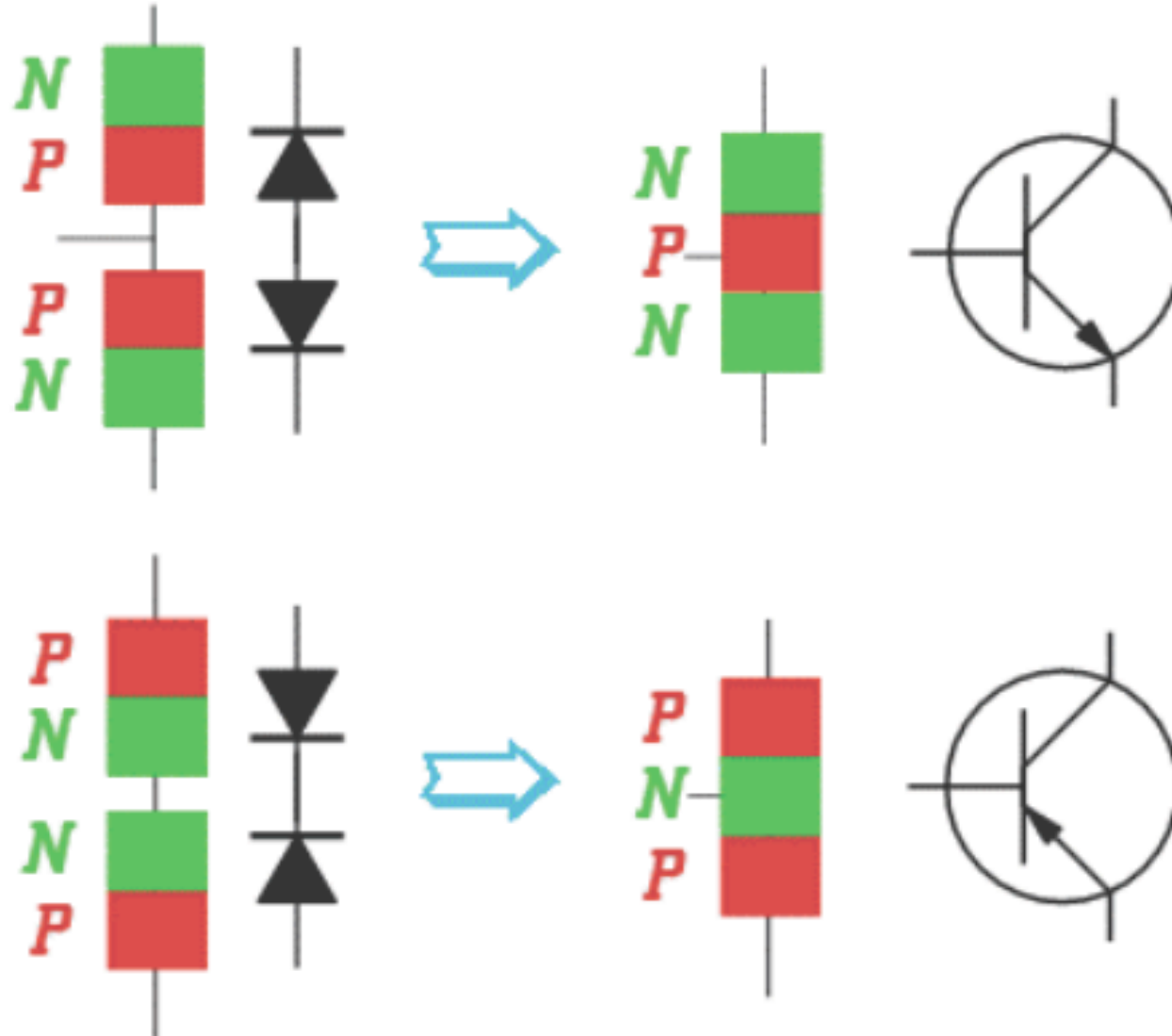
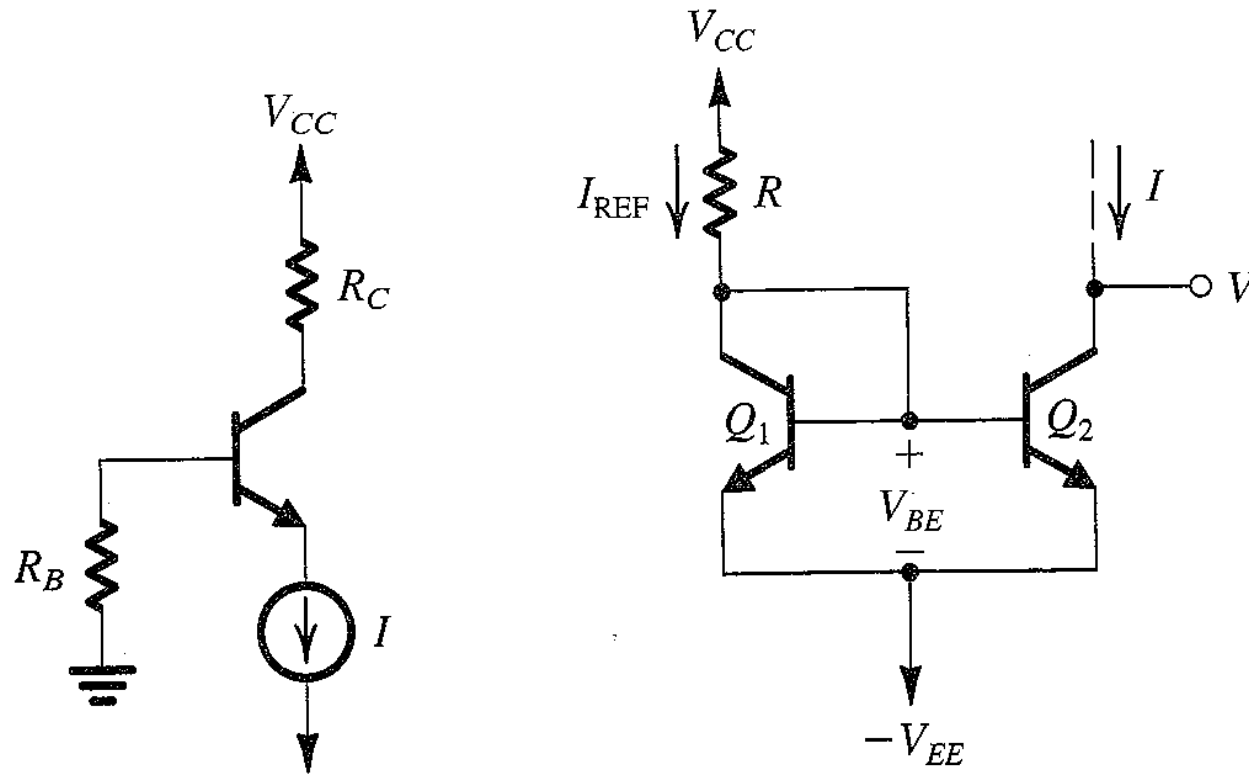


EL TRANSISTOR BIPOLAR



POLARIZACIÓN UTILIZANDO UNA FUENTE DE CORRIENTE: EL ESPEJO DE CORRIENTE



El transistor Q_1 está conectado de forma que actúa como un diodo.

La corriente que va a circular por el emisor del transistor que se está polarizando es independiente de R_B y de β .

Considerando en Q_1 que $I_C \approx I_E$

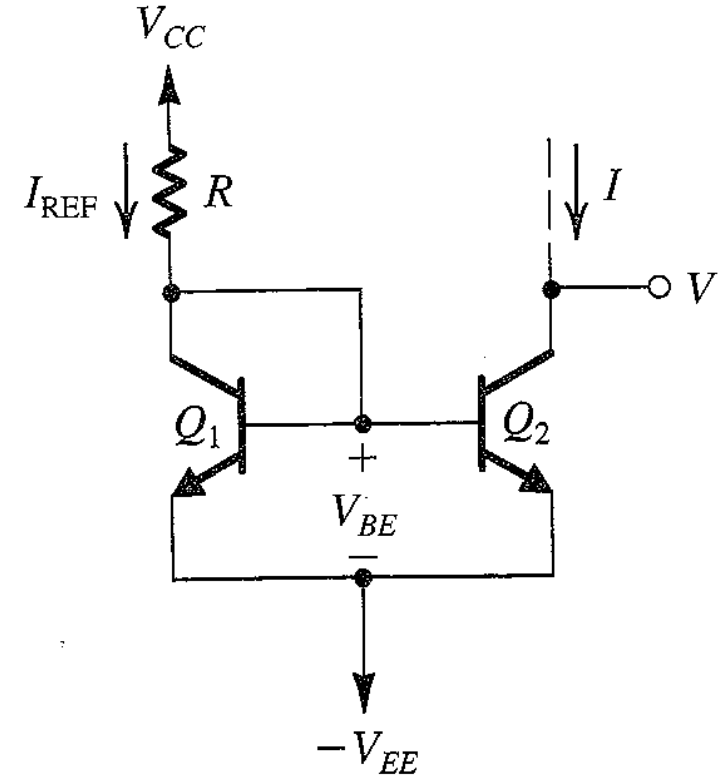
$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - V_{BE}}{R}$$

Como Q_1 y Q_2 tienen el mismo voltaje V_{BE} las corrientes de colector son iguales, por lo tanto

$$I = I_{REF} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{R}$$

Esta relación se va a cumplir mientras Q_2 permanezca en la región activa, para lo cual se debe cumplir que el voltaje de colector V sea mayor que el de la base

$$V > (-V_{EE} + V_{BE})$$



EJERCICIO ESPEJO DE CORRIENTE

Si $V_{CC} = 10V$, $I = 1mA$, $\beta = 100$ y $R_B = 100 k\Omega$, $R_C = 7,5k\Omega$ determine el voltaje de base, de emisor y de colector. Si $V_{EE} = 10V$ determine R para que el circuito opere como un espejo de corriente.

$$10V = I_C R_C + V_C \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 0,99 \quad I_C = \alpha I_E = 0,99 \times 1mA = 0,99mA$$

