

Tema 8: Amplificación.

Contenidos

8.1 Objetivos

8.2 Conceptos Previos

8.3 Modelos H de un transistor bipolar

8.4 Modelo π o de Giacoletto

8.5 Conceptos sobre amplificadores

8.6 Características de las configuraciones del transistor bipolar

8.7 Modelos de Pequeña Señal FET

8.8 Características de las configuraciones del transistor MOS

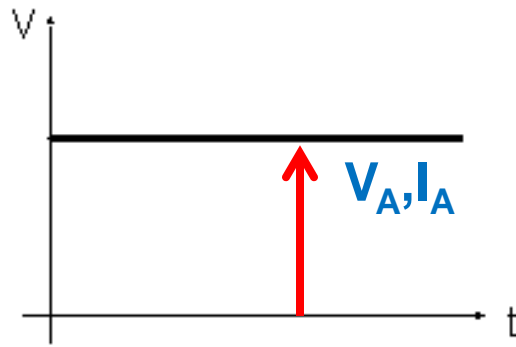
8.9 Análisis de Amplificadores con realimentación

8.1 Objetivos

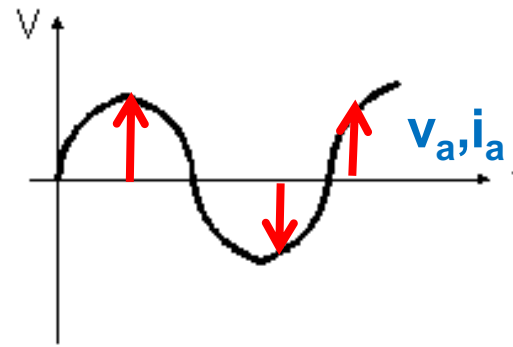
Una vez aprendidos los elementos básicos de la electrónica (transistores y diodos) y los circuitos básicos de polarización

- El objetivo de este tema es aprender a analizar y diseñar estructuras para amplificar señales tanto de tensión como de intensidad, ya sean simples o diferenciales
- Aprenderemos cuales son las mejores características que deben reunir estos amplificadores

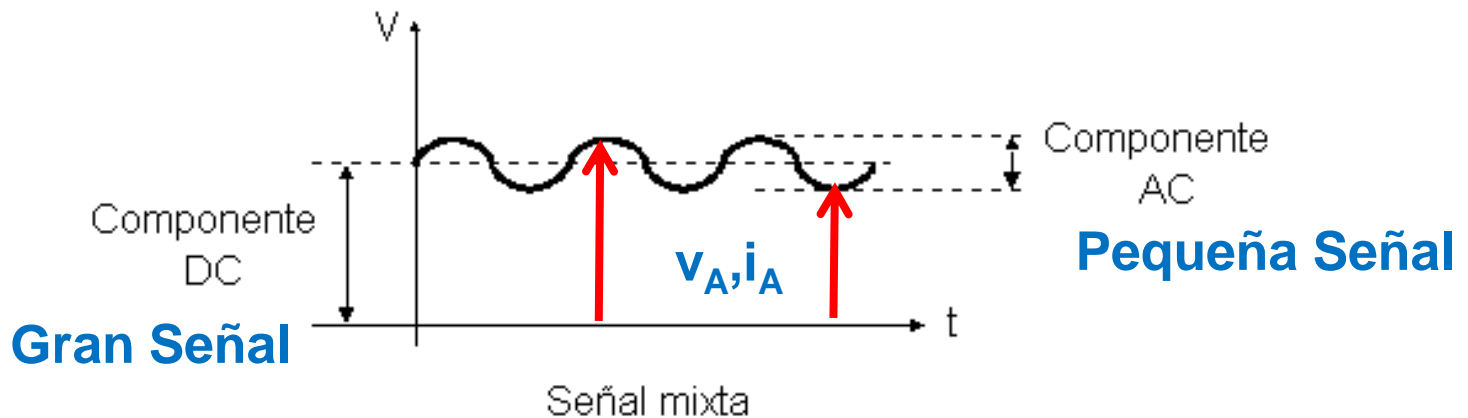
8.2 Conceptos Previos. Notación.



Señal continua (DC)



Señal alterna (AC)



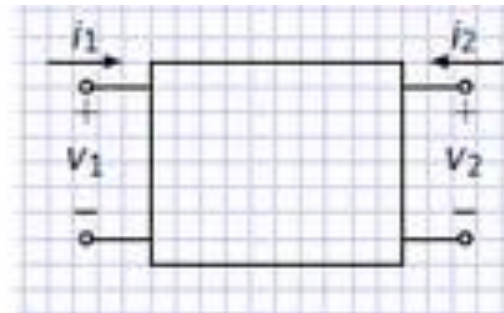
Cualquier Señal = Gran Señal + Pequeña Señal

8.2.2 Conceptos previos. Cuadripolos para pequeña señal

- Es conveniente disponer de una representación sencilla de los circuitos y componentes lineales que nos permita describir fácilmente su comportamiento de cara al exterior cuando operamos con pequeñas señales
- Los cuadripolos representan estas características eléctricas sin necesidad de preocuparnos por la topología y los componentes de un circuito concreto.
- Por ejemplo, el funcionamiento de un amplificador puede describirse por unos parámetros de ganancia, impedancia de entrada y de salida, sin necesidad de conocer el circuito y los componentes que lo integran.

