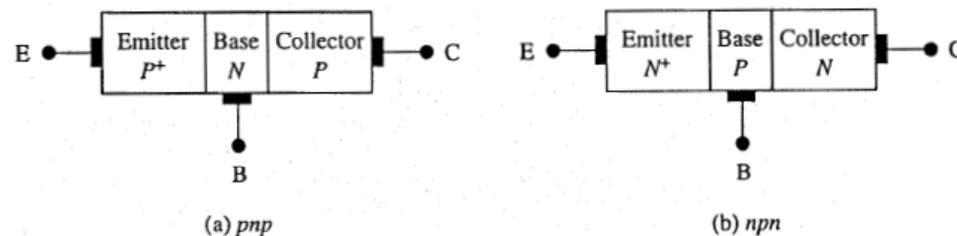


TRANSISTOR BIPOLAR

- Funcionamiento general
- Estructura, dopados, bandas de energía y potenciales
- Curvas, parámetros relevantes
- Niveles de concentración de portadores
- Ecuaciones de DC
- Modelo de Ebers-Moll
- Modelo de pequeña señal
- Polarización
- Análisis de circuitos
- Aplicaciones

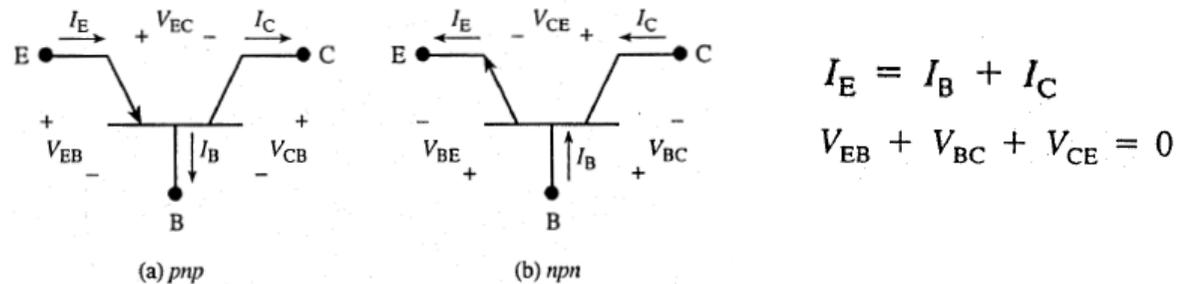
Generalidades

- Los transistores BJT (Bipolar Junction Transistor) son componentes de 3 terminales, y representan la extensión natural de los diodos, por el hecho que están compuestos por un par de junturas P-N.
- Bipolar → Entran en juego tanto electrones como huecos.
- Existen dos variantes posibles de configuración, llamadas PNP y NPN, en función de la naturaleza del dopado que tengan.
- A los terminales se los llama “Emisor”, “Base” y “Colector”.
- Constructivamente, el Emisor tiene un dopaje mucho más alto que la Base; y a su vez la Base también tiene un dopaje mayor que el Colector.

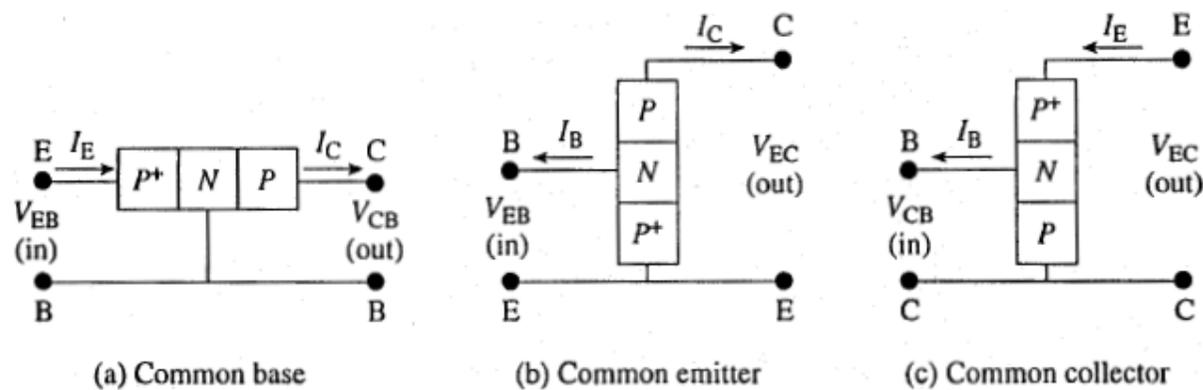


Configuraciones

- Representación esquemática:

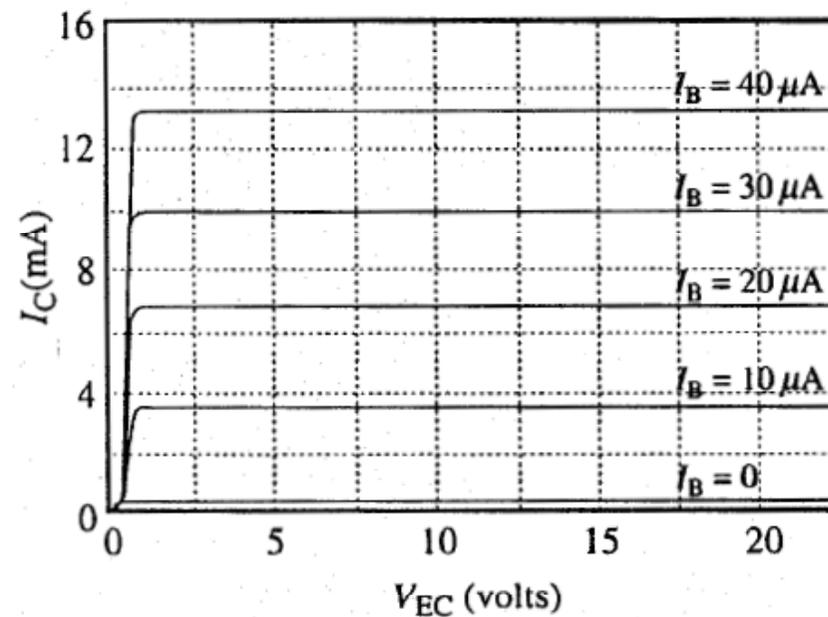


- Posibles configuraciones (modelo cuadripolo):



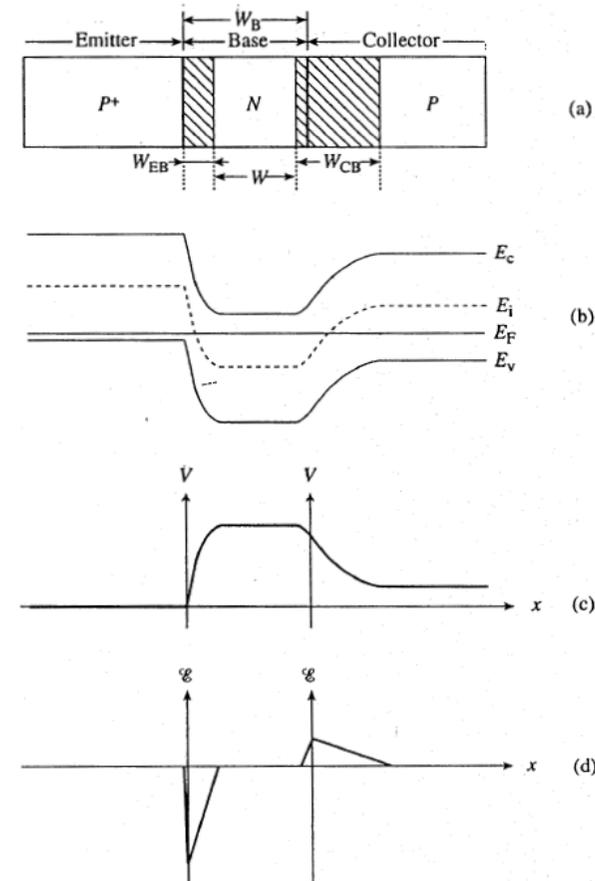
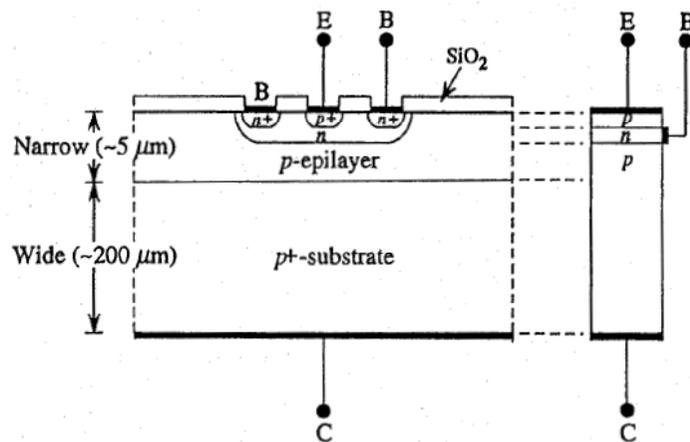
Curvas

- Estos dispositivos presentan curvas parametrizadas, debido al número de corrientes y tensiones presentes.
- Existe una zona llamada de saturación, una de corte y una activa.
- Un transistor:
 - Está en corte si la juntura BE no está polarizada.
 - Está en saturación si la juntura CB queda polarizada en directa.
 - Caso contrario se encuentra trabajando en la zona activa, siempre que la juntura BE esté en directa y CB en inversa.



(b) Common emitter

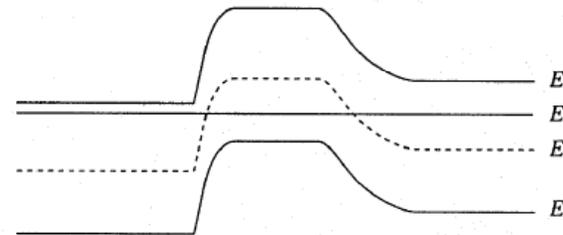
Electrostática



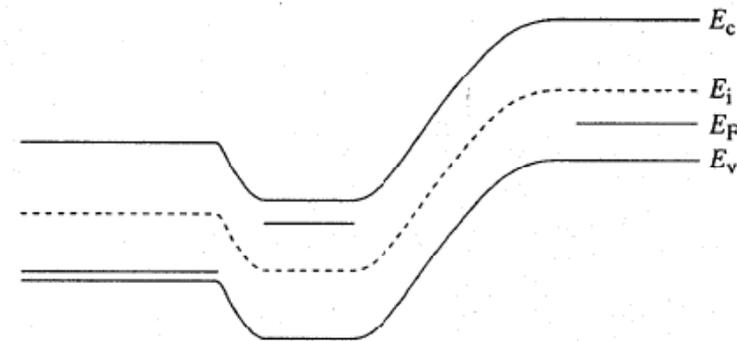
- En condiciones de equilibrio, sin potenciales eléctricos externos, se lo puede ver simplemente como la unión de dos diodos.
- Los anchos de las zonas de vaciamiento son diferentes debido a las diferencias de los dopajes en cada sector. Recordar que a mayor dopaje, menor es el ancho.

Electrostática

- Para un transistor NPN →

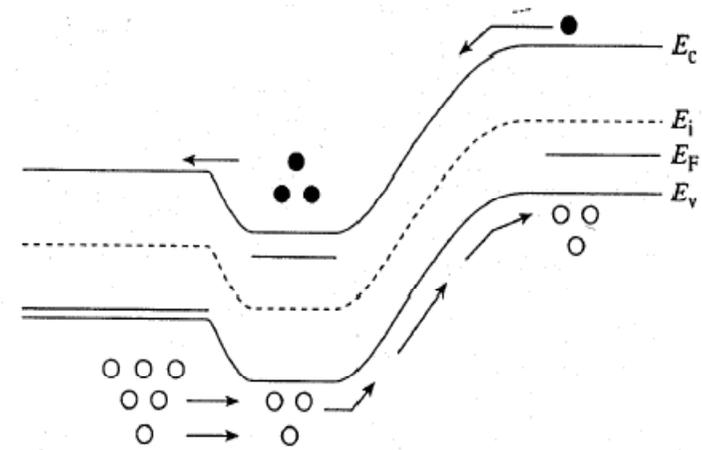


- Volviendo al BJT PNP, si polarizamos la juntura BE en directa y la CB en inversa (modo de trabajo en zona activa), los niveles de energía en el transistor serán →
- La barrera de potencial de la juntura BE disminuye a causa de la polarización directa, mientras que la de la juntura CB aumenta por la polarización inversa.



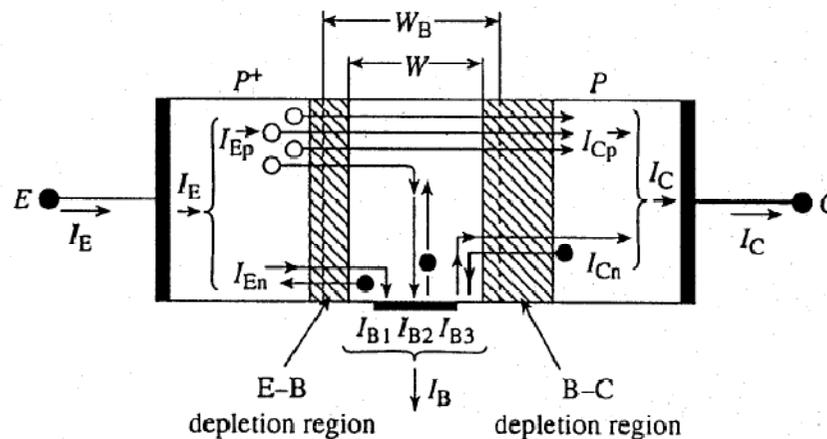
Funcionamiento

- La polarización directa de la juntura BE origina una circulación de corriente por difusión.
- Los huecos que pasan de Emisor a Base son acelerados por el campo eléctrico presente en la zona de vaciamiento en CB y llegan al Colector. Asimismo existe una corriente de electrones de Base a Emisor. Como el dopado de Base es mucho menor que el de Emisor, la corriente de electrones será inferior a la de huecos, siendo en este caso un dispositivo que funciona en base a huecos.
- La Base debe tener un ancho menor a la longitud de difusión para minimizar la recombinación.



Funcionamiento

- I_{EP} = Corriente de difusión de huecos desde E a B.
- I_{CP} = Corriente de difusión de huecos que logra atravesar la B y llega a C. Si la Base está bien diseñada, la recombinación de huecos en esa zona es prácticamente nula $\rightarrow I_{EP} \approx I_{CP}$.
- I_{EN} = Corriente de difusión de electrones de B a E ($\ll I_{EP}$)
- I_{CN} = Corriente de saturación inversa de electrones ($\ll I_{CP}$)
- I_B = Corriente de Base. Muy pequeña, debido a que $I_E \approx I_C$



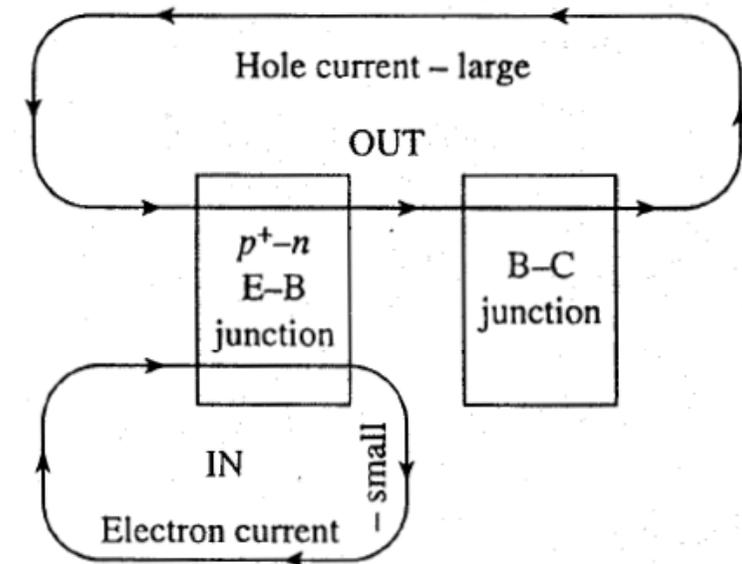
$$I_E = I_{Ep} + I_{En}$$

$$I_C = I_{Cp} + I_{Cn}$$

$$I_B = I_E - I_C$$

Parámetros relevantes

- Para el caso antes visto de un transistor PNP, en la configuración Emisor común, la corriente de salida vendrá dada por I_C (huecos), mientras que la de entrada será la I_B (electrones).
- En este caso habrá una ganancia de corriente que vendrá dada por I_C/I_B .
- Parámetros de mérito en un transistor:
 - Eficiencia del Emisor
 - Factor de transporte
 - Ganancia de corriente en Base común
 - Ganancia de corriente en Emisor común



Parámetros relevantes

- **Eficiencia del Emisor**

- La relación entre la corriente de huecos que va de E a B (caso PNP) y la de electrones que viaja de B a E depende de la relación de dopado que exista entre ambas zonas. Cuanto mayor sea la diferencia, menor será la corriente de electrones (y por ende la I_B)
- La relación existente entre la corriente de portadores del Emisor y la corriente total del Emisor se lo conoce como “Eficiencia del Emisor”.

$$\gamma = \frac{I_{Ep}}{I_E} = \frac{I_{Ep}}{I_{Ep} + I_{En}}$$

- Cuanto más cercano a 1 sea γ , menor será la I_B y mayor será la ganancia de corriente en configuración Emisor común.