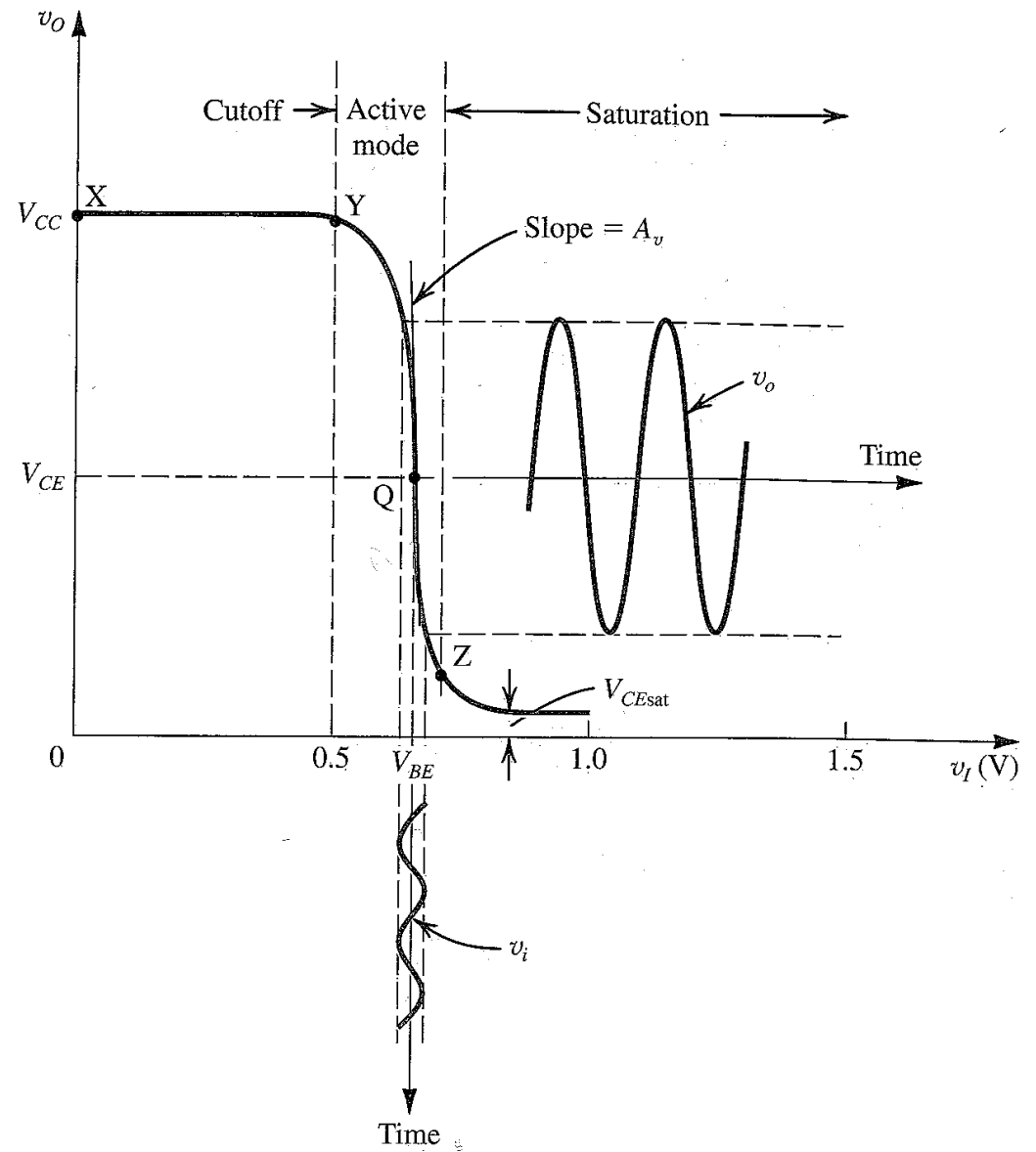
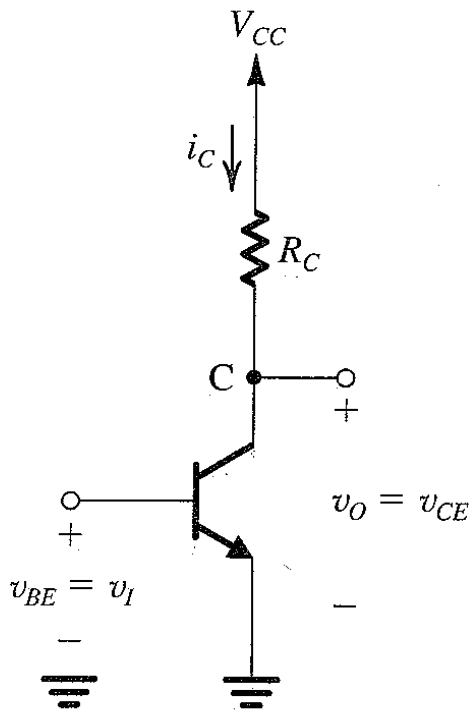
$$V_C = 10V - 0,99mA \times 7,5k\Omega = 2,56V \quad I_B = \frac{1mA}{\beta} = 0,01mA$$

$$V_B = -R_B \times I_B = 0,01mA \times 100k\Omega = -1V$$

$$V_{BE} = V_B - V_E \quad V_E = V_B - V_{BE} = -1V - 0,7V = -1,7V$$

$$R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{I_{REF}} = \frac{10V + 10V - 0,7V}{1mA} = 19,3k\Omega$$

OPERACIÓN DE GRAN SEÑAL: LA CARACTERÍSTICA DE TRANSFERENCIA



El transistor de la gráfica tiene la característica de transferencia mostrada

Región de corte: Mientras de entrada V_{BE} no alcanza el valor necesario para que la juntura base-emisor comience a conducir.

Región activa: Zona en la que el transistor está en la zona activa y actúa como un amplificador. La pendiente pronunciada indica que el factor de amplificación es elevado.

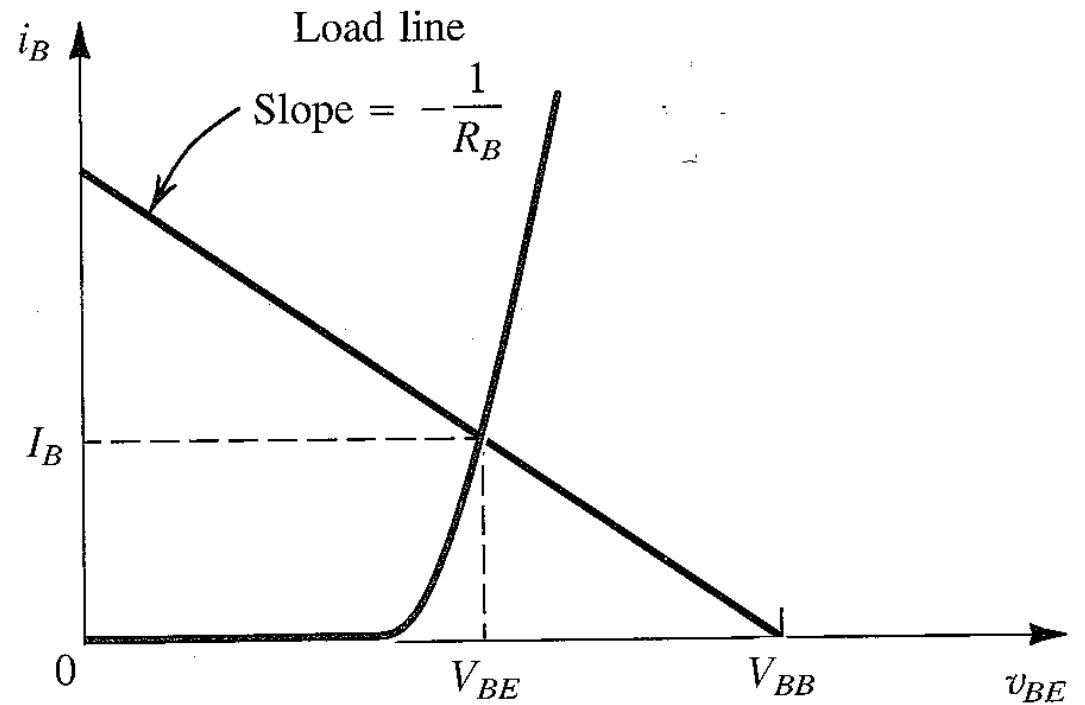
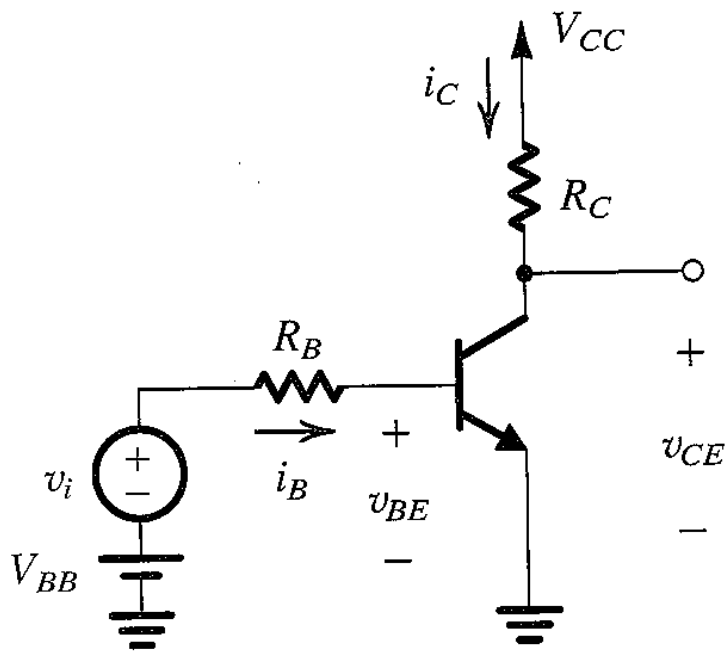
Región de saturación: EL transistor se satura y su voltaje de salida es V_{Esat} .

El transistor como conmutador (switch): Opera entre la región de corte y la de saturación, pasando por la región activa lo mas rápido posible.

El transistor como amplificador lineal: Opera en la zona activa.

