

Tema 5

***AMPLIFICADORES CON BJT.***

- 1.- Introducción.
  - 1.1.- Principio de Superposición.
  - 1.2.- Nomenclatura.
  - 1.3.- Recta de Carga Estática.
  - 1.4.- Recta de Carga Dinámica.
  
- 2.- Modelo de pequeña señal del **BJT**.
  - 2.1.- El cuadripolo y el modelo híbrido.
  - 2.2.- Modelo híbrido de un transistor.
  - 2.3.- Análisis de un circuito amplificador a transistores empleando el modelo de parámetros h.
  - 2.4.- Determinación gráfica de los parámetros h.
  - 2.5.- Modelo de parámetros híbrido simplificado.
  - 2.6.- Comparación de las distintas configuraciones.
    - 2.6.1.- Amplificador en Emisor Común.
    - 2.6.2.- Amplificador en Emisor Común con resistencia de emisor.
    - 2.6.3.- Amplificador en Base Común.
    - 2.6.4.- Amplificador en Colector Común.

## 1.- INTRODUCCIÓN.

En el circuito de figura 5.1 se muestra un circuito típico de un amplificador de tensión con un transistor BJT en emisor común polarizado en la zona activa.

Con él se trata de amplificar una tensión cualquiera  $v_i$  y aplicarla, una vez amplificada, a una carga que simbolizamos por la resistencia  $R_L$ . La zona sombreada resalta el amplificador, que en este caso, lo constituye un transistor BJT en la configuración emisor común. El cual, convenientemente polarizado en la zona activa, es capaz de comportarse como un amplificador de tensión como ya se mencionó en el capítulo anterior.

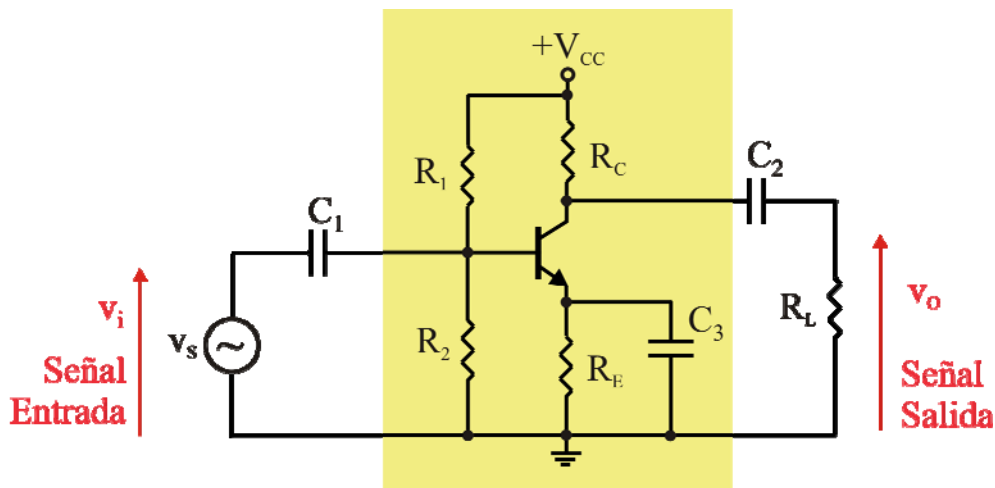


Figura 5.1.- Circuito amplificador de tensión con BJT en E-C

Los condensadores  $C_1$  y  $C_2$  que aparecen se denominan condensadores de acoplo y sirven para bloquear la componente continua. En concreto  $C_1$  sirve para acoplar la tensión que queremos amplificar al amplificador propiamente dicho, eliminando la posible componente continua que esta tensión pudiera tener. Si no bloqueásemos esta continua se sumaría a las corrientes de polarización del transistor modificando el punto de funcionamiento del mismo. Por otra parte, el condensador  $C_2$  nos permite acoplar la señal amplificada a la carga, eliminando la componente continua (la correspondiente al punto de polarización del transistor) de forma que a la carga llegue únicamente la componente alterna.

El condensador  $C_3$  es un condensador de desacoplo, su misión es la de proporcionar un camino a tierra a la componente alterna. En el capítulo anterior se analizó el efecto de la resistencia  $R_E$  desde el punto de vista de su efecto en la

estabilización del punto de polarización. Sin embargo, en este capítulo veremos como desde el punto de vista de la amplificación, esta resistencia hace disminuir la ganancia del amplificador. Al añadir el condensador de desacoplo conseguimos que la continua pase por  $R_E$  mientras que la alterna pasaría por el condensador  $C_3$  consiguiendo que no afecte a la amplificación.

### 1.1.- Principio de Superposición.

En este capítulo vamos a abordar el análisis de este tipo de circuitos amplificadores. Para ello aplicaremos el principio de superposición. En cada punto o rama calcularemos las tensiones y corrientes de continua y de alterna por separado, de forma que al final las tensiones y corrientes finales serán la suma de las calculadas en cada parte.

Para ello vamos a suponer que el valor de la capacidad de los condensadores, así como la frecuencia de las señales que tenemos es tal que la impedancia que presentan los condensadores es lo suficientemente pequeña para considerarla nula. Mientras que en continua, estos condensadores presentarán una impedancia infinita. Es decir, consideraremos que en continua los condensadores se comportan como circuitos abiertos (impedancia  $\infty$ ) mientras que en alterna equivaldrán a cortocircuitos (impedancia 0).

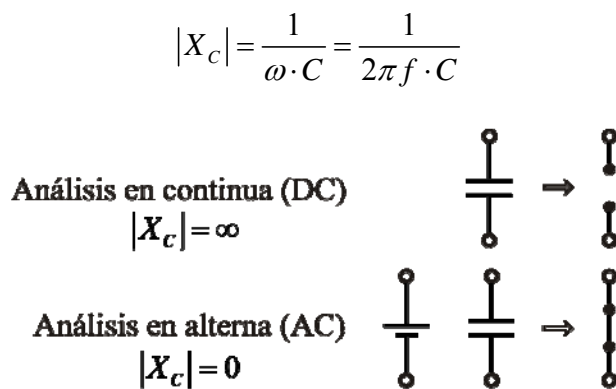


Figura 5.2.- Consideraciones para aplicar el principio de superposición.

Aplicando estas consideraciones obtendremos los circuitos equivalentes en DC y en AC que tendremos que resolver separadamente.

Si en el circuito amplificador de la figura 5.1 aplicamos la condición de que los condensadores se comportan como circuitos abiertos, obtenemos el circuito equivalente en continua (figura 5.3). Podemos ver como este circuito es, precisamente, el circuito de polarización del transistor cuyo estudio ya se abordó en el tema anterior y de cuya resolución obtendríamos las tensiones y corrientes de continua presentes en el circuito.

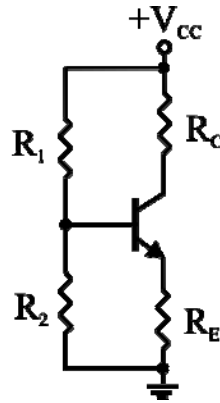


Figura 5.3.- Circuito equivalente en DC.

Si por el contrario, al circuito de la figura 5.1 le aplicamos las condiciones para obtener el circuito equivalente de alterna, es decir, suponemos que los condensadores se comportan como cortocircuitos e, igualmente, cortocircuitamos las fuentes de tensión de continua, el circuito que obtendríamos es el mostrado en la figura 5.4.

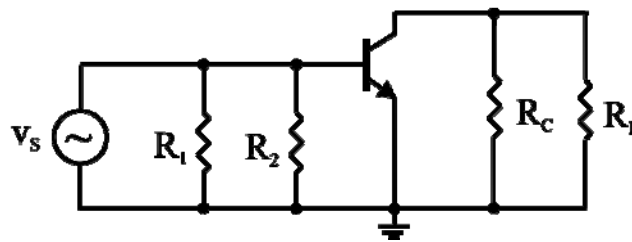


Figura 5.4.- Circuito equivalente en AC.

En este capítulo abordaremos el estudio y la resolución de este circuito abordando un modelo para el transistor que nos permita el cálculo de las tensiones y corrientes en el circuito.

## 1.2.- Nomenclatura.

Al aplicar el principio de superposición, es conveniente ser cuidadoso con la nomenclatura de las distintas variables eléctricas para no confundir ni mezclar las variables de alterna con las de continua. En la figura 5.5 se muestra la nomenclatura que vamos a seguir

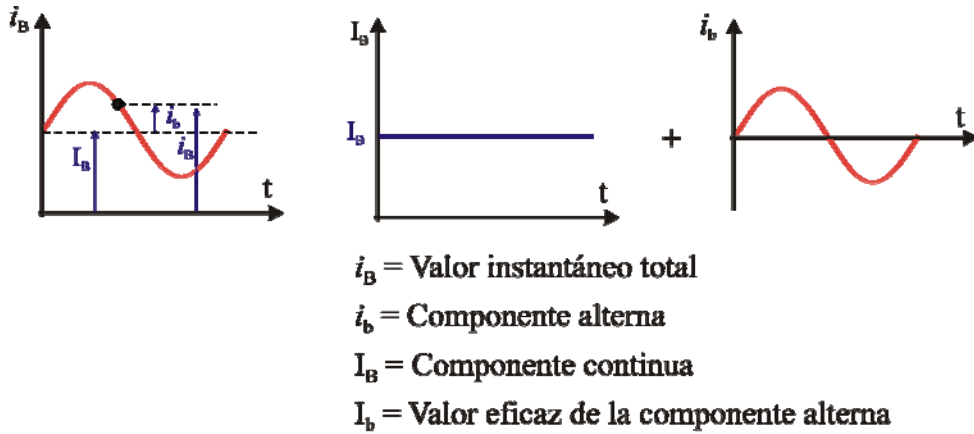
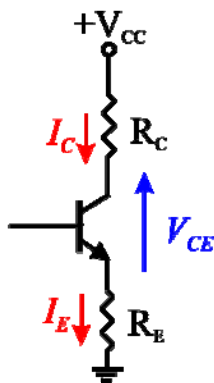


Figura 5.5.- Nomenclatura.