Parámetros relevantes

- **Factor de transporte de Base**

- Los portadores mayoritarios inyectados desde el Emisor a la Base por difusión se convierten en minoritarios en esa zona. Parte de ellos se recombinan en la Base y parte llegan a la juntura CB para continuar su trayectoria por el Colector.
- La relación entre la corriente que llega a la juntura CB y la que ingresa por la juntura BE se denomina “Factor de transporte de la Base” y viene expresada por:

$$\alpha_T = \frac{I_{Cp}}{I_{Ep}}$$

- La corriente de recombinación debe ser provista por parte de la corriente I_B , por lo cual cuanto más cercano a 1 sea este factor, menor será la I_B .

Parámetros relevantes

- **Ganancia de corriente en Base común**
 - En la zona activa de trabajo, la I_C puede ser representada por:

$$I_C = \alpha_{dc} I_E + I_{CBO}$$

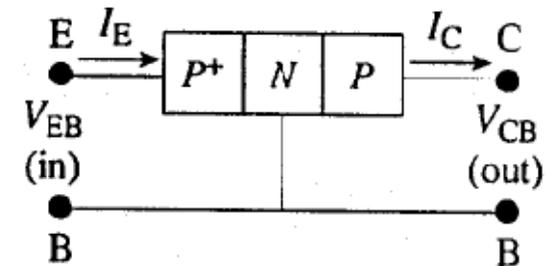
α_{dc} es la ganancia de corriente en Base común.

I_{CBO} es la corriente de Colector con $I_E = 0$.

Por otro lado: $I_{Cp} = \alpha_T I_{Ep} = \gamma \alpha_T I_E$

Sabiendo que: $I_C = I_{Cp} + I_{Cn} = \gamma \alpha_T I_E + I_{Cn}$

Llegamos a: $\alpha_{dc} = \gamma \alpha_T$



Parámetros relevantes

- Ganancia de corriente en Emisor común

- En la zona activa de trabajo, la I_C puede ser representada por:

$$I_C = \beta_{dc} I_B + I_{CEO}$$

β_{dc} es la ganancia de corriente en Emisor común.

I_{CEO} es la corriente de Colector con $I_B = 0$.

Con la ecuación $I_C = \alpha_{dc} I_E + I_{CB0}$ sabiendo que $I_E = I_C + I_B$

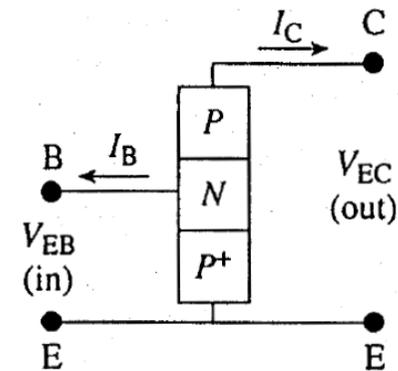
obtenemos: $I_C = \alpha_{dc} (I_C + I_B) + I_{CB0}$

$$I_C = \frac{\alpha_{dc}}{1 - \alpha_{dc}} I_B + \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_{dc}}$$

Igualando con la 1° ecuación se llega a \rightarrow

Como I_{CEO} es despreciable, la ganancia de corriente será:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B}$$



$$\beta_{dc} = \frac{\alpha_{dc}}{1 - \alpha_{dc}}$$

$$I_{CEO} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_{dc}}$$

Transistor en zona activa directa

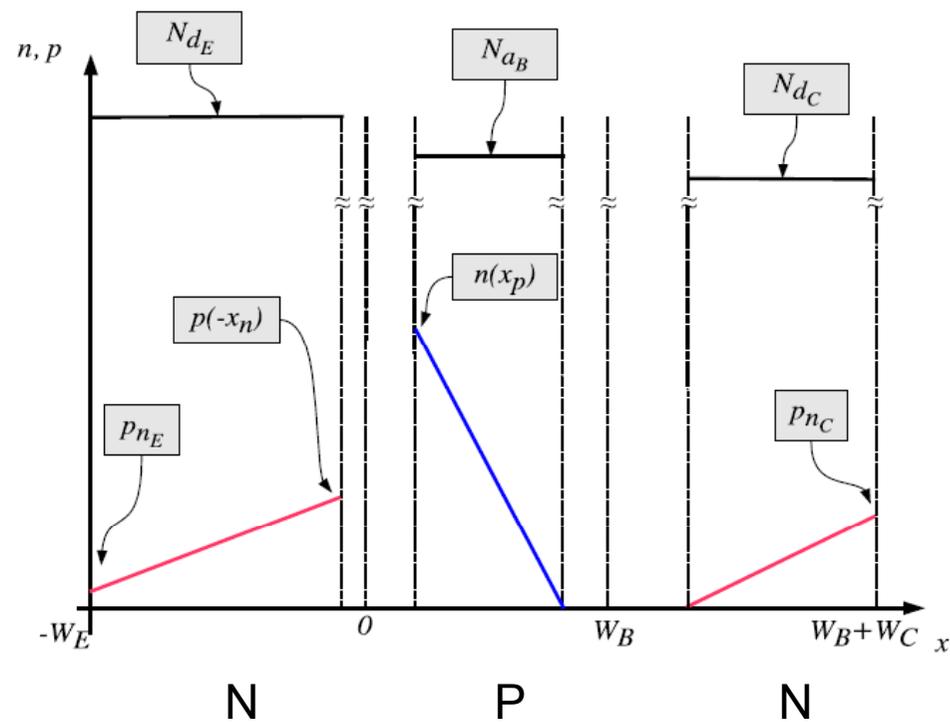
- En la zona de trabajo activa se aplica un potencial en directa en la juntura Base-Emisor, e inversa en Base- Colector.

$$n_{pB}(0) = n_{pB} * e^{V_{be}/UT}$$

$$p_{nE}(0) = p_{nE} * e^{V_{be}/UT}$$

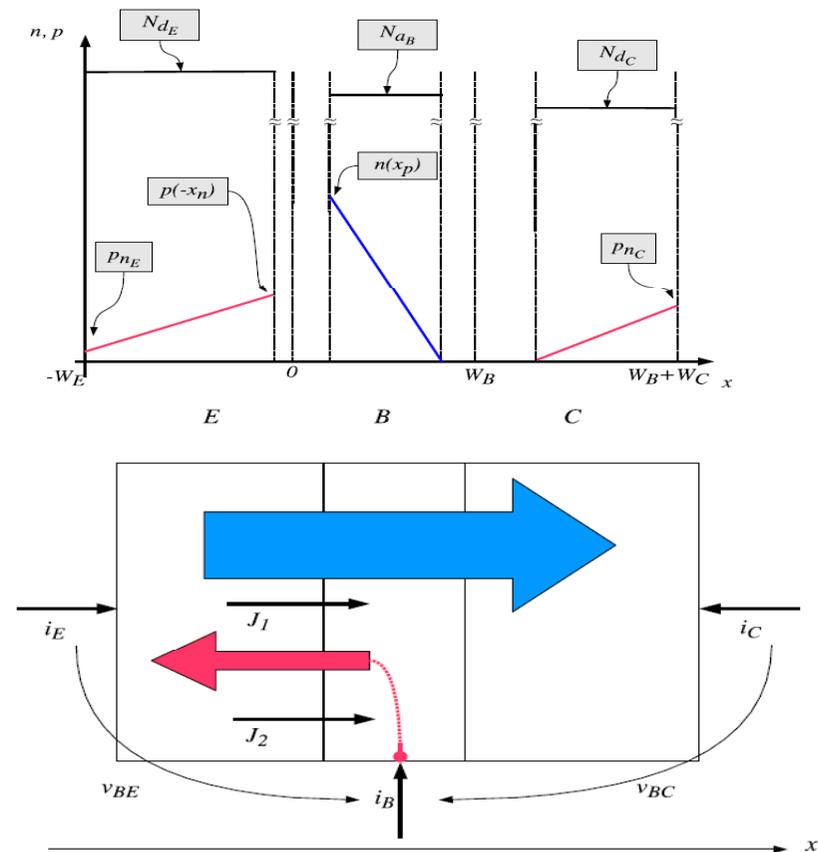
- Los gradientes de concentración generan una densidad de corriente por difusión, cuyo valor vendrá dado por:

$$j = D * q * \Delta_n / \Delta_x$$



Funcionamiento activa directa

- Corriente de electrones desde el Emisor (mayoritarios) a la Base (minoritarios).
- Corriente de menor amplitud de huecos de Base a Emisor.
- Pequeña corriente de huecos entre Base y Colector (corriente de fuga)



Ecuaciones en zona activa directa

$$i_E = -AqD_n \frac{n_{PB} e^{v_{BE}/U_T}}{W_B} - AqD_p \frac{p_{NE} (e^{v_{BE}/U_T} - 1)}{W_E}$$

$$i_E = -A \left(\frac{qD_n n_{PB}}{W_B} + \frac{qD_p p_{NE}}{W_E} \right) e^{v_{BE}/U_T}$$

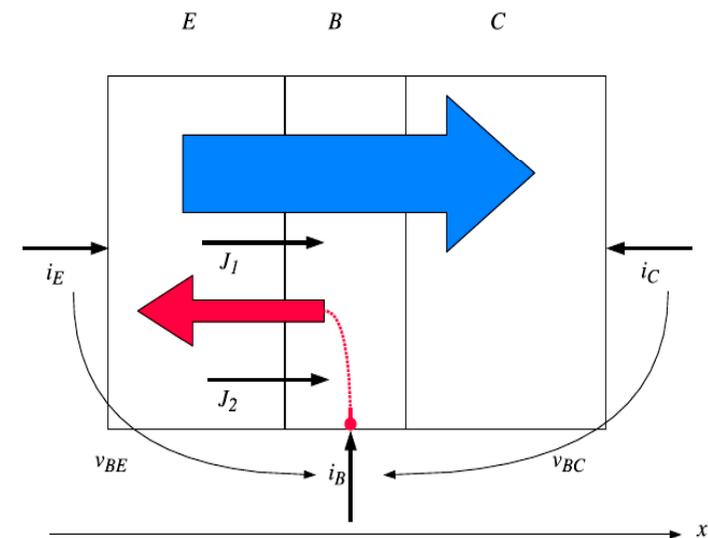
$$i_B = A \frac{qD_p p_{NE}}{W_E} (e^{v_{BE}/U_T} - 1)$$

$$i_C = A \frac{qD_n n_{PB}}{W_B} e^{v_{BE}/U_T}$$

$$\alpha_F = \frac{1}{1 + \frac{D_p N_{aB} W_B}{D_n N_{dE} W_E}}$$

$$\beta_F = \frac{D_n N_{dE} W_E}{D_p N_{aB} W_B}$$

$$\begin{aligned} i_E &= A(J_1 + J_2) \\ i_B &= -AJ_2 \\ i_C &= -AJ_1 \end{aligned}$$



Transistor en zona activa inversa

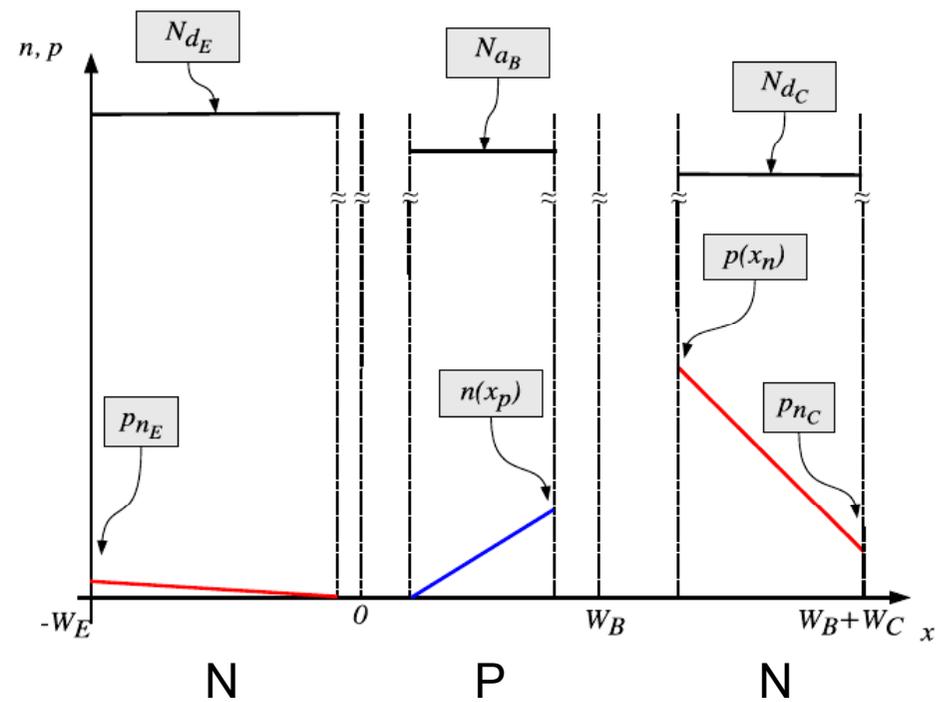
- En la zona de trabajo inversa se aplica un potencial en directa en la juntura Base-Colector, e inversa en Base-Emisor.

$$n_{pB}(W_B) = n_{pB} * e^{V_{bc}/UT}$$

$$p_{nC}(W_B) = p_{nC} * e^{V_{bc}/UT}$$

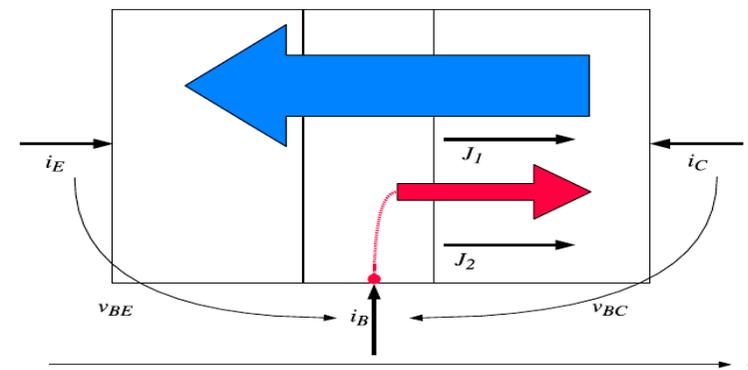
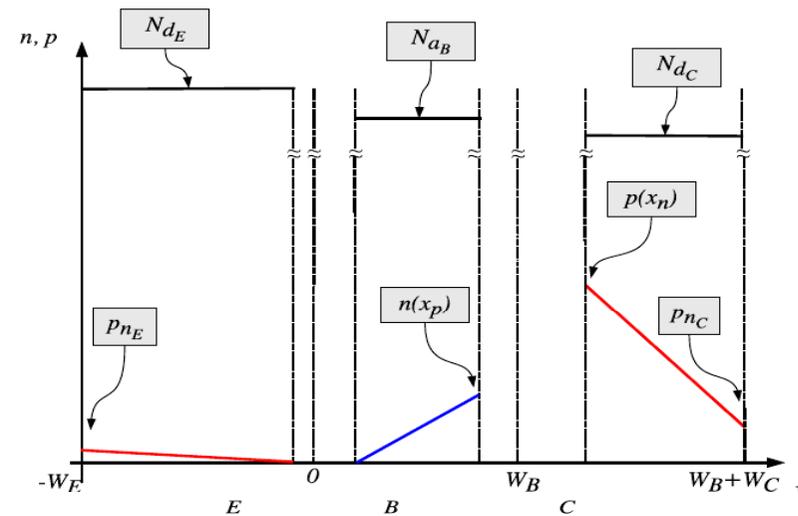
- Los gradientes de concentración generan una densidad de corriente por difusión, cuyo valor vendrá dado por:

$$j = D * q * \Delta_n / \Delta_x$$



Funcionamiento activa inversa

- Corriente de electrones desde el Colector (mayoritarios) a la Base (minoritarios).
- Corriente de menor amplitud de huecos de Base a Colector.
- Debido a la diferencia de dopados, la corriente de Base será mayor a la de Colector (ganancia pobre).