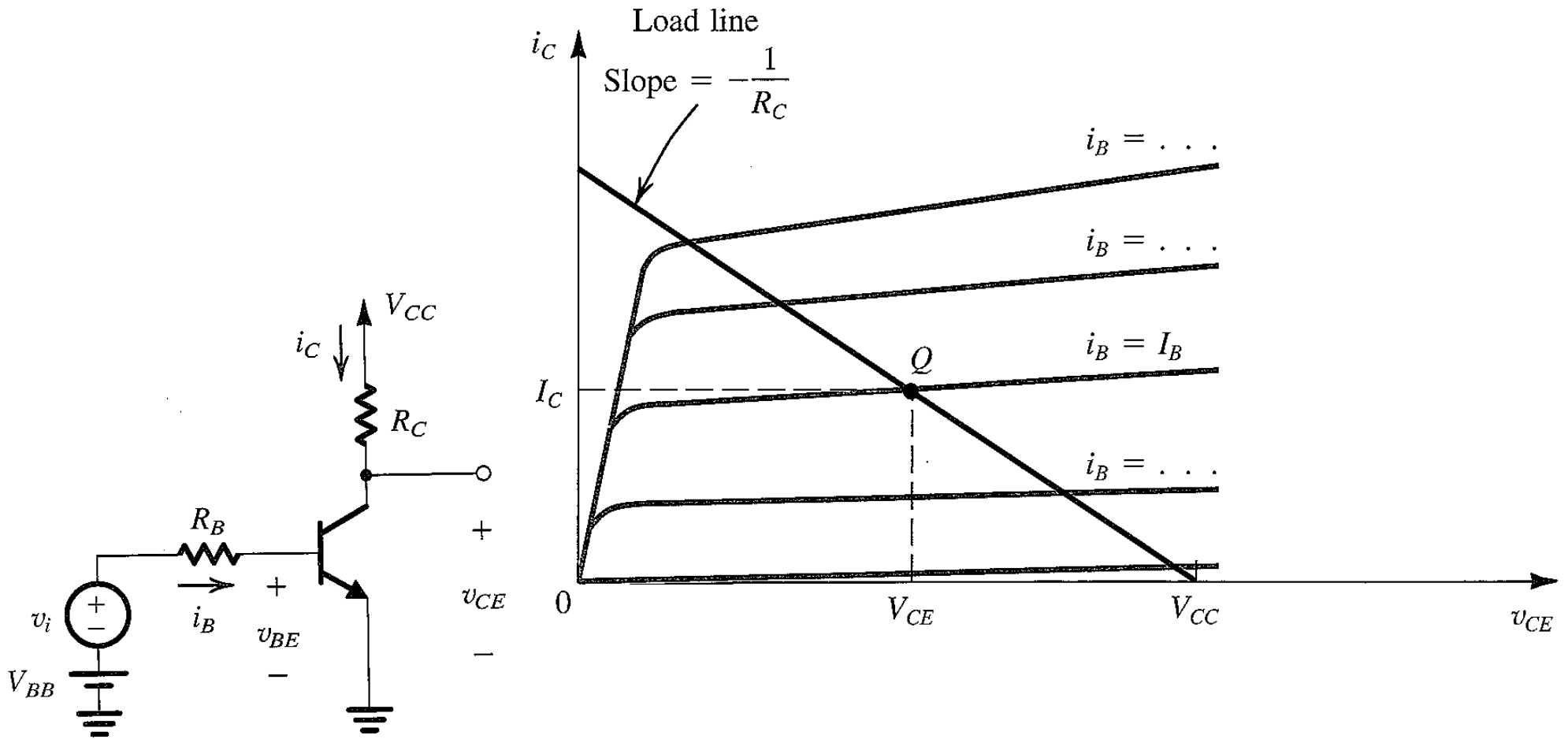
EL BJT COMO AMPLIFICADOR: ANÁLISIS GRÁFICO

Circuito de base

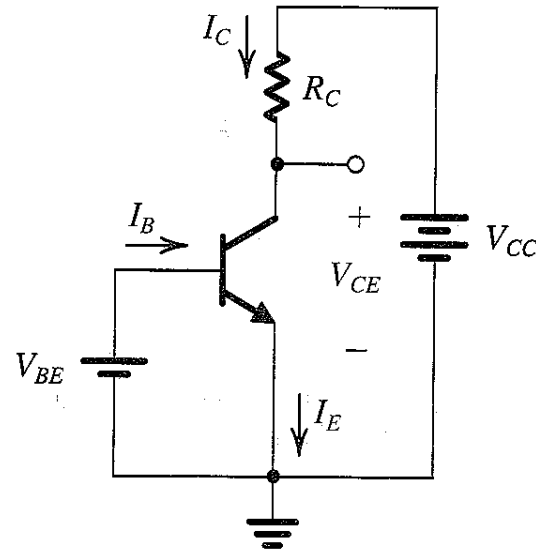
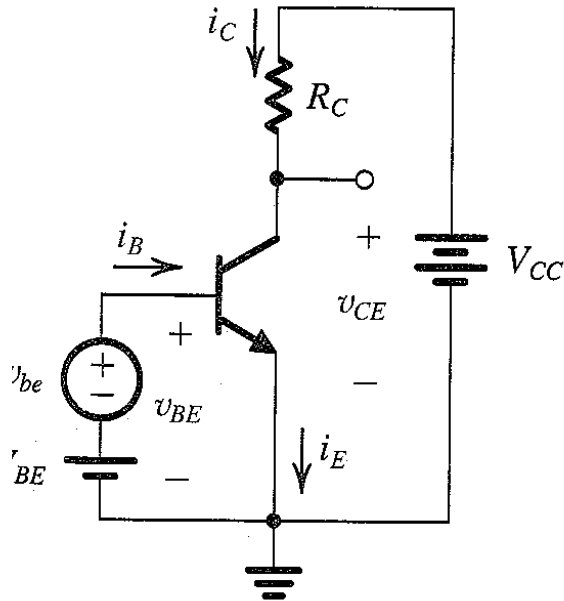


EL BJT COMO AMPLIFICADOR: ANÁLISIS GRÁFICO

Circuito de colector-emisor



EL TRANSISTOR COMO AMPLIFICADOR: TRANSCONDUCTANCIA g_m



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

$$I_E = I_C / \alpha$$

$$I_B = I_C / \beta$$

$$V_C = V_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_C$$

$$v_{BE} = V_{BE} + v_{be}$$

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} = I_S e^{(V_{BE} + v_{be})/V_T}$$

$$= I_S e^{(V_{BE}/V_T)} e^{(v_{be}/V_T)}$$

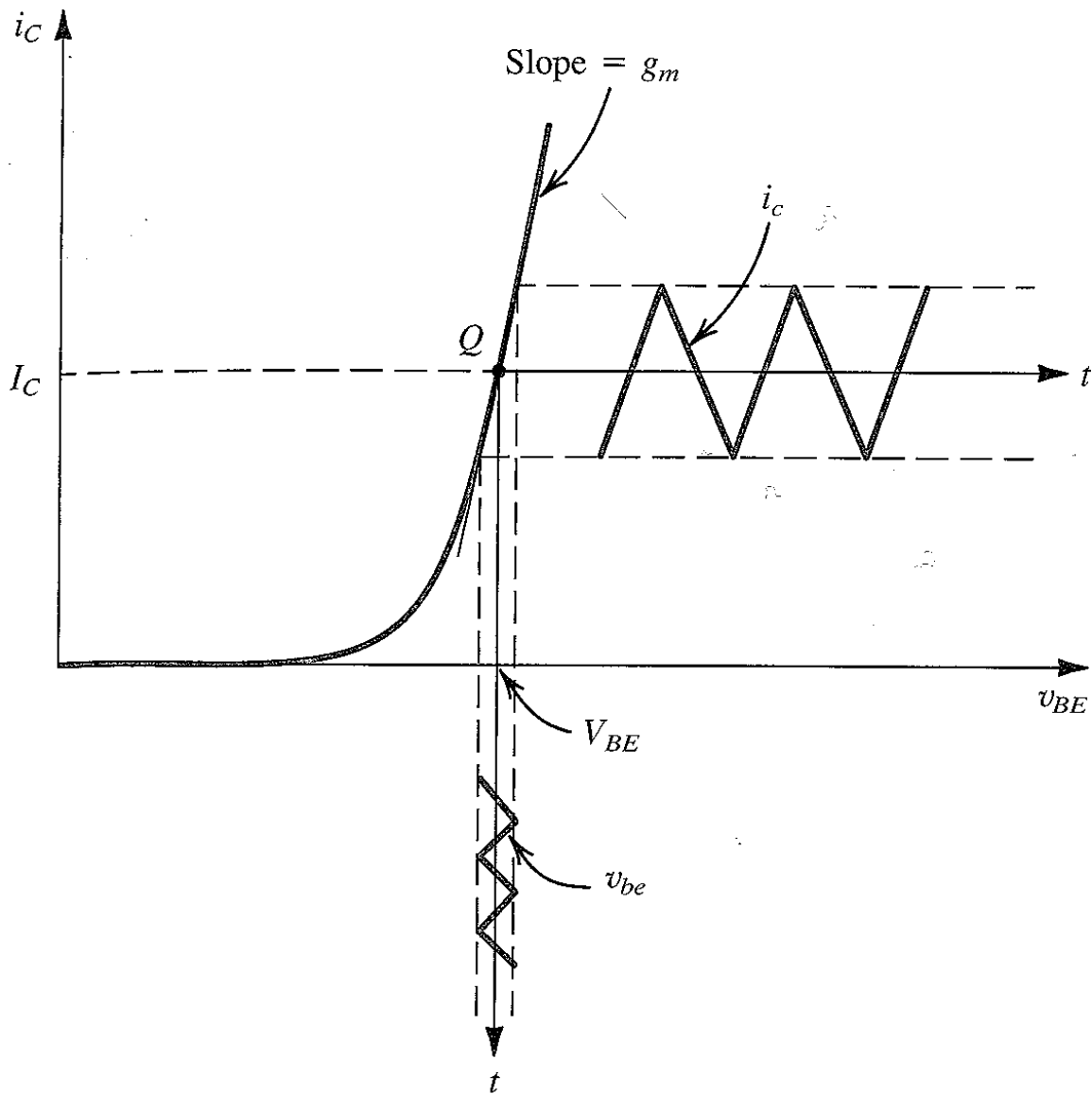
$$i_C = I_C e^{v_{be}/V_T}$$

$$i_C \approx I_C \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T} \right)$$

$$i_c = \frac{I_C}{V_T} v_{be}$$

$$i_c = g_m v_{be}$$

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



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

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_{i_C=I_C}$$

CORRIENTE DE BASE Y RESISTENCIA DE ENTRADA POR LA BASE

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} \qquad i_B = I_B + i_b$$

$$i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{V_T} v_{be} \quad \text{Sustituyendo } I_C / V_T \text{ por } g_m \qquad i_b = \frac{g_m}{\beta} v_{be}$$