Antes de pasar al estudio propiamente dicho del circuito de alterna vamos a definir un par de conceptos muy importantes a la hora de analizar el funcionamiento de un circuito amplificador con un BJT, estamos hablando de las rectas de carga estática y dinámica.

### 1.3.- Recta de Carga Estática.

La *Recta de Carga Estática* representa la sucesión de los infinitos puntos de funcionamiento que puede tener el transistor. Su ecuación se obtiene al analizar la malla de salida del circuito equivalente en continua.



La Recta de Carga Estática está formada por los pares de valores  $(V_{CE}, I_C)$  que podría tener el transistor con esa malla de salida. Para obtener su ecuación matemática  $f(V_{CE}, I_C) = 0$ , planteamos las tensiones en la malla de salida del circuito equivalente en DC.

$$V_{CC} = R_E \cdot I_E + V_{CE} + R_C \cdot I_C$$

Si tenemos en cuenta que  $I_E = \frac{\beta+1}{\beta} \cdot I_C$

Nos queda  $V_{CC} = \left( R_C + R_E \frac{\beta+1}{\beta} \right) \cdot I_C + V_{CE}$  si suponemos que  $\beta \gg 1$

obtendríamos la ecuación que relaciona la  $V_{CE}$  y la  $I_C$  del transistor, dicha ecuación representa una recta en el plano de las características de salida, y se conoce con *Recta de Carga Estática*

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

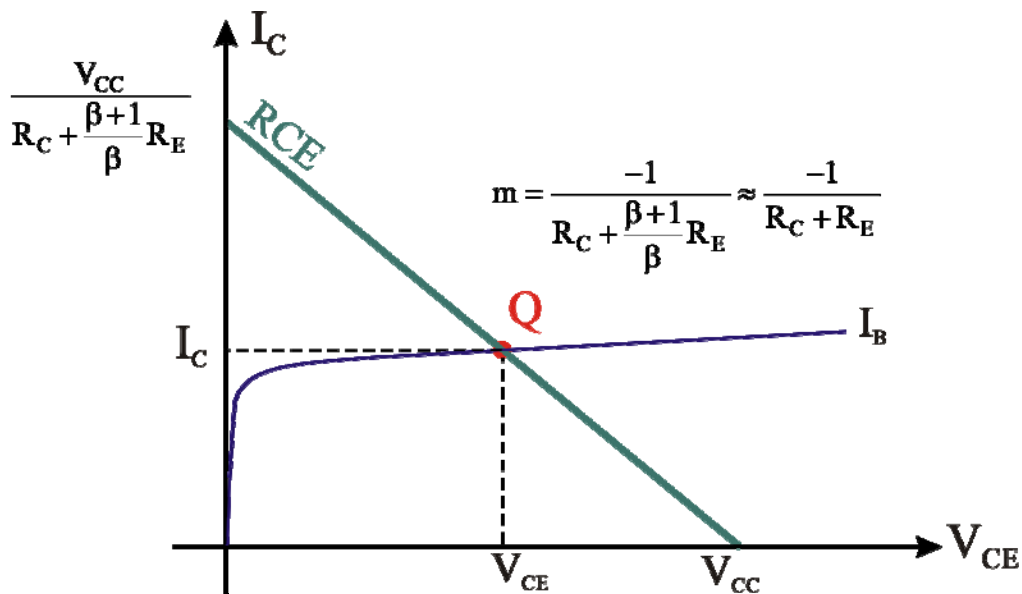


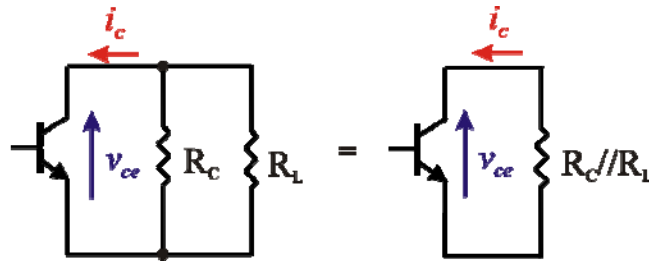
Figura 5.6.- Recta de Carga Estática.

Como ya se ha mencionado anteriormente, esta recta representa todos los posibles puntos de funcionamiento que podrá tener el transistor con esa malla de salida. El punto de funcionamiento  $Q$  se fijará mediante el circuito de polarización de entrada fijando la  $I_B$  correspondiente.

#### 1.4.- Recta de Carga Dinámica.

La Recta de Carga Dinámica se obtiene al analizar la malla de salida del circuito equivalente de AC. Está formada por la sucesión de los pares de valores  $(v_{CE}, i_C)$ . Notar que a diferencia del caso anterior, en este caso nos referimos a los valores totales (alterna más continua) tanto de tensión como de corriente. Para obtener la ecuación

matemática de esta recta  $f(v_{CE}, i_C) = 0$ , analizamos la malla de salida del circuito equivalente en alterna



$$i_c = -\frac{v_{ce}}{R_L // R_C}$$

Si tenemos en cuenta que la componente incremental (o de alterna) de una señal se puede obtener restando el valor de continua al valor total.

$$\left. \begin{aligned} i_C &= I_C + i_c \Rightarrow i_c = i_C - I_C \\ v_{CE} &= V_{CE} + v_{ce} \Rightarrow v_{ce} = v_{CE} - V_{CE} \end{aligned} \right\}$$

Haciendo este cambio de variable en la expresión anterior obtenemos la ecuación de la Recta de Carga Dinámica

$$(i_C - I_C) = -\frac{1}{R_C // R_L} (v_{CE} - V_{CE})$$

Tenemos la ecuación de una recta que pasa por el punto de funcionamiento (punto Q) y cuya pendiente es el inverso del paralelo de  $R_C$  y  $R_L$ .

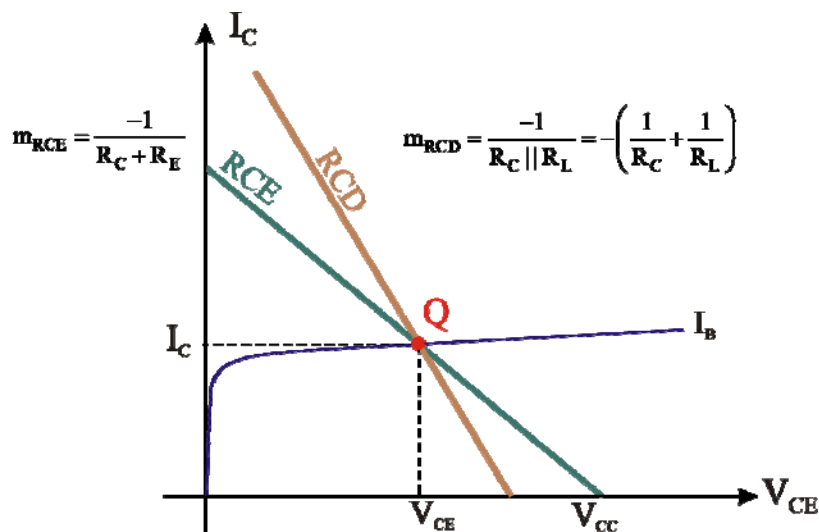


Figura 5.7.- Rectas de carga Estática y dinámica.

La Recta de Carga Dinámica siempre tiene más pendiente que la Recta de Carga Estática. Únicamente en el caso de un circuito en el que  $R_E = 0$  y la salida esté en circuito abierto ( $R_L = \infty$ ) ambas rectas coincidirán.

La Recta de Carga Dinámica representa los pares de valores  $i_c$  y  $v_{CE}$  en cada instante como se puede ver gráficamente en la figura 5.8

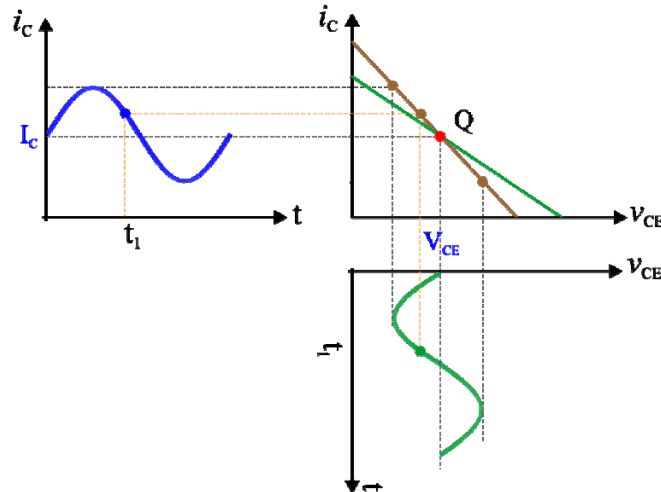


Figura 5.8.- Significado de la Recta de Carga Dinámica.

## 2.- MODELO DE PEQUEÑA SEÑAL DEL BJT.

### 2.1.- El Cuadripolo y el Modelo Híbrido.

Un cuadripolo es un circuito, sistema o red en general con dos terminales de entrada, también denominado puerto de entrada, y dos terminales de salida o puerto de salida, por ello a veces, a los cuadripolos se les denomina redes de doble puerto.

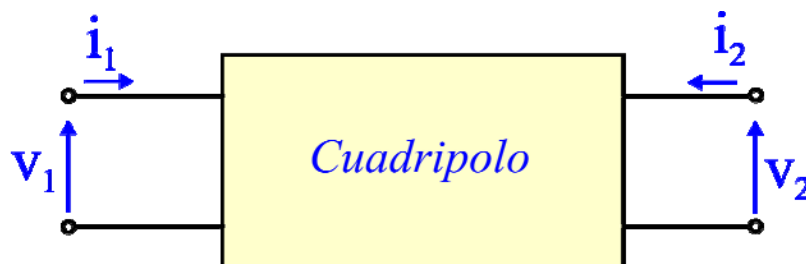


Figura 5.9.- Cuadripolo o red de doble puerto.