Ecuaciones en zona activa inversa

$$i_C = -AqD_n \frac{n_{PB} e^{v_{BC}/U_T}}{W_B} - AqD_p \frac{p_{NC} (e^{v_{BC}/U_T} - 1)}{W_C} \quad i_C = -A(J_1 + J_2)$$

$$i_C = -A \left(\frac{qD_n n_{PB}}{W_B} + \frac{qD_p p_{NC}}{W_C} \right) (e^{v_{BC}/U_T})$$

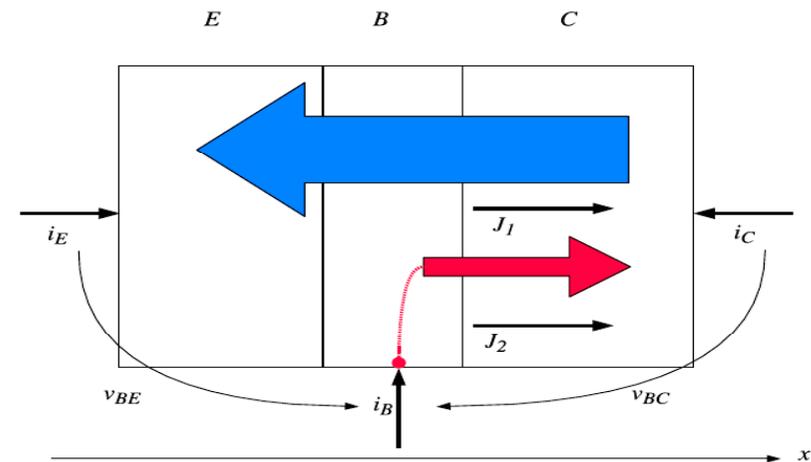
$$i_B = AJ_2$$

$$i_E = -AJ_1$$

$$i_B = A \frac{qD_p p_{NC}}{W_C} (e^{v_{BC}/U_T} - 1)$$

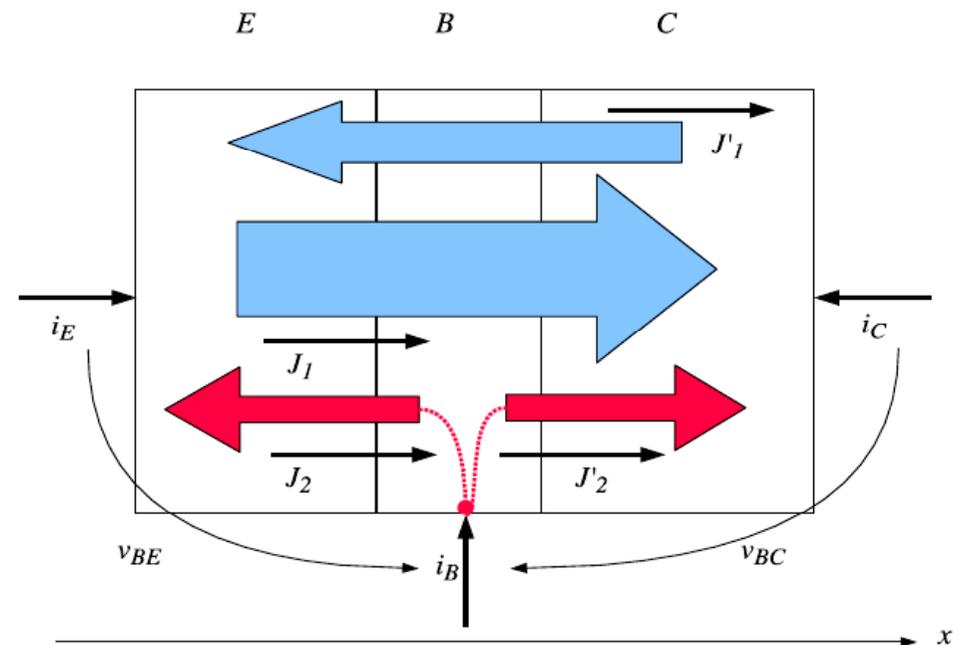
$$i_E = A \frac{qD_n n_{PB}}{W_B} (e^{v_{BC}/U_T})$$

$$\alpha_R = \frac{1}{1 + \frac{D_p N_{aB} W_B}{D_n N_{dC} W_C}} \quad \beta_R = \frac{D_n N_{dC} W_C}{D_p N_{aB} W_B}$$



Ecuaciones globales

$$i_E = A_E(J_1 + J_2 + J'_1)$$
$$i_C = -A_C(J_1 + J'_1 + J'_2)$$



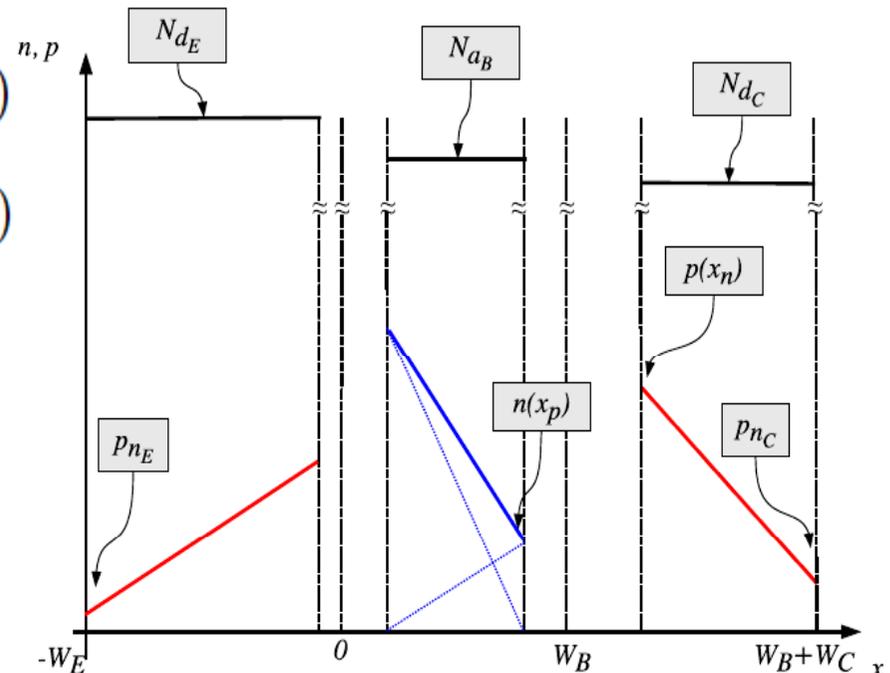
Ecuaciones globales

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

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

$$I_{ES} \triangleq q \left(\frac{D_n n_{PB}}{W_B} + \frac{D_p p_{NE}}{W_E} \right)$$

$$I_{CS} \triangleq q \left(\frac{D_n n_{PB}}{W_B} + \frac{D_p p_{NC}}{W_C} \right)$$



Modelo Ebers-Moll (NPN)

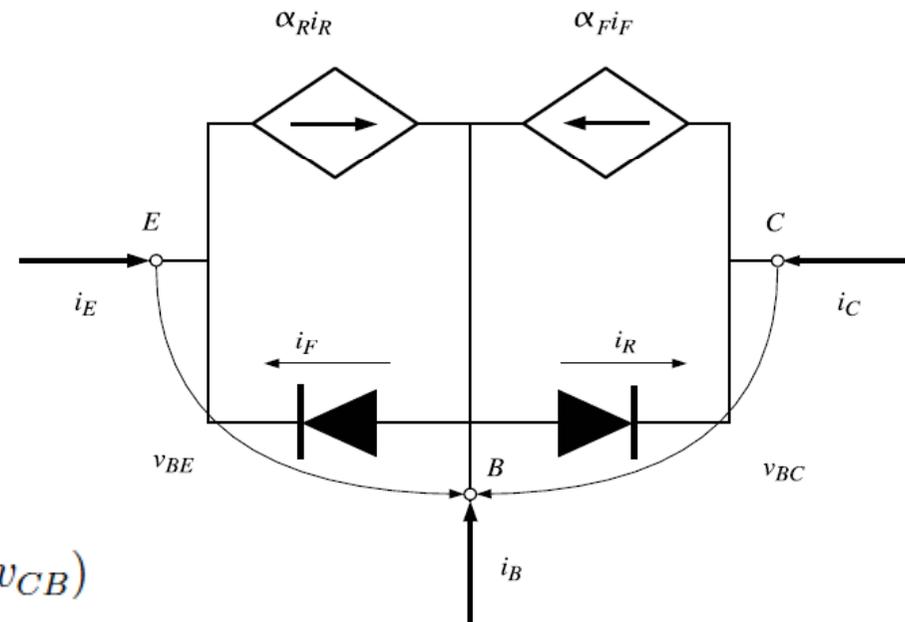
$$i_F \triangleq I_{ES} (e^{v_{EB}/U_T} - 1)$$

$$i_R \triangleq I_{CS} (e^{v_{CB}/U_T} - 1)$$

$$i_E = -i_F(v_{BE}) + \alpha_R i_R(v_{BC})$$

$$i_C = -i_R(v_{BC}) + \alpha_F i_F(v_{BE})$$

$$i_B = (1 - \alpha_F) i_F(v_{EB}) + (1 - \alpha_R) i_R(v_{CB})$$



Modelo simplificado Ebers-Moll

- Para funcionamiento en zona activa se desprecia la corriente inversa:

$$i_E = -I_{ES} (e^{v_{BE}/U_T} - 1)$$

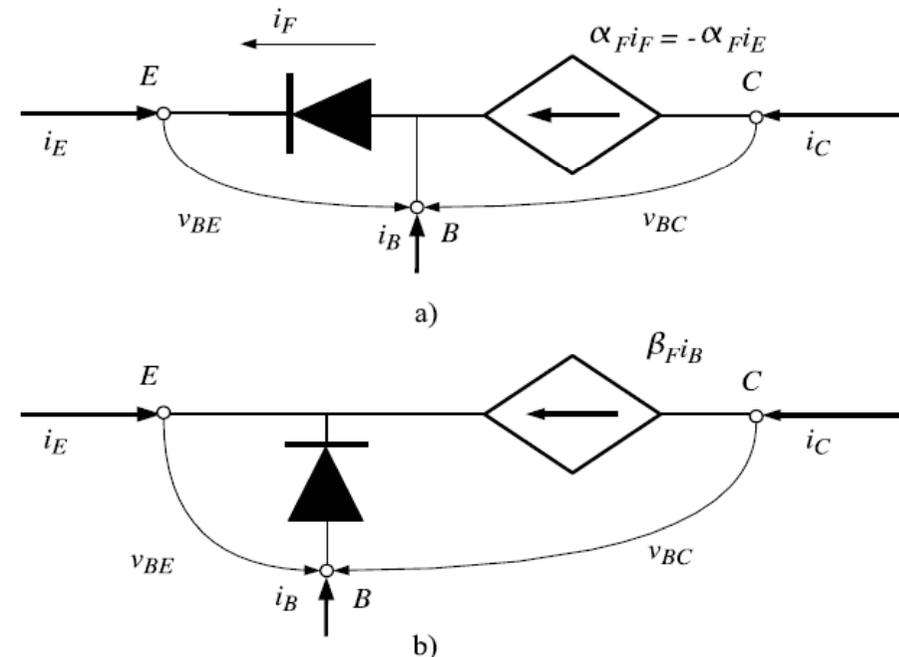
$$i_C = \alpha_F I_{ES} (e^{v_{BE}/U_T} - 1) \approx -\alpha_F i_E$$

$$i_B = \frac{1 - \alpha_F}{\alpha_F} i_C$$

$$i_E = -I_{ES} (e^{v_{BE}/U_T} - 1)$$

$$i_C = -\alpha_F i_E = \beta_F i_B$$

$$i_B = \frac{1}{\beta_F} i_C$$



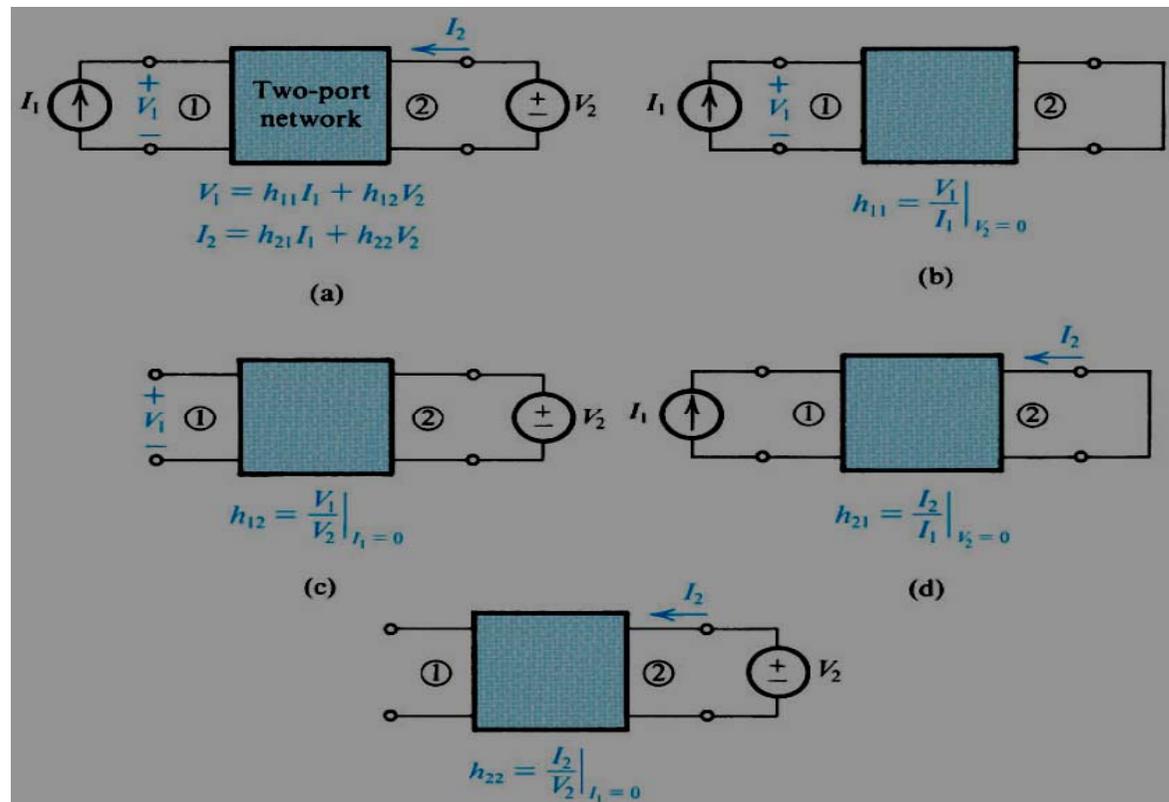
Modelo de pequeña señal

- Modelo Lineal Incremental (MLI).
- Válido en un entorno del punto de operación.
- Útil para cálculos manuales.
- Modelo de parámetros h (híbrido).
- Modelo de parámetros y (admitancia).
- Modelo de parámetros s (scattering).