Definición

Un cuadripolo es un circuito con 4 nudos (polos) accesibles desde el exterior agrupados en 2 puertos



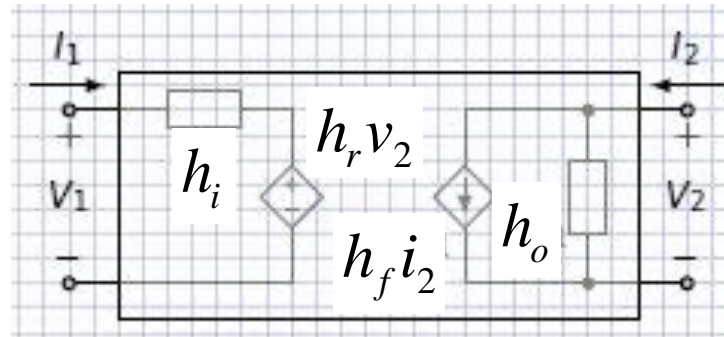
8.2.2 Conceptos Previos. Cuadripolos.

•Dependiendo de qué variables consideremos dependientes o independientes, podemos tener distintos tipos de cuadripolos para un mismo circuito

•Usaremos los cuadripolos **H** que consideran variables independientes la i_1 y v_2 , siendo dependientes de estas v_1 e i_2 , para describir, transistores, diodos o circuitos complejos

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

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

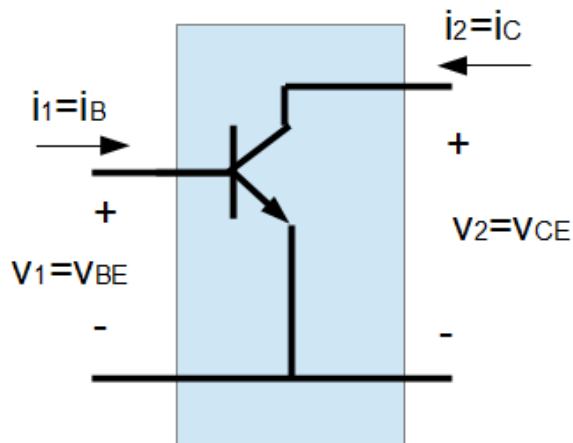


$$h_i = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad h_r = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

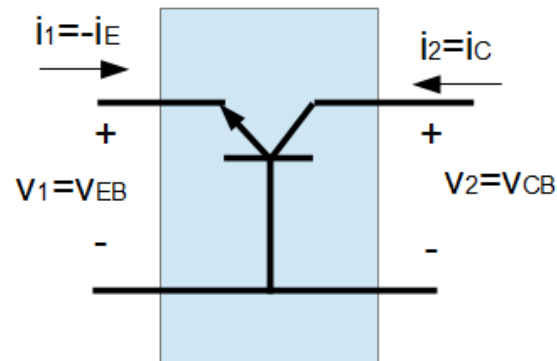
$$h_f = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} \quad h_o = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0}$$

8.3 Modelos H de un transistor Bipolar.

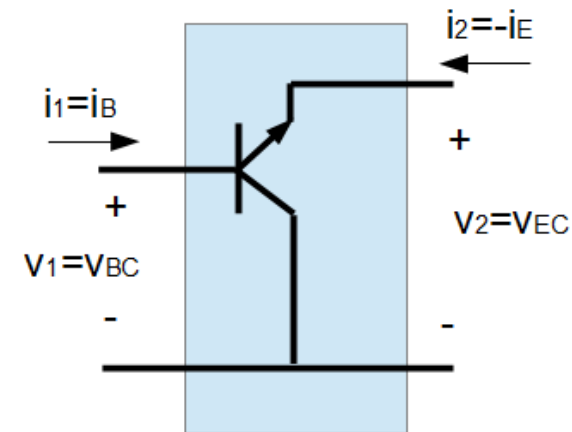
- Un problema que tenemos a la hora de hallar el cuadripolo H de un transistor es que este tiene 3 terminales mientras que, un cuadripolo tiene 4.
- Compartiremos un terminal como polo tanto de entrada como de salida
- Dependiendo de qué terminal compartamos hablamos de 3 **configuraciones** del transistor



• **Configuración EC**
(Emisor Común)

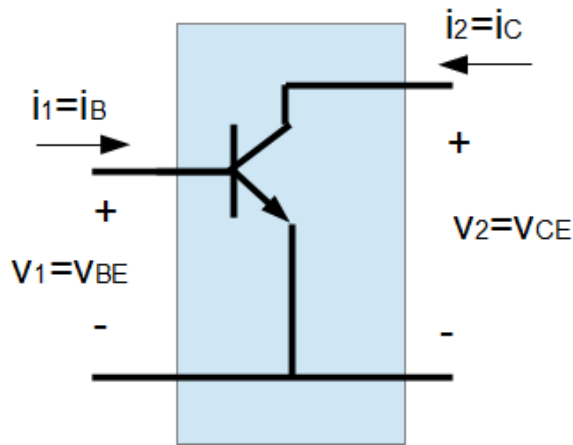


• **Configuración BC**
(Base Común)



• **Configuración CC**
(Colector Común)

8.3.2 Modelo H de una configuración EC.



• **Configuración EC (Emisor Común)**

Nuestro objetivo



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

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

Partimos de las Ecuaciones de Ebers-Moll y de las leyes de Kirchoff que permiten expresar cualquiera 2 variables del transistor en función de otras dos:

$$v_1 = v_{BE} = v_{BE}(i_B, v_{CE}) = f(i_1, v_2)$$
$$i_2 = i_C = i_C(i_B, v_{CE}) = g(i_1, v_2)$$

Pero estas ecuaciones son en general exponenciales de forma más o menos complicada.