Vamos a estudiar los cuadripolos como si de cajas negras se tratasen, sin importarnos lo que hay en el interior, sólo nos van a interesar las tensiones y corrientes a la entrada y salida del mismo.

Supongamos ahora que dichas variables de entrada y salida están relacionadas a través de las siguientes ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{aligned} \right\} \text{ o en forma matricial } \begin{Bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{Bmatrix}$$

Los parámetros  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$  y  $h_{22}$  se denominan parámetros h o parámetros híbridos debido a que tienen dimensiones heterogéneas. Podríamos definirlos de la siguiente manera:

$$h_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad \text{Impedancia de entrada con la salida en cortocircuito. Dimensiones de resistencia } (\Omega)$$

$$h_{12} = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad \text{Ganancia inversa de tensión con la entrada en circuito abierto. Adimensional}$$

$$h_{21} = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad \text{Ganancia de corriente con la salida en cortocircuito. Adimensional}$$

$$h_{22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0} \quad \text{Admitancia de salida con la entrada en circuito abierto. Dimensiones de conductancia } (\Omega^{-1})$$

Según las normas de IEEE, se recomienda usar los siguientes subíndices:

i = 11	entrada	r = 12	transferencia directa
f = 21	transferencia directa	o = 22	transferencia inversa

En el caso particular de que se trate de un transistor, se añadirá un segundo subíndice (e, b, c) indicativo del tipo de configuración según sea emisor, base o colector común respectivamente. Así, por ejemplo

$h_{ie}$  = impedancia de entrada en emisor común

$h_{fb}$  = ganancia de corriente en base común

El modelo circuital que cumple con las ecuaciones del cuadripolo en parámetros híbridos es el que aparece representado en la figura 5.10

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 &= h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

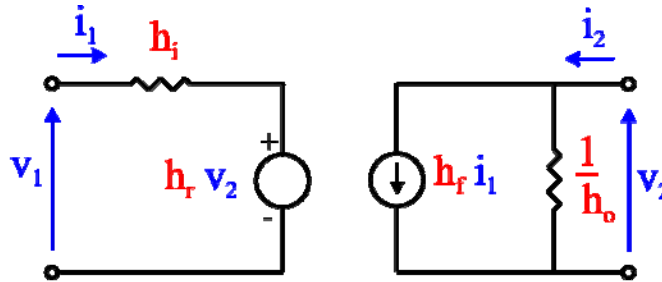


Figura 5.10.- Modelo circuital parámetros híbridos.

Es decir, las corrientes y tensiones del circuito de la figura 5.10 están relacionadas a través de las ecuaciones (5.1), o lo que es lo mismo, siempre que tengamos un cuadripolo cuyas variables de entrada y salida estén relacionadas a través de las ecuaciones (5.1), podremos modelizar el mismo con el circuito de la figura 5.10.

Dado que nosotros, en nuestra asignatura, no estudiamos el comportamiento en frecuencia de los dispositivos ni de los circuitos, consideraremos que en el cuadripolo no existen elementos reactivos, por lo que los parámetros  $h$  son números reales. La impedancia de entrada será, por tanto, una resistencia. La admitancia de salida será una conductancia y las corrientes y tensiones en el circuito serán funciones del tiempo, pero no dependerán de la frecuencia.

## 2.2.- Modelo híbrido de un transistor.

Si partimos de la suposición las variaciones de la señal en torno al punto de polarización son pequeñas, podremos suponer que los parámetros del transistor van a ser constantes. Si consideramos un transistor en la configuración emisor común, las tensiones y corrientes del mismo estarán relacionadas con ecuaciones de la forma:

$$v_{BE} = f_1(i_B, v_{CE}) \quad \text{correspondiente a las curvas características de entrada}$$

$i_C = f_2(i_B, v_{CE})$  correspondiente a las curvas características de salida

Si hacemos un desarrollo en serie de Taylor en el entorno del punto Q ( $V_{CE}, I_C$ ) y despreciamos los términos de orden superior del desarrollo, obtenemos:

$$\Delta v_{BE} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} \cdot \Delta i_B + \left. \frac{\partial f_1}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} \cdot \Delta v_{CE} \quad (5.2)$$

$$\Delta i_C = \left. \frac{\partial f_2}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} \cdot \Delta i_B + \left. \frac{\partial f_2}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} \cdot \Delta v_{CE} \quad (5.3)$$

En las expresiones (5.2) y (5.3) los valores  $\Delta v_{BE}$ ,  $\Delta v_{CE}$ ,  $\Delta i_B$  y  $\Delta i_C$  representan los valores incrementales, o de alterna de las correspondientes tensiones o corrientes, es decir:

$$\begin{aligned} \Delta v_{BE} &= v_b & \Delta i_B &= i_b \\ \Delta v_{CE} &= v_{ce} & \Delta i_C &= i_c \end{aligned}$$

Por otra parte, las derivadas parciales son números reales y definen los parámetros h en este caso en emisor común:

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{\substack{V_{CE} \\ (v_{ce}=0)}} \quad h_{re} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{\substack{I_B \\ (i_b=0)}} \quad (5.4)$$

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial f_2}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{\substack{V_{CE} \\ (v_{ce}=0)}} \quad h_{oe} = \left. \frac{\partial f_2}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{\substack{I_B \\ (i_b=0)}} \quad (5.5)$$

Con lo que tendremos que las ecuaciones (5.2) y (5.3) se convierten en

$$\left. \begin{aligned} v_{be} &= h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce} \\ i_c &= h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce} \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

Es decir, vemos como en el transistor, en el entorno del punto Q de funcionamiento se cumplen las ecuaciones (5.6), por lo que podremos modelizar su comportamiento con un circuito como el de la figura 5.11.

Por tanto, en la resolución de circuitos amplificadores con transistores, obtendremos el circuito equivalente de AC como se ha visto en el apartado de la introducción, sustituiremos el transistor por su modelo en parámetros híbridos y resolveremos el circuito resultante.

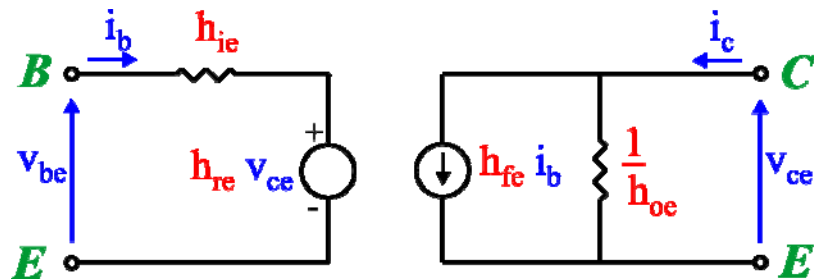


Figura 5.11.- Modelo circuital de parámetros híbridos para un transistor en emisor común.

Podríamos hacer un razonamiento análogo para las configuraciones base y colector común, obteniendo las expresiones y circuitos que se representan en la figura 5.12.

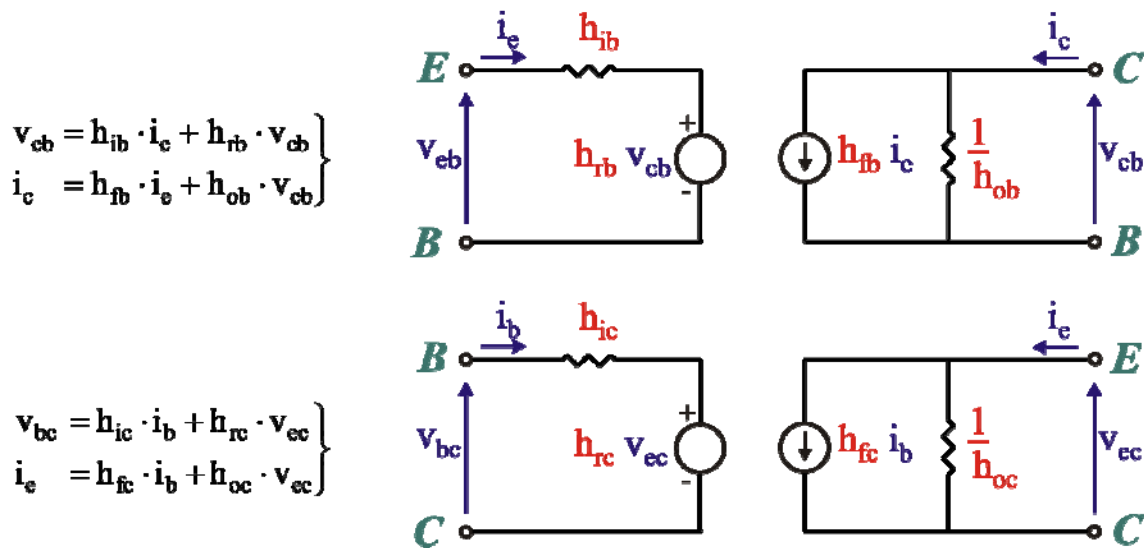


Figura 5.12.- Modelo circuital de parámetros híbridos para un transistor en base común y en colector común..

### 2.3.- Análisis de un circuito amplificador con parámetros híbridos.

Podemos amplificar una señal sin más que acoplarla a un transistor debidamente polarizado y la señal resultante aplicarla a una carga (en este caso modelizada por una

resistencia  $Z_L$ . Aquí analizamos un caso genérico sin importar la configuración del transistor. Así que sustituiremos el transistor por su modelo en parámetros híbridos.

Supondremos que la señal de entrada es sinusoidal, con lo cual podremos trabajar con los valores máximos o con los eficaces.

