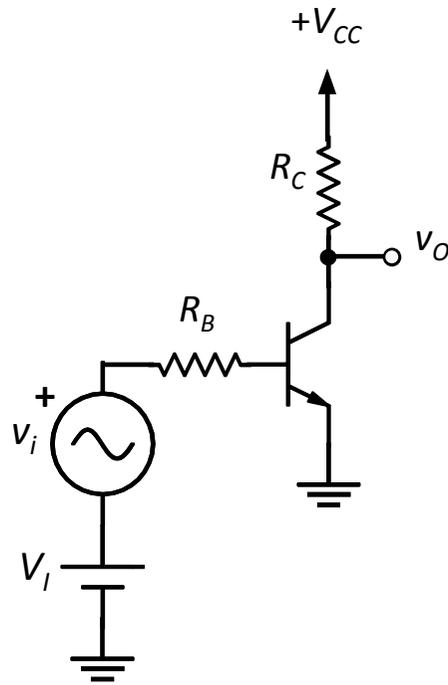
La componente de **polarización** fija el punto de trabajo:

La **señal** modula el la operación del diodo alrededor del punto de trabajo:

Se puede **aproximar** el diodo por un **dispositivo lineal**.

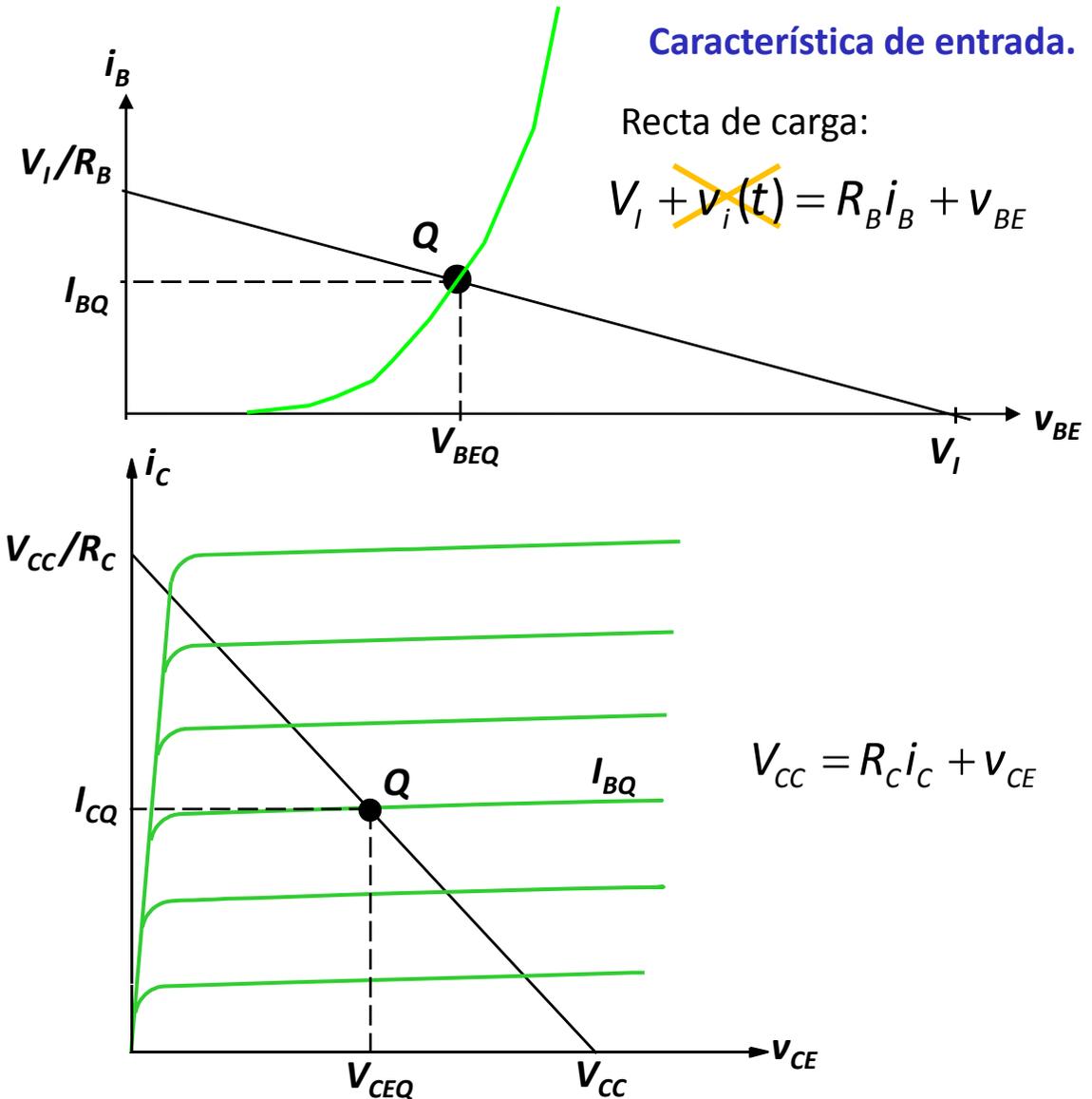
Transistor bipolar

EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR: Polarización



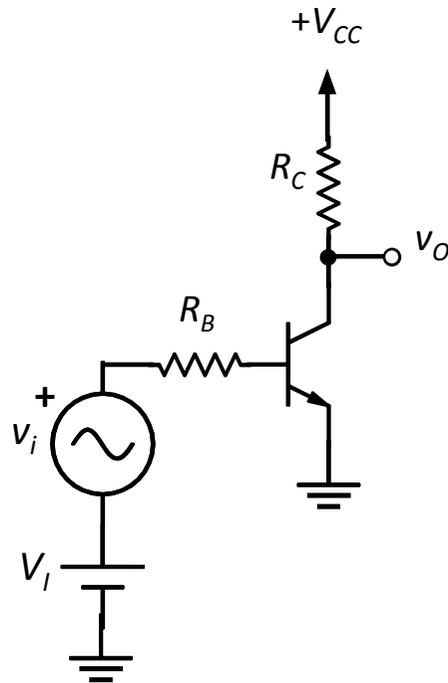
Polarización ($v_i=0$)