- Notación: $i_B = I_B|_Q + i_b$

Modelo de parámetros Híbridos

$$\begin{bmatrix} i_c \\ v_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{fe} & h_{oe} \\ h_{ie} & h_{re} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_b \\ v_c \end{bmatrix}$$



Modelo de parámetros Híbridos

- Válido para la zona de trabajo Activa.
- Partimos de las ecuaciones del modelo simplificado de Ebers Moll:

$$i_E = -I_{ES} e^{v_{BE}/U_T}$$

$$i_C = -\alpha_F i_E = \beta_F i_B$$

$$i_B = -\frac{1}{\beta_F + 1} i_E$$

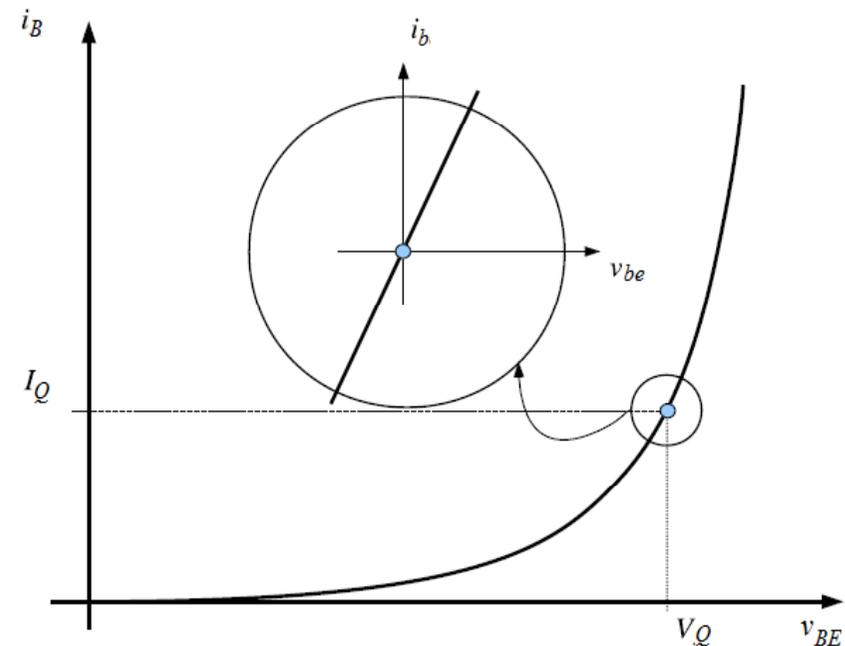
Modelo de parámetros Híbridos

- Resistencia de entrada:

$$g_{ie} = \frac{1}{h_{ie}} \equiv \left. \frac{\partial i_B}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{\partial}{\partial v_{BE}} \left(\frac{I_{ES} e^{v_{BE}/U_T}}{\beta_F + 1} \right) = \frac{I_B}{U_T}$$

$$r_i = h_{ie} = \frac{U_T}{I_B} = \frac{U_T \beta_F}{I_C}$$

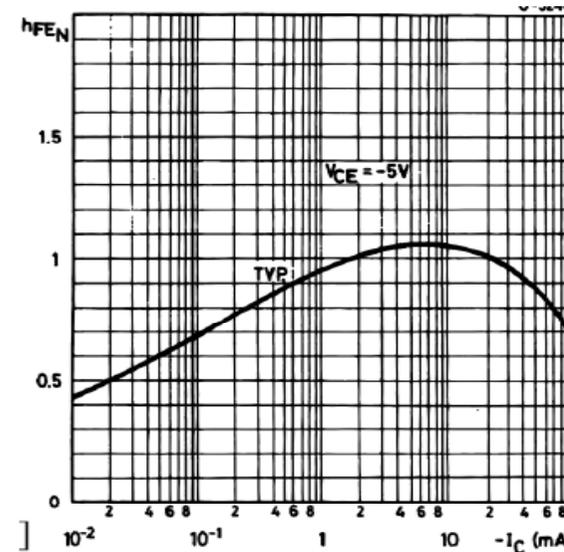
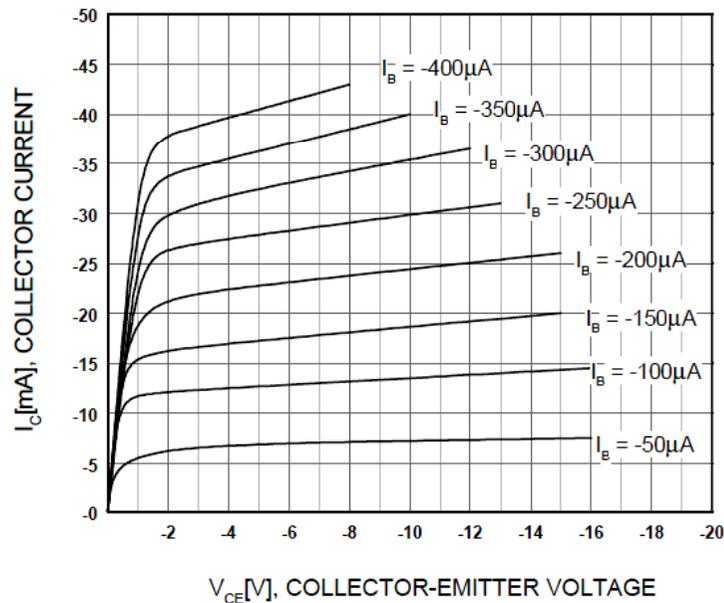
- Responde a la inversa de la pendiente de la curva i_B vs v_{BE}



Modelo de parámetros Híbridos

- Transferencia Directa:

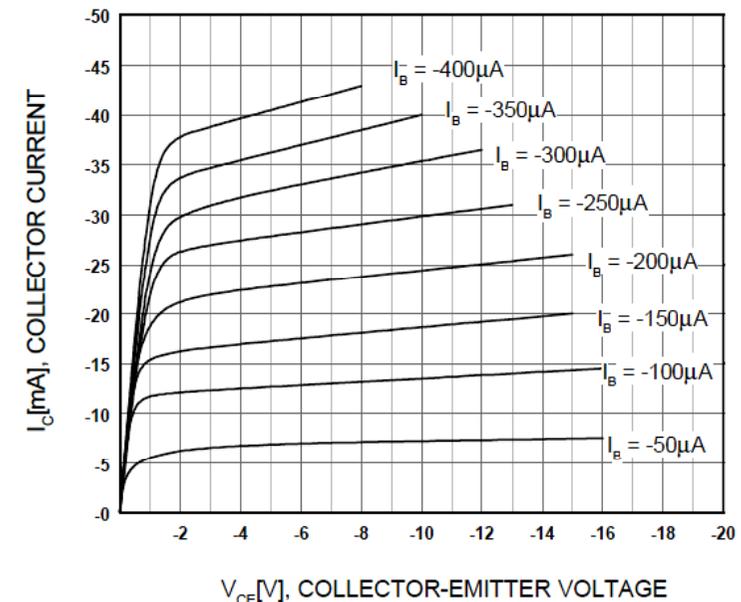
$$h_{fe} \equiv \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_Q = \frac{i_c}{i_b} = \beta_F$$



Modelo de parámetros Híbridos

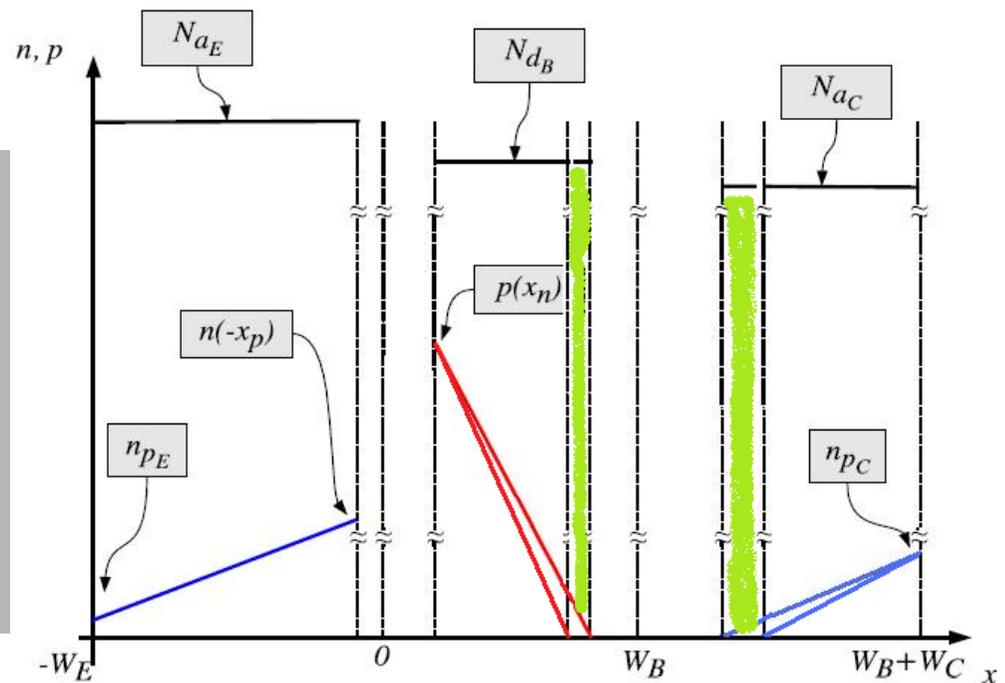
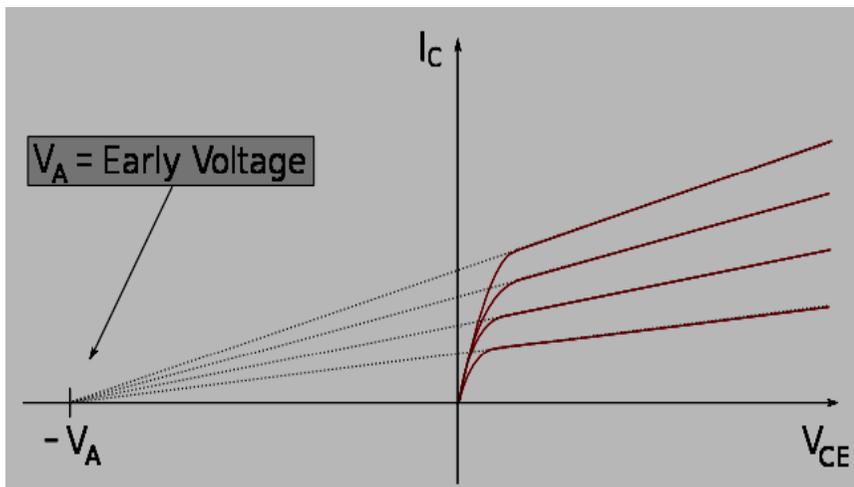
- Conductancia de Salida:
- Efecto Early → Corrección ecuación de i_C .

$$i'_C = i_C \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right)$$
$$g_o = h_{oe} \equiv \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_Q = \frac{I_C}{V_A}$$
$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{V_A}{I_C}$$



Modelo de parámetros Híbridos

- Efecto Early



Modelo de parámetros Híbridos

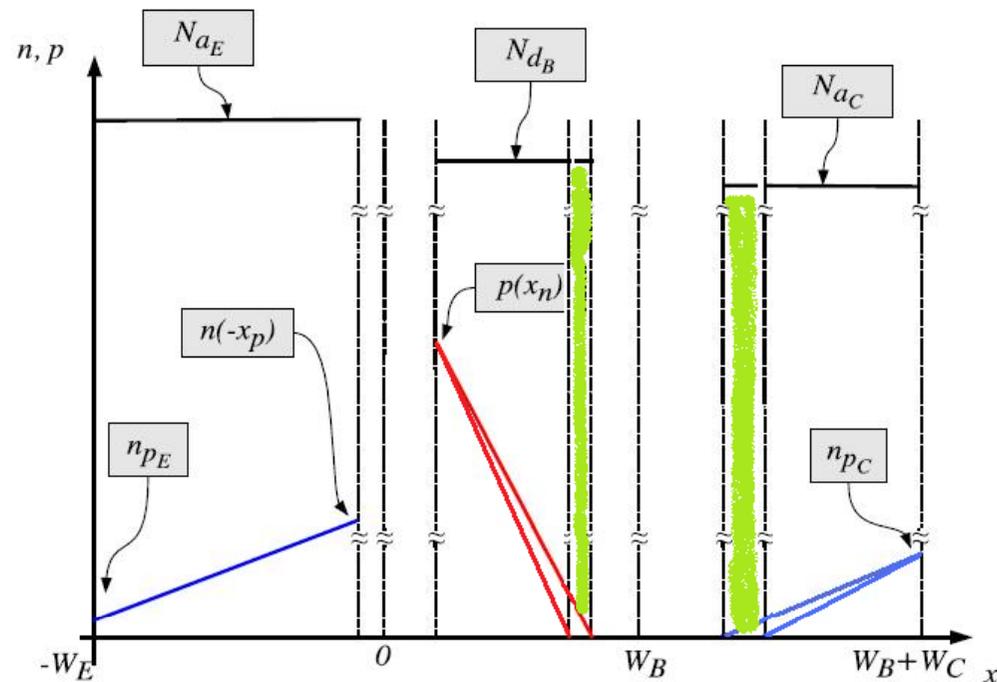
- Transferencia Inversa:

$$h_{re} \equiv \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_Q = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_C} \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} = \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_C} \frac{I_C}{V_A}$$

$$\frac{\partial v_{BE}}{\partial i_C} = \frac{1}{\beta_F} \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} = \frac{U_T}{I_C}$$

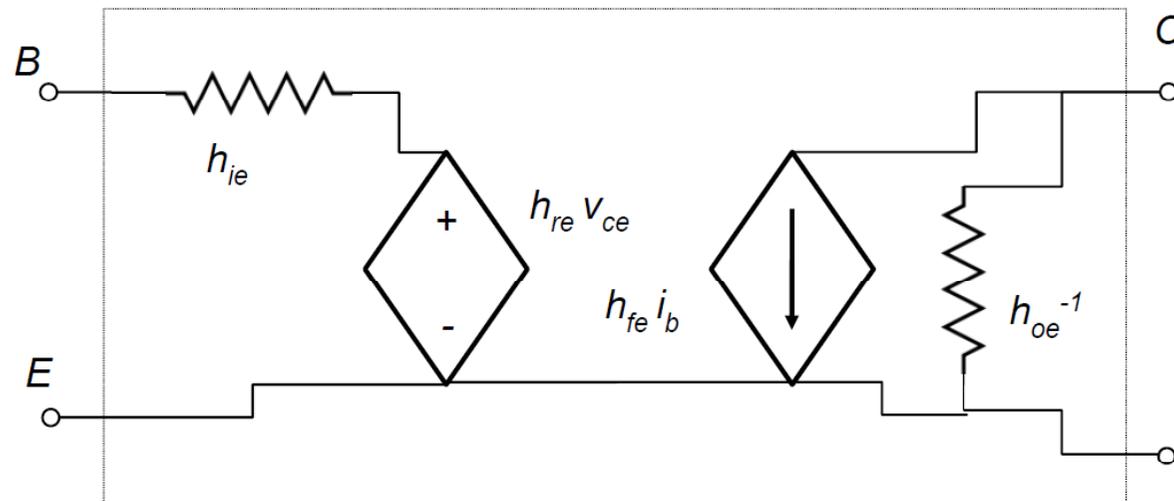
$$h_{re} = \frac{U_T}{I_C} \frac{I_C}{V_A} = \frac{U_T}{V_A}$$

- Habitualmente se lo desprecia ($250\mu\text{V/V}$)



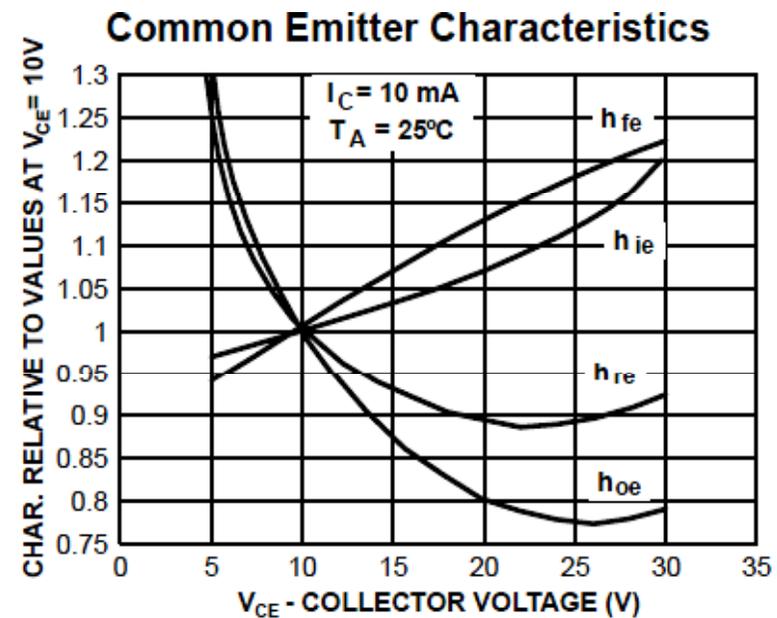
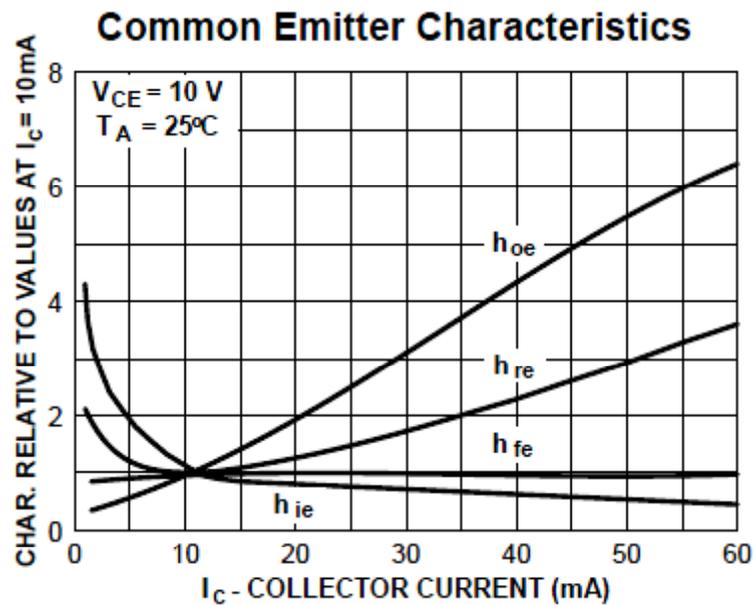
Modelo de parámetros Híbridos