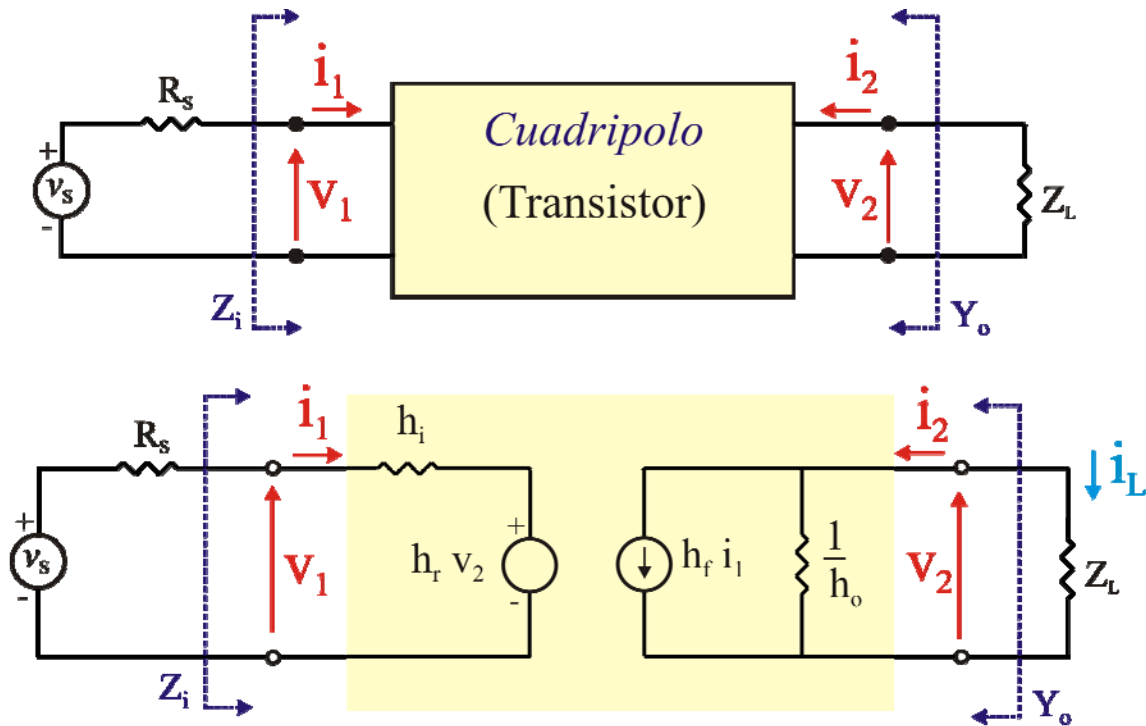


Figura 5.13.- Circuito amplificador con parámetros híbridos

*NOTA:* Se ha llamado a la corriente por la carga  $i_L$  (con el subíndice en mayúsculas) en contra de lo mencionado anteriormente respecto a la nomenclatura, esto es así para no confundir la letra  $l$  (ele) minúscula con el número 1 (uno). Quede claro, por tanto, que aunque denotemos con subíndice en mayúsculas nos estamos refiriendo al valor incremental o de alterna de la mencionada corriente.

Ganancia o amplificación de corriente  $A_I$ .

$$A_I = \frac{i_L}{i_1} = -\frac{i_2}{i_1}$$

De la malla de salida del circuito

$$i_2 = h_f \cdot i_1 + h_o \cdot v_2,$$

Por otra parte

$$v_2 = i_L \cdot Z_L = -i_2 \cdot Z_L$$

Con lo que nos queda

$$i_2 = h_f \cdot i_1 - i_2 \cdot Z_L \cdot h_o \quad \rightarrow \quad i_2 = \frac{h_f}{1 + Z_L \cdot h_o} \cdot i_1$$

Por tanto la ganancia de corriente será:

$$A_I = \frac{i_L}{i_1} = -\frac{i_2}{i_1} = -\frac{h_f}{1 + Z_L \cdot h_o}$$

### Impedancia de entrada $Z_i$ .

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1}$$

De la malla de entrada

$$v_1 = h_i \cdot i_1 - h_r \cdot v_2$$

Por otra parte

$$v_2 = -i_2 \cdot Z_L = A_I \cdot i_1 \cdot Z_L = -\frac{h_f \cdot Z_L}{1 + Z_L \cdot h_o} \cdot i_1$$

Sustituyendo  $v_2$  en la expresión de  $v_1$

$$v_1 = h_i \cdot i_1 - h_r \cdot \frac{h_f \cdot Z_L}{1 + Z_L \cdot h_o} \cdot i_1$$

Por lo que la impedancia de entrada será

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1} = h_i - h_r \cdot \frac{h_f \cdot Z_L}{1 + Z_L \cdot h_o}$$

### Ganancia o amplificación de tensión $A_V$ .

$$A_V = \frac{v_2}{v_1}$$

Como se ha visto anteriormente

$$v_2 = A_I \cdot i_L \cdot Z_L$$

$$v_1 = Z_i \cdot i_1$$

Por tanto

$$A_V = \frac{v_2}{v_1} = \frac{Z_L}{Z_i} \cdot A_I$$

Ganancia o amplificación de tensión  $A_{VS}$ .

$$A_{VS} = \frac{v_2}{v_S}$$

$$A_{VS} = \frac{v_2}{v_S} = \frac{v_2}{v_1} \cdot \frac{v_1}{v_S} = A_V \cdot \frac{v_1}{v_S}$$

De la malla de entrada

$$v_S = v_1 + R_S \cdot i_1 = v_1 + R_S \cdot \frac{v_1}{Z_i} = v_1 \left( 1 + \frac{R_S}{Z_i} \right) = v_1 \cdot \frac{R_S + Z_i}{Z_i}$$

Por tanto

$$\frac{v_1}{v_S} = \frac{Z_i}{R_S + Z_i}$$

Sustituyendo en la expresión de  $A_{VS}$

$$A_{VS} = \frac{v_2}{v_S} = A_V \cdot \frac{Z_i}{R_S + Z_i} = A_I \cdot \frac{Z_L}{R_S + Z_i}$$

Si  $R_S = 0$ ,  $A_{VS} = A_V$ , es decir,  $A_V$  es la ganancia de tensión para una fuente de tensión ideal.

Admitancia de salida  $Y_o$ .

Por definición la impedancia de salida (inverso de la admitancia) se obtiene cortocircuitando la fuente de tensión  $v_S$ , haciendo la impedancia de carga infinita (circuito abierto) y poniendo en los terminales de salida un generador de tensión  $v_2$ .

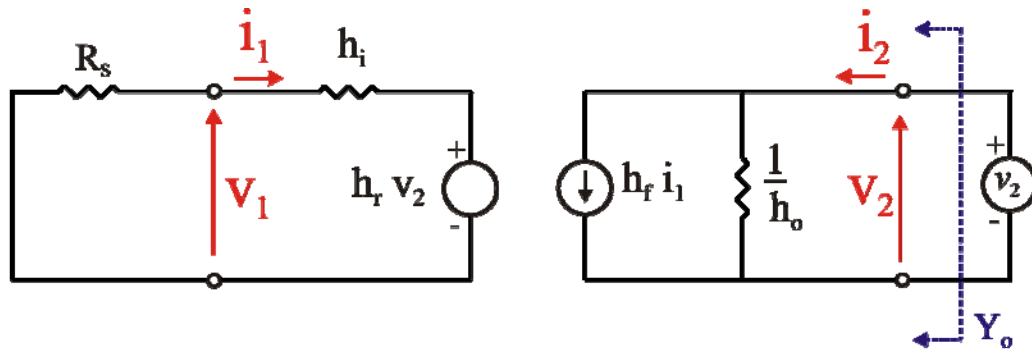


Figura 5.14.- Circuito para el cálculo de la impedancia de salida.

Una vez hecho esto, obtendremos la impedancia de salida como

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2} \text{ o bien } Y_o = \frac{1}{Z_o} = \frac{i_2}{v_2}$$

Analizando la malla de entrada

$$R_S \cdot i_1 + h_i \cdot i_1 + h_r \cdot v_2 = 0 \Rightarrow i_1 = -\frac{h_r}{h_i + R_S} \cdot v_2$$

De la malla de salida

$$i_2 = h_f \cdot i_1 + h_o \cdot v_2 = h_o \cdot v_2 - \frac{h_f \cdot h_r}{h_i + R_S} \cdot v_2 \Rightarrow i_2 = \left( h_o - \frac{h_f \cdot h_r}{h_i + R_S} \right) \cdot v_2$$

Por tanto

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2} = h_o - \frac{h_f \cdot h_r}{h_i + R_S}$$

## 2.4.- Determinación gráfica de los parámetros h.

Vamos a calcular de forma aproximada el valor de los parámetros h de un transistor en la configuración en emisor común a partir de sus curvas características. Los parámetros  $h_{fe}$  y  $h_{oe}$  se determinarán a partir de las curvas características de salida, mientras que  $h_{ie}$  y  $h_{re}$  los obtendremos a partir de las curvas características de entrada. En cualquier caso, aproximaremos las derivadas parciales de las ecuaciones (5.4) y (5.5) por cocientes de incrementos.



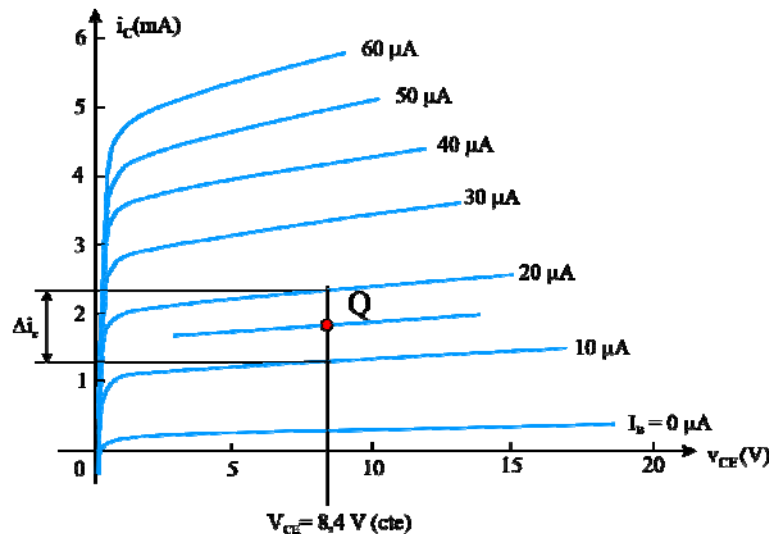


Figura 5.15.- Determinación gráfica de  $h_{fe}$ .