Transistor polarizado en **ACTIVA DIRECTA**

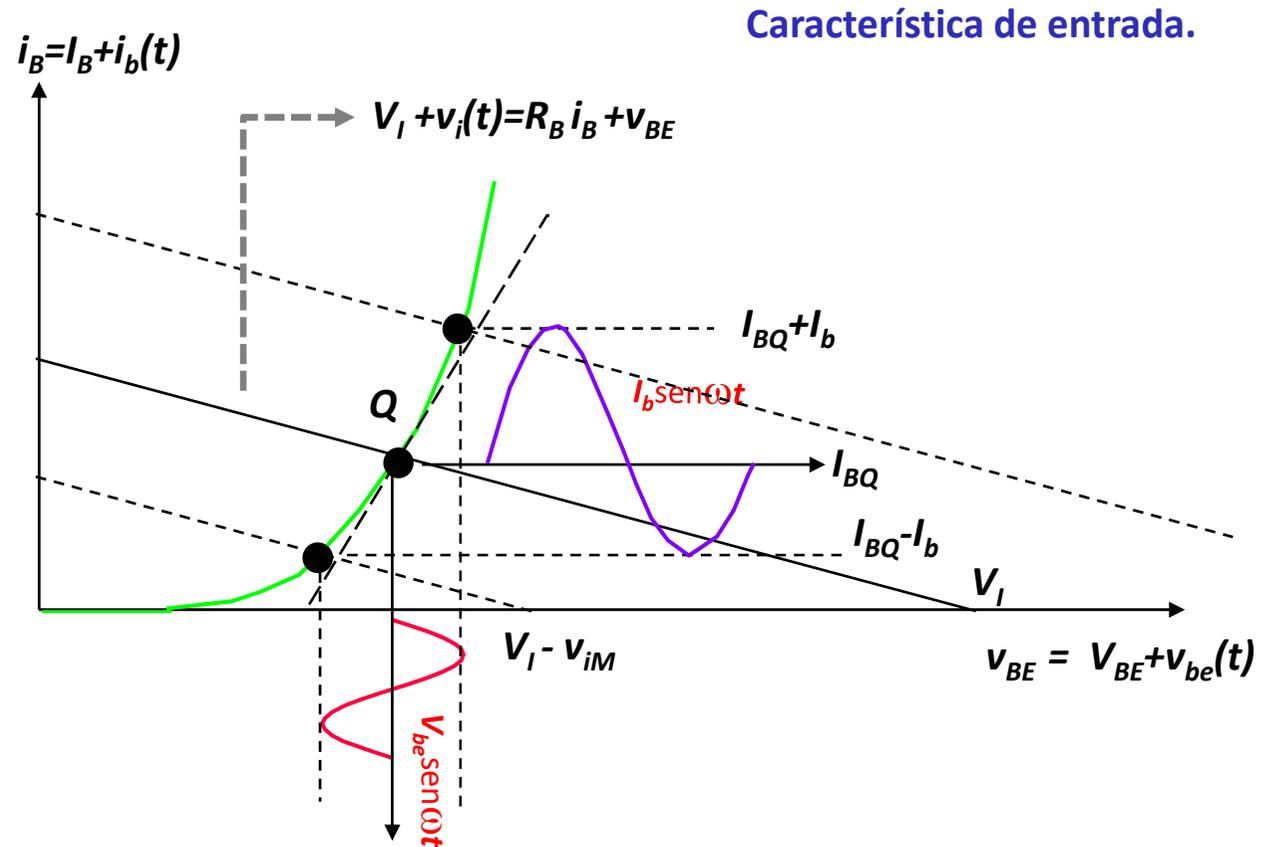


Transistor bipolar

EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR: Pequeña señal



Señal ($v_i \neq 0$)

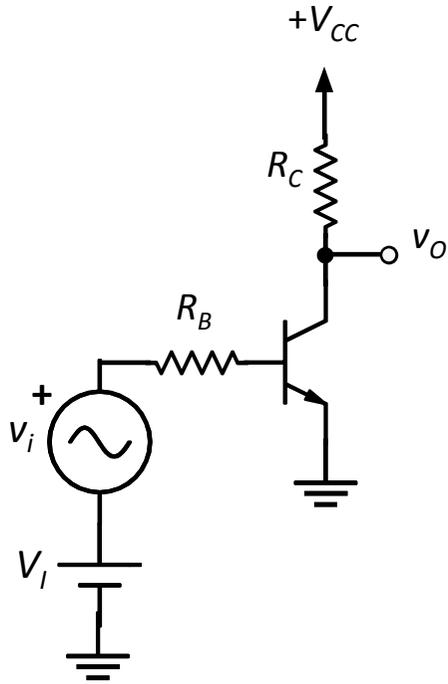


Si la señal es *suficientemente pequeña*, podemos *aproximar* la característica de entrada del transistor en torno al punto de trabajo .

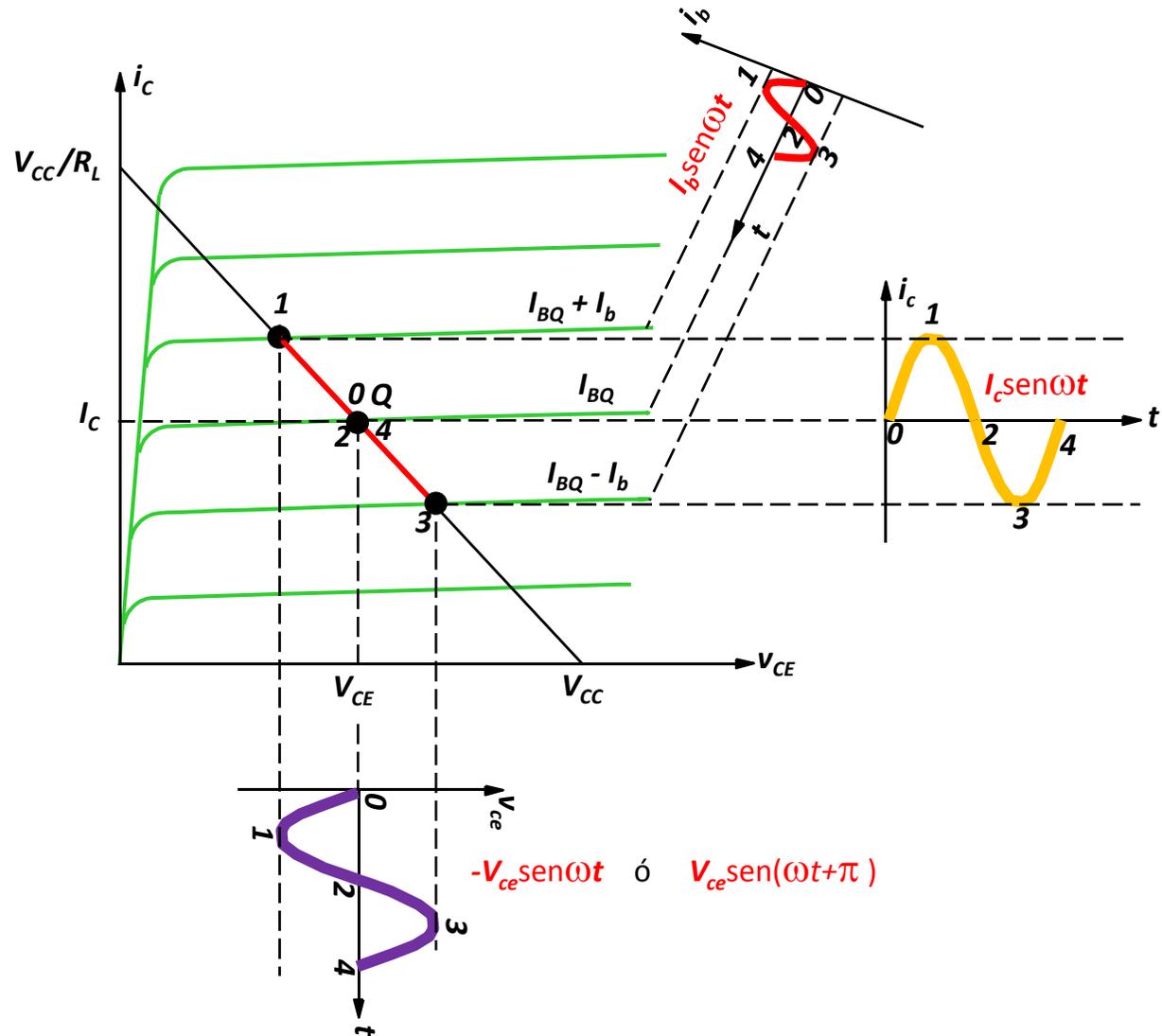
Transistor bipolar

EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR: Pequeña señal

Característica de salida.