- Modelo Híbrido para bajas frecuencias

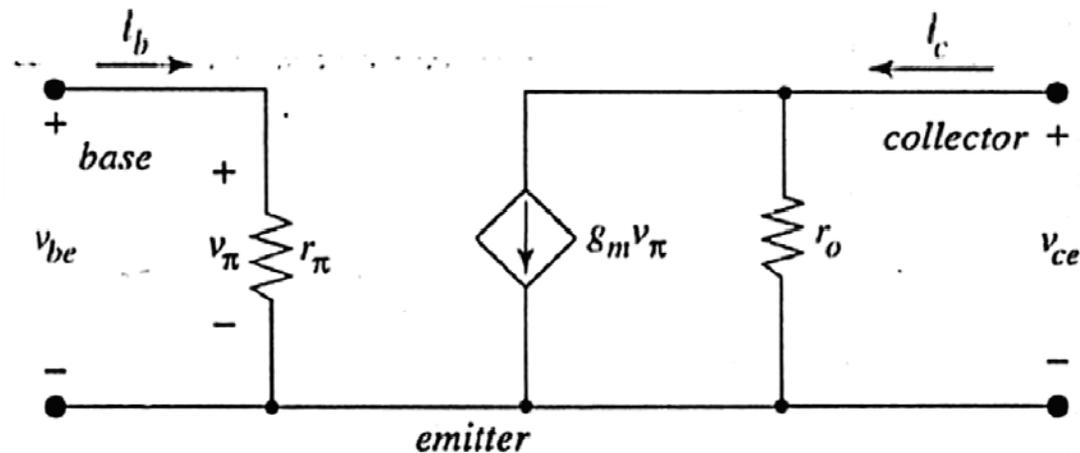


- Modelo altas frecuencias. Incorpora capacidades de difusión y de vaciamiento en las junturas.

Curvas típicas



Modelo Híbrido π



$$g_m \equiv \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_C}{U_T} \quad \text{Transconductancia}$$

$$r_{\Pi} \equiv h_{ie} \qquad r_o \equiv \frac{1}{h_{oe}}$$

Modelo de alta frecuencia

- Para contar con un modelo de pequeña señal que sea válido también en altas frecuencias, es necesario agregar las capacidades que surgen a partir de las junturas del transistor y su funcionamiento interno.
- Capacidades inherentes al funcionamiento de un BJT:
 - Capacidad de Difusión.
 - Capacidades de Vaciamiento.

Capacidad de Difusión

- Carga de electrones minoritarios en Base:

$$q_{NB}(v_{BE}) = -q \int_0^{W_B} n_{pB}(x) A_E dx = \frac{-q A_E W_B n_{pB0}}{2} e^{v_{BE}/V_{th}}$$

- Multiplicando y dividiendo por D_{nB}/W_B se llega a:

$$q_{NB}(v_{BE}) = -\frac{1}{2} W_B (W_B/D_{nB}) \left(\frac{q A_E D_{nB}}{W_B} \right) n_{pB0} e^{v_{BE}/V_{th}} = -\left(\frac{W_B^2}{2D_{nB}} \right) i_C$$

- Tiempo de tránsito de Base: $\tau_F = \frac{W_B^2}{2D_{nB}}$

$$C_b = \left. \frac{\partial q_{pB}}{\partial v_{BE}} \right|_Q = - \left. \frac{\partial q_{NB}}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \left(\frac{W_B^2}{2D_{nB}} \right) \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \tau_F g_m$$

Capacidades de Vaciamiento

- Variaciones de tensión inversa en la juntura provocan variaciones en el ancho de la zona de vaciamiento.
- Para la juntura BE en directa tenemos:

$$C_{jE} = \sqrt{2} C_{jE0}$$

- Capacidad de entrada total del BJT:

$$C_{\pi} = C_b + C_{jE}$$

Capacidades de Vaciamiento

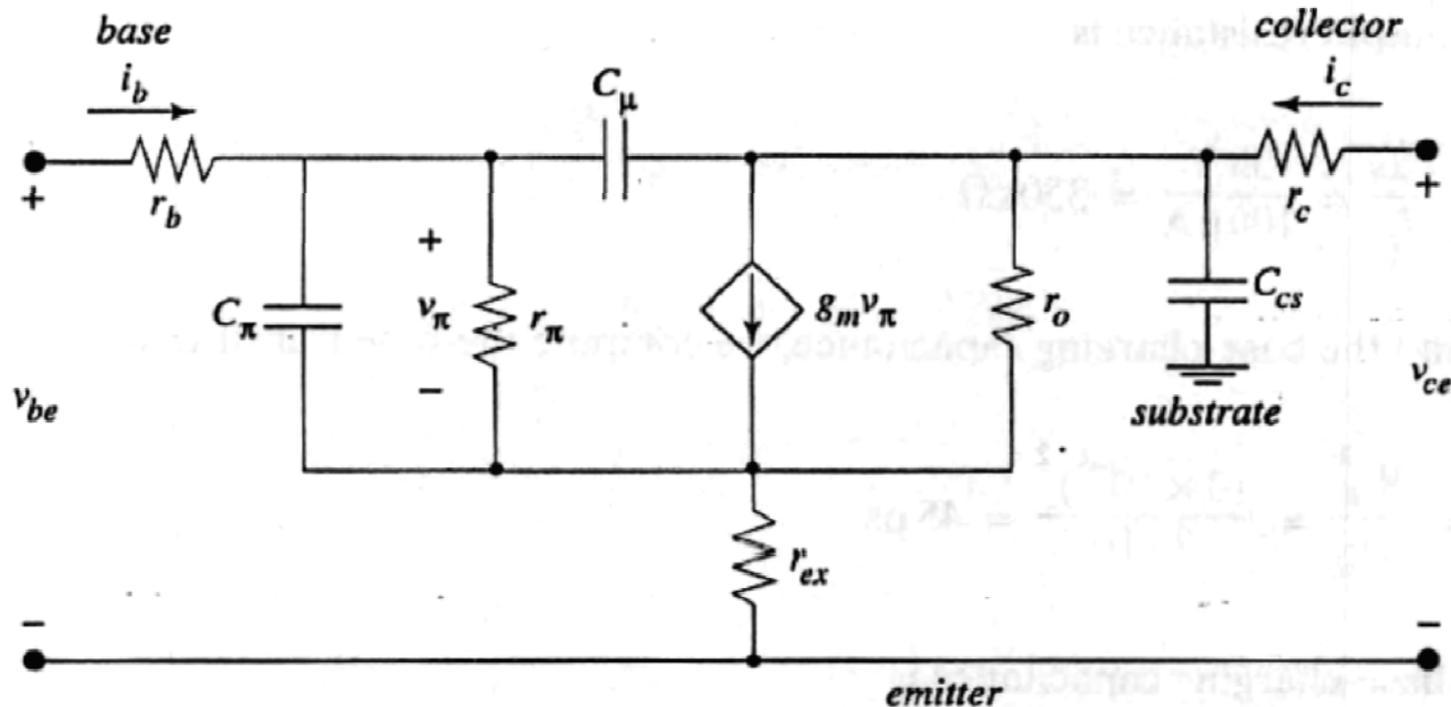
- En la juntura BC la tensión aplicada en zona activa es inversa, por lo cual se produce un efecto de modulación en el ancho de la zona de vaciamiento.

$$C_{\mu} = \frac{C_{\mu o}}{\sqrt{1 + V_{CB}/\phi_{Bc}}}$$

- En el caso de transistores integrados, debe agregarse la capacidad entre Colector y Sustrato.

$$C_{cs} = \frac{C_{cso}}{\sqrt{1 + V_{CS}/\phi_{Bs}}}$$

Modelo pequeña señal alta frecuencia



Ejemplo

- Calcular la ganancia de tensión V_o/V_i para el siguiente circuito:
- Considerar:

$$I_C = 1mA$$

$$\beta_F = 200$$

$$V_A = 100V$$

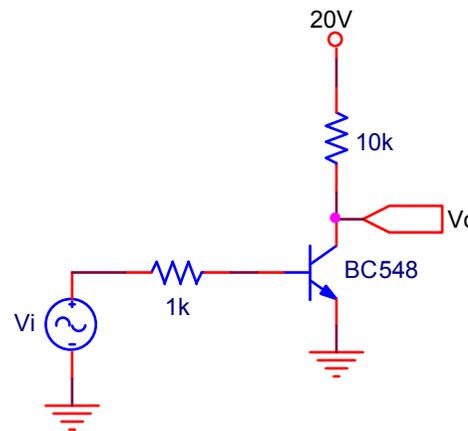
- Solución:

$$- h_{ie} = \beta_F * U_T / I_C = 5K\Omega$$

$$- h_{fe} = \beta_F = 200$$

$$- 1/h_{oe} = V_A / I_C = 100K\Omega$$

$$- h_{re} = U_T / V_A = 250 * 10^{-6}$$



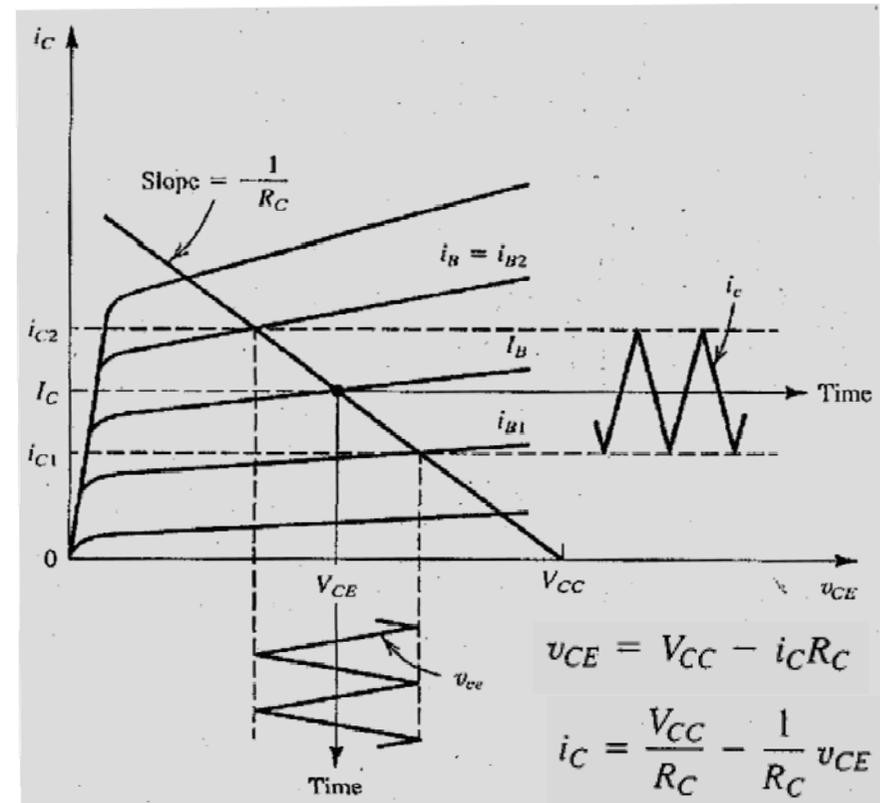
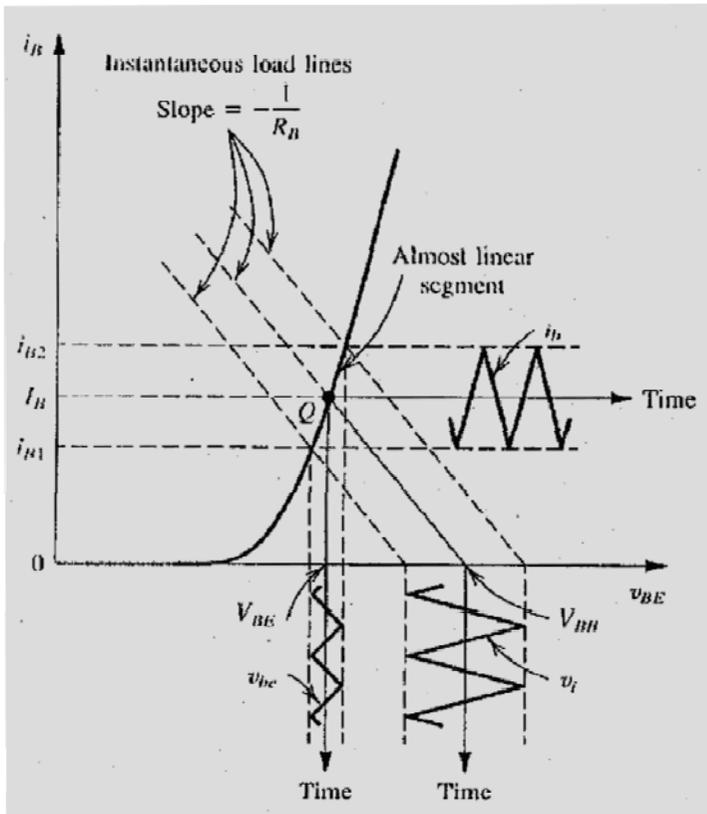
$$V_o/V_i \approx 330$$

Polarización

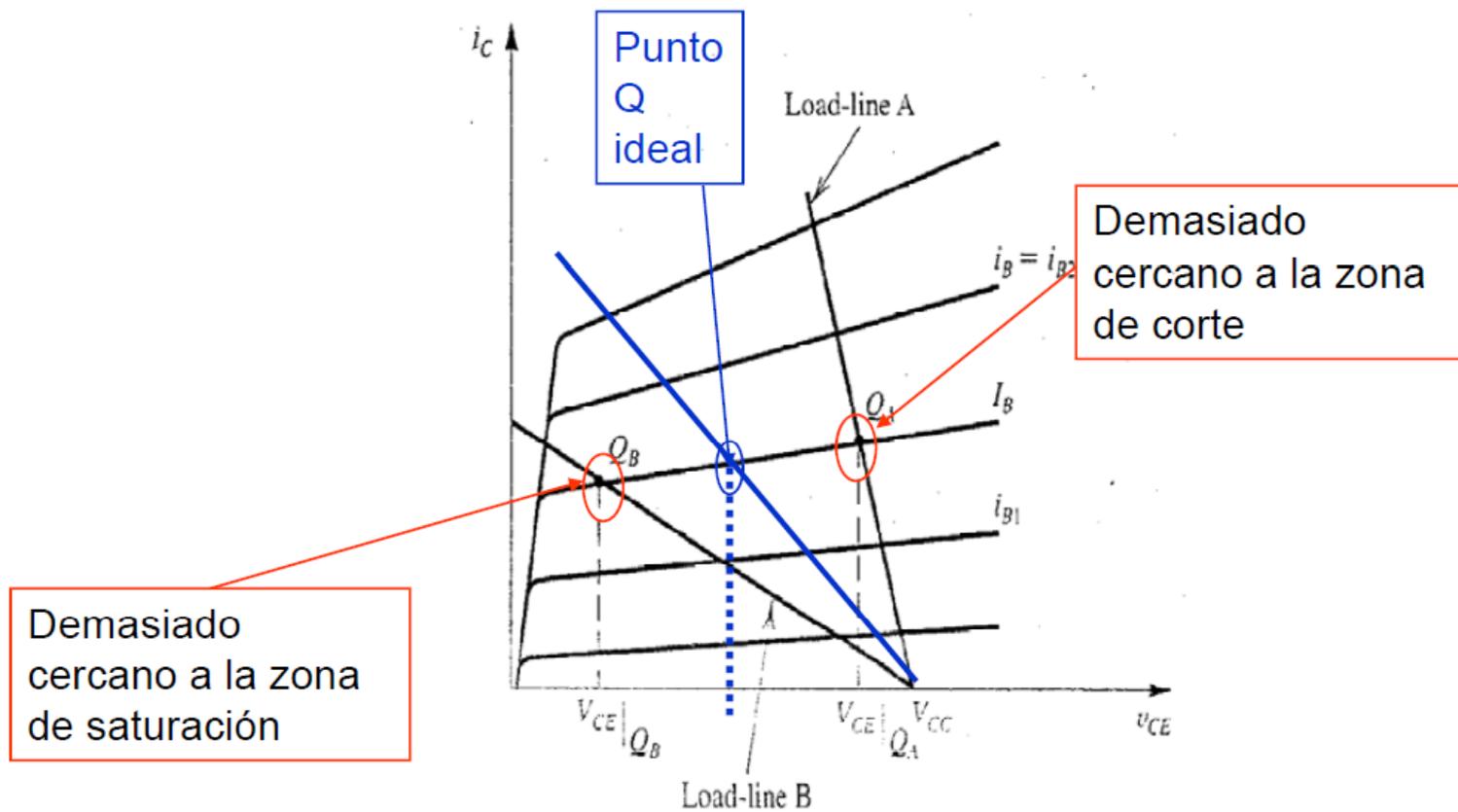
La polarización de un circuito define el punto de operación del dispositivo activo. En base a esto quedan determinadas sus características de funcionamiento y los parámetros del modelo de pequeña señal.