La resistencia de entrada por la base en el modelo de pequeña señal se define

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

Por lo tanto

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

CORRIENTE DE EMISOR Y RESISTENCIA DE ENTRADA POR EL EMISOR

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha} + \frac{i_c}{\alpha} \qquad i_E = I_E + i_e \qquad i_e = \frac{i_c}{\alpha} = \frac{I_C}{\alpha V_T} v_{be} = \frac{I_E}{V_T} v_{be}$$

La resistencia de entrada por el emisor en el modelo de pequeña señal se define

$$r_e \equiv \frac{v_{be}}{i_e} \qquad r_e = \frac{V_T}{I_E}$$

Recordando que $g_m = \frac{I_C}{V_T}$

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \approx \frac{1}{g_m}$$

Para hallar la relación entre r_π y r_e
Por lo tanto:

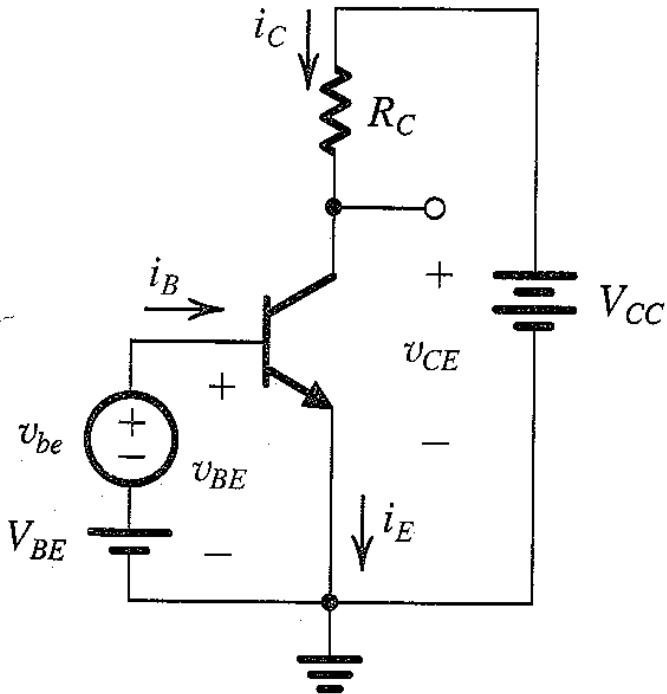
$$v_{be} = i_b r_\pi = i_e r_e$$

$$r_\pi = (i_e / i_b) r_e$$

$$r_\pi = (\beta + 1) r_e$$

GANANCIA DE VOLTAJE

Voltaje de salida



$$\begin{aligned}v_C &= V_{CC} - i_C R_C \\ &= V_{CC} - (I_C + i_c) R_C \\ &= (V_{CC} - I_C R_C) - i_c R_C \\ &= V_C - i_c R_C\end{aligned}$$

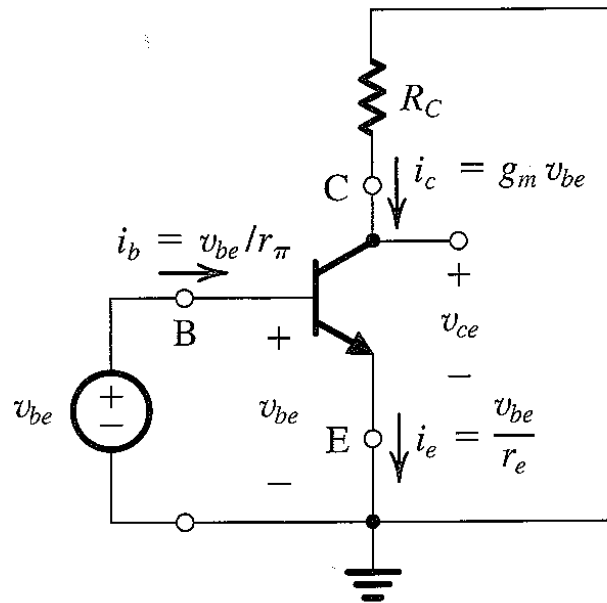
$$\begin{aligned}v_c &= -i_c R_C = -g_m v_{be} R_C \\ &= (-g_m R_C) v_{be}\end{aligned}$$

$$A_v \equiv \frac{v_c}{v_{be}} = -g_m R_C$$

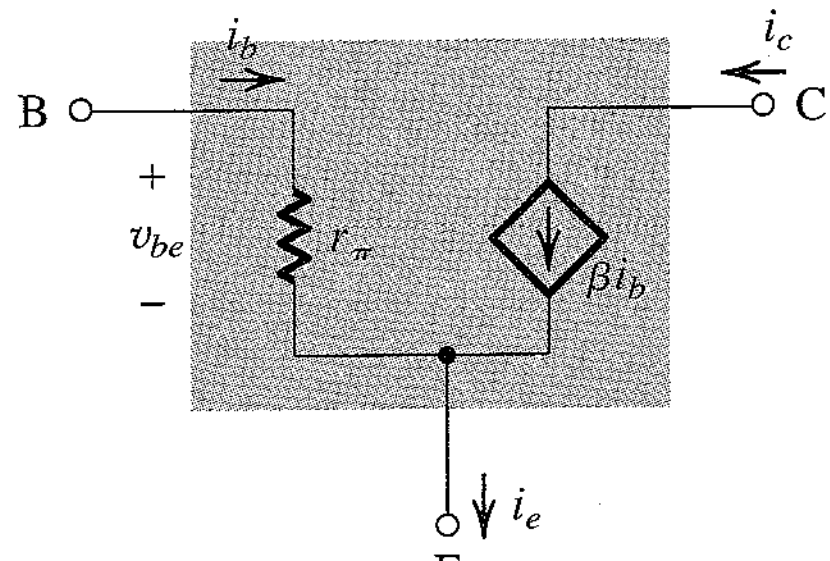
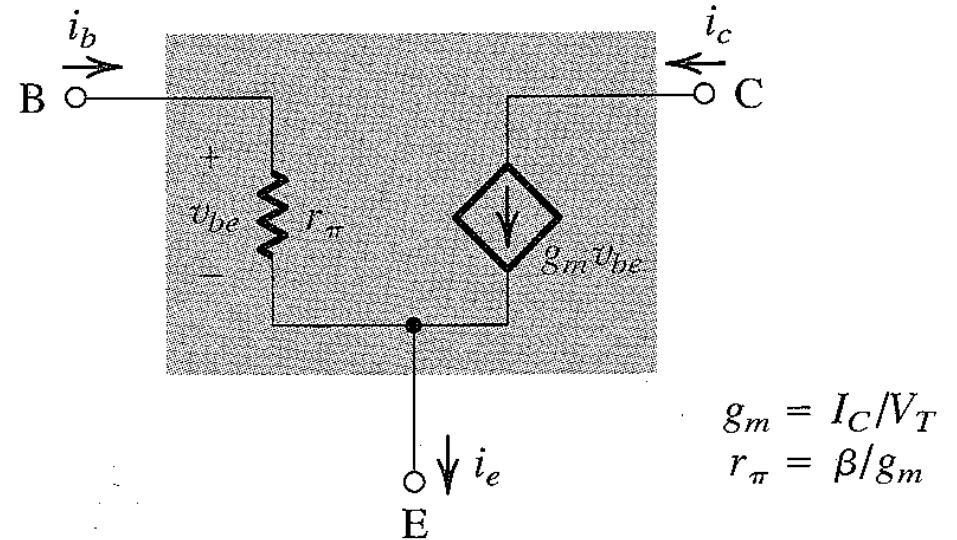
$$A_v = -\frac{I_C R_C}{V_T}$$

MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL: EL MODELO HÍBRIDO π

Se eliminan las fuentes DC



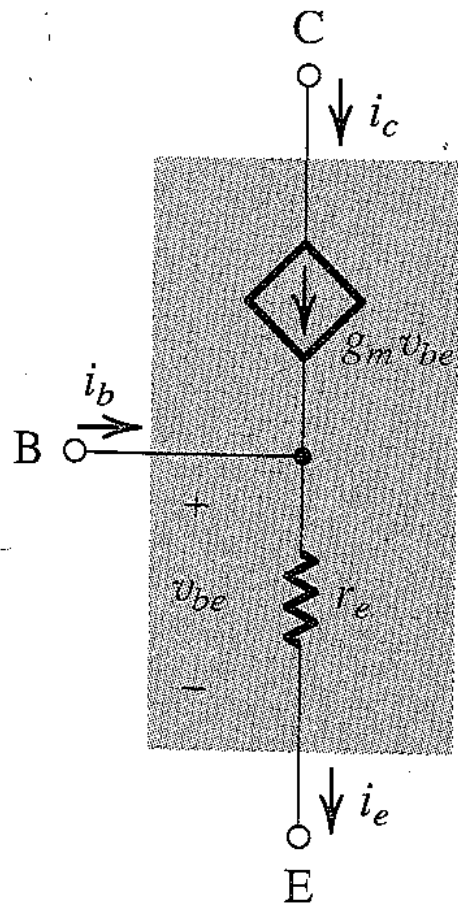
El modelo también aplica para transistores pnp sin cambio de polaridades