A la vista de la gráfica y teniendo en cuenta la definición del parámetro  $h_{fe}$  tendremos:

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_c}{\partial I_B} \right|_{V_{CE}} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial I_B} \right|_{(V_{CE}=0)} \approx \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta I_B} \right|_{(V_{CE}=0)} = \frac{(2,3 - 1,3) \text{ mA}}{(20 - 10) \mu\text{A}} = 100$$

De forma análoga para  $h_{oe}$

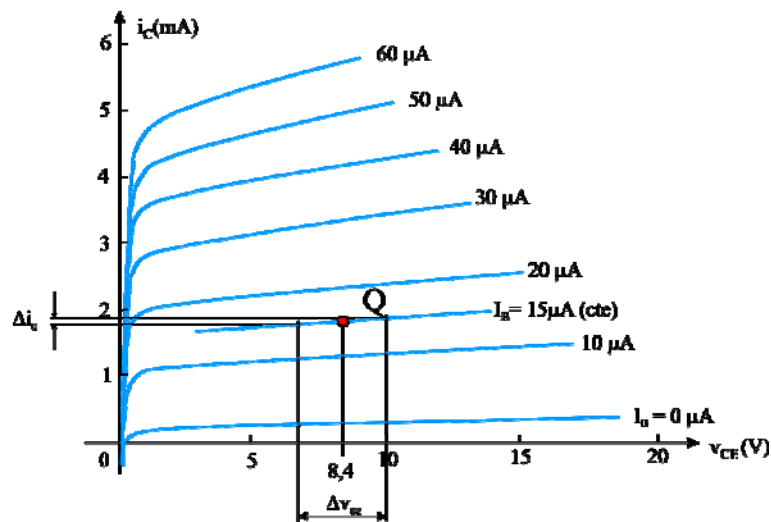


Figura 5.16.- Determinación gráfica de  $h_{oe}$ .

Tomando incrementos de tensión y corriente en el entorno del punto Q de polarización.

$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} \approx \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{I_B} = \frac{(1,9 - 1,8) \text{ mA}}{(10 - 6,8) \text{ V}} = 31 \cdot 10^{-6} \Omega^{-1}$$

Los dos parámetros restantes los obtendremos a partir de las curvas características de entrada del transistor en emisor común

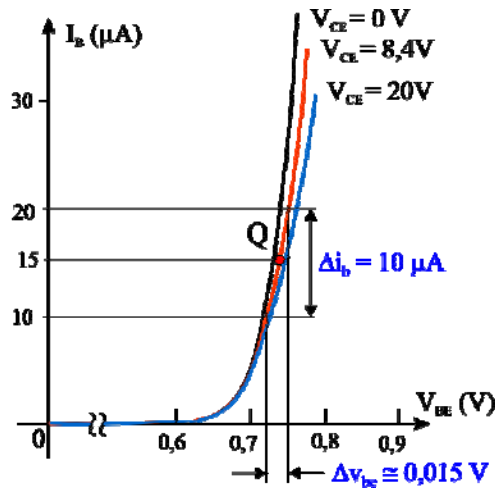


Figura 5.17.- Determinación gráfica de  $h_{ie}$ .

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} \approx \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{V_{CE}} = \frac{0,015 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 1,5 \text{ k}\Omega$$

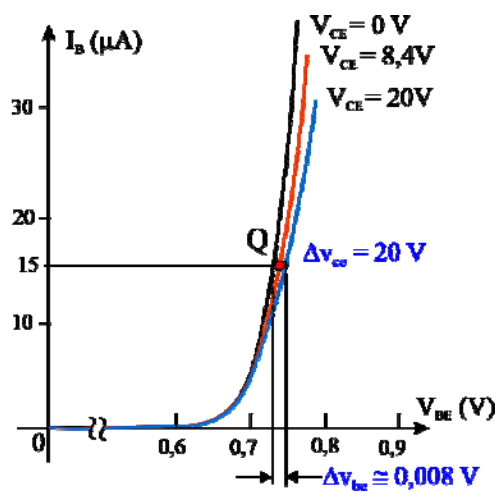


Figura 5.18.- Determinación gráfica de  $h_{re}$ .

$$h_{re} = \left. \frac{\partial f_1}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{(i_b=0)} \approx \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right|_{(i_b=0)} = \frac{0,008 \text{ V}}{20 \text{ V}} = 4 \cdot 10^{-4}$$

Estos valores son para un caso concreto, sin embargo, son muy similares a los valores típicos que se pueden considerar para los transistores BJT en general. Así, en la siguiente tabla se muestran los valores típicos de los parámetros según la configuración

Parámetro	Emisor Común	Colector Común	Base Común
$h_i$	1 kΩ	1 kΩ	20 kΩ
$h_r$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$\sim 1$	$3,5 \cdot 10^{-4}$
$h_f$	50	-50	-0,98
$h_o$	25 μA/V	25 μA/V	0,5 μA/V
$1/h_o$	40 kΩ	40 kΩ	2 MΩ

### 2.5.- Modelo de parámetros híbrido simplificado.

Podemos observar como el valor del parámetro  $h_{re}$  es muy pequeño ( $2,5 \cdot 10^{-4}$ ) y de forma similar el parámetro  $h_{oe}$ , ( $25 \mu\text{A/V}$ ) por lo que en muchas ocasiones, podremos despreciarlos, obteniendo el denominado modelo de parámetros híbrido simplificado

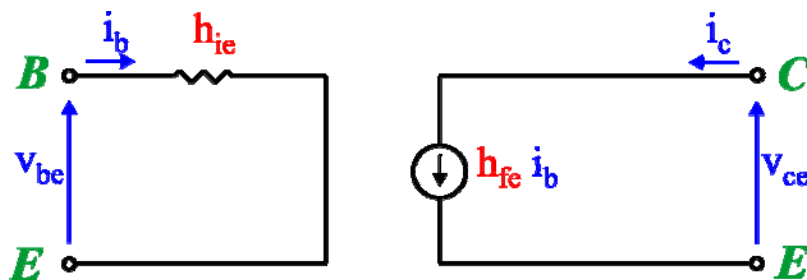


Figura 5.18.- Determinación gráfica de  $h_{re}$ .

Con lo que las ecuaciones que controlan el comportamiento del transistor se simplifican:

$$\left. \begin{aligned} v_{be} &= h_{ie} \cdot i_b \\ i_c &= h_{fe} \cdot i_b \end{aligned} \right\}$$

En esta asignatura, independientemente de la configuración en la que se encuentre el transistor, ya sea base, emisor o colector común, utilizaremos siempre el modelo de parámetros híbridos en la configuración emisor común.

## 2.6.- Comparación de las distintas configuraciones.

A continuación procederemos a analizar distintos circuitos amplificadores con el fin de comparar los valores obtenidos en cada uno de ellos. La resolución la realizaremos utilizando el modelo simplificado que acabamos de plantear. En cada caso calcularemos la ganancia de tensión ( $A_V$ ), la ganancia de corriente ( $A_I$ ) y las impedancias de entrada ( $Z_i$ ) y de salida ( $Z_o$ ), dado que los únicos componentes que tenemos en el circuito serán resistencias, ya que no analizamos el comportamiento en frecuencia de los circuitos, las impedancias de entrada y salida tendrán únicamente una componente real, es decir, serán resistencias, por lo que podremos hablar igualmente de resistencias de entrada ( $R_i$ ) y de salida ( $R_o$ )

### 2.6.1.- Amplificador en Emisor Común.

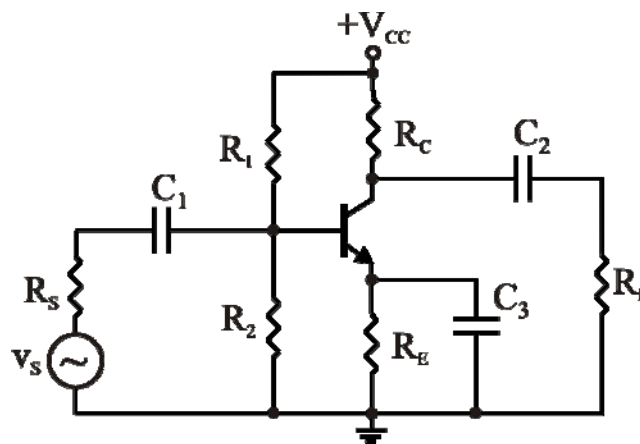


Figura 5.19.- Circuito amplificador de tensión con BJT en Emisor Común.

Para obtener el circuito equivalente de alterna, cortocircuitamos las fuentes de tensión de continua y los condensadores. En el circuito resultante, sustituiremos el transistor por su modelo en parámetros híbridos (recordar que siempre utilizaremos el

modelo en parámetros de emisor común con independencia de la configuración del transistor.

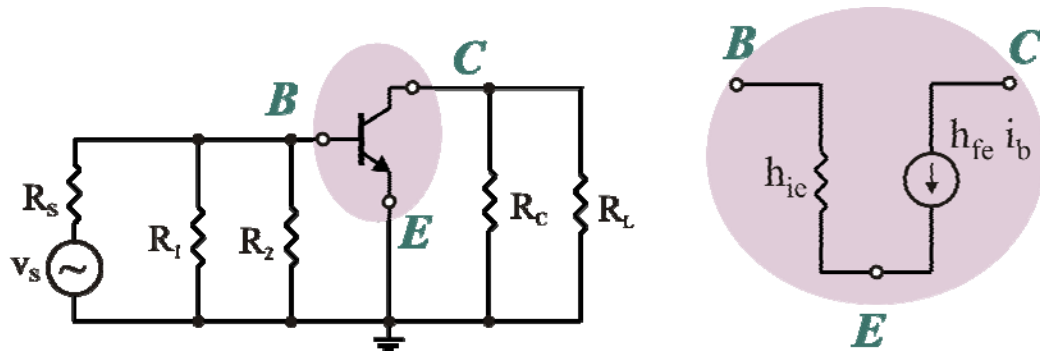


Figura 5.20.- Circuito equivalente en AC del circuito de la fig 5.19.

