

## Transistor bipolar de unión: Amplificador

### 5.1- Conceptos básicos sobre circuitos amplificadores

#### Amplificador de tensión

Un amplificador de tensión produce una señal de salida con la misma forma que la señal de entrada pero con mayor amplitud. En la Figura 32 se muestra un esquema básico de la configuración de un amplificador de tensión. Se define la ganancia de tensión como:

$$A_v = \frac{v_o(t)}{v_i(t)}$$

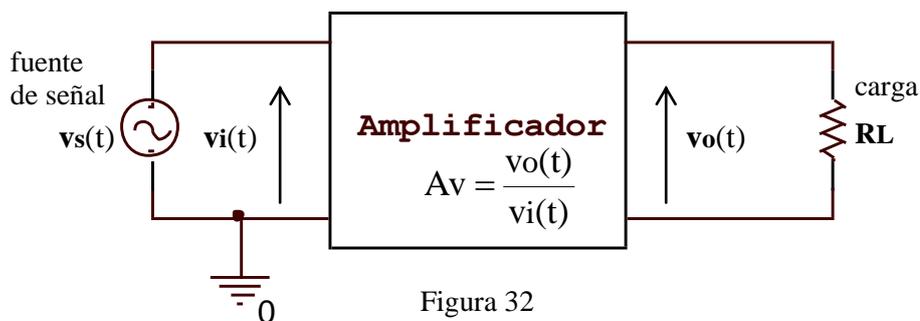


Figura 32

La ganancia de tensión  $A_v$  es un número que puede ser positivo o negativo.

Si  $A_v$  es un número negativo, la tensión de salida será una versión ampliada e invertida de la entrada. En ese caso el amplificador se denomina inversor.

El bloque que representa al amplificador puede ser representado por un modelo circuital equivalente como el mostrado en la Figura 33, donde se ha considerado la fuente de señal con una cierta resistencia serie  $R_s$ .

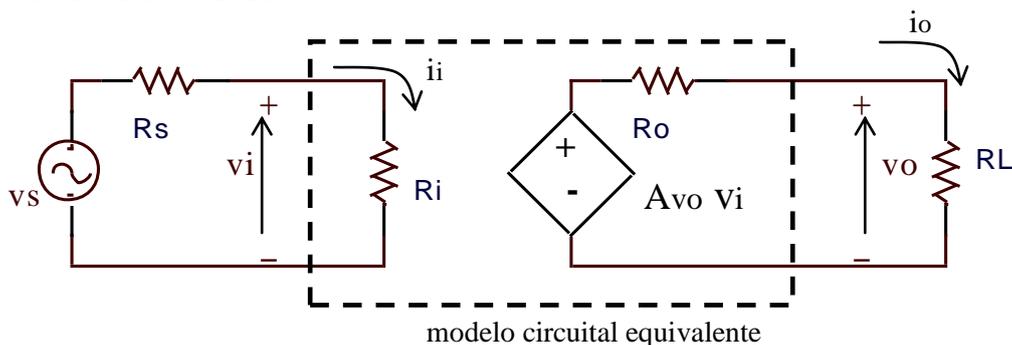


Figura 33

**R<sub>i</sub>: Resistencia de entrada** (puede ser también una impedancia  $Z_i$ ).

Es la resistencia equivalente vista desde los terminales de entrada al circuito amplificador:

$$R_i = \frac{v_i(t)}{i_i(t)}$$

**R<sub>o</sub>: Resistencia de salida**

Es la resistencia equivalente de Thevenin vista desde los terminales de salida del amplificador. En un amplificador de tensión ideal  $R_o = 0$  y la tensión de salida  $v_o(t)$  no depende de la carga  $R_L$ .

En un amplificador real la tensión de salida disminuye cuanto mayor es  $R_o$ , por lo que en general conviene que  $R_o$  sea lo más pequeña posible.

**Av<sub>o</sub>: Ganancia de tensión en circuito abierto**

Es la relación entre la amplitud de la tensión de salida y la amplitud de la tensión de entrada con los terminales de salida en circuito abierto.

$$A_{vo} = \left. \frac{v_o(t)}{v_i(t)} \right|_{R_L = \infty}$$

**Av: Ganancia de tensión**

Es la relación entre la amplitud de la tensión de salida y la amplitud de la tensión de entrada:

$$A_v = \frac{v_o(t)}{v_i(t)}$$

**Ai: Ganancia de corriente**

Es la relación entre la amplitud de la corriente de salida a la corriente de entrada:

$$A_i = \frac{i_o(t)}{i_i(t)}$$

Realizando las siguientes consideraciones puede expresarse como:

$$A_i = \frac{i_o(t)}{i_i(t)} = \frac{v_o(t)/R_L}{v_i(t)/R_i} = A_v \frac{R_i}{R_L}$$

De acuerdo a las anteriores definiciones y analizando el modelo equivalente de un amplificador de tensión, se pueden establecer las siguientes relaciones:

$$v_o(t) = i_o(t) R_L = A_{vo} v_i(t) \frac{R_L}{R_o + R_L}$$

$$v_i(t) = v_s(t) \frac{R_i}{R_s + R_i}$$

$$A_v = \frac{v_o(t)}{v_s(t)} = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} \frac{v_i(t)}{v_s(t)} = \frac{A_{vo} R_i R_L}{(R_i + R_s)(R_L + R_o)} = \frac{A_{vo}}{\left(1 + \frac{R_s}{R_i}\right) \left(1 + \frac{R_o}{R_L}\right)}$$

Del análisis de la expresión anterior se deduce que la presencia de  $R_s$  y  $R_o$  reducen la ganancia del amplificador. Por lo tanto, un amplificador de tensión debería ser diseñado de modo tal que  $R_s \ll R_i$  y  $R_o \ll R_L$ .

El amplificador de tensión ideal tiene  $R_s = 0$  y  $R_o = 0$ , por lo cual  $A_v = A_{vo}$ . Visto de otro modo se trata de que  $R_i$  sea lo más grande posible y  $R_o$  lo más pequeña posible.

### 5.2- Características generales del transistor bipolar como amplificador

La Figura 34 muestra una etapa elemental de amplificador en emisor común genérico.

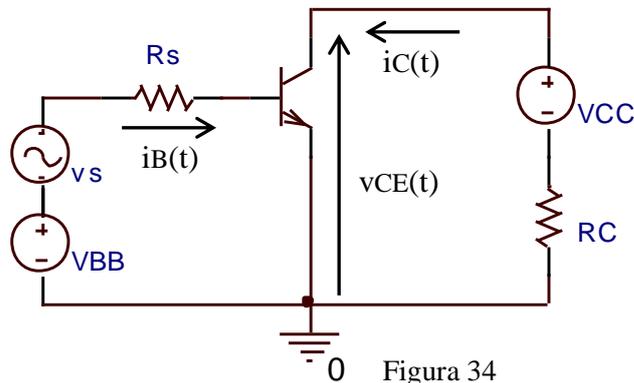


Figura 34

En la Figura 35, sobre las características de salida en EC se representó la recta de carga estática que define un punto de polarización Q ( $v_s = 0$ ), dada por:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Si  $v_s \neq 0$ , sobre la tensión de alimentación de base  $V_{BB}$  se superpone una señal alterna  $v_s(t)$  de la forma:  $v_s(t) = V_s \sin \omega t$

En respuesta a la excitación producida por la fuente de señal  $v_s$  aparecerá una componente de señal de la corriente de base, Figura 35:  $i_b(t) = I_{bm} \sin \omega t$

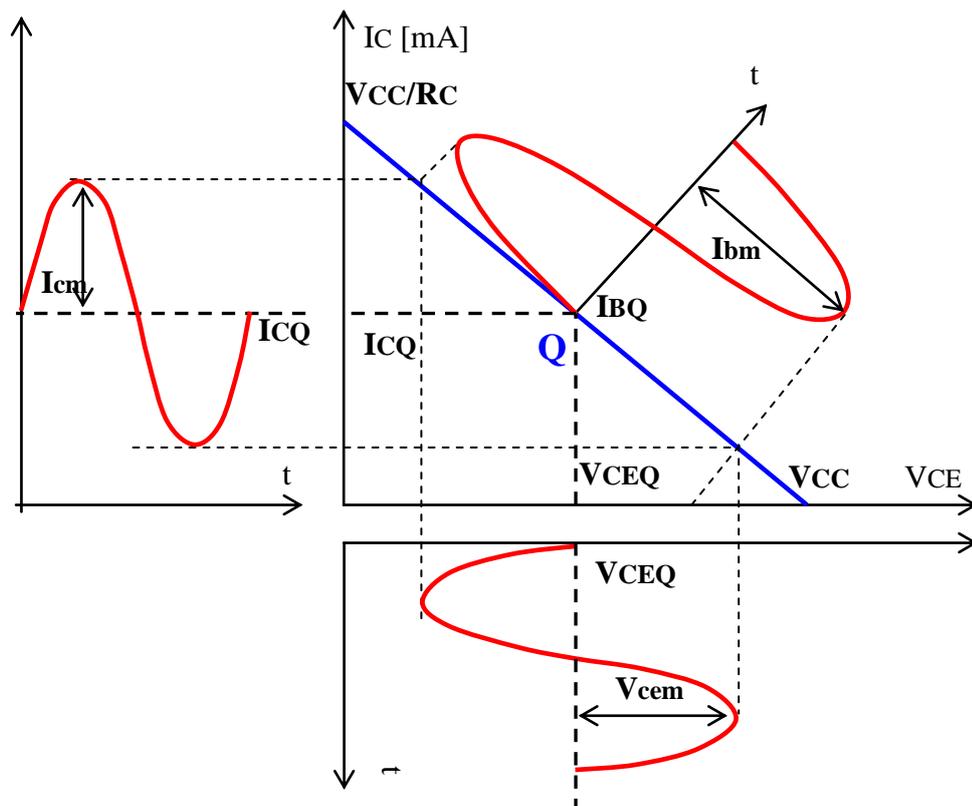


Figura 35

La corriente de base instantánea total  $i_b(t)$  será la superposición del nivel correspondiente a la continua  $I_{BQ}$  (punto de polarización Q) más la componente de corriente de señal  $i_b(t)$ :