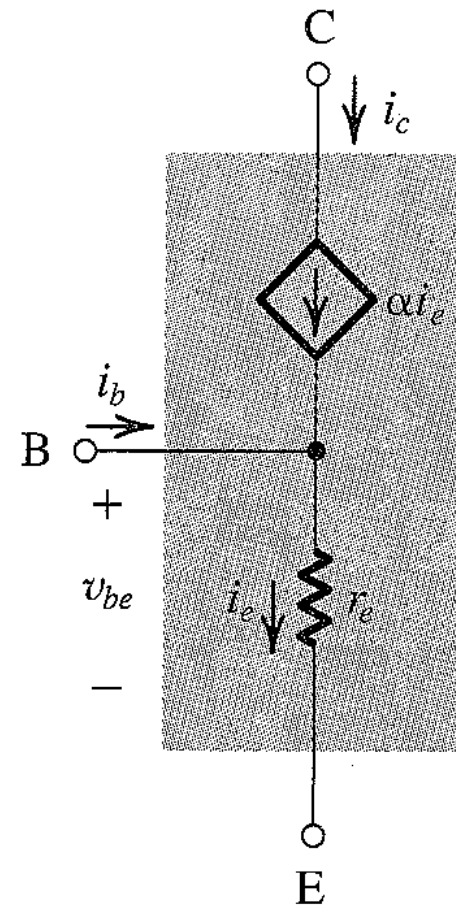
MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL: EL MODELO T

Se eliminan las fuentes DC

Este modelo muestra explícitamente la resistencia de emisor r_e en lugar de la resistencia de base r_π



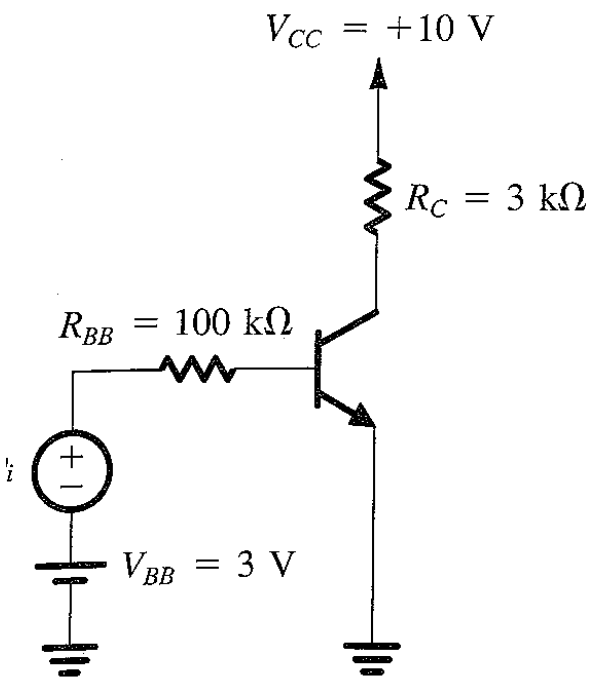
$$g_m = I_C / V_T$$
$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{\alpha}{g_m}$$



APLICACIÓN DE LOS MODELOS EQUIVALENTES DE PEQUEÑA SEÑAL

- 1.- Determinar el punto de operación del BJT considerando solo las fuentes DC.
- 2.- Calcular los valores de los parámetros de pequeña señal: g_m , r_π , r_e
- 3.- Eliminar las fuentes DC sustituyendo las fuentes de voltaje por un cortocircuito y las fuentes de corriente por un circuito abierto.
- 4.- Reemplazar el BJT por uno de sus modelos de pequeña señal.
- 5.- Resolver el circuito para obtener las variables deseadas. Por lo general, aparte de calcular voltajes y corrientes en puntos específicos, hay que determinar la ganancia de voltaje, la ganancia de corriente, la resistencia de entrada y la resistencia de salida del amplificador.

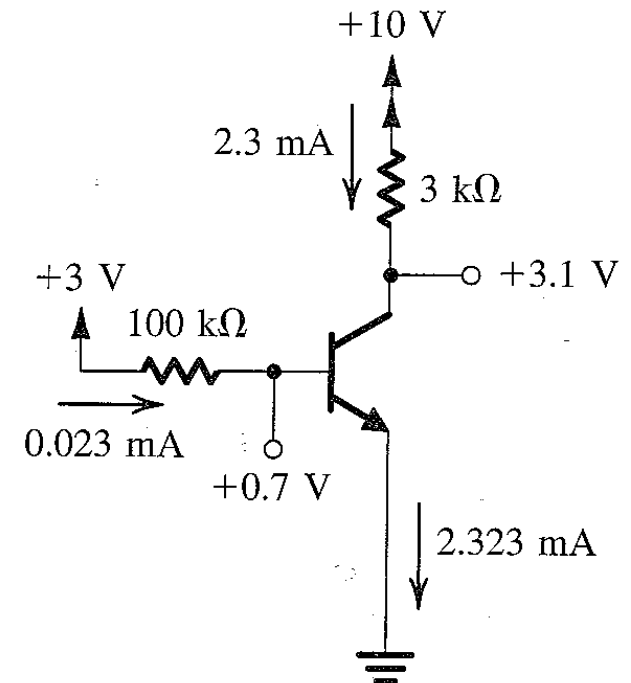
EJEMPLO DE APLICACIÓN DE LOS MODELOS EQUIVALENTES DE PEQUEÑA SEÑAL 1ª PARTE: ANÁLISIS DC



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

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

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C = +10 - 2.3 \times 3 = +3.1 \text{ V}$$

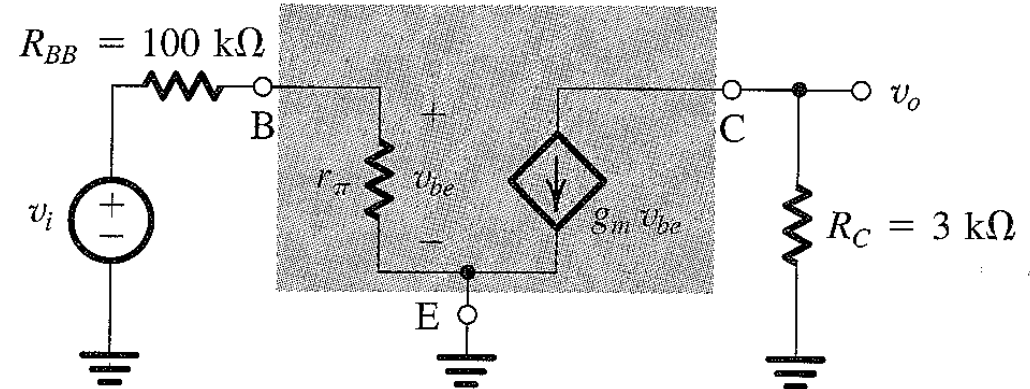


2ª PARTE: ANÁLISIS AC DE PEQUEÑA SEÑAL

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{(2.3/0.99) \text{ mA}} = 10.8 \Omega$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{2.3 \text{ mA}}{25 \text{ mV}} = 92 \text{ mA/V}$$

$$r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{92} = 1.09 \text{ k}\Omega$$



$$v_{be} = v_i \frac{r_\pi}{r_\pi + R_{BB}} = v_i \frac{1.09}{101.09} = 0.011 v_i$$

$$v_o = -g_m v_{be} R_C = -92 \times 0.011 v_i \times 3 = -3.04 v_i$$

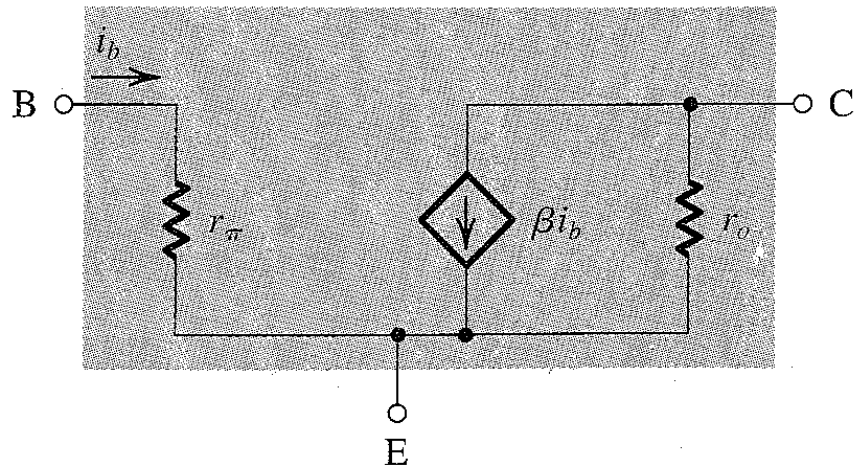
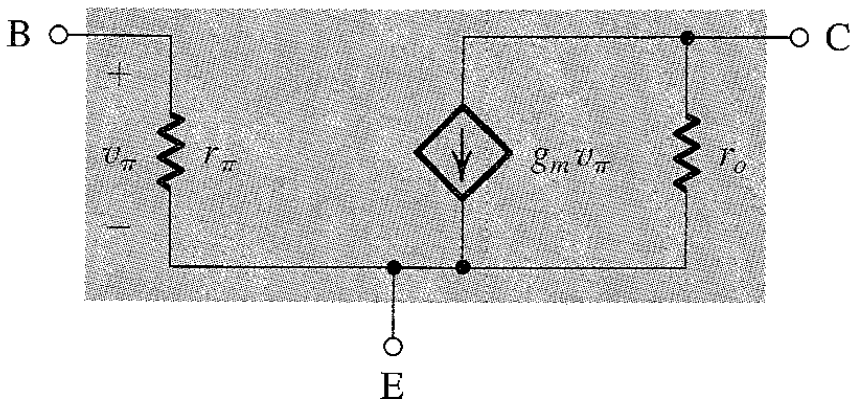
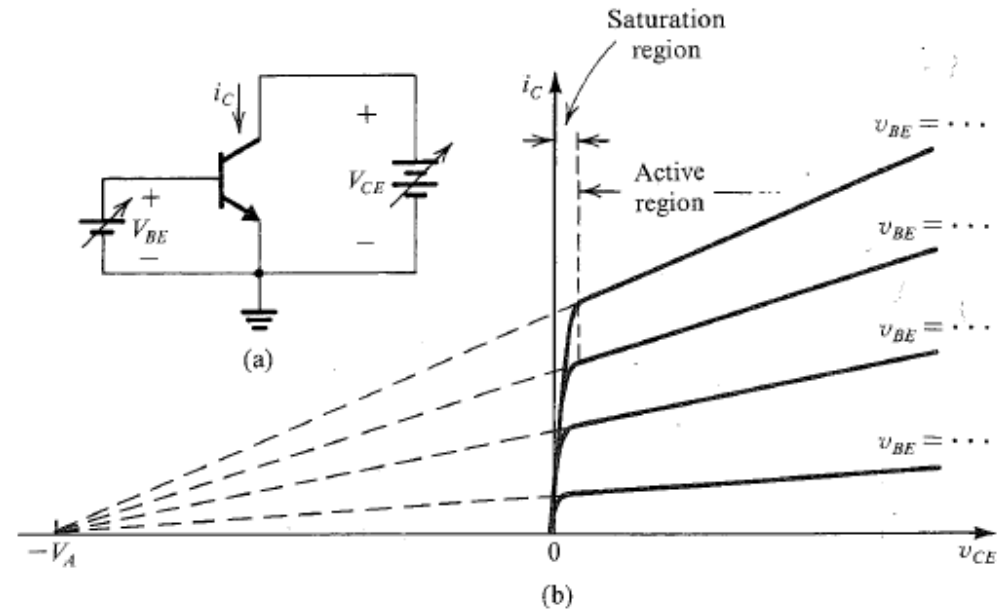
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -3.04 \text{ V/V}$$