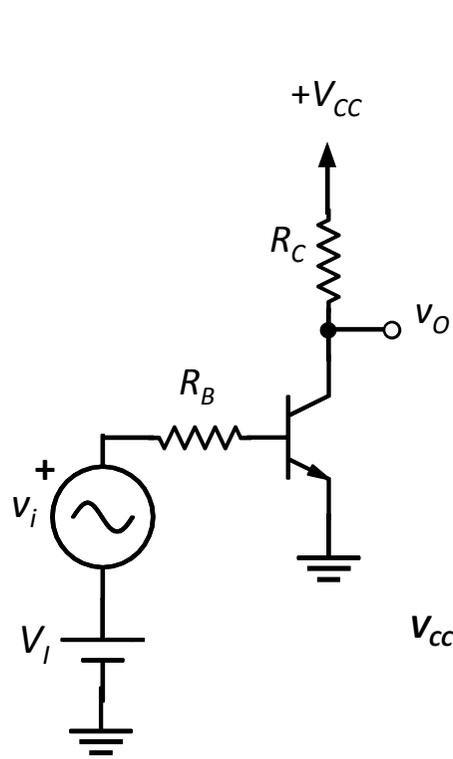


Señal ($v_i \neq 0$)

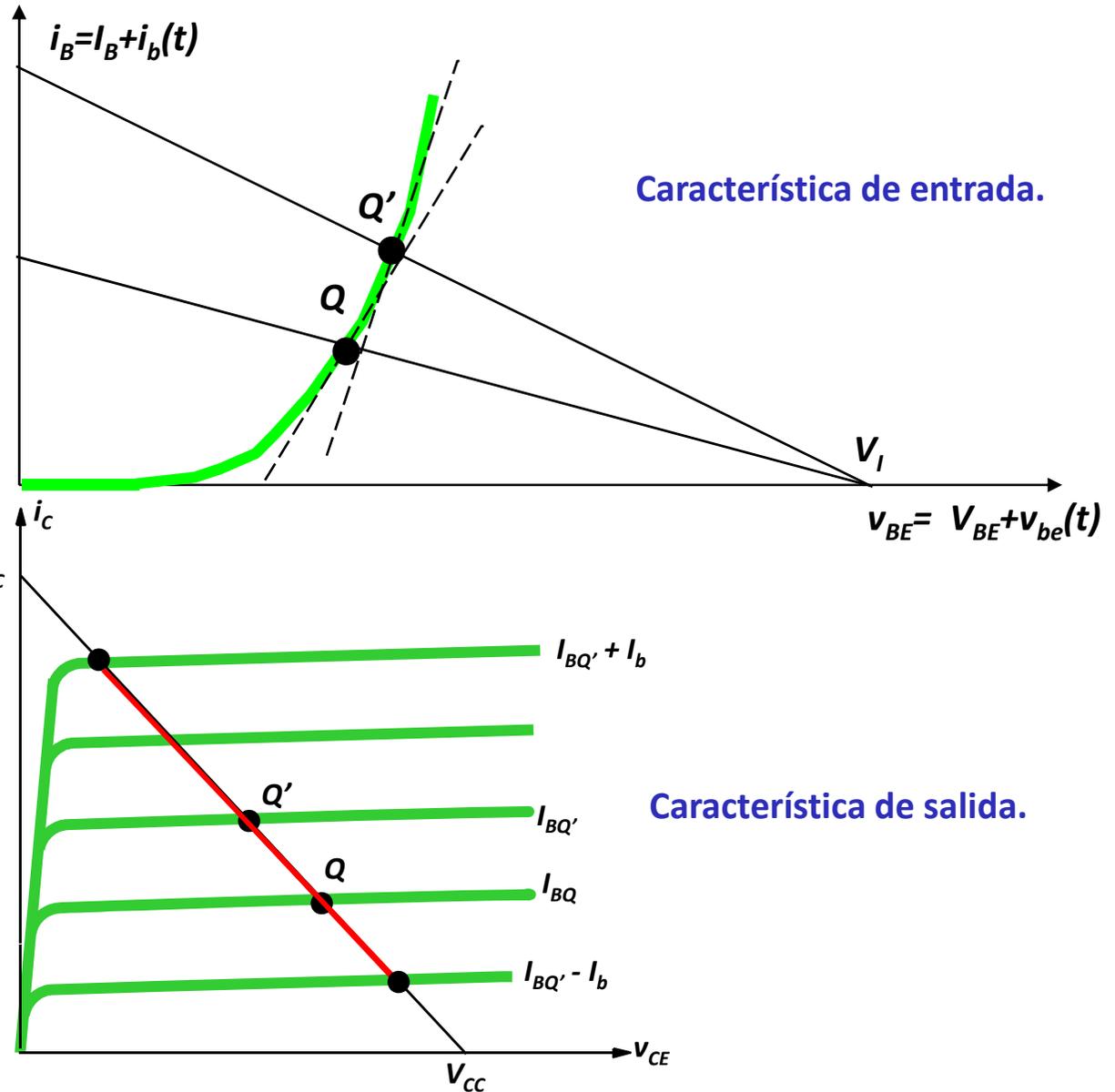


Transistor bipolar

EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR: Variación del punto de trabajo

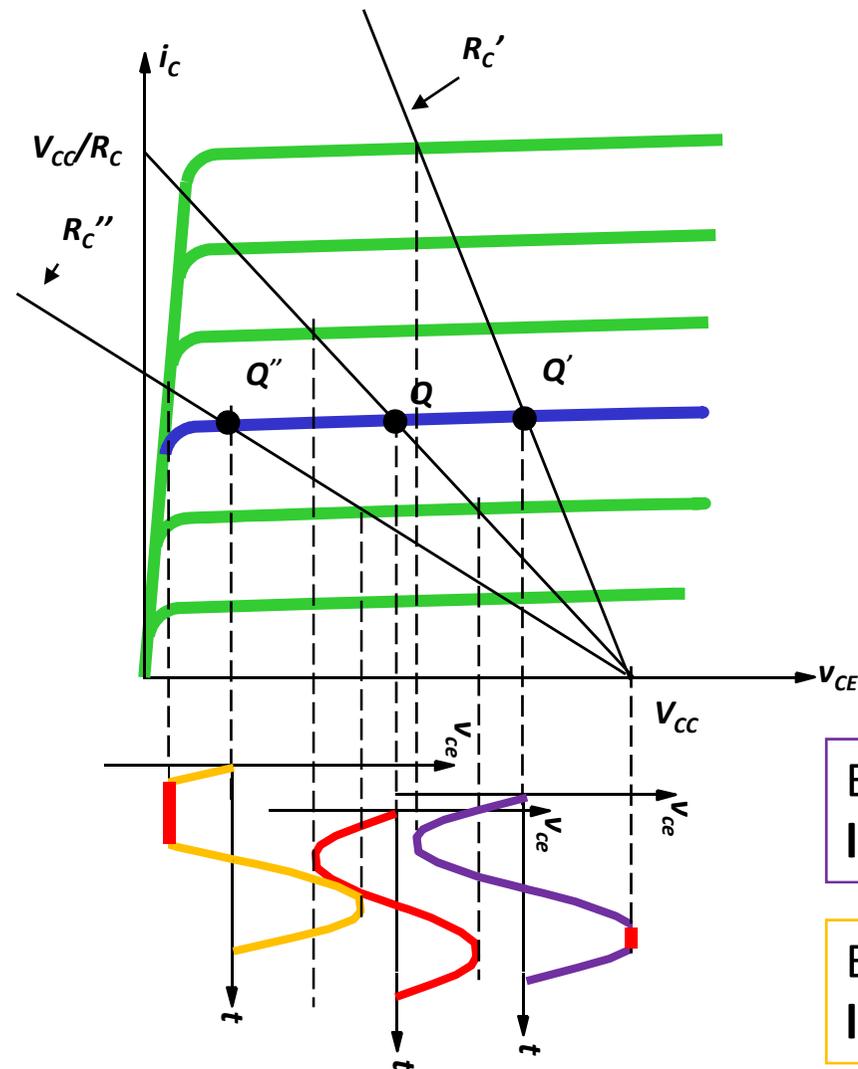


Señal ($v_i \neq 0$)



Transistor bipolar

EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR: Máxima excursión de la señal