El circuito resultante (figura 5.21) es el que tendremos que analizar y resolver para obtener las tensiones y corrientes incrementales (o de alterna). Valores, que sumados a los de polarización (según el principio de superposición) nos darán los valores totales de las corrientes y tensiones en los distintos puntos y ramas del circuito.

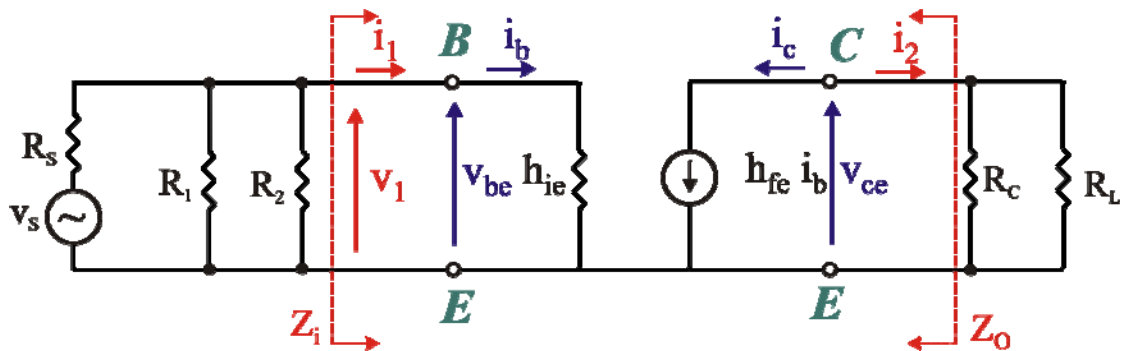


Figura 5.21.- Circuito equivalente de pequeña señal con el modelo simplificado.

### Ganancia de Corriente

$$A_I = \frac{i_2}{i_1}$$

En la malla de salida  $i_2 = -i_c = -h_{fe} \cdot i_b$  y, en la de entrada  $i_1 = i_b$

Por lo tanto

$$A_I = \frac{i_2}{i_1} = \frac{-i_c}{i_b} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b}{i_b} = -h_{fe}$$

Impedancia de entrada

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1}$$

En la malla de entrada  $v_1 = v_{be} = h_{ie} \cdot i_b$  y la corriente  $i_1 = i_b$

Con lo que nos queda

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{h_{ie} \cdot i_b}{i_b} = h_{ie}$$

Ganancia de tensión

$$A_V = \frac{v_2}{v_1}$$

De la malla de salida  $v_2 = v_{ce} = -(R_L // R_C) \cdot i_c = -(R_L // R_C) \cdot h_{fe} \cdot i_b$  y como ya hemos visto anteriormente  $v_1 = v_{be} = h_{ie} \cdot i_b$ .

Por tanto

$$A_V = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{-(R_L // R_C) \cdot i_c}{h_{ie} \cdot i_b} = \frac{-(R_L // R_C) \cdot h_{fe} \cdot i_b}{h_{ie} \cdot i_b} = -\frac{(R_L // R_C)}{h_{ie}} \cdot h_{fe}$$

Impedancia de salida

Para el cálculo de la impedancia de salida eliminamos todo lo que quede a la derecha del punto donde nos pidan calcular la impedancia de salida  $Z_o$  y lo sustituimos por una fuente de tensión  $v_2$ . Además cortocircuitamos las fuentes de tensión del circuito (*cuidado!*, las fuentes correspondientes al modelo del transistor no hay que tocarlas).

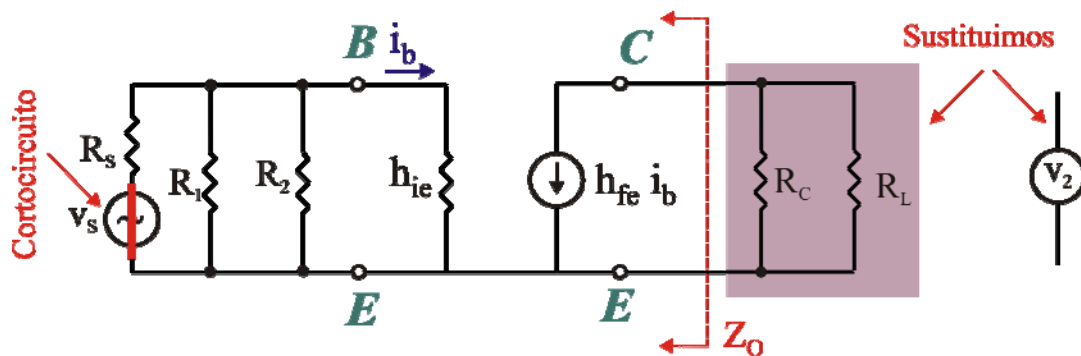
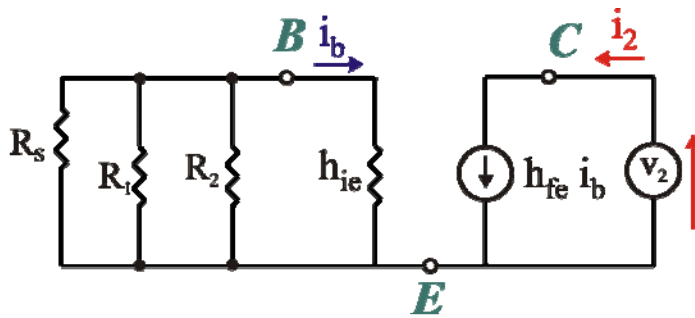


Figura 5.21.- Cálculo de la impedancia de salida.

Así, el circuito que debemos analizar



Con este circuito, calcularemos la impedancia de salida  $Z_o$  como el cociente entre la tensión  $v_2$  y la corriente  $i_2$ ;

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2}$$

En la malla de entrada podemos ver como  $i_b = 0$  al no haber ninguna tensión.

En la malla de salida tenemos como  $i_2 = h_{fe} \cdot i_b = 0$

Así, la impedancia de salida será

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2} = \frac{v_2}{0} = \infty$$

### 2.6.2.- Amplificador en Emisor Común con resistencia de emisor.

Vamos analizar ahora el caso en que tengamos un amplificador en emisor común con la resistencia de emisor sin desacoplar, es decir, sin colocar el condensador  $C_3$  en paralelo con  $R_E$ . De esta forma comprobaremos como esta resistencia aparece en el circuito de pequeña señal haciendo que la ganancia del amplificador disminuya, lo que justificaría la conveniencia de colocar el condensador  $C_3$ .

Procedemos de forma análoga al caso anterior, obteniendo el circuito equivalente en parámetros híbridos para el circuito de la figura 5.22. Ahora modificamos ligeramente el dibujo del circuito equivalente del transistor tal y como se muestra en la figura 5.23.

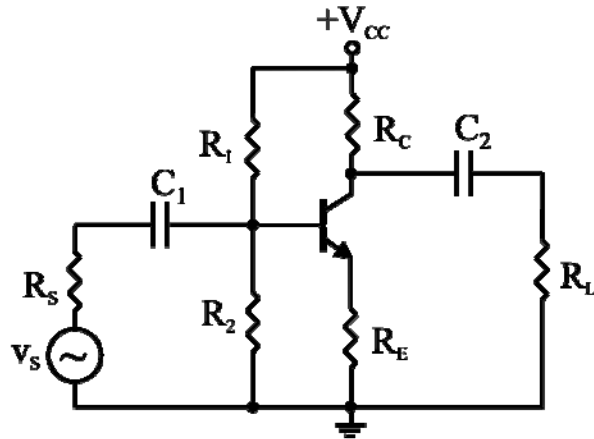


Figura 5.22.- Amplificador en emisor común con resistencia de emisor.

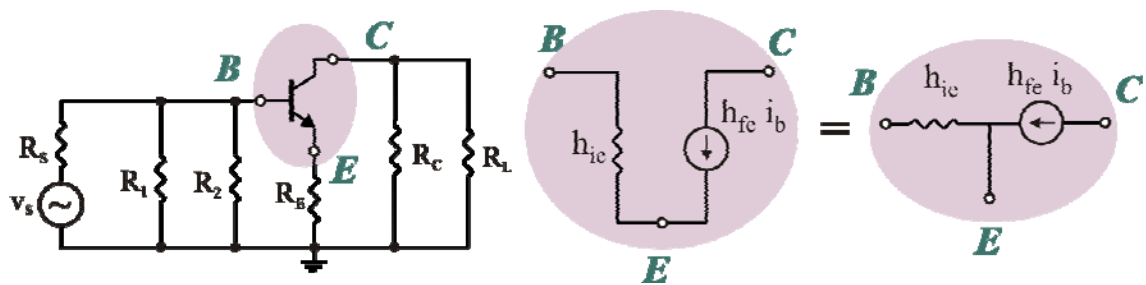


Figura 5.23.- Circuito equivalente en AC del circuito de la fig 5.22.