EL EFECTO EARLY EN LOS MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL

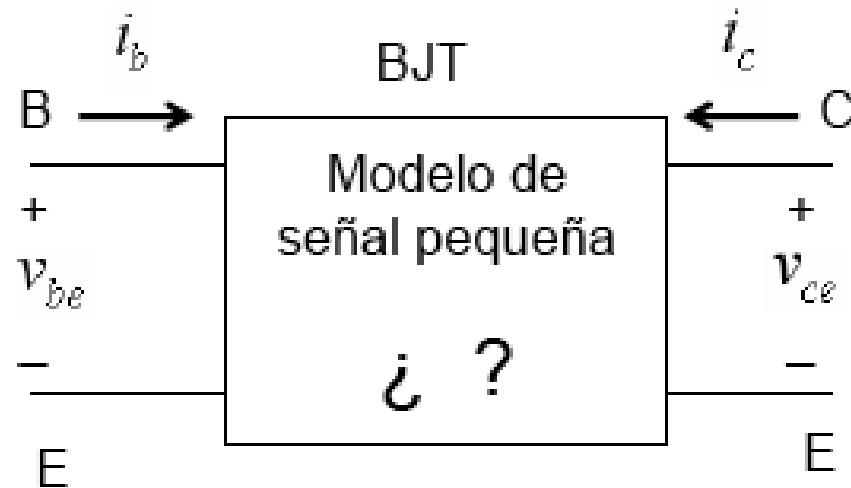
La corriente de colector I_C también depende de v_{CE}

La relación entre I_C y v_{CE} es una resistencia cuyo valor es $(V_A + V_{CE})/I_C \approx V_A/I_C$

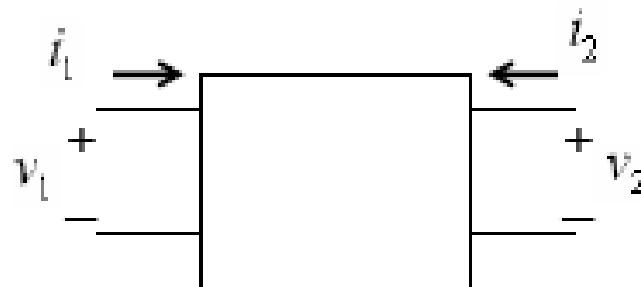
Esta resistencia se coloca en los modelos entre C y E
También se aplica en los modelos T



MODELO DE REDES DE DOS PUERTOS



Redes de 2 puertos
(bipuerto)



PARÁMETROS DE REDES DE DOS PUERTOS



Se escogen dos variables dependientes y dos independientes (6 opciones)

Representación	Variables dependientes	Variables independientes
Control por corriente	v_1, v_2	i_1, i_2
Control por voltaje	i_1, i_2	v_1, v_2
Híbrido 1	v_1, i_2	i_1, v_2
Híbrido 2	i_1, v_2	v_1, i_2
Transmisión 1	v_1, i_1	v_2, i_2
Transmisión 2	v_2, i_2	v_1, i_1

PARÁMETROS HÍBRIDOS TIPO 1



$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2$$

DEFINICIÓN DE PARÁMETROS HÍBRIDOS PARA EL PUERTO DE ENTRADA CUANDO EL VOLTAJE DEL PUERTO DE SALIDA ES CERO



$$v_1 = h_{11}i_1 + \cancel{h_{12}v_2}$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + \cancel{h_{22}v_2}$$

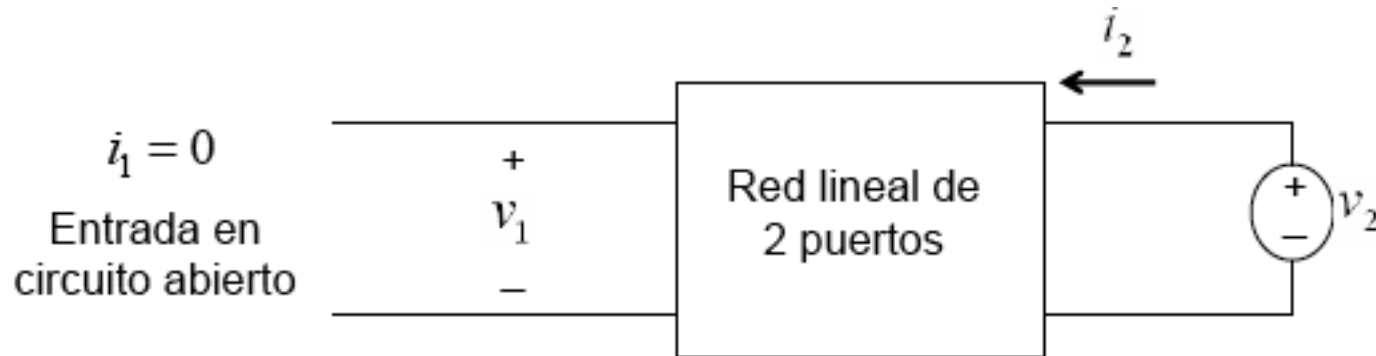
$$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0}$$

Impedancia de entrada con salida en corto circuito
OHMS

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0}$$

Ganancia directa de corriente con salida en corto circuito
ADIMENSIONAL

DEFINICIÓN DE PARÁMETROS HÍBRIDOS PARA EL PUERTO DE SALIDA CUANDO LA CORRIENTE DEL PUERTO DE ENTRADA ES CERO



$$v_1 = \cancel{h_{11}}i_1 + h_{12}v_2$$

$$i_2 = \cancel{h_{21}}i_1 + h_{22}v_2$$

$$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

Ganancia inversa de voltaje con entrada en circuito abierto
ADIMENSIONAL

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

Admitancia de salida con entrada en circuito abierto
SIEMENS

DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS HÍBRIDOS SEGÚN LOS CONCEPTOS CLÁSICOS DE IMPEDANCIAS Y GANANCIAS

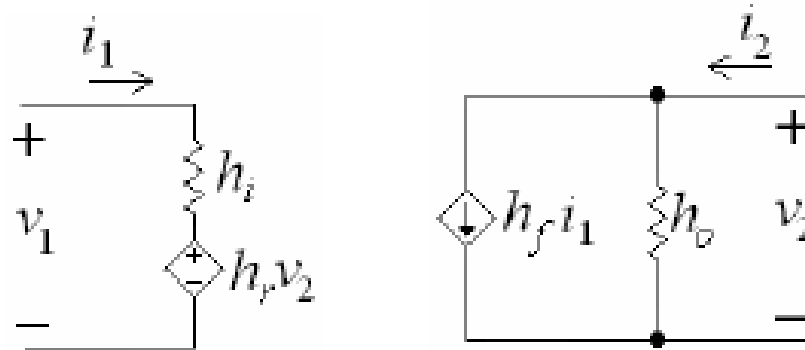
$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right _{v_2=0}$	Impedancia de entrada con salida en corto circuito INPUT	$\Rightarrow h_i$
$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right _{v_2=0}$	Ganancia directa de corriente con salida en corto circuito FORWARD	$\Rightarrow h_f$
$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right _{i_1=0}$	Ganancia inversa de voltaje con entrada en circuito abierto REVERSE	$\Rightarrow h_r$
$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right _{i_1=0}$	Admitancia de salida con entrada en circuito abierto OUTPUT	$\Rightarrow h_o$

IDENTIFICACIÓN DE LOS PARÁMETROS EN LAS ECUACIONES CON LA NOTACIÓN CORRESPONDIENTE Y CIRCUITO EQUIVALENTE



$$v_1 = h_i i_1 + h_r v_2 \quad (\text{Suma de voltajes})$$

$$i_2 = h_f i_1 + h_o v_2 \quad (\text{Suma de corrientes})$$

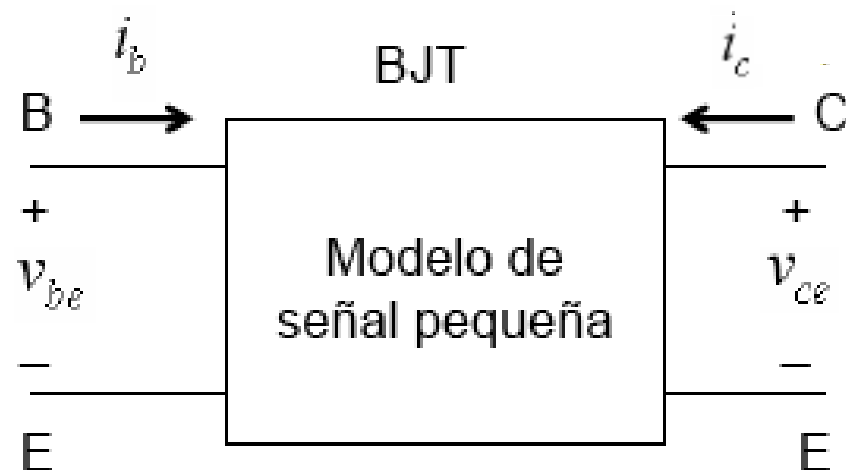
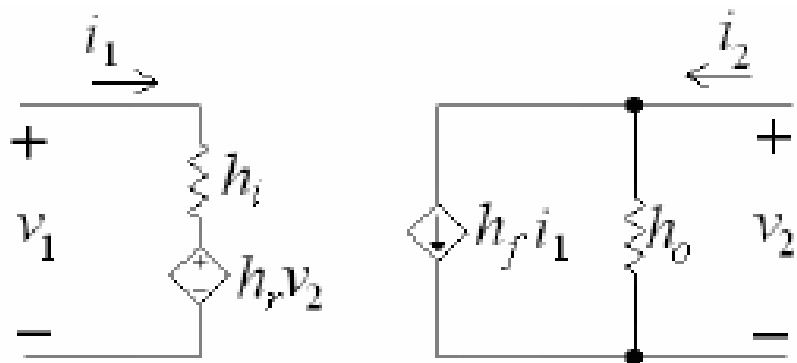