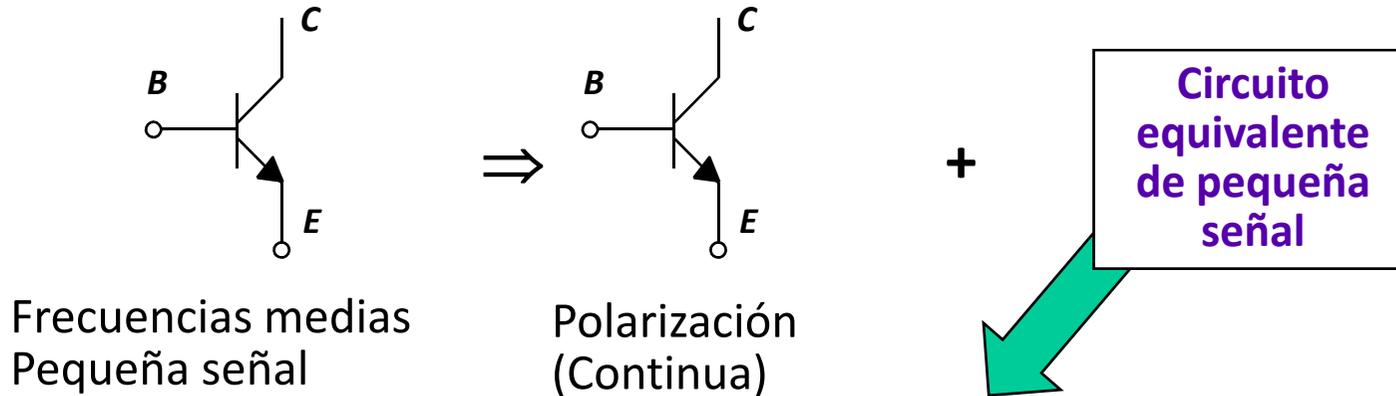


Excursión positiva de v_{ce}
limitada por corte

Excursión negativa de v_{ce}
limitada por saturación

Transistor bipolar

APROXIMACIÓN DE PEQUEÑA SEÑAL



- * Muchas **versiones**, dependiendo de:
 - Configuración elegida (EC, BC, CC)
 - Nivel de detalle/aproximación
 - Rango de frecuencias
 - Elección de variables dependientes/independientes
- * Las diferentes versiones son **equivalentes**
 - Para el mismo rango/nivel de aproximación
 - Representan el mismo comportamiento cerca de Q
 - Conversión mediante transformaciones lineales
- * Elementos dependientes del **punto de trabajo**
- * Semejante para **pn**p y **np**n (sin cambio de signos)

Transistor bipolar

MODELO BÁSICO (sin efecto Early): Activa directa

$$i_B = \frac{\alpha I_{ES}}{\beta_F} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$i_C = \beta_F i_B$$

Considerando:

$$\left. \begin{aligned} v_{BE} &= V_{BE} + v_{be} \\ i_B &= I_B + i_b \\ i_C &= I_C + i_c \end{aligned} \right\} \begin{aligned} i_C - I_C &= \beta_F (i_B - I_B) \\ i_c &= \beta_F i_b \end{aligned}$$

Como en el caso de pequeña señal en el diodo:

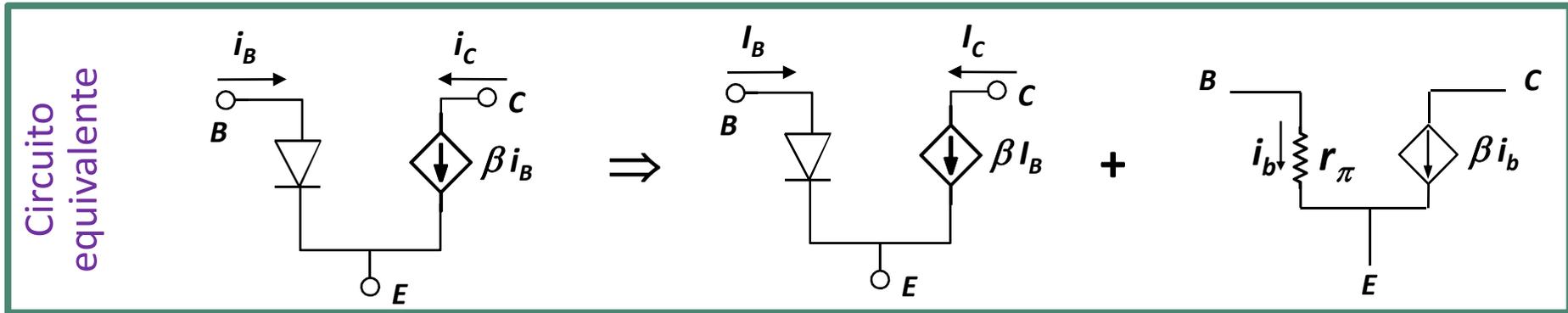
$$f(x) \approx f(x_0) + f'(x_0)(x - x_0)$$

$$\begin{aligned} i_B &= f(v_{BE}) = f(V_{BE}) + f'(V_{BE})(v_{BE} - V_{BE}) \\ &= I_B + \frac{I_B}{V_T} (v_{BE} - V_{BE}) \end{aligned}$$

$$i_B - I_B = \frac{1}{r_{\pi}(I_B)} (v_{BE} - V_{BE})$$
$$i_b = \frac{1}{r_{\pi}(I_B)} v_{be}$$

Transistor bipolar

MODELO BÁSICO (sin efecto Early): Activa directa



Características entrada/salida

$$i_B = \frac{\alpha I_{ES}}{\beta} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) = I_B + i_b$$

$$i_C = \beta i_B = I_C + i_c$$

$$I_B = \frac{\alpha I_{ES}}{\beta} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$i_b \approx \frac{v_{be}}{r_\pi}$$

$$r_\pi(I_B) = \frac{V_T}{I_B}$$

$$i_c = \beta_F i_b$$

Transistor bipolar

MODELO AVANZADO (con efecto Early): Activa directa

$$i_B = \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta_0 \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right)} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \quad i_C = \beta_0 \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A}\right) i_B$$

Aproximamos:

$$i_B \approx \frac{\alpha_F I_{ES}}{\beta_0} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \Rightarrow i_b \approx \frac{v_{be}}{r_\pi}$$

Desarrollo en serie de Taylor de una función de dos variables:

$$f(x, y) = f(x_0, y_0) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{(x_0, y_0)} (x - x_0) + \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{(x_0, y_0)} (y - y_0)$$

$$i_C = i_C(i_B, v_{CE}) = I_C + \underbrace{\left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_Q}_{i_b} (i_B - I_B) + \underbrace{\left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_Q}_{v_{ce}} (v_{CE} - V_{CE})$$

Transistor bipolar

MODELO AVANZADO (con efecto Early): Activa directa

Siendo:

$$\left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_Q = \beta_0 \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right) \Big|_Q = \beta_0 \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) = \beta_F(V_{CE}) = \beta_Q$$

$$\left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_Q = \frac{\beta_0 i_B}{V_A} \Big|_Q = \frac{\beta_0 I_B}{V_A} = \frac{I_C}{V_A + V_{CE}} \equiv \frac{1}{r_0} \quad \text{resistencia de salida}$$

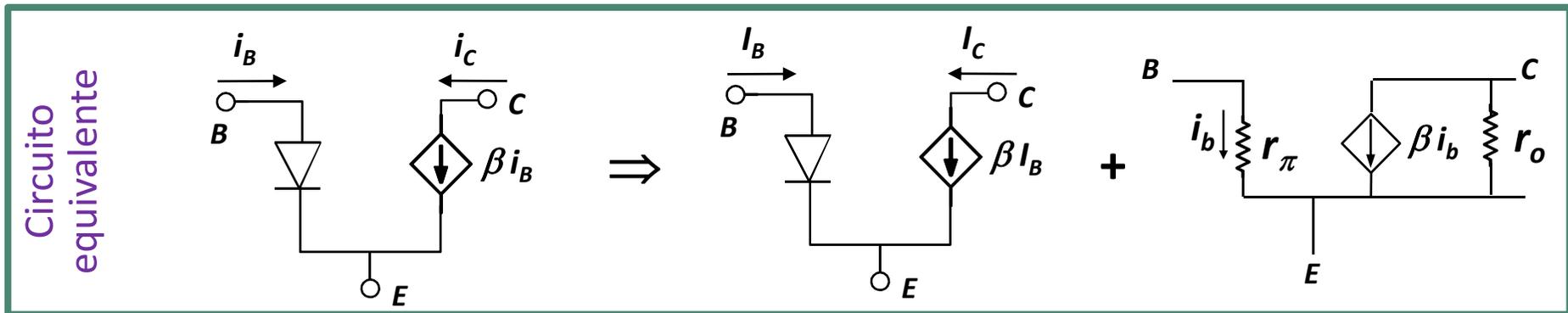
Entonces:

$$\begin{aligned} i_c &= i_C - I_C = \beta_F(V_{CE}) i_b + \frac{v_{CE}}{r_0(I_C, v_{CE})} \\ &= \beta_Q i_b + \frac{v_{CE}}{r_0} \end{aligned}$$