Sin embargo, desarrollándolas en serie en torno a un punto (Punto de Operación de continua) vamos a ver que tienen la misma forma que las expresiones de un cuadripolo H

8.3.2 Modelo H de una configuración EC.

El punto en torno al cual vamos a desarrollar las funciones v_{BE} e i_c , es el punto de polarización dado por I_B y V_{CE} .

El desarrollo lo haremos mediante un polinomio de Taylor de primer orden.

$$v_{BE} = v_{BE}(i_B, v_{CE}) \approx \overbrace{v_{BE}(I_B, V_{CE})}^{V_{BE}} + \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \cdot (i_B - I_B) + \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \cdot (v_{CE} - V_{CE})$$

$$i_c = i_c(i_B, v_{CE}) \approx \overbrace{i_c(I_B, V_{CE})}^{I_C} + \frac{\partial i_c}{\partial i_B} \cdot (i_B - I_B) + \frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \cdot (v_{CE} - V_{CE})$$



$$v_{be} \approx \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \cdot i_b + \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \cdot v_{ce}$$

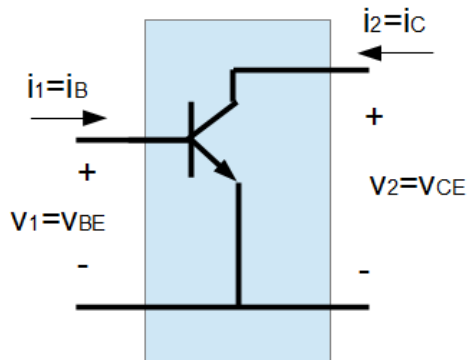
$$i_c \approx \frac{\partial i_c}{\partial i_B} \cdot i_b + \frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \cdot v_{ce}$$



$$v_{be} \approx h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce}$$
$$i_c \approx h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce}$$

**Modelo H de pequeña señal
de un EC**

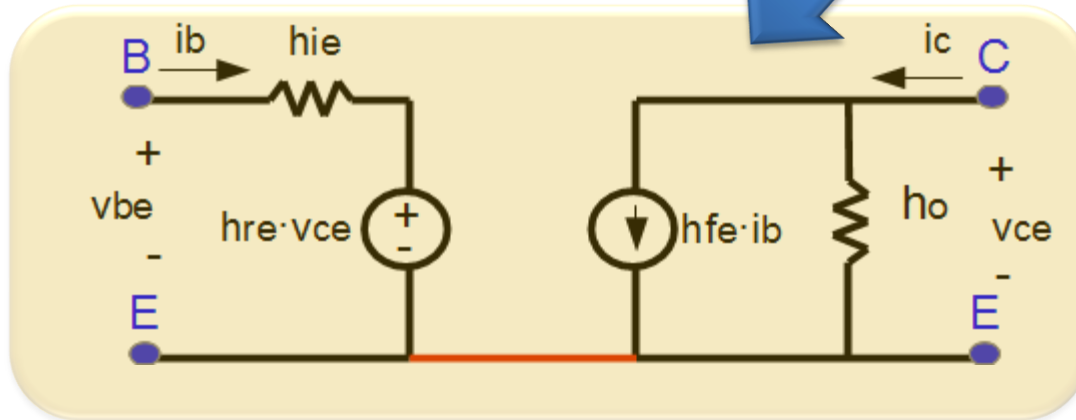
8.3.2 Modelo H de una configuración EC.



$$v_{be} \approx h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce}$$

$$i_c \approx h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce}$$

• **Configuración EC**
(Emisor Común)



• **Válido tanto para NPN como para PNP**

• **En cualquier configuración el transistor se puede sustituir por este modelo**

Las demás configuraciones del transistor admiten el mismo tratamiento, llegando a circuitos iguales cambiando el subíndice e por c \rightarrow CC o b \rightarrow BC

8.3.2 Modelo H de una configuración EC.

- Los parámetros H de un transistor Bipolar pueden extraerse del modelo Ebers-Moll del transistor, pero obviamente tienen valores distintos para cada punto de operación y los cálculos no son sencillos

- Por esto la mayoría de fabricantes los proporcionan para distintos puntos de operación. De forma que, conocido el punto de operación del transistor, podemos mediante tablas encontrar el valor de los parámetros H

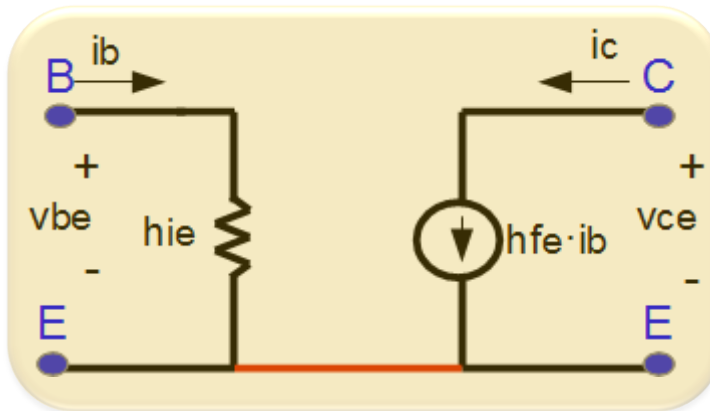
→ **Búsqueda Tabulada**

- Únicamente h_{fe} es conocido de una forma sencilla, ya que los transistores bipolares operan en Z. Activa cuando se utilizan para amplificación:

$$h_{fe} \approx \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \approx \beta$$