Con lo que, sustituyendo el transistor por su modelo simplificado el circuito que nos queda es el de la figura 5.24

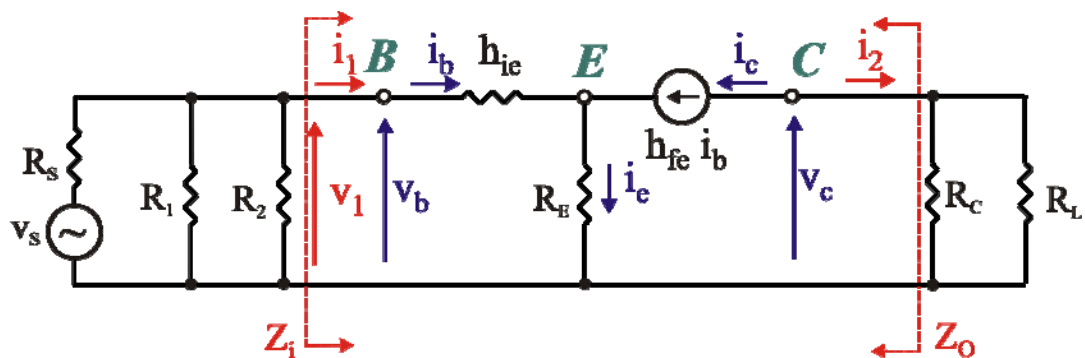


Figura 5.24.- Circuito de pequeña señal para amplificador en E-C con RE sin desacoplar.



### Ganancia de Corriente

$$A_I = \frac{i_2}{i_1}$$

En la malla de salida  $i_2 = -i_c = -h_{fe} \cdot i_b$  y, en la de entrada  $i_1 = i_b$

Por lo tanto

$$A_I = \frac{i_2}{i_1} = \frac{-i_c}{i_b} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b}{i_b} = -h_{fe}$$

### Impedancia de entrada

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1}$$

En la malla de entrada  $v_1 = v_b = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_e$  y la corriente

$$i_e = i_b + i_c = i_b + h_{fe} \cdot i_b = (h_{fe} + 1) \cdot i_b$$

De la malla de entrada  $i_1 = i_b$

Con lo que nos queda

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_b}{i_b} = \frac{h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_b (h_{fe} + 1)}{i_b} = h_{ie} + R_E \cdot (h_{fe} + 1)$$

### Ganancia de tensión

$$A_V = \frac{v_2}{v_1}$$

De la malla de salida  $v_2 = v_{ce} = -(R_L // R_C) \cdot i_c = -(R_L // R_C) \cdot h_{fe} \cdot i_b$  y como ya hemos visto anteriormente  $v_1 = v_b = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_e = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_b (h_{fe} + 1)$ .

Por tanto

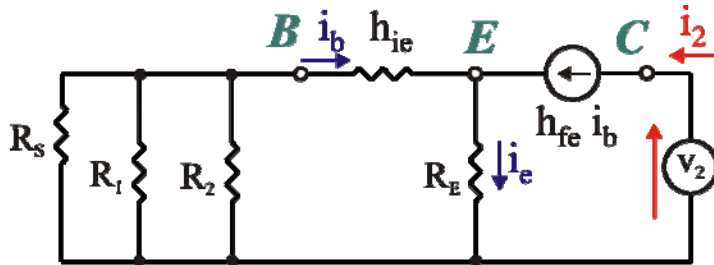
$$A_V = \frac{v_2}{v_1} = \frac{v_c}{v_b} = \frac{-(R_L // R_C) \cdot i_c}{h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_b (h_{fe} + 1)} = \frac{-(R_L // R_C) \cdot h_{fe} \cdot i_b}{h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_b (h_{fe} + 1)} = \frac{-(R_L // R_C) \cdot h_{fe}}{h_{ie} + R_E (h_{fe} + 1)}$$

Si comparamos con la que teníamos cuando la resistencia de emisor estaba desacoplada ( $A_V = \frac{-(R_L // R_C) \cdot h_{fe}}{h_{ie}}$ ) podemos comprobar claramente como la

resistencia de emisor hace que la ganancia de tensión disminuya.

Impedancia de salida

Para el cálculo de la impedancia de salida procedemos exactamente igual a como se ha explicado en el caso anterior, obteniendo el siguiente circuito.



Con este circuito, calcularemos la impedancia de salida  $Z_o$  como el cociente entre la tensión  $v_2$  y la corriente  $i_2$ ;

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2}$$

En la malla de entrada podemos ver como  $i_b = 0$  al no haber ninguna tensión.

En la malla de salida tenemos como  $i_2 = h_{fe} \cdot i_b = 0$

Así, la impedancia de salida será

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2} = \frac{v_2}{0} = \infty$$

6.2.3.- Amplificador en Base Común.

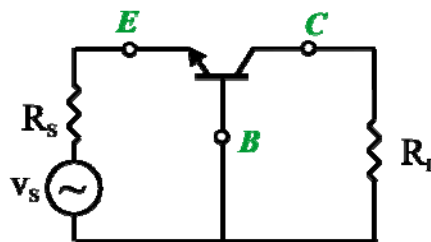


Figura 5.25.- Circuito amplificador con BJT en Base Común.

Para obtener el circuito equivalente de alterna, al igual que en los casos anteriores, cortocircuitamos las fuentes de tensión de continua y los condensadores. En el circuito resultante, sustituiremos el transistor por su modelo en parámetros híbridos (recordar que siempre utilizaremos el modelo en parámetros de emisor común con

independencia de la configuración del transistor. Para ello, vamos a redibujar el circuito en parámetros h del transistor para que quede con el emisor a la izquierda, el colector a la derecha y la base abajo

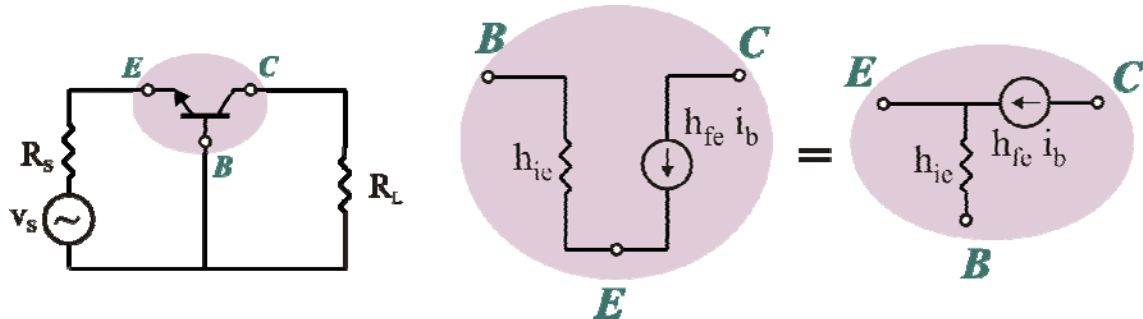


Figura 5.26.- Circuito equivalente en AC del circuito de la fig 5.25.

El circuito resultante (figura 5.27) es el que tendremos que analizar y resolver para obtener las tensiones y corrientes incrementales (o de alterna).

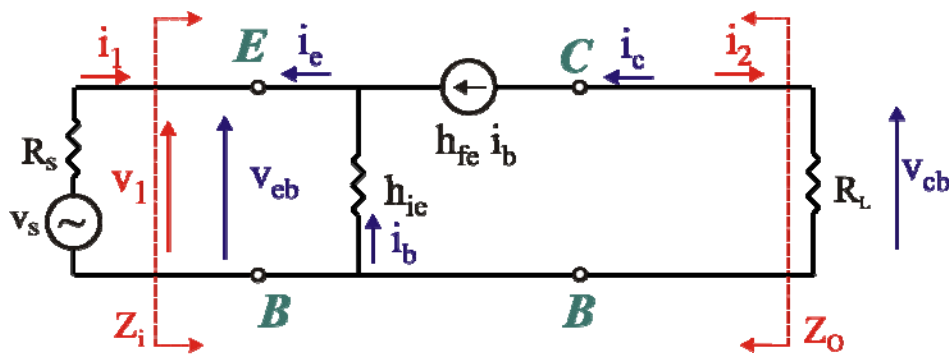


Figura 5.27.- Circuito equivalente de pequeña señal con el modelo simplificado.

### Ganancia de Corriente

$$A_I = \frac{i_2}{i_1}$$

En la malla de salida  $i_2 = -i_c = -h_{fe} \cdot i_b$

En la de entrada  $i_1 = -i_e = -(h_{fe} + 1) \cdot i_b$

Por lo tanto

$$A_I = \frac{i_2}{i_1} = \frac{-i_c}{i_e} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b}{-(h_{fe} + 1) i_b} = \frac{h_{fe}}{(h_{fe} + 1)}$$

Impedancia de entrada

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1}$$

En la malla de entrada  $v_1 = v_{eb} = -h_{ie} \cdot i_b$  y la corriente  $i_1 = -i_e = -(h_{fe} + 1) \cdot i_b$

Con lo que nos queda

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_{eb}}{-i_e} = \frac{-h_{ie} \cdot i_b}{-(h_{fe} + 1) \cdot i_b} = \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

Ganancia de tensión

$$A_V = \frac{v_2}{v_1}$$

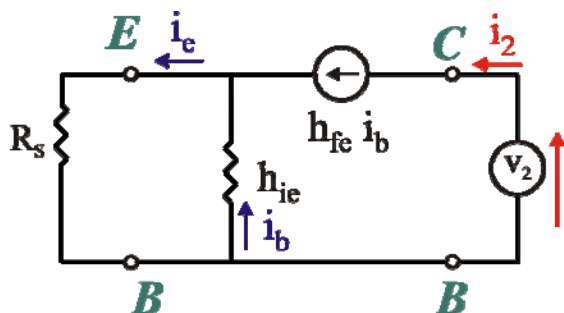
De la malla de salida  $v_2 = v_{ec} = -R_L \cdot i_c = -R_L \cdot h_{fe} \cdot i_b$  y como ya hemos visto anteriormente  $v_1 = v_{eb} = -h_{ie} \cdot i_b$ .