$$i_B(t) = I_{BQ} + i_b(t) = I_{BQ} + I_{bm} \sin \omega t$$

Como puede verse en la Figura 35 esta señal produce una variación de forma senoidal tanto de  $i_C(t)$  como de  $v_{CE}(t)$  alrededor de sus niveles de reposo.

$$i_C(t) = I_{CQ} + i_c(t) = I_{CQ} + I_{cm} \sin \omega t$$

$$v_{CE}(t) = V_{CEQ} + v_{ce}(t) = V_{CEQ} + V_{cem} \sin \omega t$$

Una pequeña variación en  $i_B$  debida a la señal producirá una variación total de  $i_C$  significativa debida a la ganancia de corriente  $\beta$  ( $h_{FE}$ ) los niveles en la señal de salida son un índice de la amplificación producida por el circuito.

La ganancia de corriente puede determinarse como el cambio en la corriente de colector para un cambio de la corriente de base:

$$A_i = \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b}$$

El punto de polarización  $Q$  limita la máxima excursión permitida para la señal amplificada.

Las Figuras 36 y 37 muestran que la señal de salida puede sufrir recortes si el punto  $Q$  se elige cercano a la región de saturación o cercano a la región de corte.

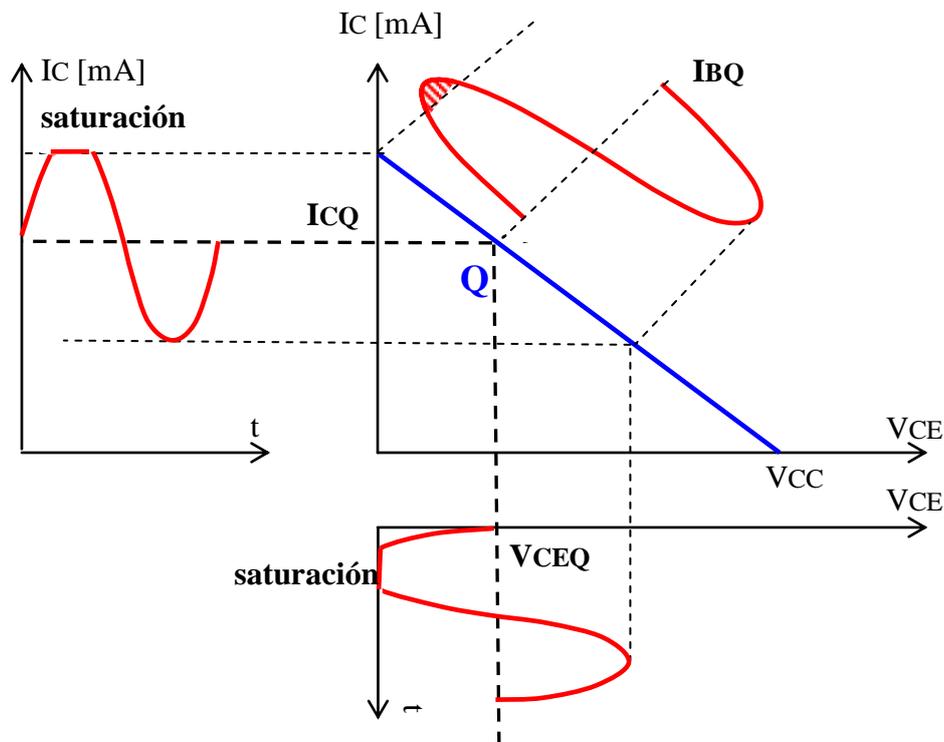


Figura 36

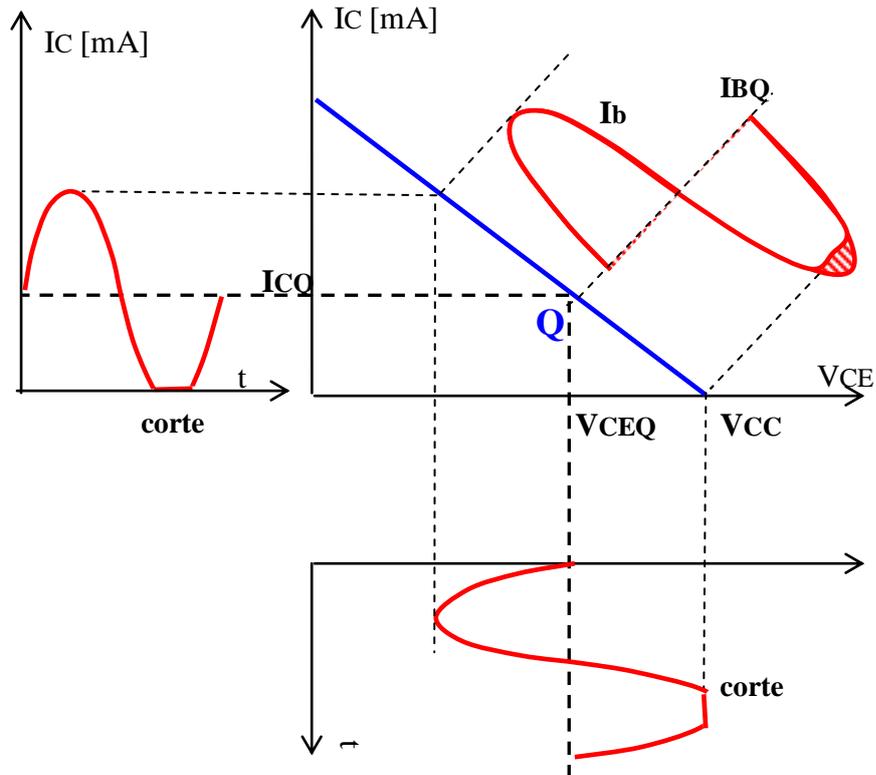


Figura 37

La Figura 38 muestra que aún habiendo elegido un punto Q adecuado la señal de salida puede ser recortada si la señal de entrada tiene una amplitud excesiva.

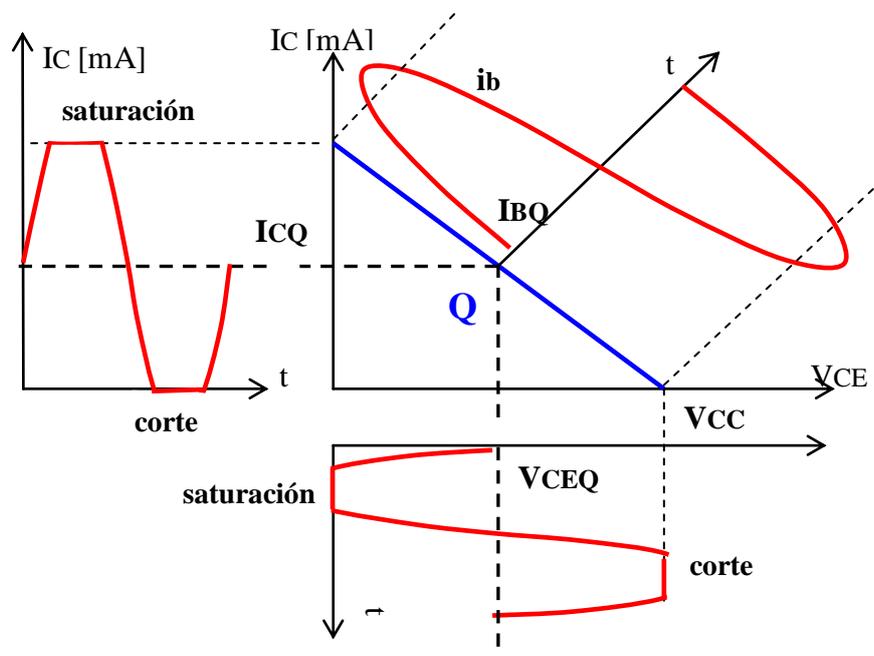


Figura 38

**Ejemplo: Simulación SPICE de una etapa amplificadora en EC**

El circuito mostrado en la Figura 39 es una etapa típica de un amplificador emisor común.