MODELO DE EMISOR COMÚN



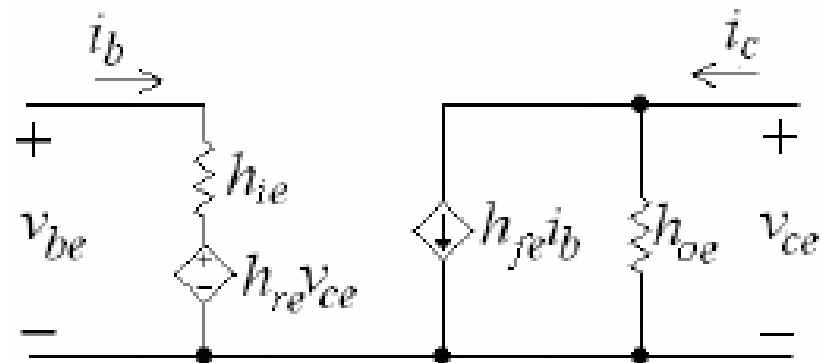
$$v_1 = h_i i_1 + h_r v_2$$

$$i_2 = h_f i_1 + h_o v_2$$



$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$



OBTENCIÓN DE LOS PARÁMETROS HÍBRIDOS DE UN TRANSISTOR

h_{ie}

Tomando el caso de h_{ie}

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$



$$h_{ie} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0}$$

Recordando que para excitación senoidal

$$v_{be} = V_{bem} \sin \omega t$$

$$i_b = I_{bm} \sin \omega t$$

$$v_{ce} = V_{cem} \sin \omega t$$

Cuando $v_{ce} = 0$ entonces

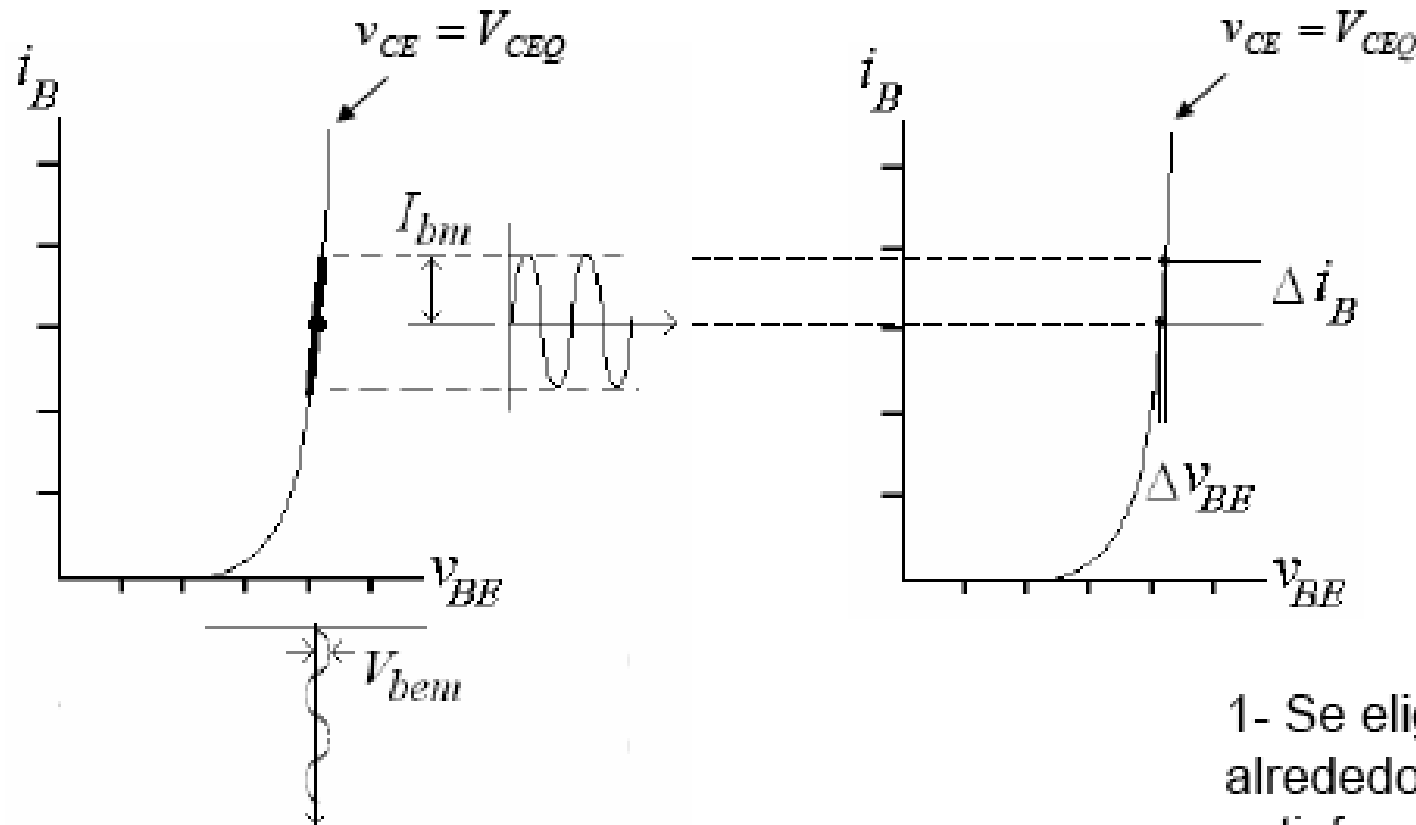
$$v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce} = V_{CEQ}$$

Sustituyendo y simplificando

$$h_{ie} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{V_{bem}}{I_{bm}} \right|_{v_{CE}=V_{CEQ}}$$

SOBRE LAS CURVAS CARACTERÍSTICAS BE

Usando las curvas características BE

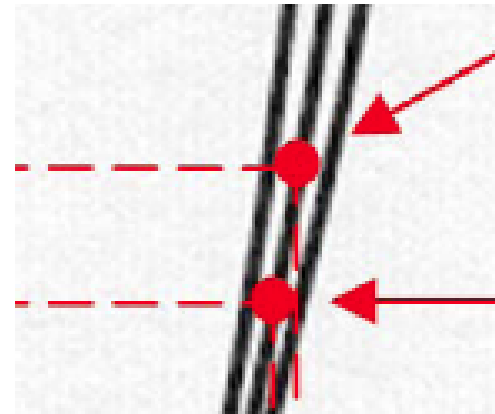
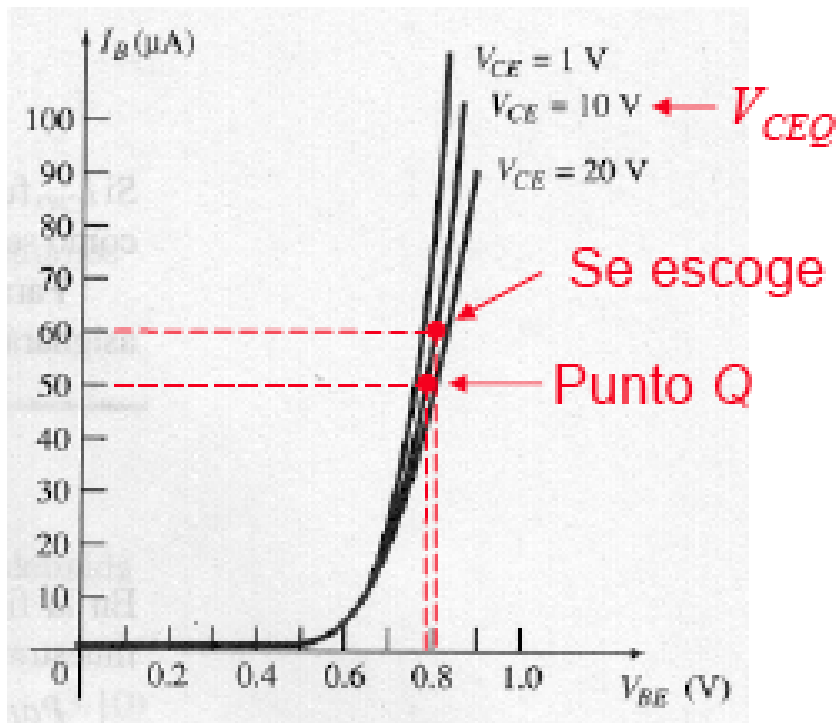


$$h_{ie} = \left. \frac{V_{bem}}{I_{bm}} \right|_{v_{CE}=V_{CEQ}} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE}=V_{CEQ}}$$

- 1- Se elige un punto alrededor del punto Q que satisfaga la condición ($v_{CE}=V_{CEQ}$).
- 2- Se identifican los incrementos.
- 3- Se dividen.