- Polarización fija
- Polarización con divisor resistivo
- Polarización con resistencia de emisor
- Polarización por realimentación de Colector

Análisis gráfico

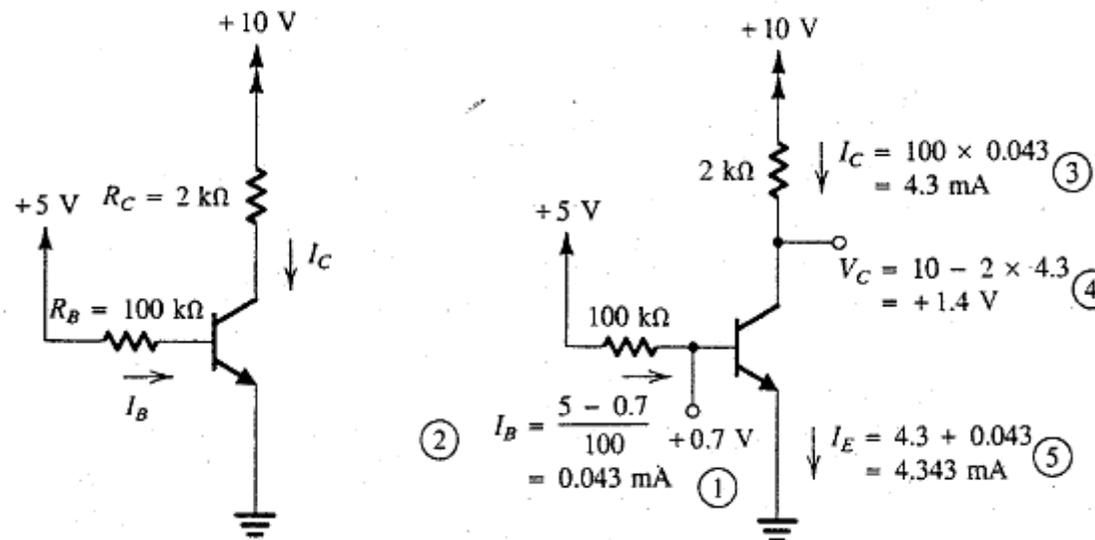


Análisis gráfico

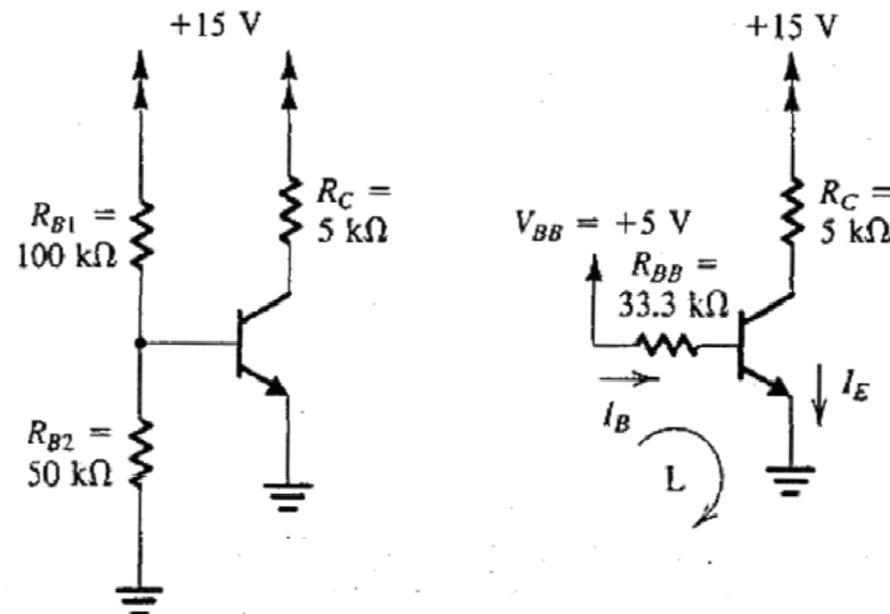


Polarización fija

- Es simple de realizar, pero trae problemas de estabilidad del punto de trabajo.

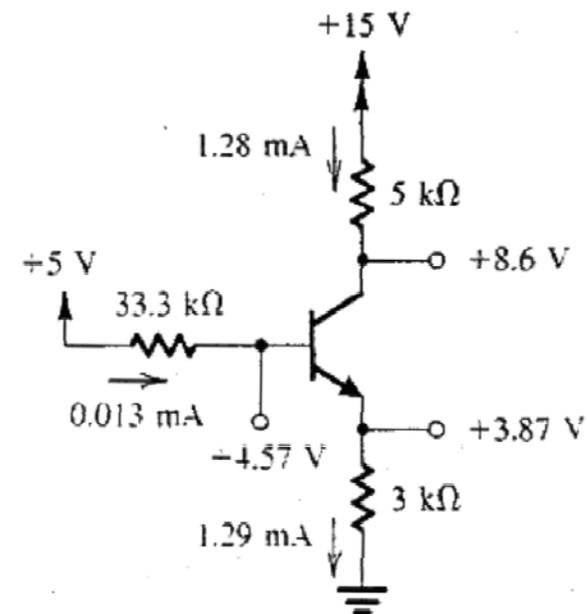
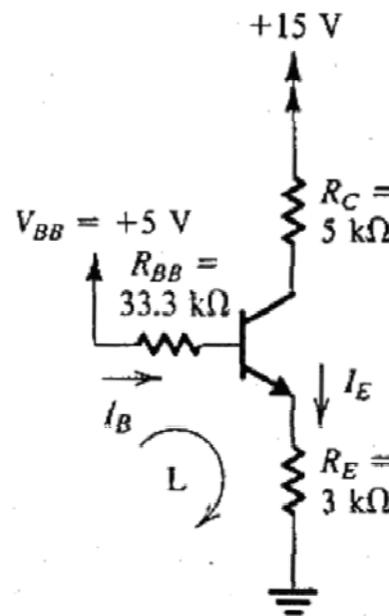
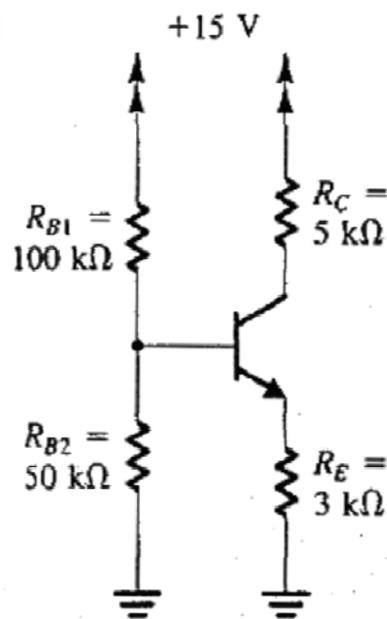


Polarización con divisor resistivo



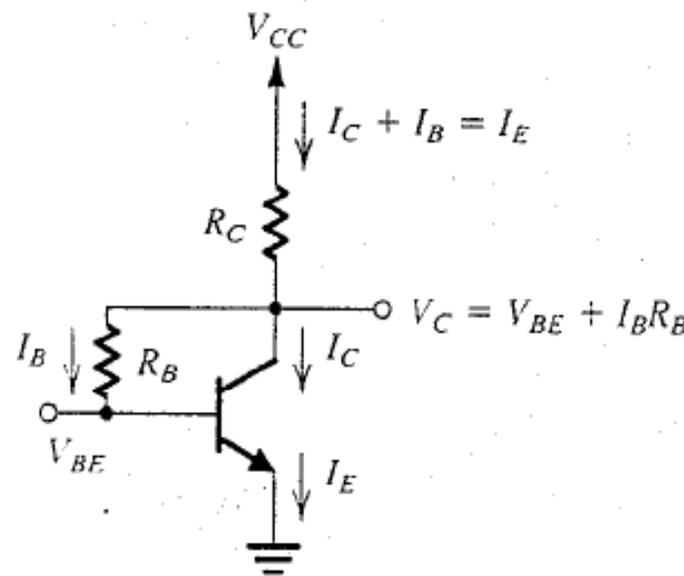
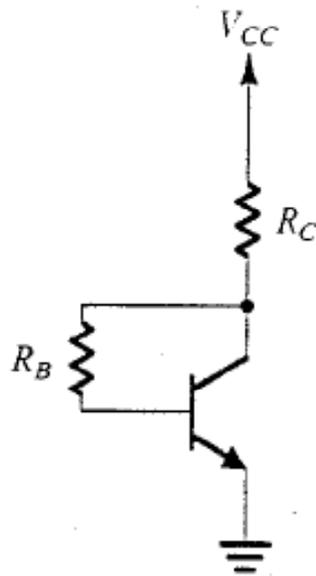
Polarización con resistencia de Emisor

- Muy buena estabilidad térmica
- Realimentación negativa



Polarización realimentación Colector

- Muy buena estabilidad térmica
- Realimentación negativa



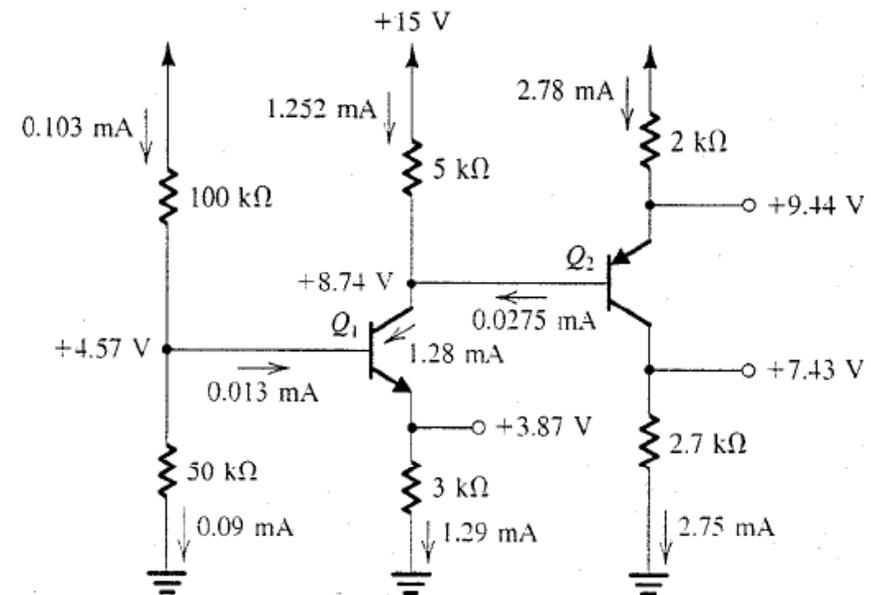
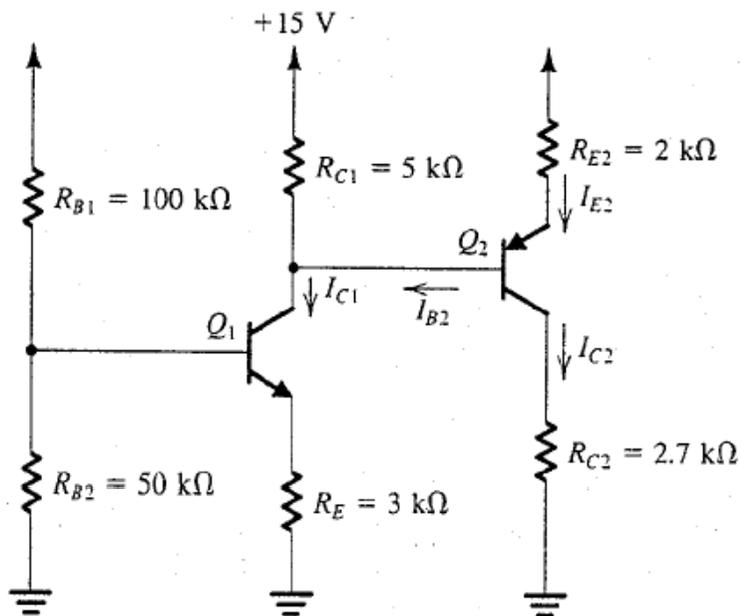
$$V_{CC} = I_E R_C + I_B R_B + V_{BE}$$
$$= I_E R_C + \frac{I_E}{\beta + 1} R_B + V_{BE}$$

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + R_B / (\beta + 1)}$$

$$V_{CB} = I_B R_B = I_E \frac{R_B}{\beta + 1}$$

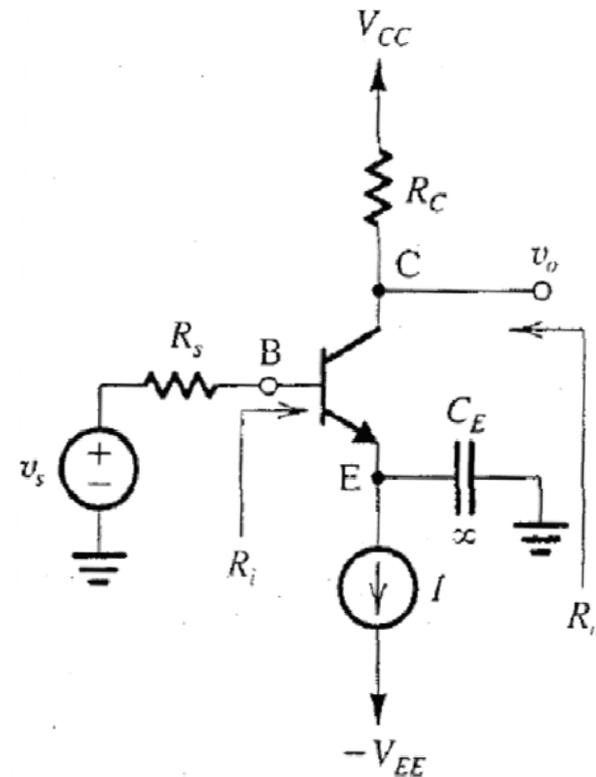
Ejemplo

- Hallar los puntos de trabajo de ambos BJT. $h_{FE} = \beta = 100$



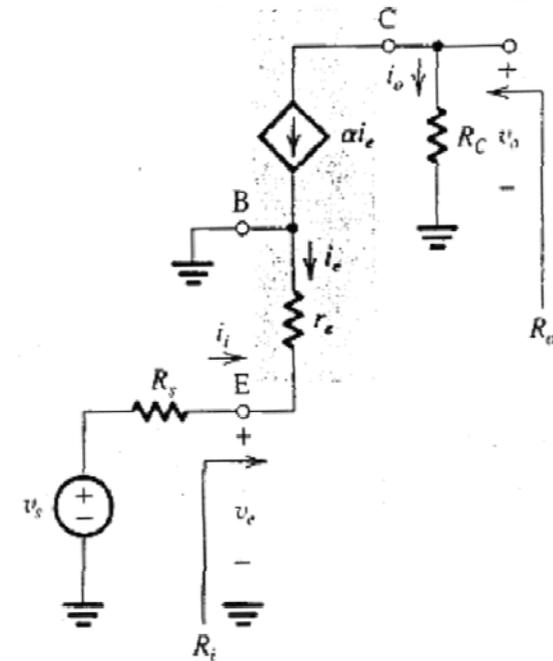
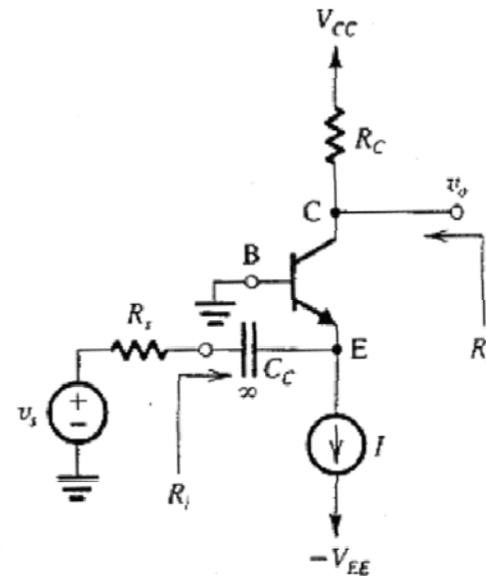
Configuración Emisor Común