8.3.2 Modelo H simplificado

- Para un gran número de casos nos encontramos con que los parámetros $h_{re} \sim 0$ y $h_{oe} \rightarrow \infty$



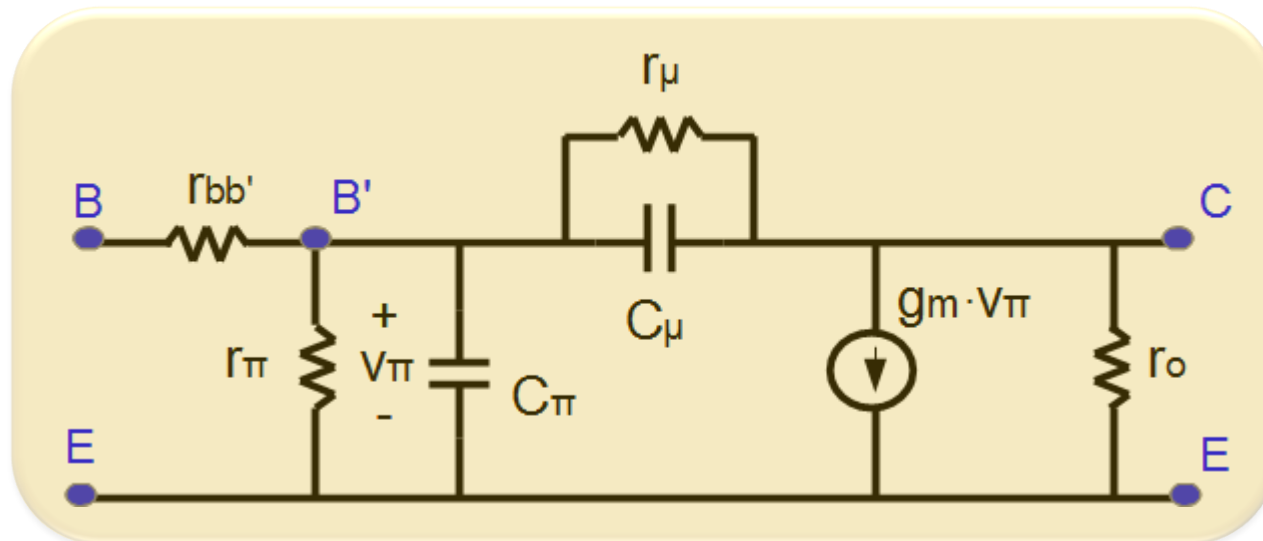
Modelo de parámetros H simplificado

•Válido tanto para NPN como para PNP

- Este modelo ha sido derivado para una configuración de EC, sin embargo, cualquier transistor sea cual sea su configuración se puede sustituir por el modelo de parámetros H de EC.

8.4 Modelo π o de Giacoletto

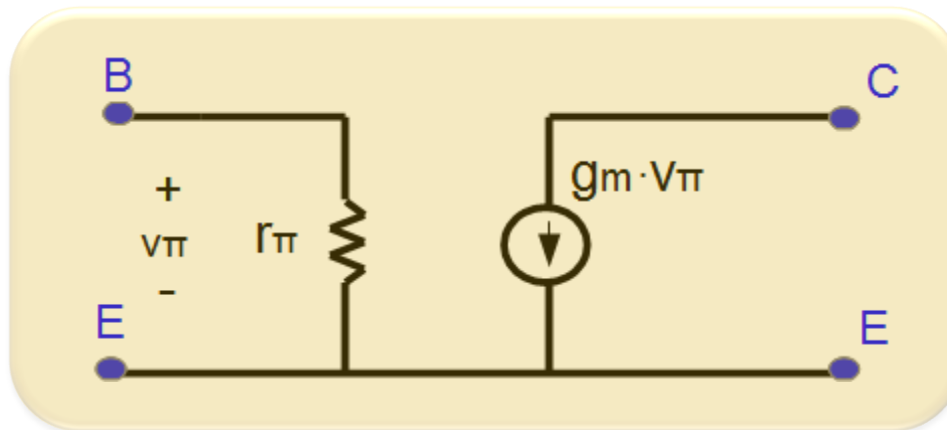
- Para evitar el problema de la tabulación y poder encontrar los parámetros de un modelo de pequeña señal de una forma sencilla, Giacoletto desarrolló un modelo basándose en el funcionamiento del transistor.
- Este modelo permite tener en cuenta los efectos de la frecuencia



Modelo de parámetros π

8.4.2 Modelos π simplificados

- Si no tenemos que tener en cuenta los efectos de la frecuencia, el modelo π se puede simplificar eliminando los condensadores y según la aplicación las resistencias $r_{bb'}$, r_{μ} e incluso r_o
- El modelo más simple sería:



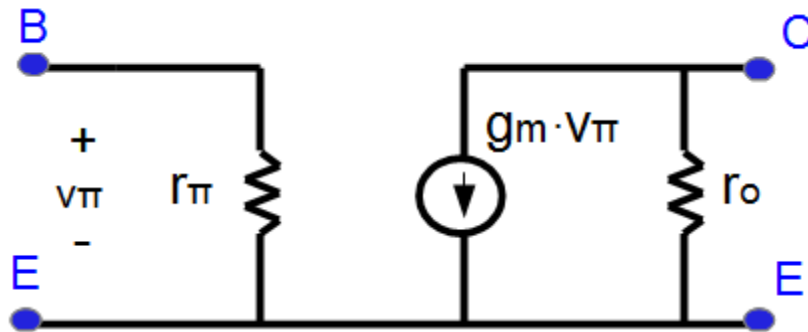
Modelo de parámetros π simplificado

•Válido tanto para NPN como para PNP

•Modelo válido para cualquier configuración

8.4.2 Modelos π simplificados

- Los principales valores del modelo π los podemos calcular analíticamente de los datos del punto de operación (En el modelo simplificado: **todos**)
- El resto serán suministrados por el fabricante



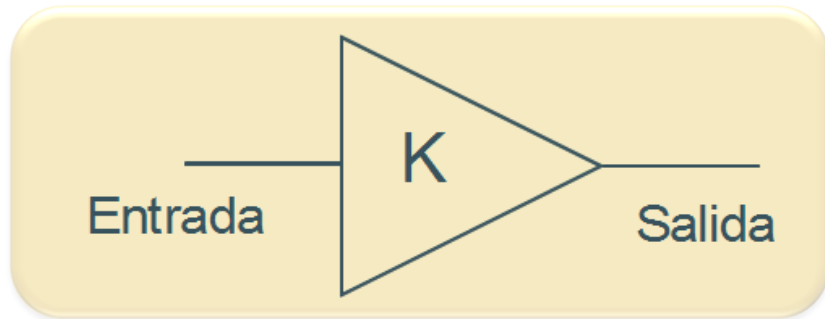
$$g_m = \frac{I_C}{V_{TE}}$$
$$g_\pi \equiv \frac{1}{r_\pi} = \frac{I_B}{V_{TE}} = \frac{g_m}{\beta}$$
$$r_o = \frac{V_A}{I_C}$$



$$\frac{g_m}{g_\pi} = \beta$$

8.5 Conceptos sobre Amplificadores

¿Qué es un amplificador?



$$\text{Salida}(t) = K * \text{Entrada}(t - t_0)$$

$K \Rightarrow$ Ganancia del Amplificador ($K > 1$)

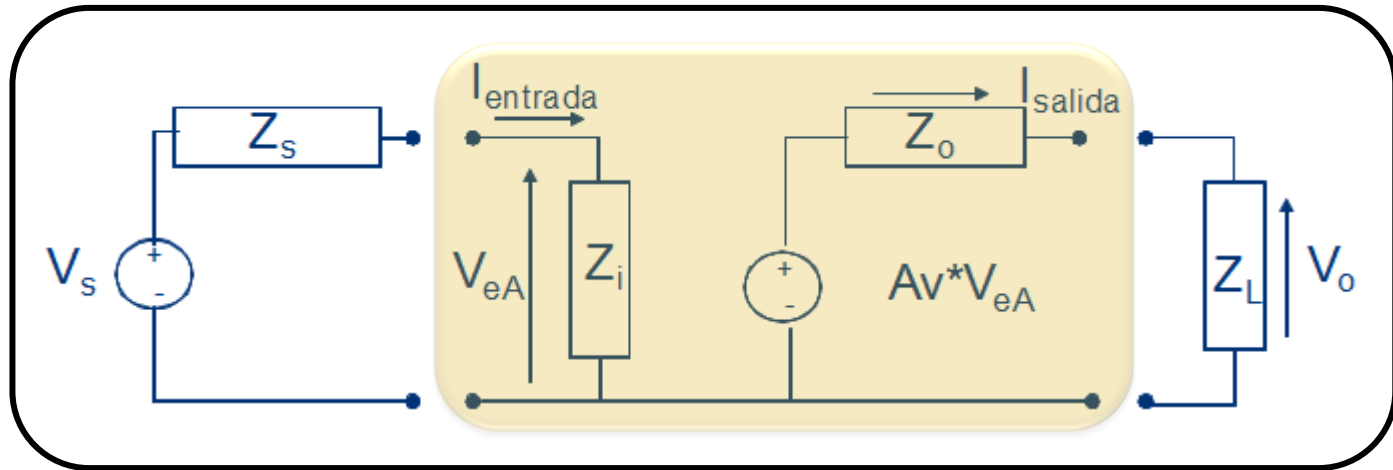
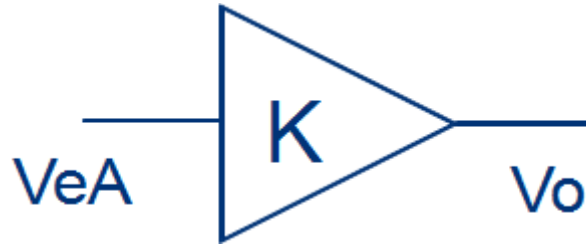
Salida Entrada

Tensión (Potencia) Corriente

$K \neq cte \Rightarrow$ (Distorsión de amplitud)

$t_0 \neq cte \Rightarrow$ (Distorsión de fase)