EJEMPLO

Ejemplo: Usando las curvas características mostradas, obtener h_{ie} sabiendo que $I_{BQ}=50\mu\text{A}$ y $V_{CEQ}=10\text{V}$

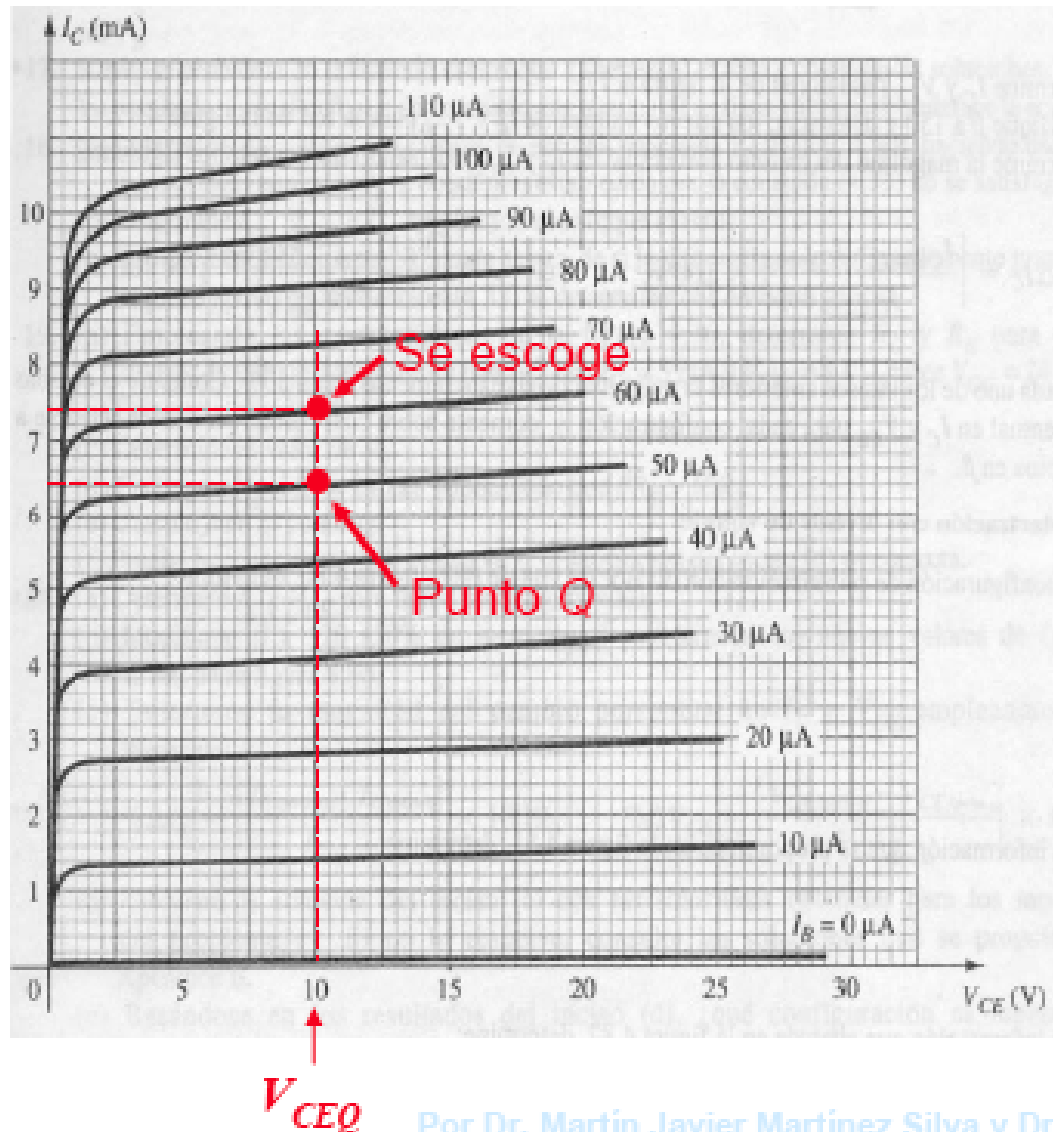


Solución: De las curvas

$$h_{ie} = \frac{(0.81 - 0.78)\text{V}}{(60 - 50)\mu\text{A}} = 3\text{ k}\Omega$$

hfe

Ejemplo: Usando las curvas características mostradas, obtener h_{fe} sabiendo que $I_{BQ}=50\mu\text{A}$ y $V_{CEQ}=10\text{V}$



Solución: De las curvas CE

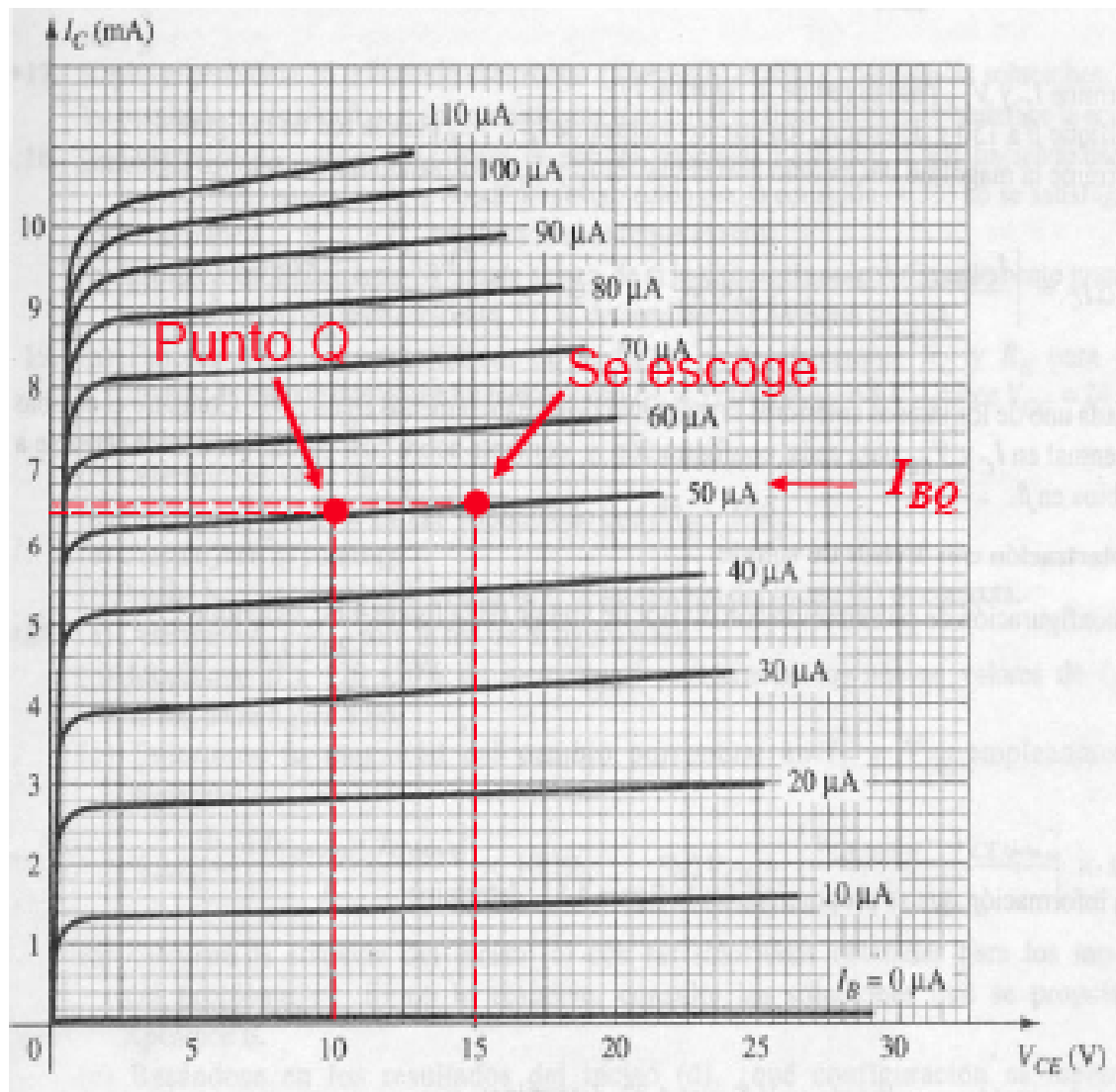
$$h_{fe} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{V_{CE} = V_{CEQ}}$$

$$h_{fe} = \frac{(7.4 - 6.4)\text{mA}}{(60 - 50)\mu\text{A}} = 100$$

$$h_{fe} \approx \beta$$

hoe

Ejemplo: Usando las curvas características mostradas, obtener h_{oe} sabiendo que $I_{BQ}=50\mu\text{A}$ y $V_{CEQ}=10\text{V}$

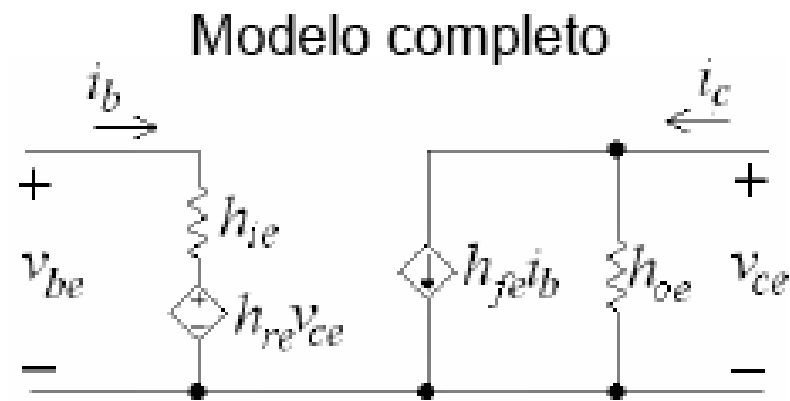


Solución: De las curvas CE

$$h_{oe} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_B = I_{BQ}}$$

$$h_{oe} = \frac{(6.52 - 6.4)\text{mA}}{(15 - 10)\text{V}} = 24\ \mu\text{S}$$

MODELOS SIMPLIFICADOS



Valores típicos:

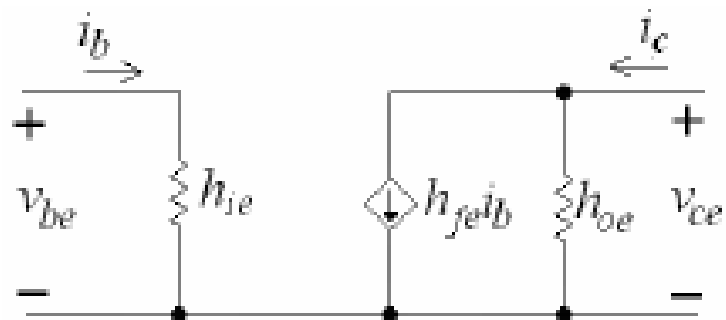
$$h_{ie} \approx 1000 \Omega$$

$$h_{fe} \approx 100$$

$$h_{re} < 10^{-4}$$

$$h_{oe} < 10^{-4} \text{ S}$$

Modelo simplificado 1 ($h_{re} = 0$)



Modelo simplificado 2 ($h_{re} = 0, h_{oe} = 0$)