- Obtener por simulación el punto de reposo Q y comparar los resultados con la resolución analítica.
- Obtener las gráficas de tensión y corriente de salida ( $i_C$  y  $v_{CE}$ ) y determinar las ganancias de tensión y de corriente.

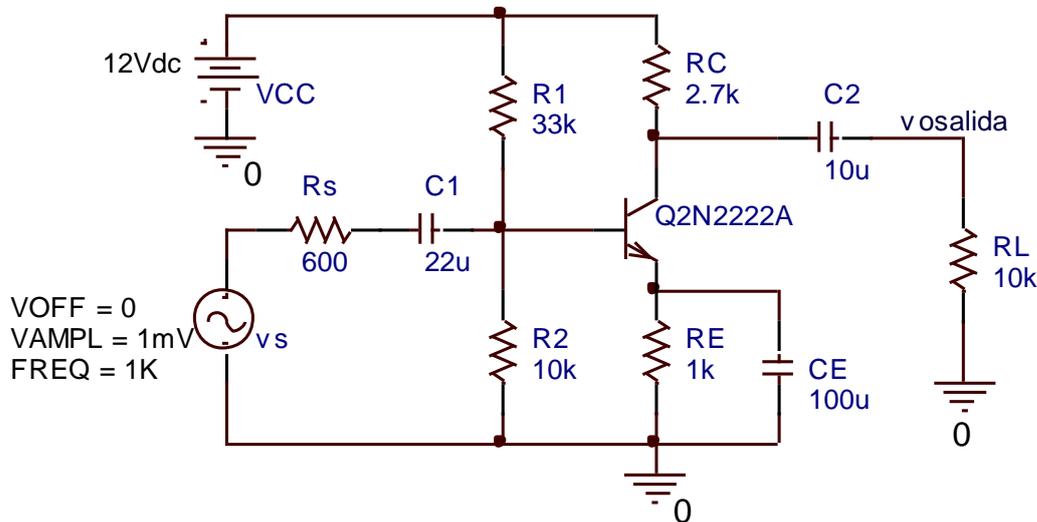
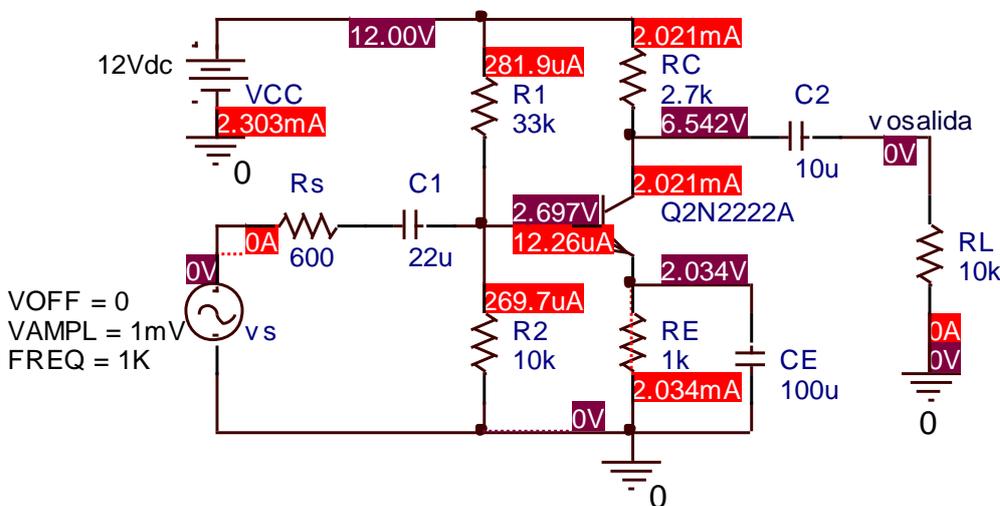


Figura 39

El punto de reposo Q se obtiene en forma directa en el circuito como resultado de la simulación (habilitando las opciones **V** e **I** en la barra de menú PSpice correspondiente). Luego de la simulación los resultados aparecerán indicados sobre puntos principales del circuito, Figura 40.



Utilizando el circuito de polarización de la Figura 41 se obtiene el punto Q en forma analítica utilizando el método aproximado.

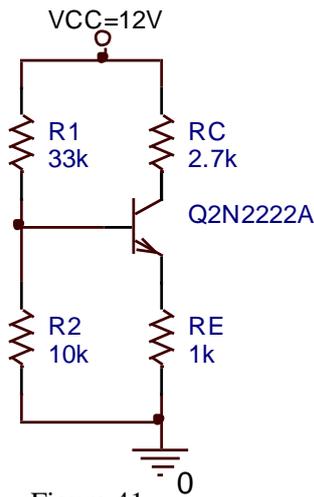


Figura 41

La tensión de base respecto a tierra es:

$$V_B = \frac{V_{CC}}{R_2 + R_1} R_2 = \frac{12 \text{ V}}{33 \text{ K} + 10 \text{ K}} 10 \text{ K} = 2.79 \text{ V}$$

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{2.79 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{1 \text{ K}} = 2.09 \text{ A}$$

$$I_C \cong I_E = 2.09 \text{ mA}$$

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

$$V_{CE} = 12 \text{ V} - 2.09 \text{ A} (1 \text{ K} + 2.7 \text{ K}) = 4.267 \text{ V} \cong 4.3 \text{ V}$$

Se puede observar que los resultados numéricos obtenidos se corresponden con buena aproximación a los resultados de la simulación PSpice.

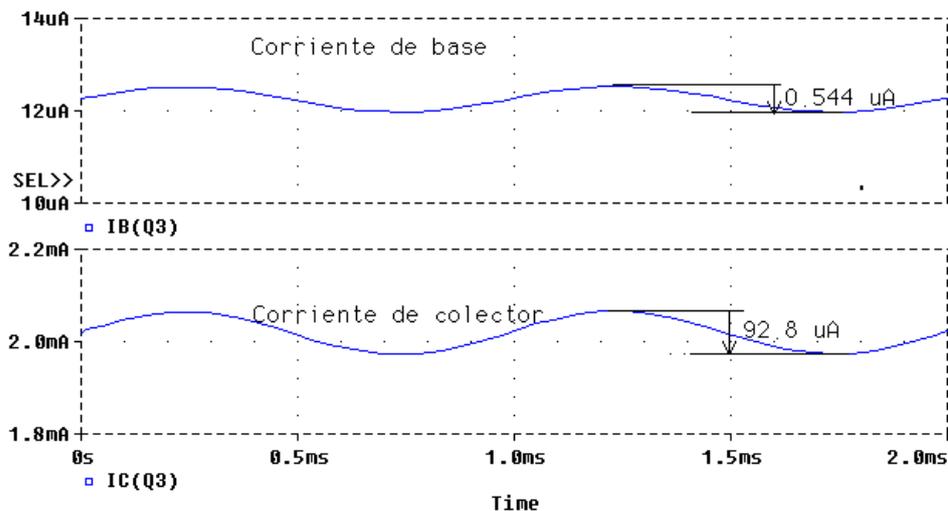


Figura 42

Las Figuras 42 y 43 muestran los resultados de la simulación. Midiendo los valores pico a pico se determinan la ganancia de corriente ( $A_i = i_c/i_b$ ) y la ganancia de tensión ( $A_v = v_o/v_s$ ).

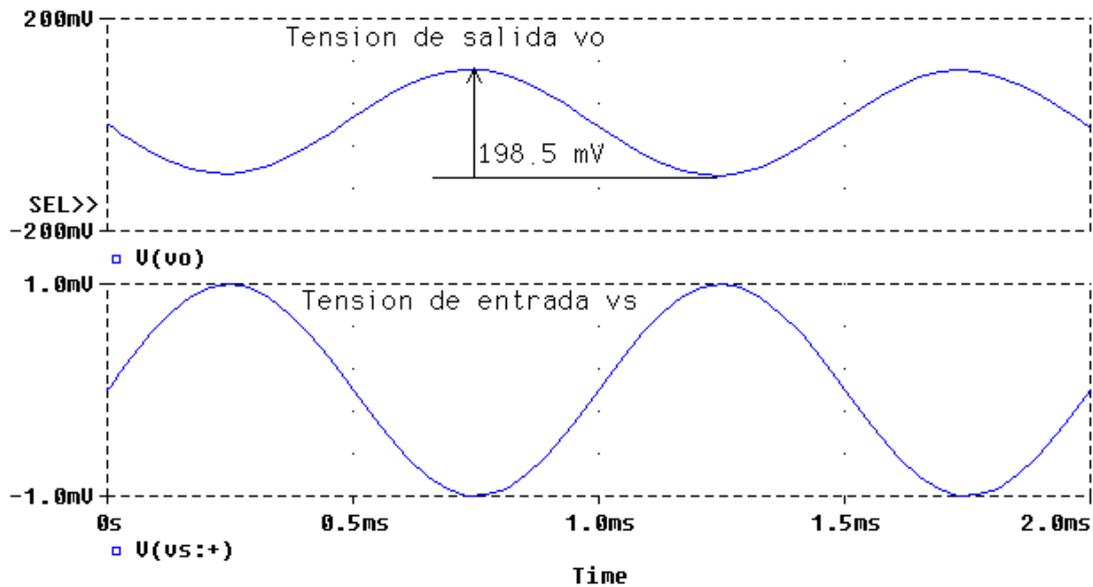
$$A_i = i_c/i_b = 92.8 \mu\text{A}/0.544 \mu\text{A} = 170$$

$$A_v = v_o/v_s = 198.5 \text{ mV}/1 \text{ mV} = 198.5$$

(Observar que entre  $v_o$  y  $v_s$  hay una diferencia de fase de  $180^\circ$ ).