Nota: modelo básico = modelo avanzado con $V_A = \infty \rightarrow r_0 = \infty, \beta_Q = \beta$

Transistor bipolar

MODELO AVANZADO (con efecto Early): Activa directa



Características entrada/salida

$$i_B = \frac{\alpha I_{ES}}{\beta} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) = I_B + i_b$$

$$i_C = \beta i_B = I_C + i_c$$

$$I_B = \frac{\alpha I_{ES}}{\beta} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

$$I_C = \beta I_B$$

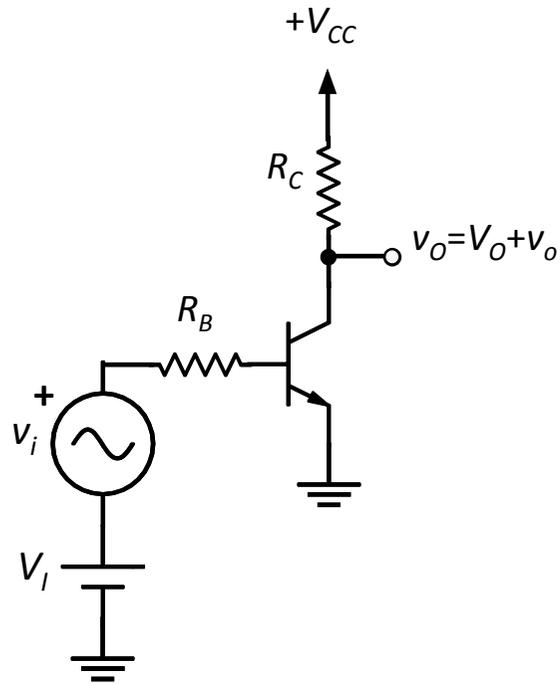
$$i_b \approx \frac{v_{be}}{r_\pi} \quad r_\pi(I_B) = \frac{V_T}{I_B}$$

$$i_c = \beta_F i_b + \frac{v_{CE}}{r_o}$$

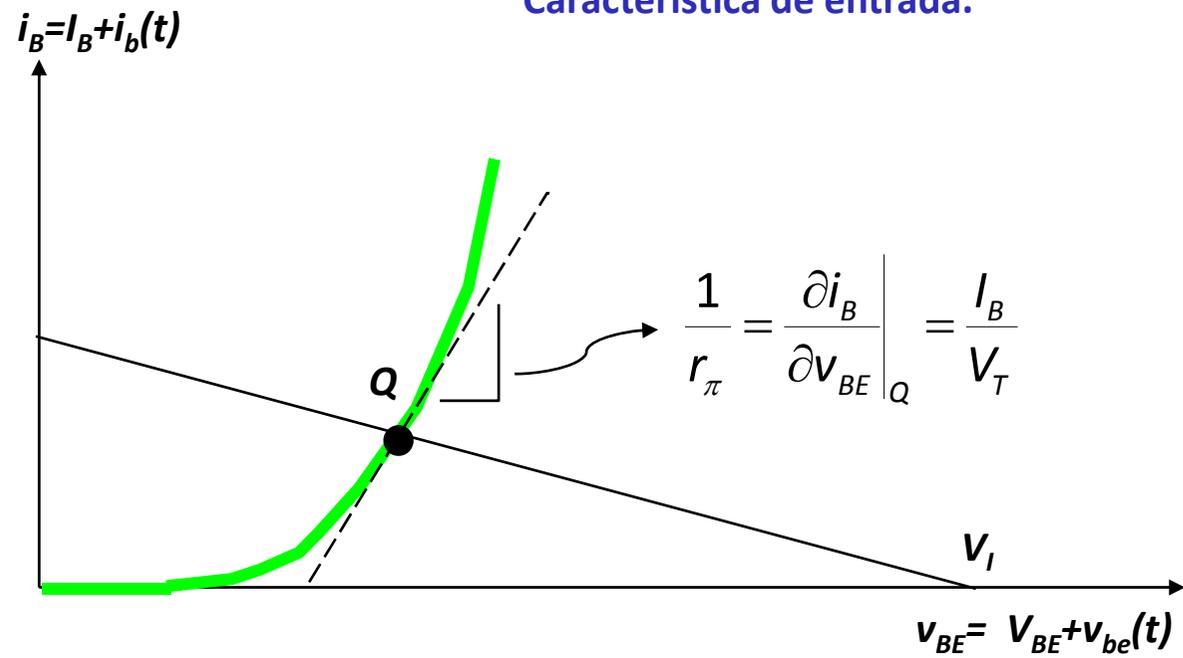
$$r_o = \frac{V_A}{\beta_0 I_B} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C}$$

Transistor bipolar

Interpretación gráfica de los parámetros de pequeña señal:



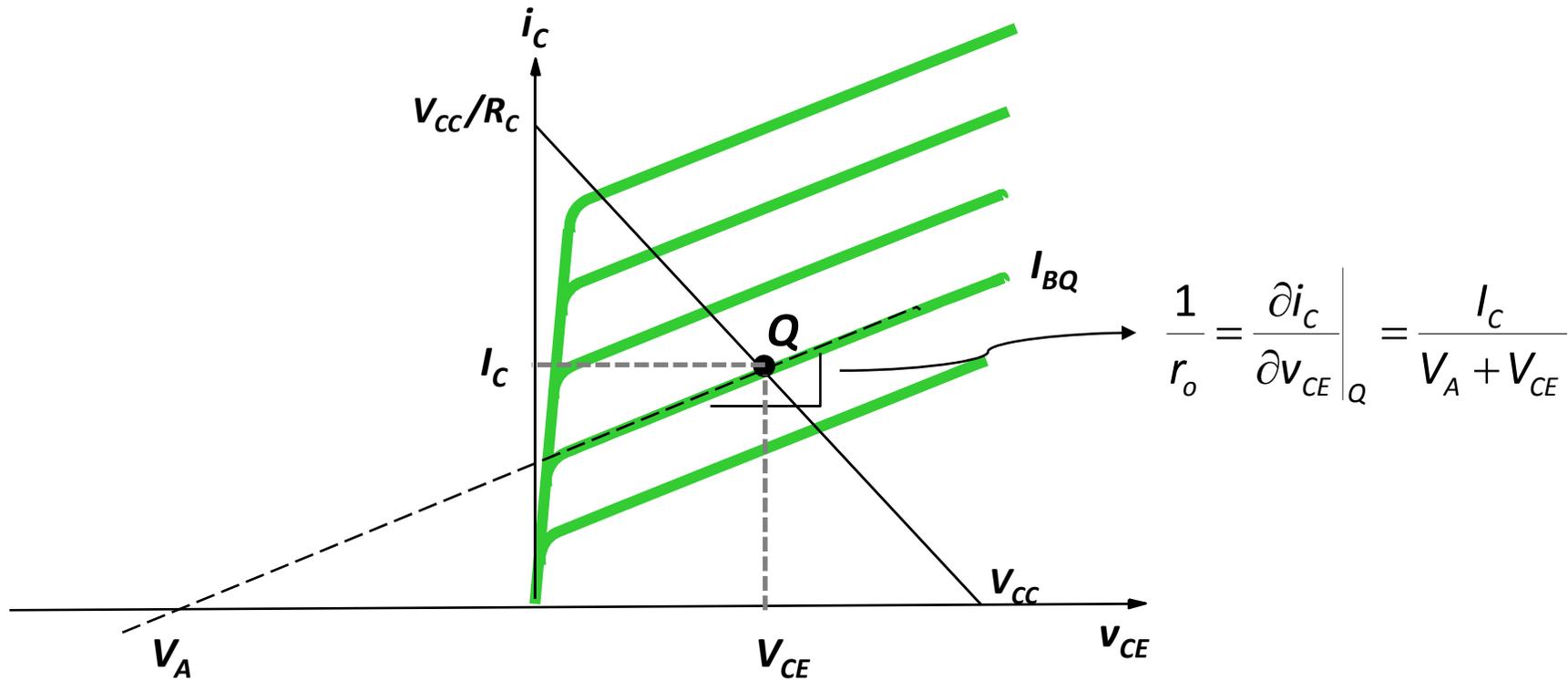
Característica de entrada.