8.5.2 Tipos de Amplificadores. Amplificador de Tensión



$$\frac{V_{eA}}{V_S} = \frac{Z_i}{Z_S + Z_i}$$

$$\frac{V_O}{A_v \cdot V_{eA}} = \frac{Z_L}{Z_O + Z_L}$$



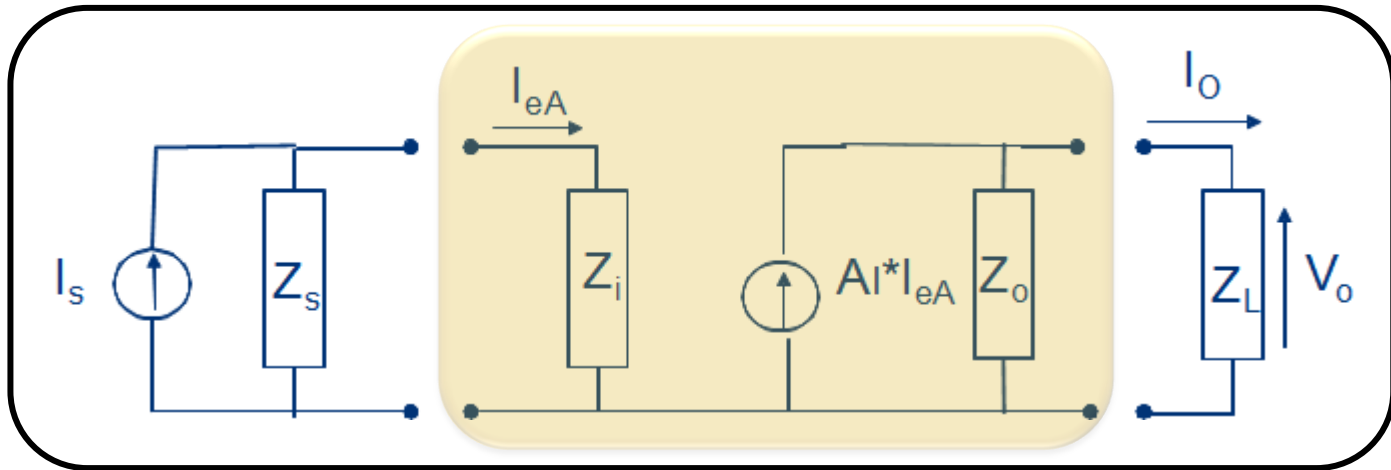
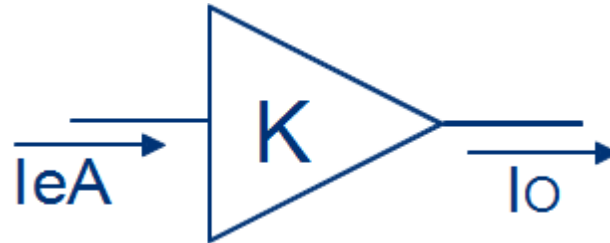
$$\frac{V_O}{V_S} = \frac{Z_i}{Z_S + Z_i} \cdot \frac{Z_L}{Z_O + Z_L} \cdot A_v$$

$$Z_i \gg Z_S; Z_i \longrightarrow \infty$$

$$Z_O \ll Z_L; Z_O \longrightarrow 0$$

$$\Rightarrow \frac{V_O}{V_S} \approx A_v$$

8.5.3 Tipos de Amplificadores. Amplificador de Intensidad



$$\frac{I_{eA}}{I_s} = \frac{Z_s}{Z_s + Z_i}$$

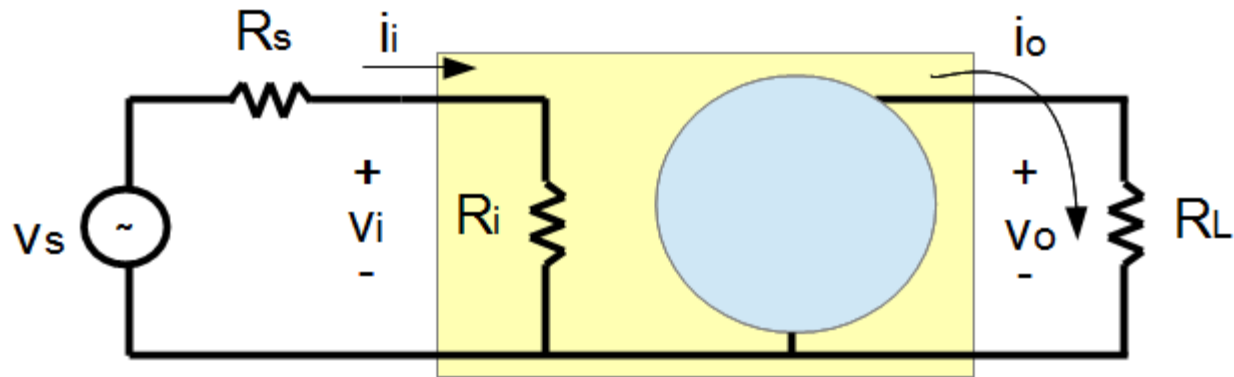


$$\frac{I_o}{A_I \cdot I_{eA}} = \frac{Z_o}{Z_o + Z_L}$$

$$\frac{I_o}{I_s} = \frac{Z_s}{Z_s + Z_i} \cdot \frac{Z_o}{Z_o + Z_L} \cdot A_I$$

$$\left. \begin{array}{l} Z_i \ll Z_s; Z_i \longrightarrow 0 \\ Z_o \gg Z_L; Z_o \longrightarrow \infty \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{I_o}{I_s} \approx A_I$$