Como se advierte de los valores obtenidos, en una etapa amplificadora Emisor Común se

consigue una apreciable ganancia de corriente y de tensión, y además la tensión de salida



tiene un desfase de  $180^\circ$  respecto a la Figura 43 señal de entrada.

### 5.3- Efecto de los capacitores de acoplamiento y de paso

En el esquema circuital del amplificador EC de la Figura 39 el capacitor C1, llamado de acople, aísla la corriente continua de polarización de la fuente de señal  $v_s = V_s \sin \omega t$  y de su resistencia interna  $R_s$ . Cuando no hay señal alterna aplicada (frecuencia cero) la reactancia de C1 es infinita. A la frecuencia de la señal que se pretende amplificar la reactancia de C1 es lo suficientemente pequeña, comparada con  $R_s$ , de modo que el efecto de C1 sobre la señal de entrada puede despreciarse.

El capacitor C2 permite el acoplamiento de la etapa con la siguiente y su efecto es prevenir interacciones de corriente continua entre etapas adyacentes. Para el circuito mostrado en la Figura 39,  $R_L$  es la resistencia de entrada equivalente de la siguiente etapa.

El capacitor  $C_E$ , llamado capacitor de desacople o de "by-pass" evita que la resistencia de emisor  $R_E$  (necesaria para la polarización del dispositivo) influya en el funcionamiento de alterna, y por lo tanto disminuya la ganancia del amplificador (ya que una parte de la señal a amplificar se derivaría por  $R_E$ ).

### 5.4- Modelo equivalente híbrido para el análisis con pequeña señal

Cuando un transistor bipolar se encuentra funcionando en condición dinámica con señales de pequeña amplitud, pequeñas variaciones alrededor del punto estático o de reposo, las ecuaciones que definen sus parámetros relacionan las magnitudes eléctricas en forma aproximadamente lineal. De esta forma las ecuaciones que representan el comportamiento del dispositivo pueden ser representadas por circuitos equivalentes que incluyen impedancias o admitancias y generadores controlados de tensión o de corriente. En estas condiciones se consideran constantes los parámetros del dispositivo en todo el margen de variación de la señal aplicada.

Un transistor bipolar que funciona en condiciones dinámicas puede representarse por un

cuadripolo (Figura 44), pudiendo escribirse las relaciones:

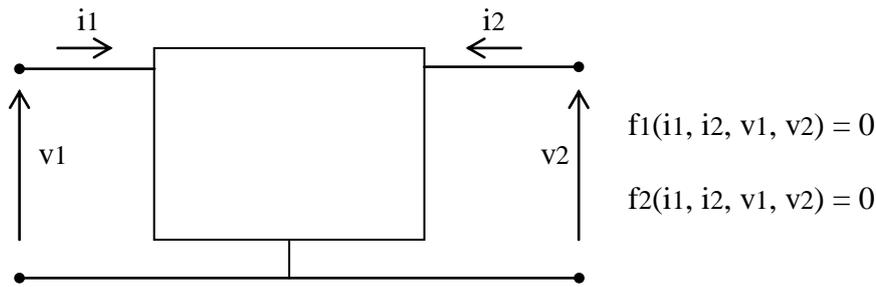


Figura 44

En este sistema es posible despejar dos variables en función de las otras dos, introduciendo cuatro coeficientes o parámetros independientes, que se determinan a partir de la física del dispositivo. De este modo, el circuito equivalente resultante se comporta igual que un cuadripolo ("caja negra" que representa al transistor), de los terminales hacia fuera. Esta es una imagen útil en las aplicaciones prácticas y los cálculos.

Existen diferentes configuraciones o circuitos equivalentes para diferentes propósitos prácticos. No son los mismos circuitos equivalentes los que se representan, por ejemplo, para describir la forma en que el dispositivo responde a una señal sinusoidal que a un gran pulso, o para describir las características en corriente continua.

Los tres grupos más comunes de relaciones entre las variables  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $v_1$ ,  $v_2$  son:

- parámetros de impedancia
- parámetros de admitancia
- parámetros híbridos

Estos últimos, parámetros híbridos (h), son los más utilizados para representar el comportamiento del transistor bipolar en pequeña señal; son fáciles de medir y figuran en las hojas de datos proporcionadas por el fabricante.

### 5.5- Modelo de parámetros híbridos h

Las ecuaciones que representan el modelo son:

$$\begin{aligned} v_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{aligned}$$

Las variables independientes son la corriente de entrada  $i_1$  y la tensión de salida  $v_2$ .

$$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad \text{Impedancia de entrada en cortocircuito } [\Omega]$$

$$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad \text{Ganancia de tensión inversa en circuito abierto [adimensional]}$$

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad \text{Ganancia de corriente directa en cortocircuito [adimensional]}$$

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad \text{Conductancia de salida en circuito abierto [S]}$$

Debido a que todos los parámetros del modelo tienen distintas unidades deriva el nombre de parámetros híbridos. Del conjunto de ecuaciones anteriores resulta el circuito de la Figura 45:

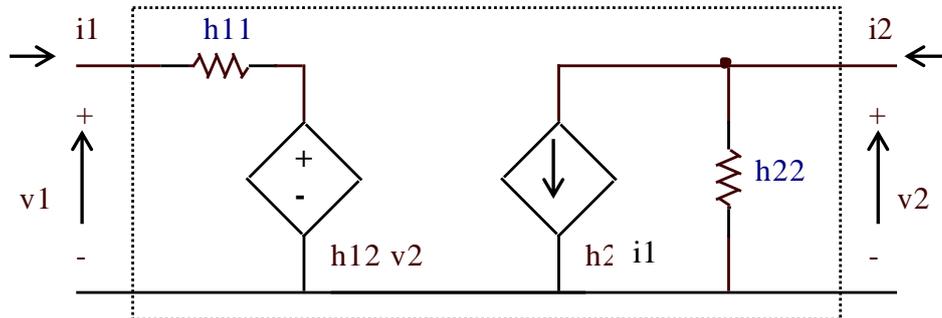


Figura 45

El circuito equivalente de la Figura 45 tiene como características: aísla los circuitos de entrada y de salida, la interacción está determinada por las dos fuentes controladas; el circuito de entrada es del tipo Thevenin y el de salida de tipo Norton; la forma general del circuito permite distinguir adecuadamente los circuitos de alimentación y de carga.

Generalmente y de acuerdo a normas de uso internacional se expresa:

$h_{11} = h_i$  (i se refiere a entrada (*input*))

$h_{12} = h_r$  (r se refiere a transferencia inversa (*reverse*))

$h_{21} = h_f$  (f se refiere a transferencia directa (*forward*))

$h_{22} = h_o$  (o se refiere a salida (*output*))

En el caso de los transistores bipolares se añade otro subíndice que tiene en cuenta el tipo de configuración.

Como un circuito amplificador requiere cuatro terminales, dos de entrada y dos de salida, cuando el transistor se usa como elemento amplificador se toma uno de sus terminales como común a la entrada y a la salida, resultando tres configuraciones típicas: **emisor común (EC)**, **base común (BC)** o **colector común (CC)**.

Estas tres configuraciones junto con los modelos equivalentes de parámetros híbridos que se corresponden se muestran en las Figuras 46 a), b) y c).