- Alta impedancia de entrada
- Gana en tensión
- Gana en corriente



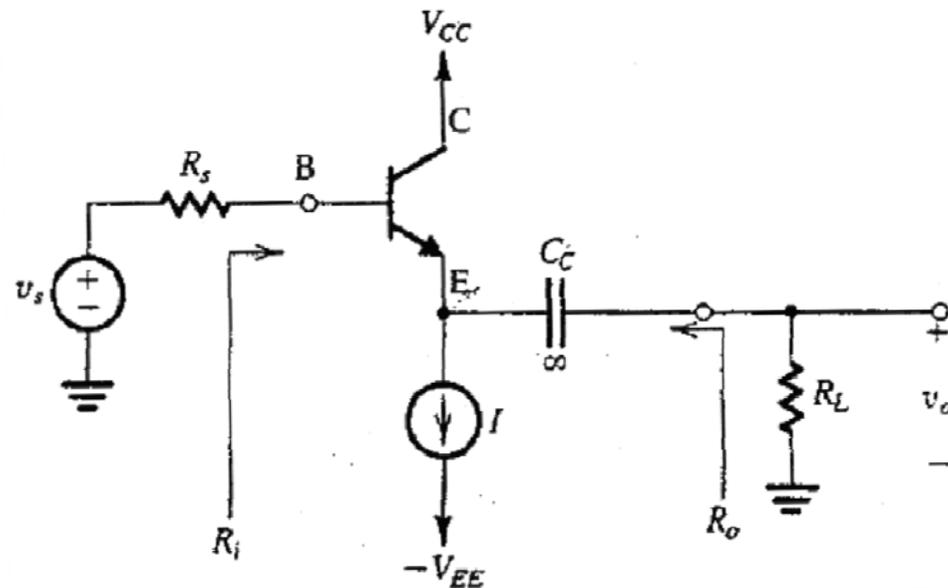
Configuración Base común

- Gran ancho de banda.
- Baja impedancia de entrada
- Gana en tensión
- No gana en corriente



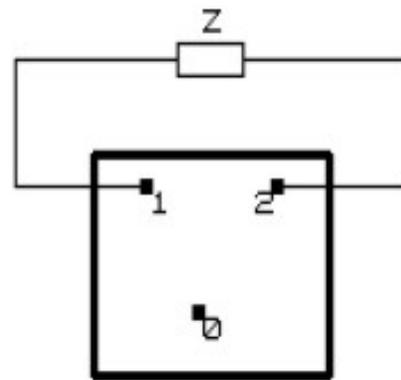
Configuración Colector común

- Buen ancho de banda.
- Alta impedancia de entrada
- Baja impedancia de salida
- No gana en tensión
- Gana en corriente
- Seguidor de Emisor

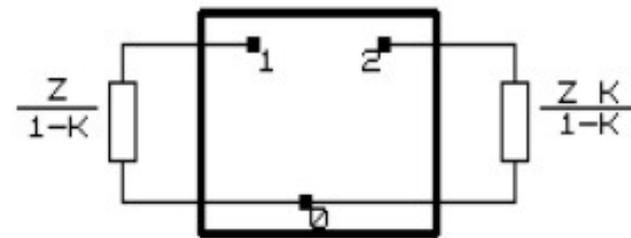


Teorema de Miller

- Un componente dispuesto entre el puerto de entrada y salida puede trabajarse de la siguiente forma:



(a)

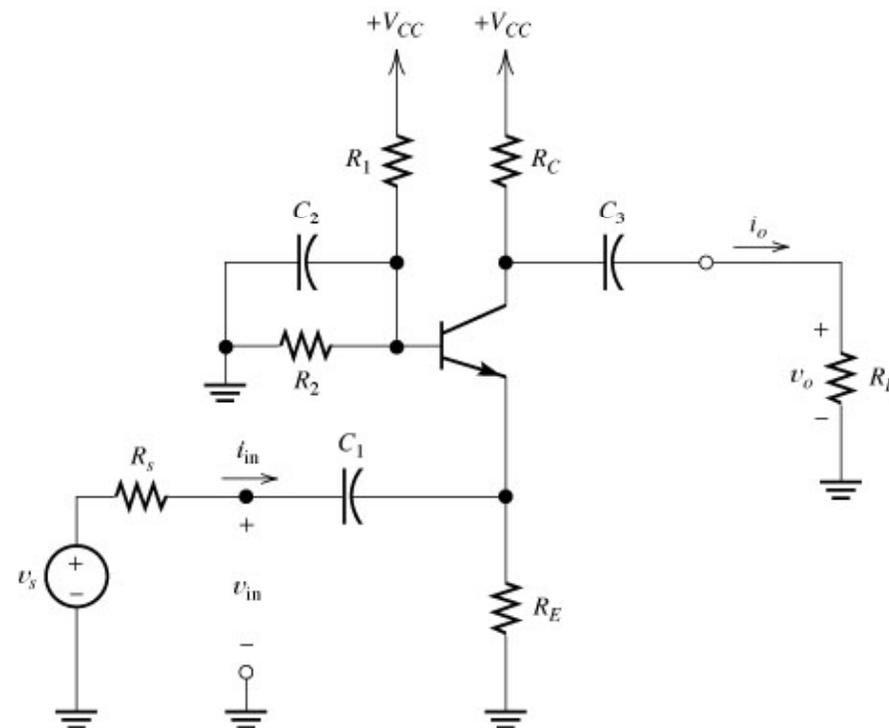


(b)

- $K =$ ganancia de tensión entre puerto de salida y entrada

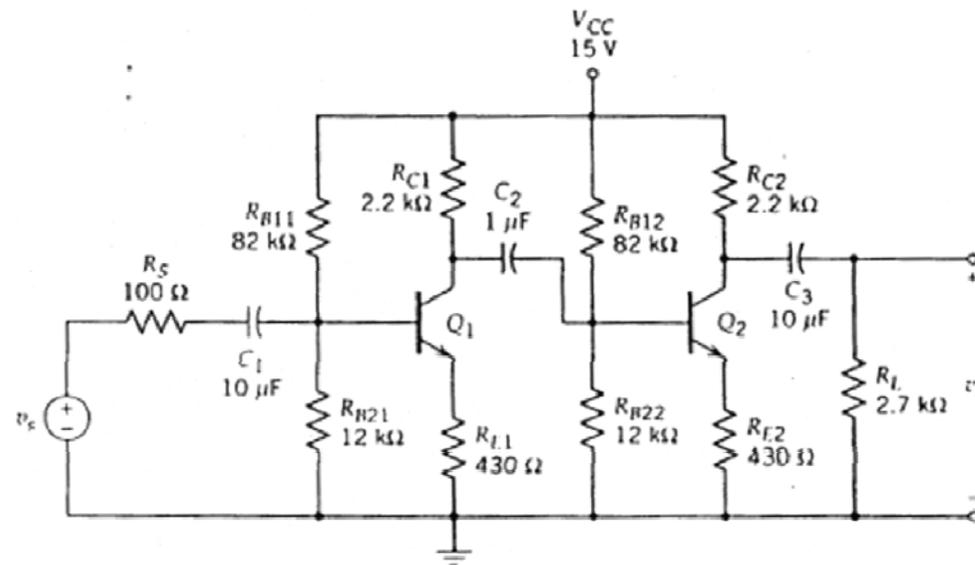
Ejemplo

- Resolver el siguiente circuito



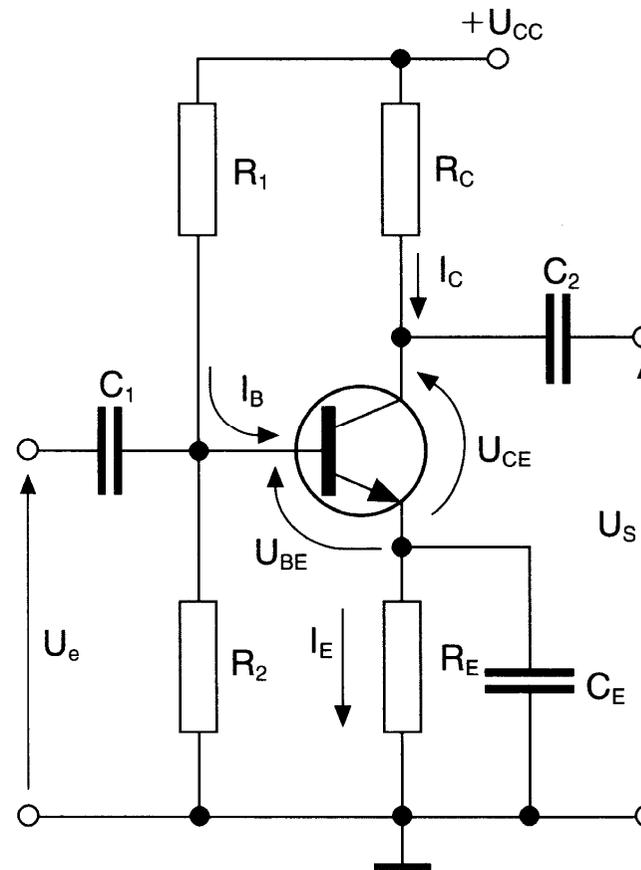
Ejemplo

- Resolver el siguiente circuito:



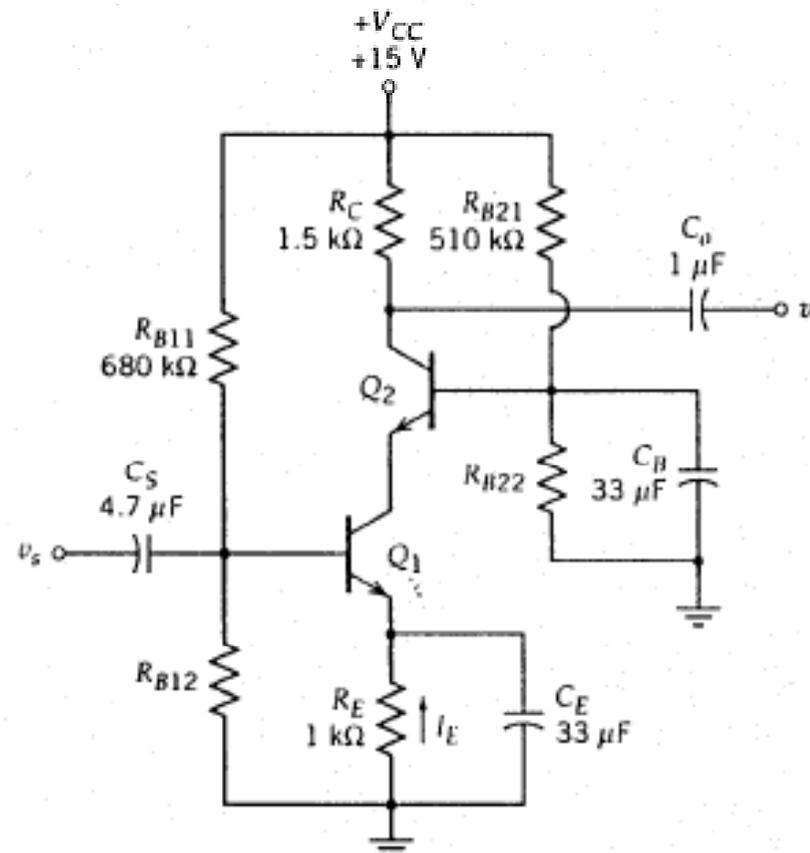
Ejemplo

- Capacitor en Emisor



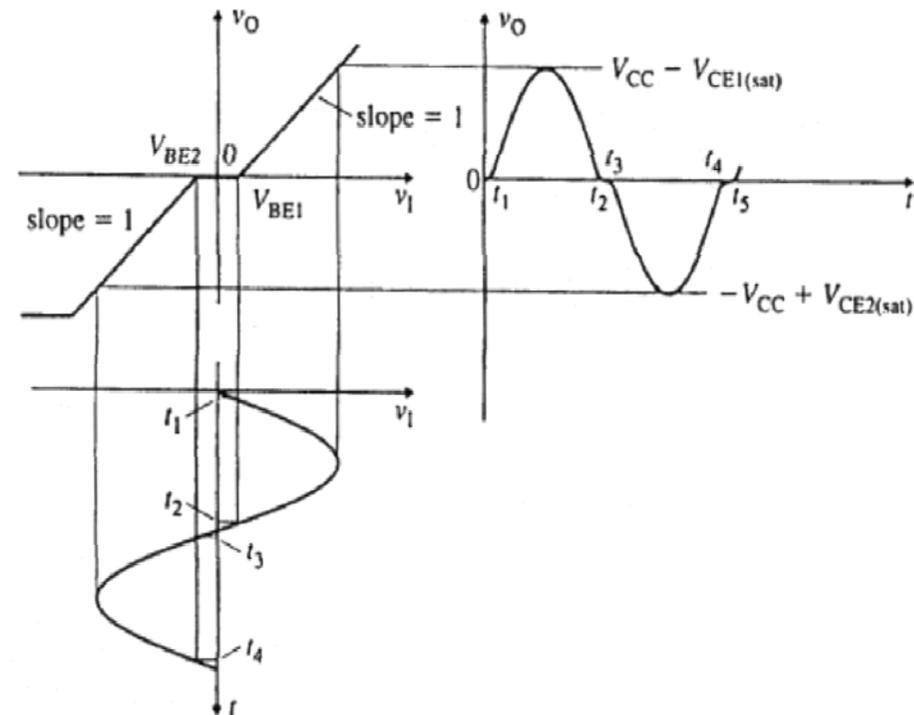
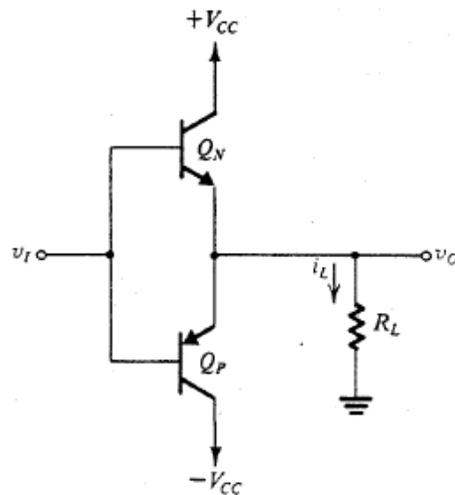
Configuración Cascode

- Alta impedancia de entrada
- Gran ancho de banda
- Alta impedancia de salida
- Gana en tensión y corriente