8.5.4 R_{Th} y Ganancias



**Cualquier tipo de
amplificador**

$$A_I \equiv \frac{i_o}{i_i}$$

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

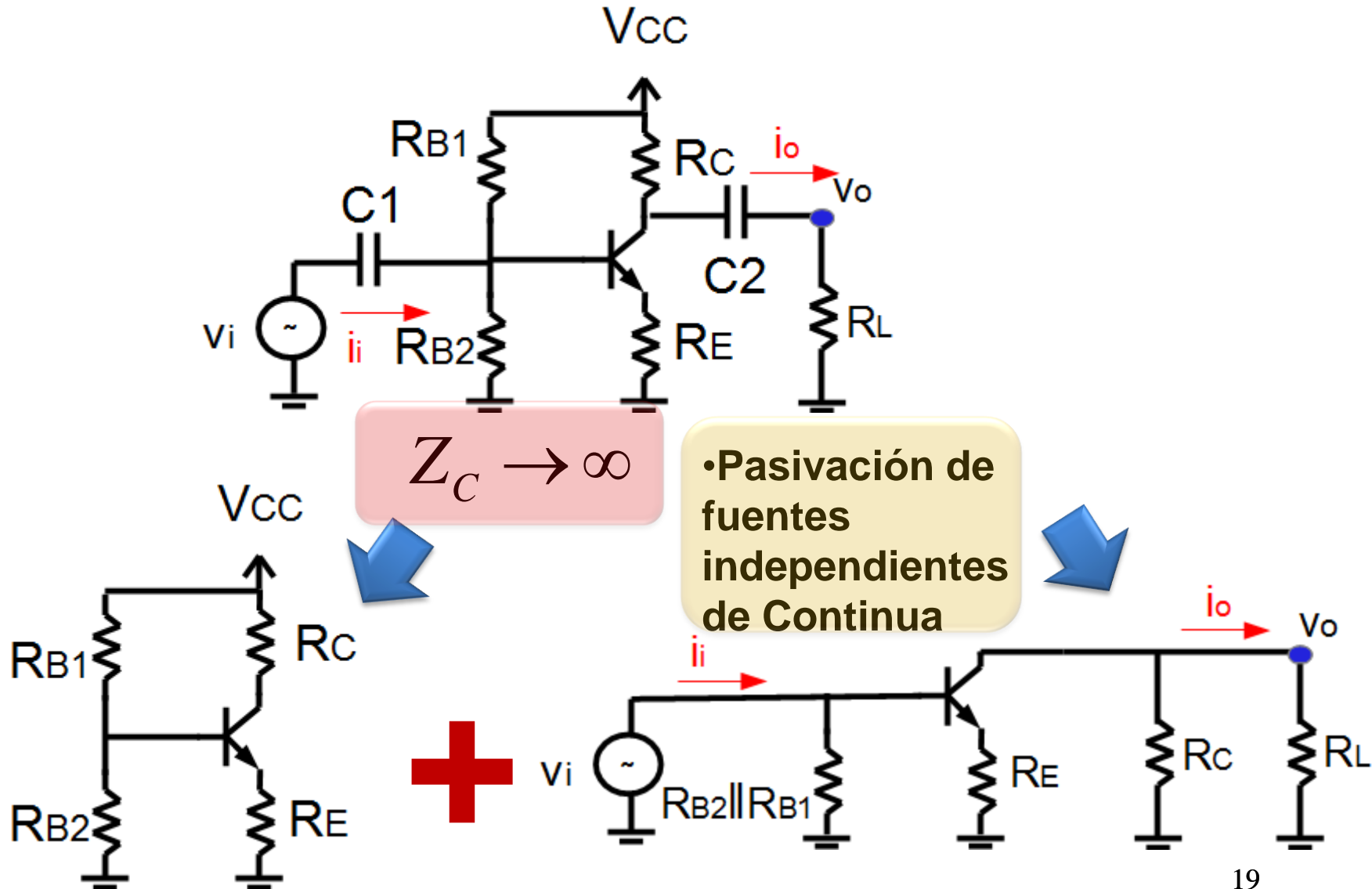
$$A_{vs} \equiv \frac{v_o}{v_s}$$



$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_o \cdot R_L}{i_i \cdot R_i} = A_I \cdot \frac{R_L}{R_i}$$