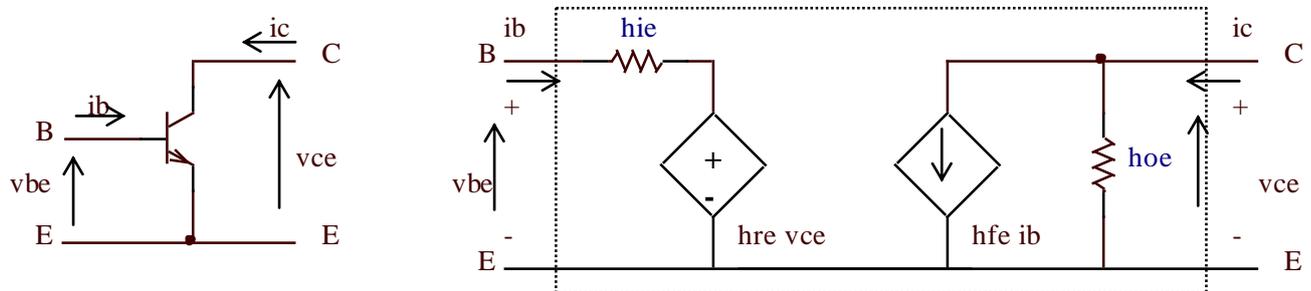


Figura 46 a)

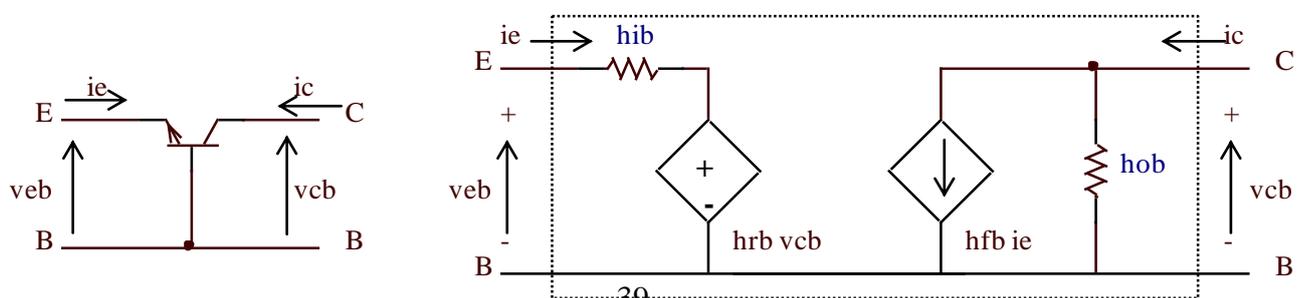


Figura 46 b)

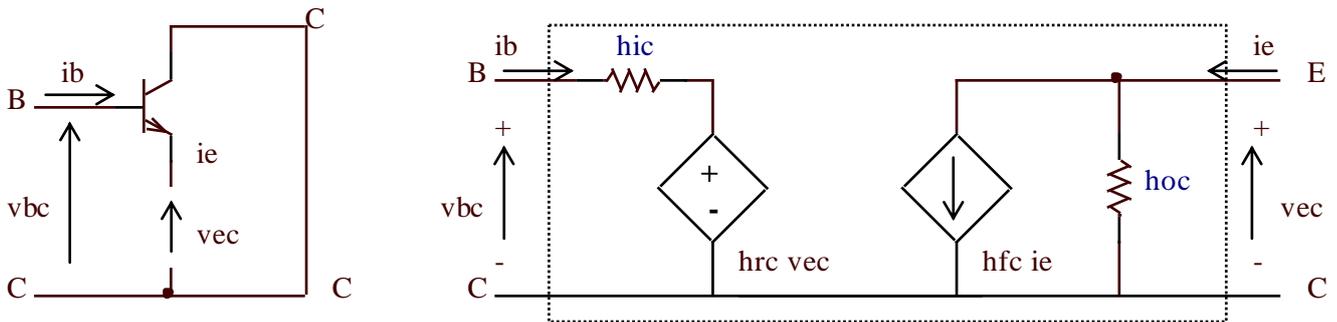


Figura 46 c)

Haciendo un breve análisis cualitativo de las tres configuraciones puede decirse que:

- En la configuración de EC, la entrada se aplica entre base y emisor, y la carga entre colector y emisor. La ganancia de corriente es elevada, lo mismo que la ganancia de tensión. Las resistencias de entrada y de salida son de orden medio.
- En la configuración de BC la señal procede del generador de entrada que se coloca entre el emisor y la base (terminal común), y la resistencia de carga entre colector y base. La corriente de salida es prácticamente del mismo valor que la de entrada y por lo tanto la ganancia de corriente es casi unitaria. La resistencia de entrada es pequeña y la de salida grande.
- En la configuración de CC la señal se aplica entre la base y el colector, y la carga entre emisor y colector. La ganancia de corriente es elevada, la ganancia de tensión es prácticamente unitaria, la resistencia de entrada es muy grande y la de salida muy pequeña. Este montaje recibe el nombre de seguidor de emisor debido a que el valor de la tensión en dicho terminal es aproximadamente el mismo que el de base y por ello la ganancia de tensión es próxima a la unidad.

### 5.5- Parámetros h en Emisor Común

Los parámetros hoe y hfe se determinan de la característica de salida, en tanto hie y hre se determinan de la característica de entrada.

#### Admitancia de salida hoe

Utilizando las definiciones de los parámetros h dadas anteriormente se determina la admitancia de salida en EC por:

$$hoe = \left. \frac{ic}{vce} \right|_{ib = 0} = \left. \frac{\Delta iC}{\Delta vCE} \right|_{\text{punto Q}}$$

ic y vce son pequeñas variaciones alrededor del punto de funcionamiento estático Q. Por lo

tanto,  $h_{oe}$  representa la pendiente de la característica de colector en el punto Q, Figura 47 a).

**Ganancia de corriente en cortocircuito  $h_{fe}$**

La ganancia de corriente en cortocircuito  $h_{fe}$  en EC se obtiene cortocircuitando la salida en el modelo de pequeña señal, es decir haciendo  $v_{ce} = 0$ .

$$h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0} = \left. \frac{\Delta i_c}{\Delta i_b} \right|_{\text{punto Q}}$$

La Figura 47 b) muestra como obtener  $h_{fe}$  de la característica de salida, por medio de los incrementos  $\Delta i_c$  y  $\Delta i_b$  para  $V_{CE} = \text{constante}$ .

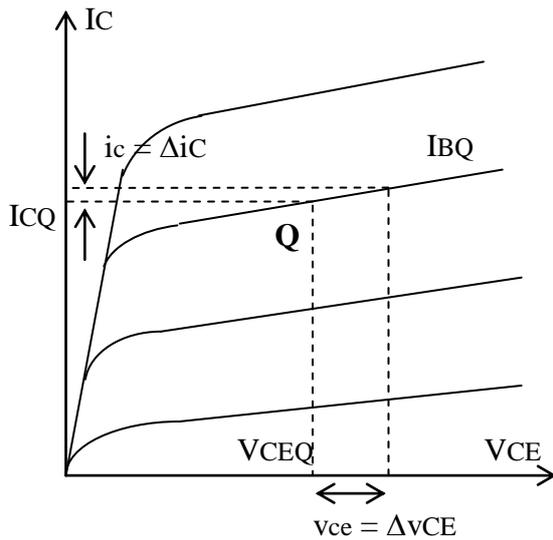


Figura 47 a)

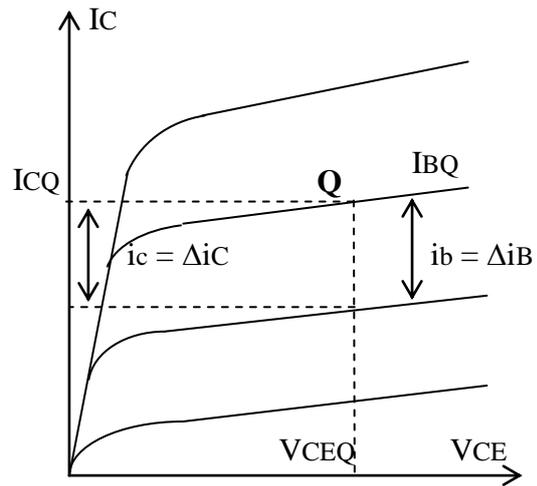


Figura 47 b)

**Impedancia de entrada  $h_{ie}$**

La impedancia de entrada  $h_{ie}$  en EC se obtiene de la característica de entrada como:

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

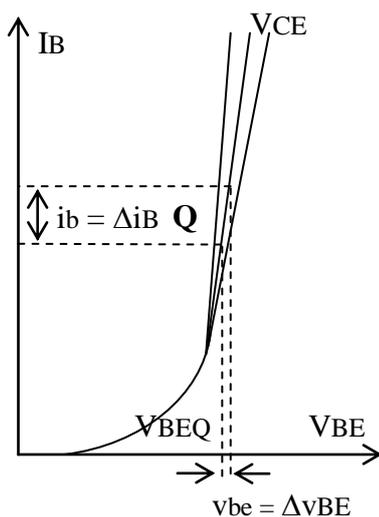


Figura 48 a)

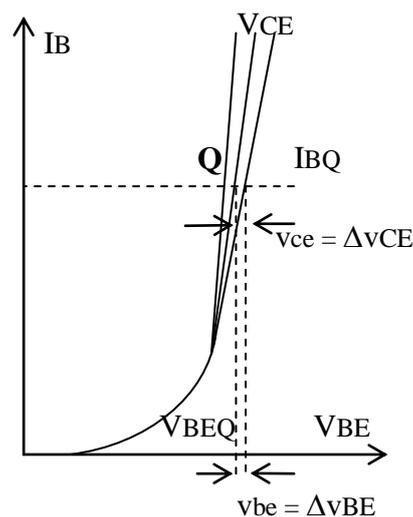


Figura 48 b)

La relación  $v_{be}/i_b$  representa la resistencia dinámica de la unión emisor-base calculada en el punto de funcionamiento Q. La Figura 48 a) muestra como obtener  $h_{ie}$  gráficamente.