Transistor bipolar

Interpretación gráfica de los parámetros de pequeña señal:

Característica de salida.



Transistor bipolar

ANÁLISIS DE CIRCUITOS EN CUASI-ESTÁTICA Y PEQUEÑA SEÑAL

1.- Cálculo de la polarización y del punto de trabajo.

- En el circuito original se **anulan** los **generadores independientes de pequeña señal**.

generador de tensión $v_g = 0 \rightarrow$ **cortocircuito**

generador de corriente $i_g = 0 \rightarrow$ **circuito abierto**

- **Resolver el circuito de estática** utilizando modelos lineales por tramos (gran señal), calculando $Q(I_B, V_{BE}, I_C, V_{CE})$.

2.- Cálculo de la pequeña señal

- En el circuito original se **anulan** los **generadores independientes de continua**, quedando los de pequeña señal.

generador de tensión $V_G = 0 \rightarrow$ **cortocircuito**

generador de corriente $I_G = 0 \rightarrow$ **circuito abierto**

- **Calcular** los valores de **pequeña señal** (r_π, r_o, β).
- **Sustituir cada transistor por su circuito equivalente** de pequeña señal.
- Resolver el circuito de pequeña señal y comprobar hipótesis: $|v_{be}| \ll V_T$.

3.- Cálculo de la solución final:

$$i(t) = I + i(t), \quad v(t) = V + v(t)$$

Transistor bipolar

Ej 9. Para el circuito de la figura, calcule:

- El punto de trabajo y la componente continua a la salida
- La ganancia de tensión en pequeña señal v_o/v_i
- Dibujar la tensión completa a la salida $v_o(t)$ para $v_i(t)=A\text{sen } \omega t$
Desprecie el efecto Early en el cálculo de la polarización.

DATOS:

$$V_{CC} = 10 \text{ V}$$

$$V_I = 1,2 \text{ V}$$

$$A = 10 \text{ mV}$$

$$\omega = 2000\pi$$

$$R_B = 63 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = 6 \text{ k}\Omega$$

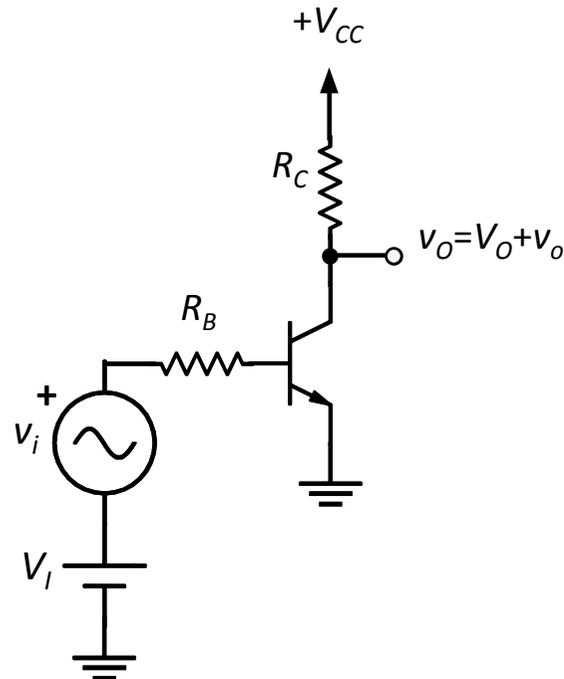
$$V_{\gamma E} = 0,7 \text{ V}$$

$$V_{CEsat} = 0 \text{ V}$$

$$V_T = 0,025 \text{ V}$$

$$V_A = 100 \text{ V}$$

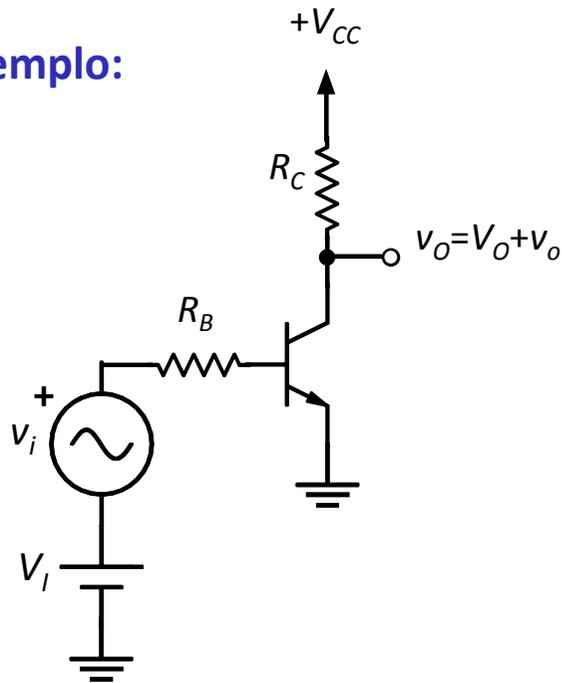
$$\beta_Q = 100$$



Transistor bipolar

Relación entre ganancia (pequeña señal) y función de transferencia (gran señal):

Ejemplo:



Función de transferencia: $\mathbf{v_o = f(v_i)}$
Exacta, no aprox. por tramos

Ganancia: $\mathbf{v_o = A \times v_i}$

Aproximación lineal en $v_i = V_I$:

$$v_o \approx f(V_I) + \left. \frac{df}{dv_i} \right|_{V_I} (v_i - V_I)$$

$$v_o \approx V_o + \left. \frac{dv_o}{dv_i} \right|_Q v_i$$

$$v_o \approx v_o - V_o = \left. \frac{dv_o}{dv_i} \right|_Q v_i$$

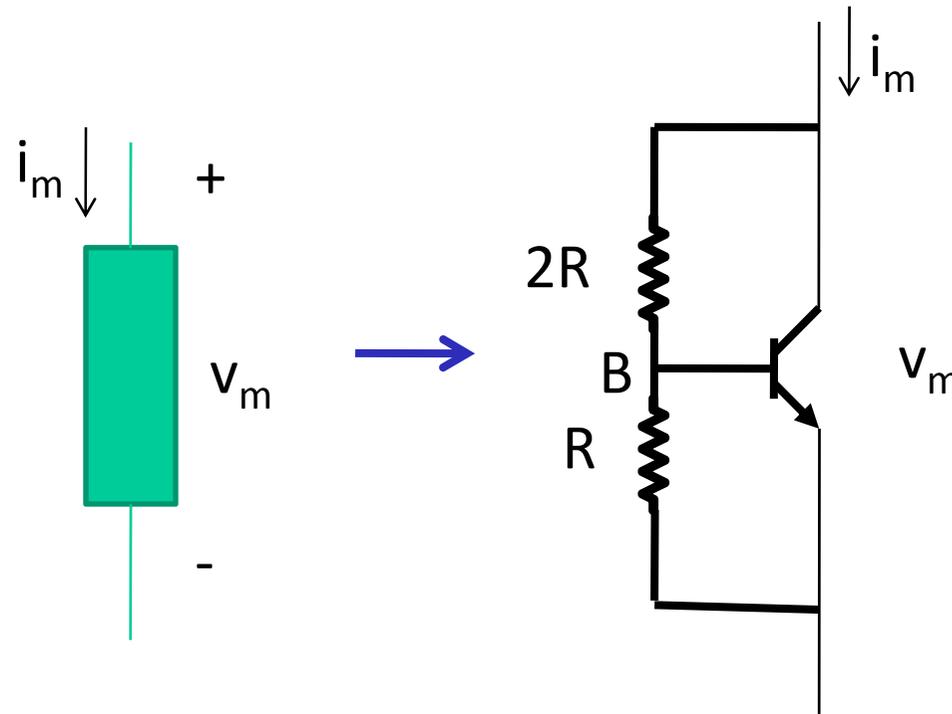
$$\boxed{\frac{v_o}{v_i} \approx \left. \frac{dv_o}{dv_i} \right|_Q \equiv A}$$

Ej 10. La figura muestra un circuito multiplicador de v_{BE} que realiza la función de obtener una tensión múltiplo de v_{BE} . Para su funcionamiento la corriente de base ha de ser despreciable en el nodo B. Sabiendo que funciona en activa:

- Calcule el valor M tal que $v_m = M v_{BE}$, suponiendo que $i_B \sim 0$ en B.
- Si se ha medido $V_M = 1860 \text{ mV}$ y $V_{BE} = 610 \text{ mV}$, calcule I_{ES} del transistor.
- En el punto de trabajo indicado en el apartado b) calcule la resistencia equivalente de circuito para pequeña señal.

DATOS:

$R_C = 1 \text{ k}\Omega$
 $\beta_F = 50$
 $r_o = \text{infinito}$
 $V_T = 0,026 \text{ V}$



RESUMEN DEL APTO. 4.4

- Para pequeña señal ($v_{be} \ll V_T$) se puede descomponer el análisis de un circuito con transistores en dos partes:
 - Análisis del circuito de polarización, eliminando las señales variables, con el modelo de estática y gran señal
 - Análisis del circuito equivalente de pequeña señal, eliminando las señales continuas y sustituyendo el transistor por su circuito equivalente de pequeña señal
- La aproximación de pequeña señal se basa en equiparar las curvas características del transistor, en un pequeño margen, a rectas tangentes a las mismas en el punto de trabajo

Transistor bipolar

Tema 4: El transistor bipolar

4.1 Introducción

4.2 El transistor bipolar en cuasi-estática

4.3 Modelos aproximados en cuasi-estática y gran señal

4.4 Modelos aproximados en frecuencias medias y pequeña señal

4.5 El transistor bipolar en dinámica

Objetivos

- Repasar el funcionamiento de la unión p-n en dinámica
- Mostrar el origen de las capacidades internas en el transistor
- Conocer los modelos del BJT en dinámica, para gran señal y pequeña señal

Bibliografía

- Sedra, aptos. 5.8
- Malik, aptos. 4.10 y 4.11

Transistor bipolar

Dinámica: régimen de funcionamiento en el que la rápida variación de las señales impide despreciar los efectos capacitivos asociados a los dispositivos

Situación **dinámica**

$$C_D(v_D(t)) \frac{dv_D(t)}{dt} \sim I_S (e^{v_D(t)/V_T} - 1)$$

- Se mantienen las dependencias temporales
- Efectos capacitivos no despreciables

$$i_D = I_S (e^{v_D(t)/V_T} - 1) + C_D(v_D) \frac{dv_D}{dt}$$

No existe curva característica

Transistor bipolar

Dinámica: régimen de funcionamiento en el que la rápida variación de las señales impide despreciar los efectos capacitivos asociados a los dispositivos

La capacidad del diodo tiene dos componentes:

$$C(v_D) = C_d(v_D) + C_j(v_D)$$

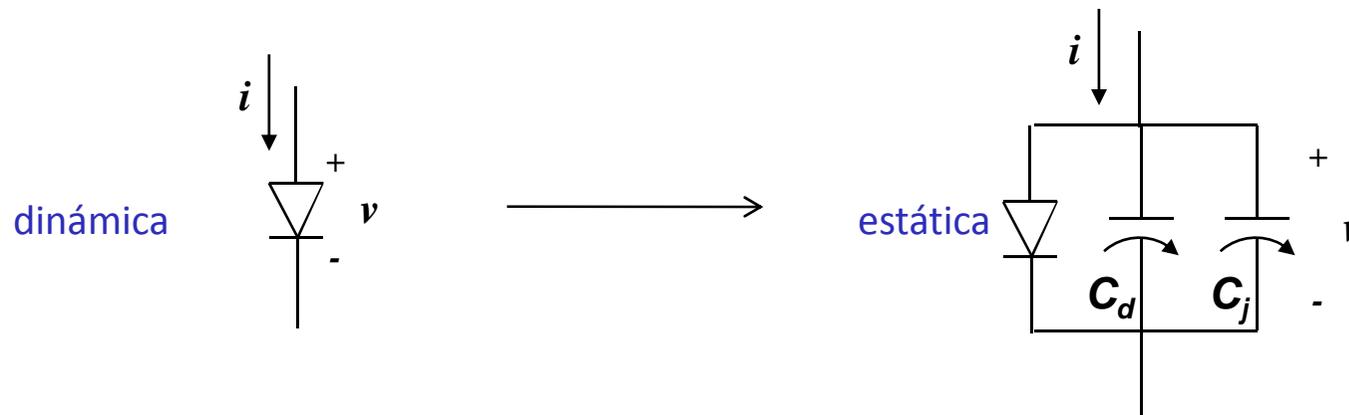
$C_j \equiv$ Capacidad de unión / deplexión

$C_d \equiv$ Capacidad de difusión

Transistor bipolar

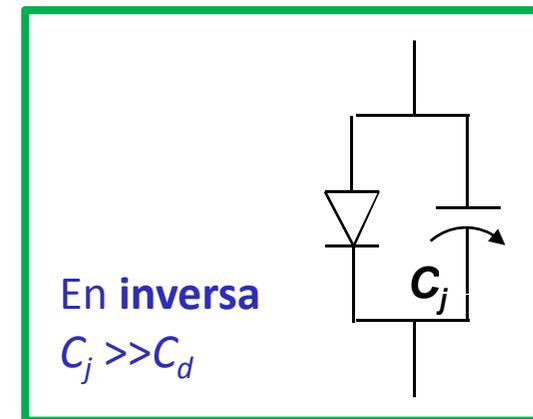
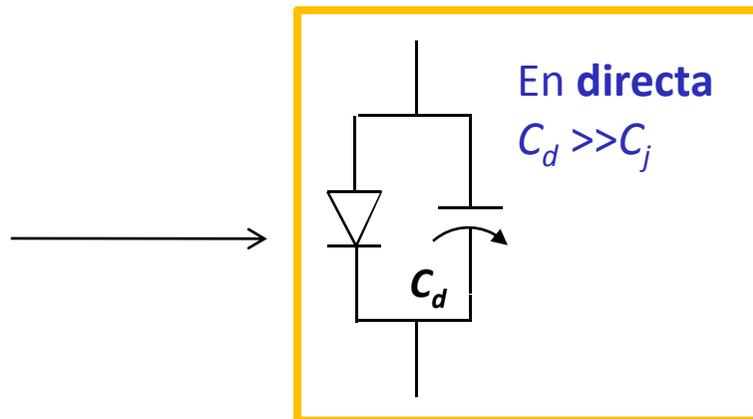
Incluyendo las capacidades asociadas al funcionamiento en **dinámica y gran señal**:

$$i(t) = I_s \left[\exp\left(\frac{v(t)}{V_T}\right) - 1 \right] + C_j(v(t)) \frac{dv(t)}{dt} + C_d(v(t)) \frac{dv(t)}{dt}$$