Por tanto

$$A_V = \frac{v_{cb}}{v_{eb}} = \frac{-R_L \cdot i_c}{-h_{ie} \cdot i_b} = \frac{R_L \cdot h_{fe} \cdot i_b}{h_{ie} \cdot i_b} = \frac{R_L}{h_{ie}} \cdot h_{fe}$$

Impedancia de salida

Según el procedimiento ya descrito en los apartados anteriores, el circuito para el cálculo de la impedancia de salida será:



Con este circuito, calcularemos la impedancia de salida  $Z_o$  como el cociente entre la tensión  $v_2$  y la corriente  $i_2$ ;

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2}$$

En la malla de entrada podemos ver como  $R_S \cdot i_e = -h_{ie} \cdot i_b$ , por tanto,

$$R_S \cdot (h_{fe} + 1)i_b = -h_{ie} \cdot i_b, \text{ por lo que } [R_S \cdot (h_{fe} + 1) - h_{ie}] \cdot i_b = 0, \text{ es decir, } i_b = 0$$

En la malla de salida tenemos como  $i_2 = h_{fe} \cdot i_b = 0$

Así, la impedancia de salida será

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2} = \frac{v_2}{0} = \infty$$

### 6.2.4.- Amplificador en Colector Común.

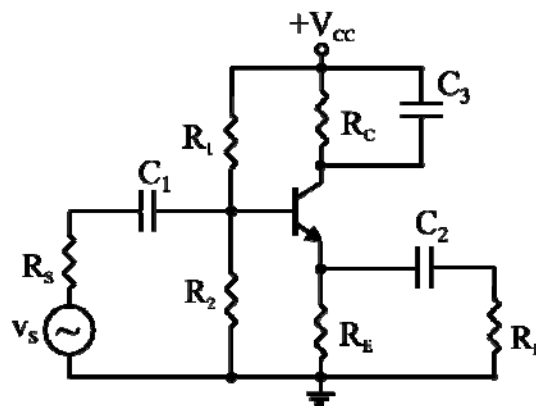


Figura 5.28.- Circuito amplificador con BJT en Colector Común.

Para obtener el circuito equivalente de alterna, al igual que en los casos anteriores, cortocircuitamos las fuentes de tensión de continua y los condensadores. En el circuito resultante, sustituiremos el transistor por su modelo en parámetros híbridos (recordar que siempre utilizaremos el modelo en parámetros de emisor común con independencia de la configuración del transistor. Para ello, vamos a redibujar el circuito en parámetros h del transistor para que quede con la base a la izquierda, el emisor a la derecha y el colector abajo.

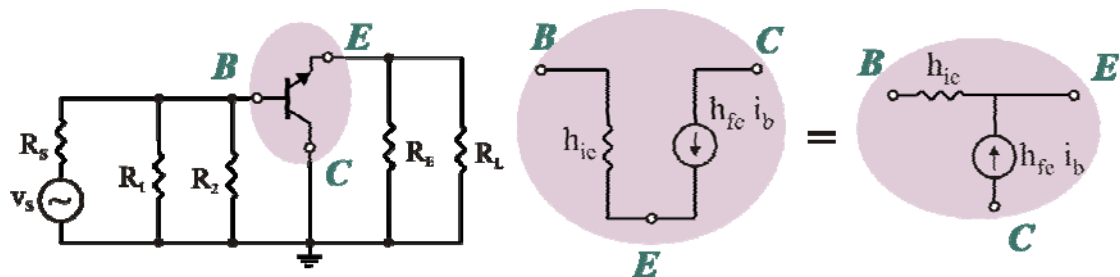


Figura 5.29.- Circuito equivalente en AC del circuito de la figura 5.28.

El circuito resultante es el que tendremos que analizar y resolver para obtener las tensiones y corrientes incrementales (o de alterna).

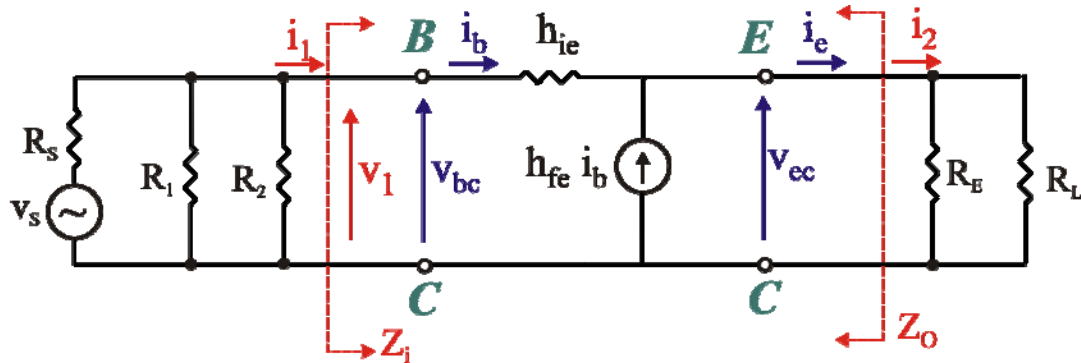


Figura 5.30.- Circuito equivalente de pequeña señal con el modelo simplificado.

### Ganancia de Corriente

$$A_I = \frac{i_2}{i_1}$$

En la malla de salida  $i_2 = i_e = (h_{fe} + 1) \cdot i_b$

En la de entrada  $i_1 = i_b$

Por lo tanto

$$A_I = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_e}{i_b} = \frac{(h_{fe} + 1) \cdot i_b}{i_b} = (h_{fe} + 1)$$

### Impedancia de entrada

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1}$$

En la malla de entrada  $v_1 = v_{bc} = h_{ie} \cdot i_b + v_{ec}$  donde  $v_{ec} = (R_L // R_E) \cdot i_e$

En la de entrada  $i_1 = i_b$

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_{bc}}{i_b} = \frac{h_{ie} \cdot i_b + (R_L // R_E) \cdot i_e}{i_b} = h_{ie} + (R_L // R_E) \cdot (h_{fe} + 1)$$

Ganancia de tensión

$$A_V = \frac{v_2}{v_1}$$

De la malla de salida  $v_2 = v_{ec} = (R_L \parallel R_E) \cdot i_e = (R_L \parallel R_E) \cdot (h_{fe} + 1) \cdot i_b$  y como ya hemos visto anteriormente  $v_1 = v_{bc} = h_{ie} \cdot i_b + v_{ec}$ .

Por tanto

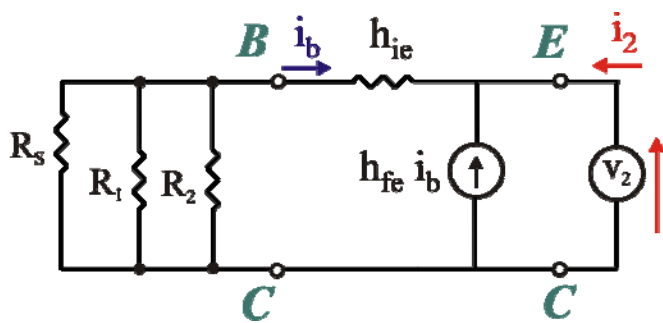
$$A_V = \frac{v_{ec}}{v_{bc}} = \frac{(R_L \parallel R_E) \cdot i_e}{h_{ie} \cdot i_b + (R_L \parallel R_E) \cdot i_e} = \frac{(R_L \parallel R_E) \cdot (h_{fe} + 1)}{h_{ie} + (R_L \parallel R_E)(h_{fe} + 1)}$$

Podemos expresarlo de la forma  $A_V = 1 - \frac{h_{ie}}{h_{ie} + (R_L \parallel R_E)(h_{fe} + 1)}$  donde podemos ver

como la ganancia de tensión es menor de la unidad (tensión de salida menor que a la entrada), pero muy próxima a la unidad, ya que el término que está restando suele ser muy pequeño. Es por ello que, en la práctica, la ganancia podemos considerarla 1, por lo que a esta configuración se la denomina seguidor de emisor ya que el colector tiene la misma tensión que el emisor.

Impedancia de salida

Según el procedimiento ya descrito en los apartados anteriores, el circuito para el cálculo de la impedancia de salida será:



Con este circuito, calcularemos la impedancia de salida  $Z_o$  como el cociente entre la tensión  $v_2$  y la corriente  $i_2$ ;

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2}$$

En la malla de entrada podemos ver como tenemos tres resistencias en paralelo que se pueden sustituir por una única equivalente  $R_{eq} = R_S \parallel R_1 \parallel R_2$ , como además, normalmente  $R_S$  suele ser mucho más pequeño que  $R_1$  y  $R_2$ , tenemos que  $R_{eq} \approx R_S$ .

Además,  $i_b = -\frac{v_2}{R_{eq} + h_{ie}}$ , por tanto,  $v_2 = -(R_{eq} + h_{ie}) \cdot i_b$

En la malla de salida tenemos como  $i_2 = -h_{fe} \cdot i_b - i_b = -(h_{fe} + 1) \cdot i_b$

Así, la impedancia de salida será

$$Z_o = \frac{v_2}{i_2} = \frac{-(R_{eq} + h_{ie}) \cdot i_b}{-(h_{fe} + 1) \cdot i_b} = \frac{R_{eq} + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{R_S + h_{ie}}{h_{fe} + 1}$$

En la siguiente tabla aparece un resumen de los valores calculados para las distintas configuraciones

	<i>Emisor Común</i>	<i>Emisor Común con <math>R_E</math></i>	<i>Base Común</i>	<i>Colector Común</i>
<b><math>A_I</math></b>	$-h_{fe}$	$-h_{fe}$	$\frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1}$	$h_{fe} + 1$
<b><math>Z_i</math></b>	$h_{ie}$	$h_{ie} + R_E \cdot (h_{fe} + 1)$	$\frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$	$h_{ie} + (R_L \parallel R_E) \cdot (h_{fe} + 1)$
<b><math>A_V</math></b>	$-\frac{(R_L \parallel R_C)}{h_{ie}} \cdot h_{fe}$	$-\frac{(R_L \parallel R_C) \cdot h_{fe}}{h_{ie} + R_E (h_{fe} + 1)}$	$\frac{R_L}{h_{ie}} \cdot h_{fe}$	$1 - \frac{h_{ie}}{h_{ie} + (R_L \parallel R_E)(h_{fe} + 1)} \approx 1$
<b><math>Z_o</math></b>	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\frac{R_S + h_{ie}}{h_{fe} + 1}$