**Ganancia de tensión inversa  $h_{re}$**

Se obtiene de la característica de entrada, Figura 48 b), por medio de la relación:

$$h_{re} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right|_{\text{punto Q}}$$

Para la configuración de emisor común  $h_{re}$  es muy pequeño y en muchos casos puede despreciarse.

En la Figura 49 se muestran curvas características de los parámetros h en función de la corriente de colector para una tensión colector-emisor, frecuencia de trabajo y temperatura ambiente determinados, para el transistor 2N3904.

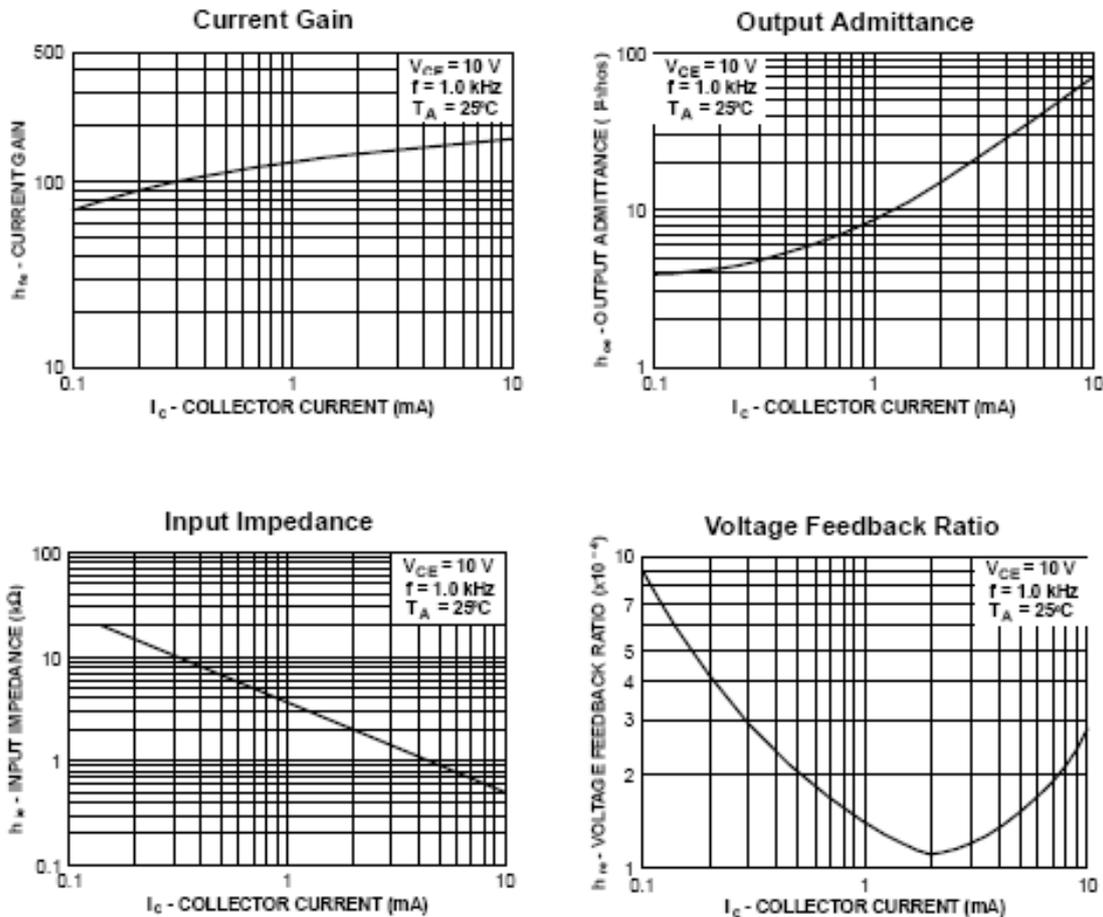


Figura 52

La tabla dada a continuación permite realizar una comparación de las configuraciones. (El signo menos indica un desfase de  $180^\circ$  entre las magnitudes consideradas).

	EC	CC	BC
<b>hi</b>	1 K $\Omega$	1 K $\Omega$	20 $\Omega$
<b>hr</b>	$2.5 \times 10^{-4}$	$\sim 1$	$3 \times 10^{-4}$
<b>hf</b>	50	-51	-0.98
<b>ho</b>	25 $\mu\text{A/V}$	25 $\mu\text{A/V}$	0.5 $\mu\text{A/V}$
<b>1/ho</b>	40 K $\Omega$	40 K $\Omega$	2 M $\Omega$

**5.6- Cálculo de un amplificador con el modelo de parámetros híbridos en la configuración de Emisor Común.**

Se trata de calcular en forma exacta, primero, y haciendo aproximaciones después los principales parámetros de un amplificador bipolar de una sola etapa en EC: amplificación o ganancia de tensión  $A_v$ , amplificación de corriente  $A_i$ , impedancia de entrada  $Z_i$  e impedancia de salida  $Z_o$ , sobre la base del modelo de parámetros híbridos. Para ello se analizará el circuito de la Figura 50, que es un caso general.

Para realizar el análisis de amplificadores se realizan dos cálculos independientes: corriente continua (que permite obtener el punto de reposo estático) y corriente alterna (que permite caracterizar el comportamiento con la señal a amplificar). Luego se aplica el teorema de superposición (que resulta válido si se hacen aproximaciones lineales).

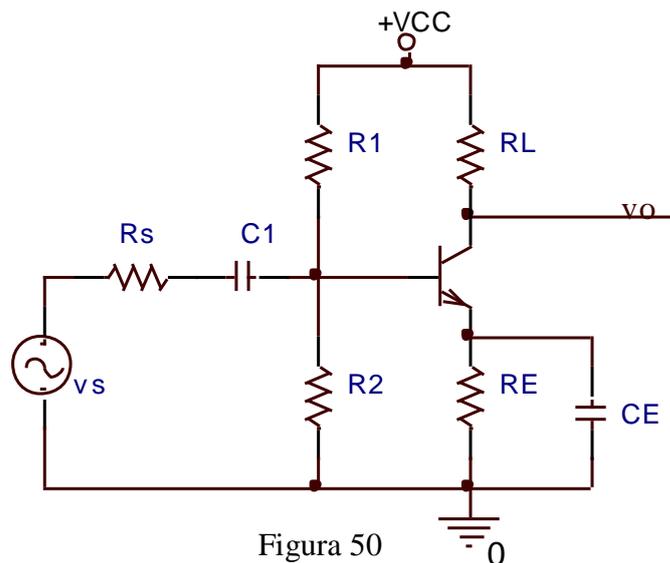


Figura 50

✓ **Circuito de corriente continua**

Se cortocircuita la fuente de señal  $v_s$  y se consideran los capacitores como circuitos abiertos, ya que su reactancia es infinita para corriente continua. El circuito resultante permite calcular el punto de reposo estático  $Q$ .

✓ **Circuito equivalente de corriente alterna**

Se cortocircuitan las fuentes de continua y se consideran (salvo indicación en contrario) las

capacitancias como cortocircuitos a la frecuencia de interés. Se reemplaza el transistor por su modelo equivalente de parámetros híbridos.

Para construir este circuito se pueden seguir las siguientes reglas:

- Dibujar en forma clara el diagrama de conexiones del circuito señalando los terminales del transistor E, B y C, que serán los puntos de partida del circuito equivalente a construir.
- Reemplazar al transistor por su modelo equivalente híbrido.
- Transferir todos los elementos del circuito real al equivalente manteniendo intactas las posiciones relativas de los mismos. Las fuentes independientes de continua se reemplazan por su resistencia interna, en caso de poseerla. La fuente de tensión continua ideal se reemplaza por un cortocircuito y la fuente de corriente ideal por un circuito abierto.
- Se resuelve el circuito lineal resultante aplicando los teoremas conocidos de la teoría de circuitos.

La Figura 51 muestra el circuito equivalente completo resultante para el caso más general,  $C_E = 0$ .