En general, según el estado del diodo, se cumple:

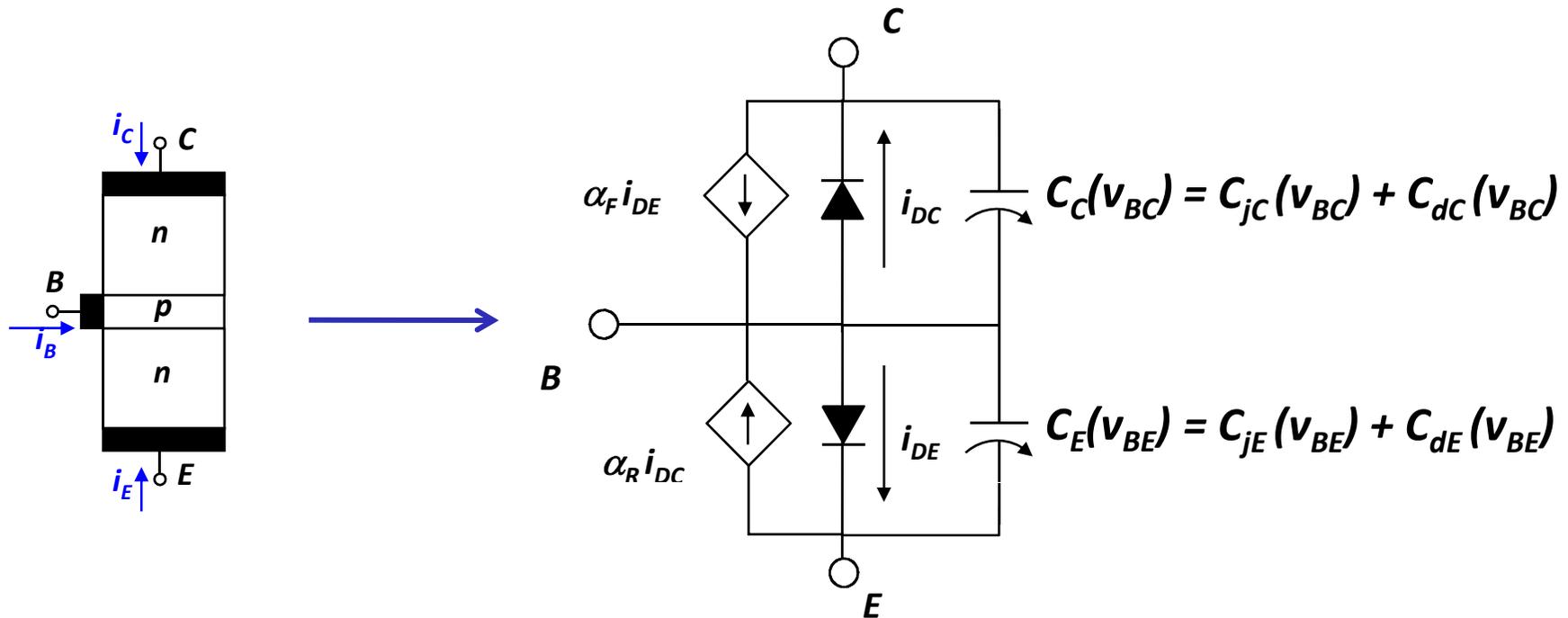
ON $\rightarrow C_d \gg C_j$
 OFF $\rightarrow C_d \ll C_j$



Transistor bipolar

Modelo del transistor bipolar en dinámica y gran señal:

- Aproximación mediante modelo lineal por tramos.



$$i_C = \alpha_F I_{ES} \left(e^{v_{BE}/V_T} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{v_{BC}/V_T} - 1 \right) + C_C(v_{BC}) \frac{dv_{BC}}{dt}$$

$$i_E = I_{ES} \left(e^{v_{BE}/V_T} - 1 \right) - \alpha_R I_{CS} \left(e^{v_{BC}/V_T} - 1 \right) + C_E(v_{BE}) \frac{dv_{BE}}{dt}$$

Activa: $C_E(v_{BE}) \gg C_C(v_{BC})$

Corte: $C_E(v_{BE}) \gg C_C(v_{BC})$

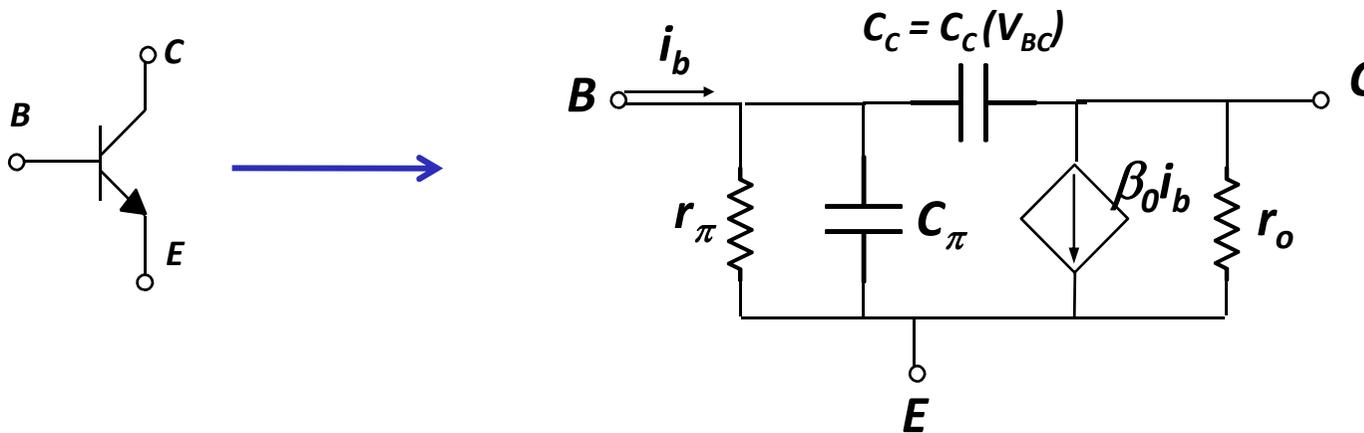
Saturación: $C_E(v_{BE}) \gg C_C(v_{BC})$

valores constantes

Transistor bipolar

Modelo del transistor bipolar en dinámica y pequeña señal:

- Particularizamos C_C y C_E de modo lineal en torno al punto de trabajo.



$$C_\pi = C_E = C_E(V_{BE}) = C_{dE} + C_{jE}$$

$$C_C = \frac{C_{C0}}{\left(1 + \frac{V_{CB}}{V_{0C}}\right)^m}$$

Transistor bipolar

RESUMEN DEL APTO. 4.5

- En el régimen de funcionamiento en dinámica se hacen sentir efectos capacitivos internos debido a los movimientos de portadores asociados a las uniones p-n.
- Para la unión p-n en directa, la contribución dominante es la capacidad de difusión debida al exceso de minoritarios inyectados a ambos lados de la zona de deplexión. En inversa domina la capacidad de deplexión debida a la carga almacenada en dicha zona.

CONCEPTOS CLAVE DEL TEMA 4

- 👉 **Estados del transistor: activa directa, corte, saturación y activa inversa**
- 👉 **Uso de modelos aproximados por tramos para el análisis en estática de transistores bipolares**
- 👉 **Resolución de circuitos en estática por el “método analítico” (planteamiento de hipótesis del estado del dispositivo, resolución y verificación de hipótesis)**
- 👉 **Aproximación de pequeña señal, distinguiendo el papel de la polarización y el de la señal propiamente dicha**