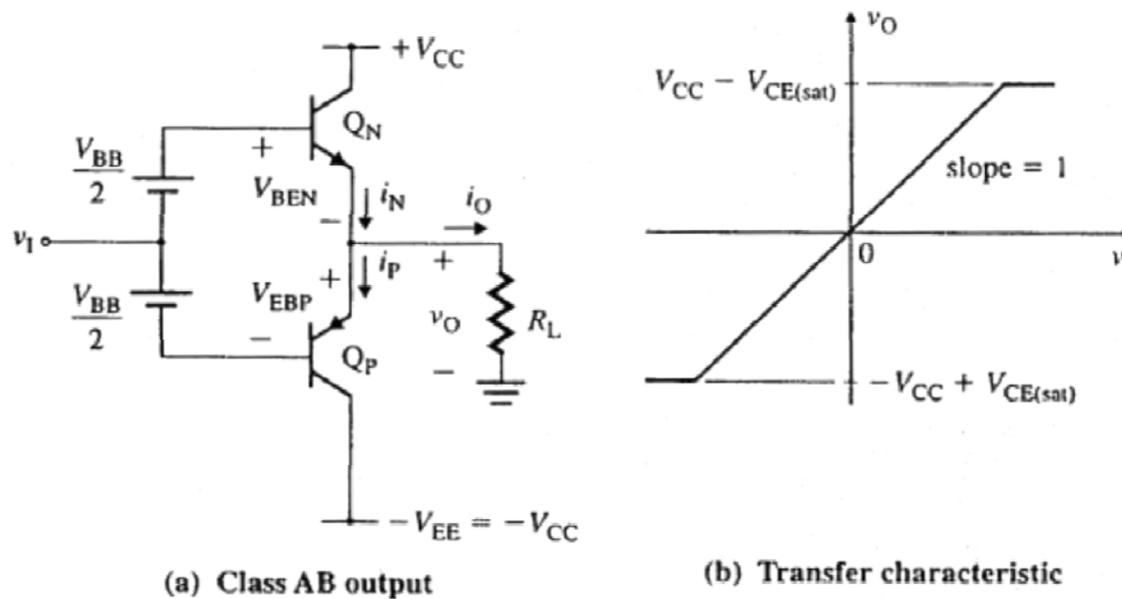
Amplificador clase B

- Se utiliza en etapas de potencia como ser amplificadores de audio
- Al carecer de polarización presenta distorsión de cruce por cero
- Logra una eficiencia del 78%



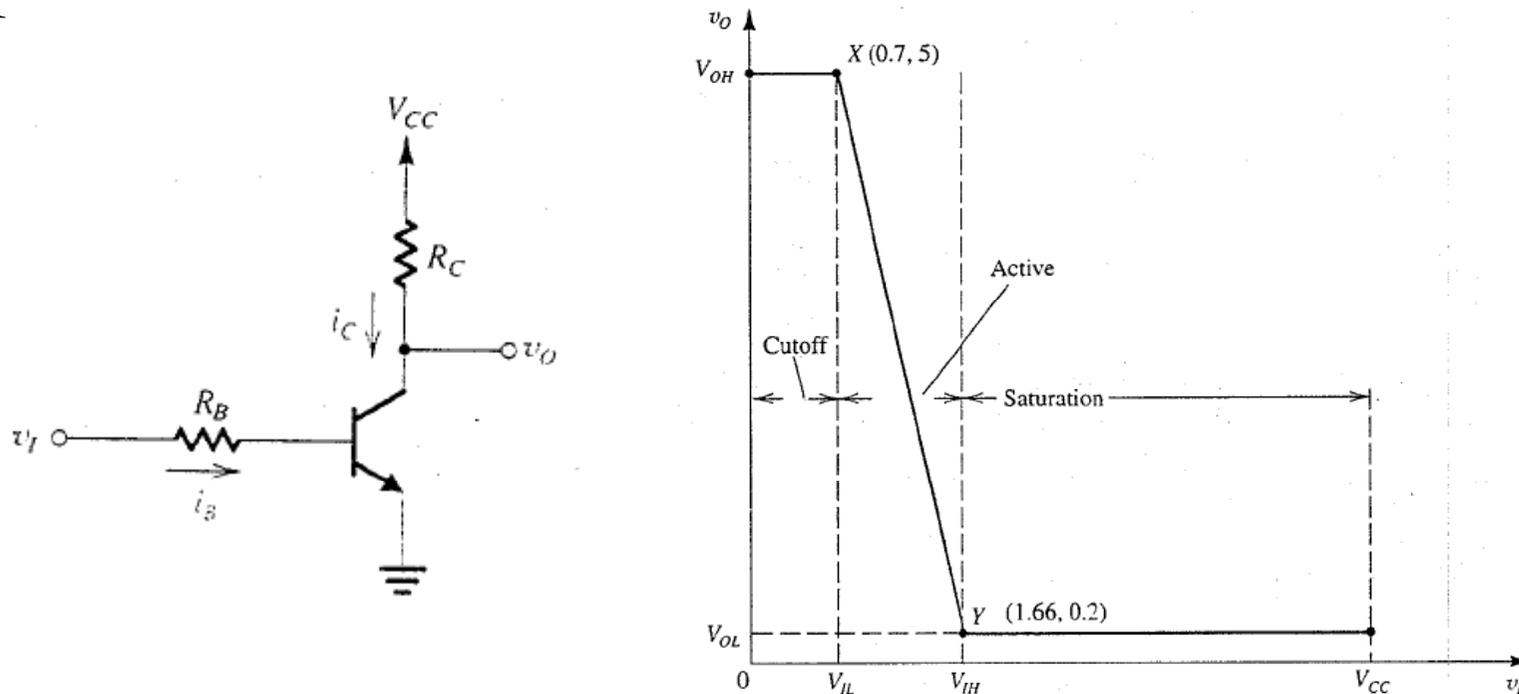
Amplificador clase AB

- Se polariza para eliminar la distorsión de cruce por cero
- Disminuye levemente la eficiencia

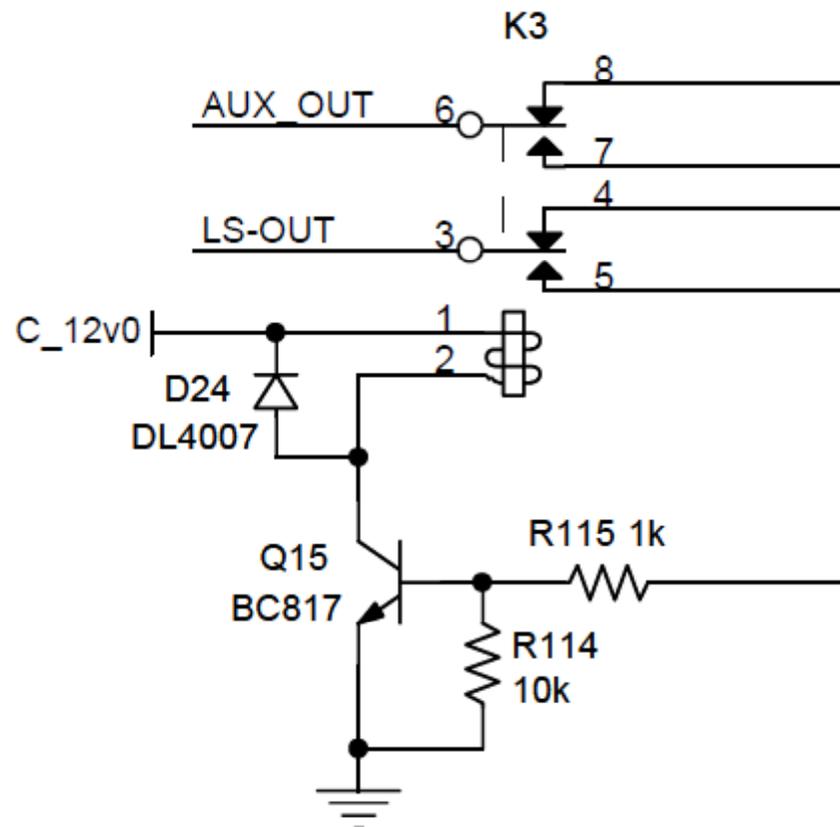


Aplicaciones - Inversor lógico

- Utilizado en las primeras familias lógicas para implementar una función NOT



Aplicaciones – Driver de relé



Fuente de Corriente básica

FIGURE 13.2 Basic current source

Corriente de referencia

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_1}$$

$$I_R = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + 2I_{B1}$$

Como, $I_{C1} = \beta_F I_{B1}$

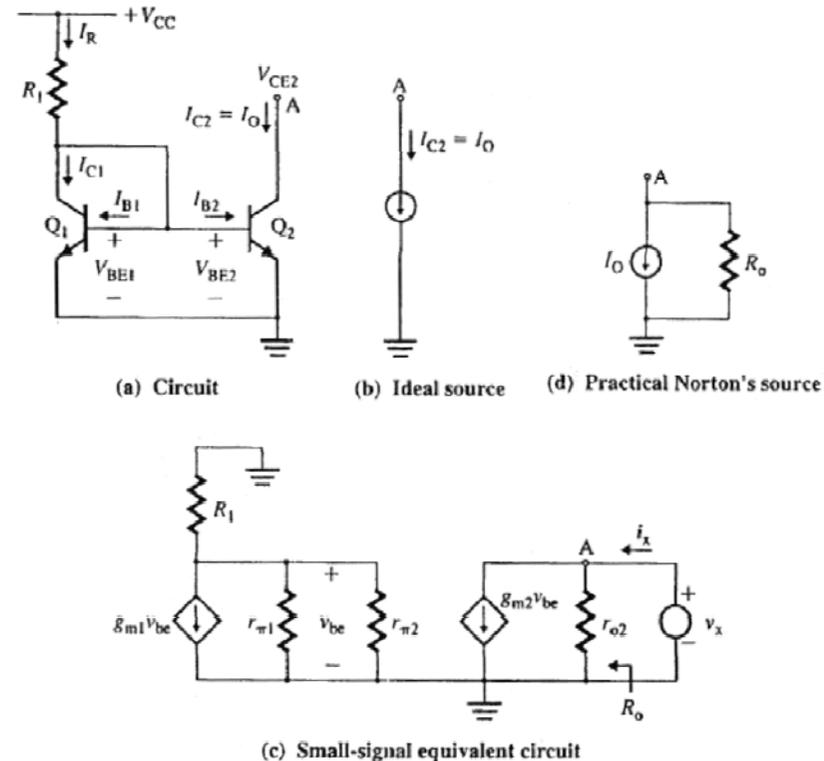
$$I_R = I_{C1} + 2I_{B1} = I_{C1} + 2I_{C1}/\beta_F$$

Corriente de salida

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_R}{1 + 2/\beta_F}$$

Si, $\beta_F \gg 2$,

$$I_{C1} = I_{C2} \approx I_R$$



Fuente de Corriente básica

$$I_C = I_S \left[\exp \left(\frac{V_{BE}}{V_T} \right) - 1 \right] \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad I_C \text{ considerando } R_o$$

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + V_{CE2}/V_A}{1 + V_{CE1}/V_A} \quad \text{Variación de } I_{C2} \text{ en función de } V_{CE2}$$

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} = r_{o2} = \frac{V_A}{I_{C2}} \quad \text{Resistencia de Salida}$$

$$V_{Th} = I_O R_o = I_{C2} R_o = I_{C2} \frac{V_A}{I_{C2}} = V_A \quad \text{Equivalente Thevenin}$$

Fuente de Corriente modificada

$$I_{E3} = I_{B1} + I_{B2} = \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{I_{C2}}{\beta_F} \quad I_{E3} = \frac{2}{\beta_F} I_{C2}$$

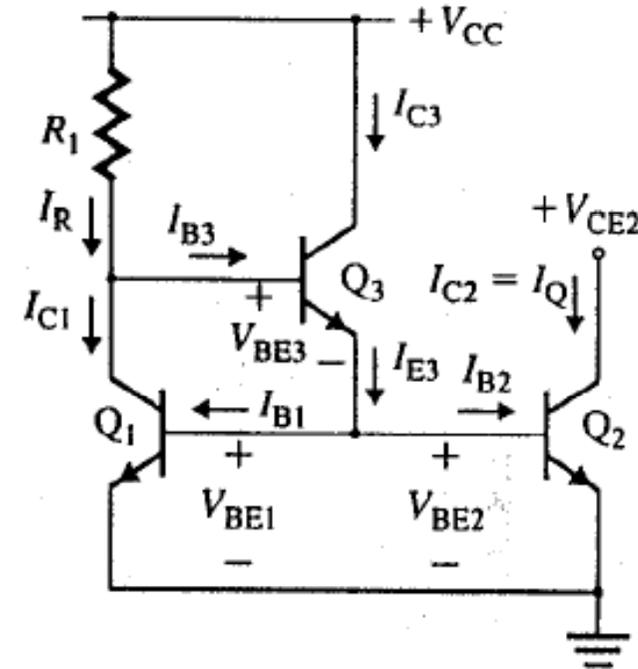
$$I_{B3} = \frac{I_{E3}}{1 + \beta_F} = \frac{2}{\beta_F(1 + \beta_F)} I_{C2}$$

$$I_R = I_{C1} + I_{B3} = I_{C1} + \frac{2}{\beta_F(1 + \beta_F)} I_{C2}$$

$$I_O = I_{C2} = \frac{I_R}{1 + 2/(\beta_F^2 + \beta_F)}$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE1} - V_{BE3}}{R_1}$$

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} = r_{o2} = \frac{V_A}{I_{C2}} \quad V_{Th} = I_O R_o = I_{C2} R_o = I_{C2} \frac{V_A}{I_{C2}} = V_A$$



Fuente de Corriente Widlar

Se utiliza para aplicaciones que requieran corrientes de polarización de baja intensidad (del orden de los $5 \mu\text{A}$), sin tener que utilizar resistencias elevadas. Este circuito también presenta una impedancia de salida mayor.

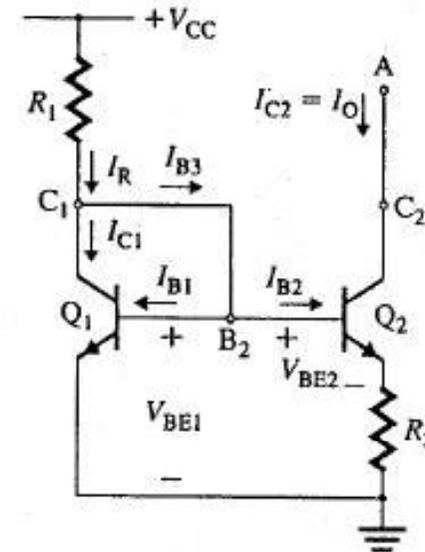
$$V_{BE1} - V_{BE2} - (I_{C2} + I_{B2})R_2 = 0$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} - I_{C2}R_2(1 + 1/\beta_F) = 0$$

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \qquad V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right)$$

$$V_T \ln\left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{S2}}\right) - I_{C2}R_2 = 0 \quad \text{for } \beta_F \gg 1$$

FIGURE 13.5
 Widlar current source



(a) Circuit

Fuente de Corriente Widlar

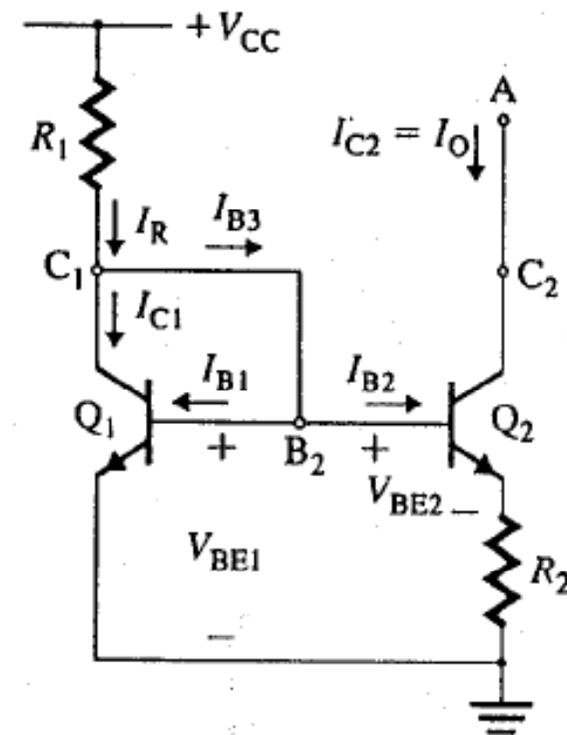
$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{S1}} \times \frac{I_{S2}}{I_{C2}} \right) - I_{C2} R_2 = 0 \quad I_{S1} = I_{S2}$$

$$V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) = I_{C2} R_2$$

$$I_R = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} \left(1 + \frac{1}{\beta_F} \right) + \frac{I_{C2}}{\beta_F}$$

$$I_R = \frac{1 + \beta_F}{\beta_F} I_{C2} \exp \left(\frac{I_{C2} R_2}{V_T} \right) + \frac{I_{C2}}{\beta_F}$$

Se debe iterar para hallar I_{C2} en función de I_R .



Fuente de Corriente Wilson

La fuente de corriente Wilson proporciona una resistencia de salida grande, como así también una baja dependencia de la corriente de salida respecto a β_F .