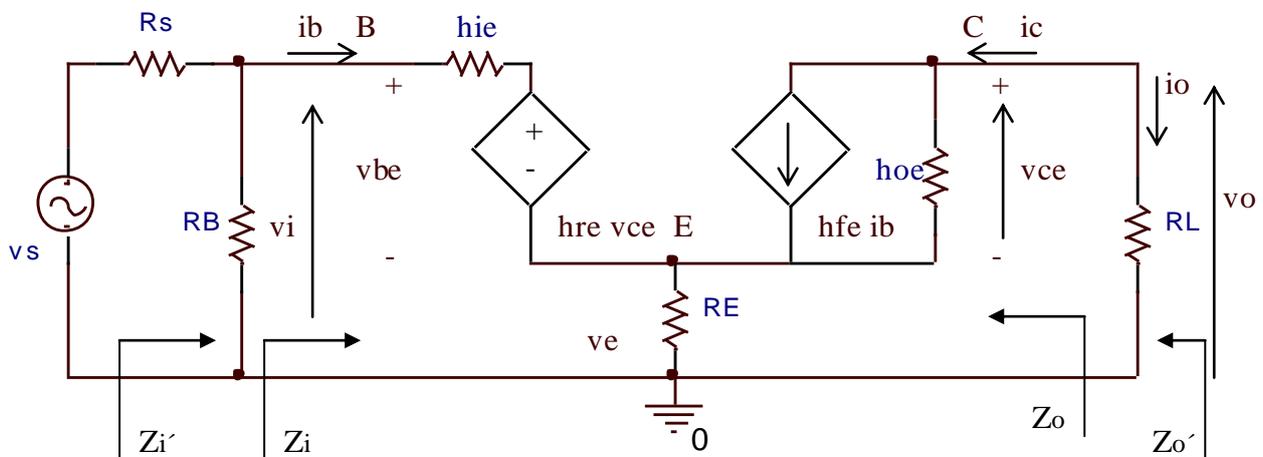


Figura 51

### Cálculo de la amplificación de corriente

Definimos la amplificación de corriente respecto de la base del transistor como:

$$A_i \equiv \frac{i_o}{i_b} = -\frac{i_c}{i_b}$$

Para calcular su expresión en función de los parámetros del circuito y del dispositivo comenzamos aplicando las leyes de Kirchoff en la malla de salida:

$$i_c = h_{fe} i_b + (v_o - v_e) h_{oe}$$

$$v_o = -i_o R_L$$

$$v_e = (i_c + i_b) R_E$$

Reemplazando y agrupando términos se obtiene:

$$i_c = h_{fe} i_b + (-i_c R_L) h_{oe} - (i_c + i_b) R_E h_{oe}$$

$$i_c [1 + h_{oe} (R_L + R_E)] = i_b (h_{fe} - h_{oe} R_E) \cong i_b h_{fe} \quad \text{pues } h_{oe} R_E \ll 1$$

$$A_i = -\frac{i_c}{i_b} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} (R_L + R_E)}$$

### Impedancia de entrada

Se define así a la impedancia que se ve entre la base y la referencia:

$$Z_i = \frac{v_i}{i_b}$$

Puede definirse también la impedancia vista por el generador de señal. En ese caso:

$$Z_i' = R_B // Z_i$$

Para calcular  $Z_i$  comenzamos planteando la ecuación de la malla de entrada:

$$v_i = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} + v_e \quad \text{donde } v_{ce} = v_o - v_e$$

$$v_i = h_{ie} i_b + h_{re} v_o - h_{re} v_e + v_e = h_{ie} i_b + h_{re} v_o + v_e (1 - h_{re}), \quad \text{como } h_{re} \ll 1$$

$$v_i = h_{ie} i_b + h_{re} v_o + v_e$$

Teniendo en cuenta las siguientes relaciones:

$$v_o = -i_c R_L$$

$$v_e = (i_c + i_b) R_E$$

Reemplazando y agrupando:

$$Z_i = \frac{v_i}{i_b} = h_{ie} + R_E (1 - A_i) + h_{re} R_L A_i$$

Puede verse que la impedancia de entrada  $Z_i$  es función de la carga  $R_L$ .

### Amplificación de tensión

Se define la amplificación de tensión respecto de la base del dispositivo como:

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i}$$

Teniendo en cuenta:

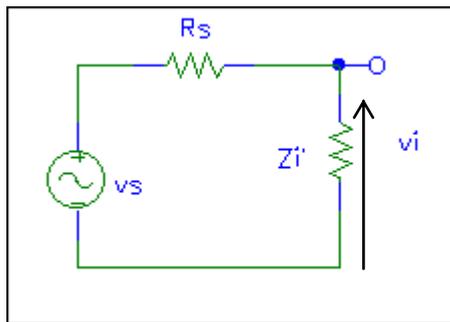
$$v_o = -i_c R_L \quad \text{y} \quad v_i = Z_i i_b$$

$$A_v = A_i \frac{R_L}{Z_i} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} (R_L + R_E)} \frac{R_L}{Z_i}$$

Se pueden tener en cuenta los efectos de la resistencia del generador  $R_s$  y en ese caso:

$$A_{vs} \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \frac{v_i}{v_s} = A_v \frac{v_i}{v_s}$$

Debe encontrarse la relación entre  $v_i$  y  $v_s$ . Hallando un circuito equivalente en la entrada, Figura 52:



$$v_i = v_s \frac{Z_i'}{R_s + Z_i'}$$

$$A_{v_s} = A_v \frac{Z_i'}{R_s + Z_i'}$$

Figura 52

$A_v$  representa la ganancia de tensión con una fuente de tensión ideal, es decir,  $R_s = 0$ . En la práctica  $R_s \neq 0$  y cuanto mayor valor tiene afecta considerablemente la amplificación respecto del caso ideal.

**Admitancia de salida ( $Y_o$ )**

Se calcula la admitancia de salida  $Y_o$  con las siguientes condiciones circuitales  $v_s = 0$  y  $R_L$  externa al circuito, resultando el circuito equivalente mostrado en la Figura 53:

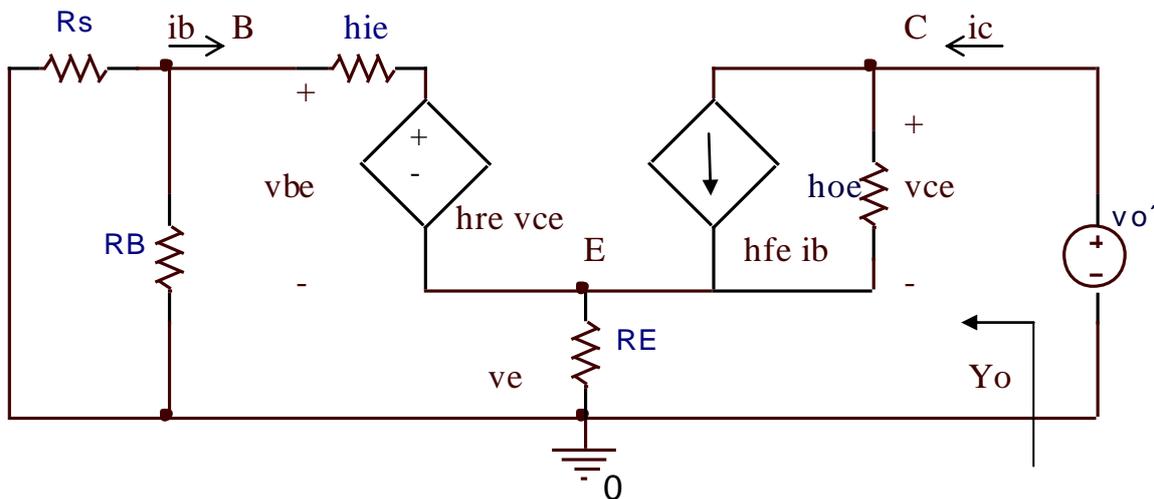


Figura 53

Se utiliza el método del generador auxiliar, colocando un generador de valor  $v_o'$  y calculando la relación  $Y_o = i_c / v_o'$ . Se plantea el sistema de ecuaciones:

$$i_c = h_{fe} i_b + (v_o' - v_e) h_{oe}$$

$$v_e = (i_c + i_b) R_E$$

Reemplazando:

$$i_c = h_{fe} i_b + v_o' h_{oe} - i_c R_E h_{oe} - i_b h_{oe} R_E$$

$$i_c \cong h_{fe} i_b + v_o' h_{oe} - i_c h_{oe} R_E, \text{ pues en general se cumple: } h_{oe} R_E \ll h_{fe}$$

$$v_e = -h_{re} (v_o' - v_e) - i_b (h_{ie} + R_B/R_s)$$

$$v_e (1 - h_{re}) = -h_{re} v_o' - i_b (h_{ie} + R_B/R_s)$$

$$v_e \cong -h_{re} v_o' - i_b (h_{ie} + R_B/R_s) \text{ pues } h_{re} \ll 1$$

$$(i_c + i_b) R_E = -h_{re} v_o' - i_b (h_{ie} + R_B/R_s)$$

$$i_b = \frac{-h_{re} v_o' - i_c R_E}{h_{ie} + R_B/R_s + R_E}$$

$$i_c = v_o' h_{oe} - i_c h_{oe} R_E - \frac{h_{fe} v_o' h_{re}}{h_{ie} + R_B/R_s + R_E} - \frac{h_{fe} i_c R_E}{h_{ie} + R_B/R_s + R_E}$$

Resulta como valor de  $Y_o$ :

$$Y_o \equiv \frac{i_c}{v_o'} = \left[ h_{oe} - \frac{h_{fe} h_{re}}{h_{ie} + R_B/R_s + R_E} \right] \frac{1}{1 + h_{oe} R_E + \frac{h_{fe} R_E}{h_{ie} + R_B/R_s + R_E}}$$

La impedancia de salida del amplificador se calcula como  $Z_o = 1/Y_o$

### **Impedancia de salida ( $Z_o'$ )**

Se calcula como:  $Z_o' = Z_o // R_L$

### **Otra forma de calcular $Y_o$**

Otra forma de calcular la impedancia de salida es aplicando el denominado Corolario de los Teoremas de Thevenin y Norton, para el cual  $Z_o$  está dada por:

$$Z_o = \frac{v_{ca}}{i_{cc}}$$

- $v_{ca}$  es la tensión de circuito abierto entre los puntos donde se quiere calcular la impedancia,
- $i_{cc}$  es la corriente de cortocircuito que resulta de cortocircuitar los puntos donde se quiere calcular la impedancia.

Si se calculó previamente la ganancia de tensión  $A_{vs}$ , la tensión a circuito abierto para el circuito de la Figura 52 puede calcularse como:

$$v_{ca} = \lim_{R_L \rightarrow \infty} v_o = \lim_{R_L \rightarrow \infty} A_{vs} v_s$$

De forma similar la corriente de cortocircuito queda expresada por:

$$i_{cc} = \lim_{R_L \rightarrow 0} \frac{v_o}{R_L} = \lim_{R_L \rightarrow 0} A_{vs} \frac{v_s}{R_L}$$

Aplicando el Corolario de Thevenin y Norton:

$$Z_o = \frac{v_{ca}}{i_{cc}} = \frac{\lim_{RL \rightarrow \infty} v_o}{\lim_{RL \rightarrow 0} \frac{v_o}{RL}} = \frac{\lim_{RL \rightarrow \infty} A_{vs} v_s}{\lim_{RL \rightarrow 0} A_{vs} \frac{v_s}{RL}}$$

Reemplazando por la expresión de  $A_{vs}$  y evaluando los límites para las condiciones fijadas de  $RL$  resulta  $Z_o$ .

### **El modelo simplificado en emisor común**

Como se vio anteriormente los cálculos de los parámetros del amplificador ( $A_i$ ,  $A_v$ ,  $Z_i$ ,  $Z_o$ ) pueden resultar largos y tediosos. Además, muchas veces no es necesario el conocimiento exacto de los valores sino que es suficiente obtener valores aproximados, dentro de un margen de error que resulte aceptable. Por esto, es común hacer aproximaciones en el modelo de parámetros  $h$  del amplificador. Existen dos parámetros que, según el caso pueden considerarse despreciables dentro del modelo:  $h_{re}$  y  $h_{oe}$ .

#### **a) Condición de simplificación de $h_{oe}$**

Si analizamos las expresiones obtenidas de  $A_i$ ,  $A_v$  y  $Z_i$  vemos que, por ejemplo en la expresión de  $A_i$ :

$$A_i = -\frac{i_c}{i_b} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}(RL + RE)}$$

Si se cumple que  $h_{oe}(RE + RL) \ll 1$ , obtenemos el primer criterio de simplificación y se puede considerar  $h_{oe} \cong 0$  en el circuito equivalente. Además si se cumple:

$$h_{oe}(RE + RL) \leq 0.1,$$

el error cometido estará en el orden de 10% y se puede considerar aceptable en cálculos de primera aproximación.

#### **b) Condición de simplificación de $h_{re}$**

Puede observarse que las expresiones en las que interviene  $h_{re}$  son las impedancias de entrada y de salida y  $A_v$ .

Si se cumple que  $h_{oe}(RE + RL) \ll 1$ , para que pueda despreciarse  $h_{re}$  en el circuito de entrada:

$$h_{re} |v_{ce}| \ll h_{ie} i_b$$

Pero como  $|v_{ce}| \cong h_{fe} i_b (RL + RE)$ , reemplazando en la anterior:

$$h_{re} h_{fe} (RL + RE) \ll h_{ie} i_b,$$

resulta:

$$\frac{h_{re} h_{fe} (RL + RE)}{h_{ie}} \ll 1$$

De las simplificaciones anteriores surge el circuito equivalente de la Figura 54:

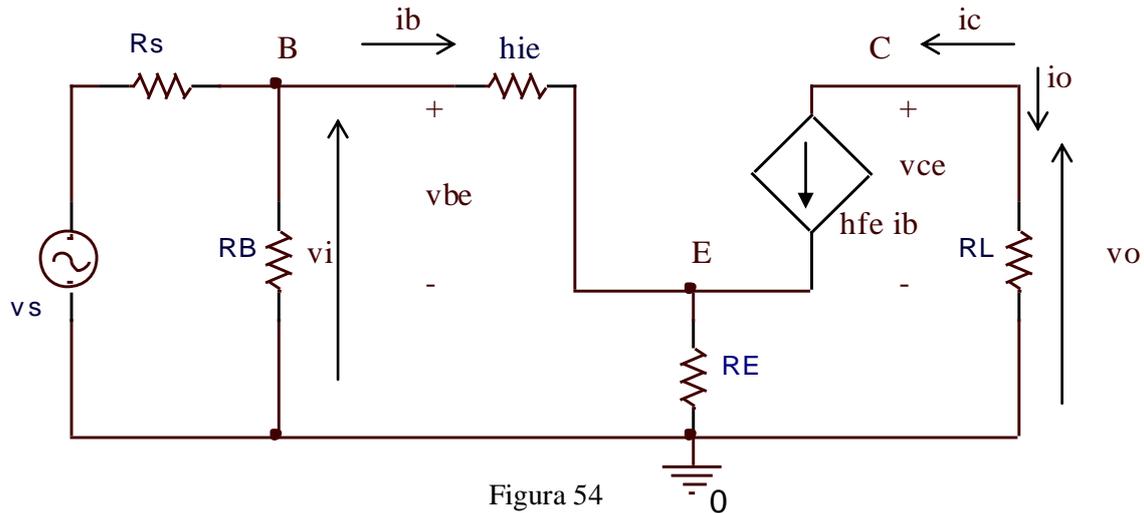


Figura 54

Para este circuito resulta mucho más sencillo calcular los parámetros del amplificador:

$$A_i = \frac{i_o}{i_b} = \frac{-h_{fe} i_b}{i_b} = -h_{fe}$$

$$Z_i = \frac{v_i}{i_b} = \frac{i_b h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E i_b}{i_b} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E$$

$$A_v = \frac{A_i R_L}{Z_i} = \frac{-h_{fe} R_L}{h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E}$$

Si  $(1 + h_{fe}) R_E \gg h_{ie}$  y  $h_{fe} \gg 1$  resulta:

$$A_v \cong \frac{-h_{fe} R_L}{(1 + h_{fe}) R_E} \cong \frac{-R_L}{R_E}$$

Una ventaja de esta configuración es que la ganancia de tensión se independiza de los parámetros del transistor y depende de la relación  $R_L/R_E$ .

### Circuito con emisor a tierra ( con capacitor de desacople CE)

En este caso se hace un análisis similar al anterior pero con  $R_E = 0$  en el circuito de la Figura 54. (Recordar que se elige CE de manera que sea un cortocircuito a la frecuencia de interés). Para usar el circuito equivalente simplificado las aproximaciones a cumplir serán:

$$h_{oe} R_L \leq 0.1$$

$$h_{re} h_{fe} R_L / h_{ie} \leq 0.1$$

En esas condiciones resulta el circuito mostrado a continuación.

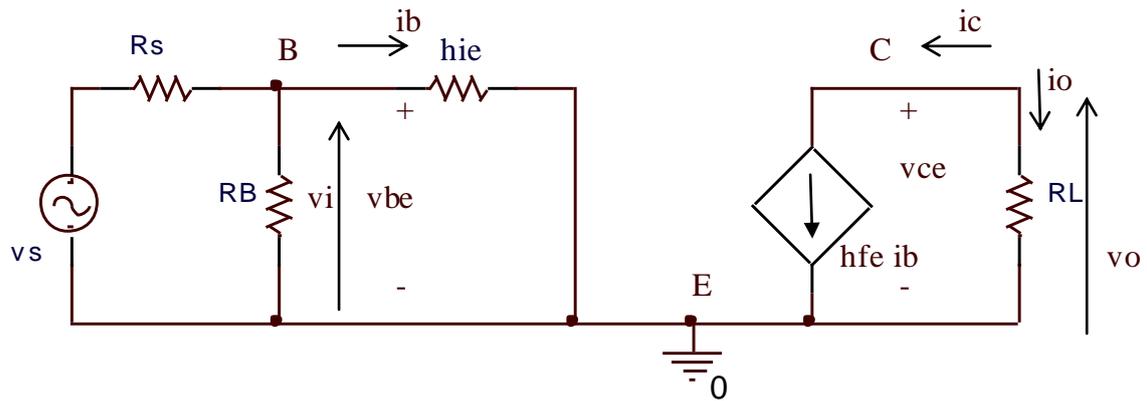


Figura 54

Resolviendo el circuito simplificado:

$$A_i = i_o/i_b = -h_f e$$

$$Z_i = v_i/i_b = h_{ie}$$

$$Z_i' = h_{ie} // R_B$$

$$A_v = v_o/v_i = \frac{-h_f e R_L}{h_{ie}}$$

$$A_{vs} = v_o/v_s = \frac{-h_{ie} // R_B}{R_s + (h_{ie} // R_B)} \frac{h_f e R_L}{h_{ie}}$$

$$Z_o' \cong R_L$$