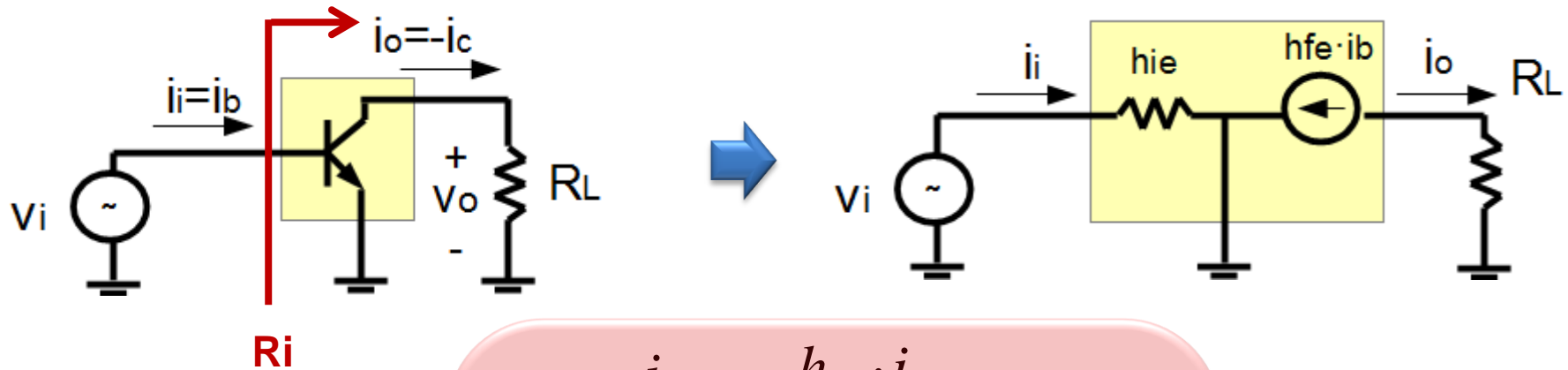
$$A_{vs} \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{i_o \cdot R_L}{i_i \cdot (R_i + R_s)} = A_I \cdot \frac{R_L}{(R_i + R_s)}$$

8.5.5 Análisis General de un Circuito de Amplificación a frecuencias medias



8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración EC con parámetros H. A_i , A_v , R_i

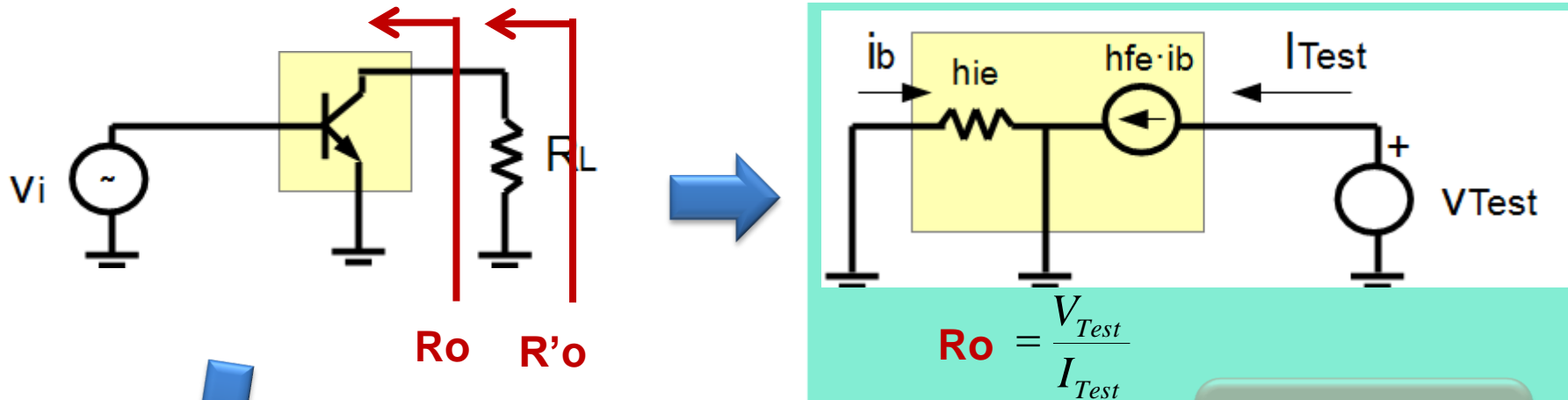


$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b}{i_b} = -h_{fe}$$
$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_o \cdot R_L}{i_b \cdot h_{ie}} = -h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}}$$

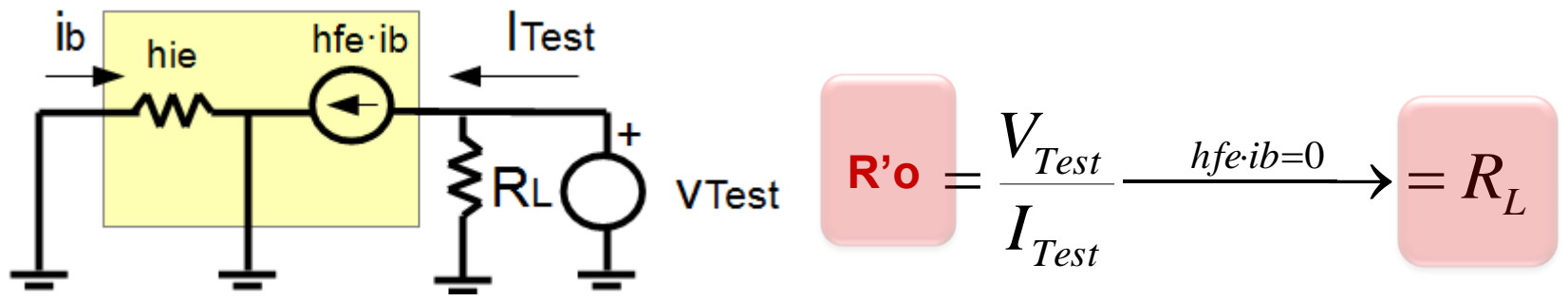
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = h_{ie}$$

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **EC** con parámetros **H**. R_o , $R'o$

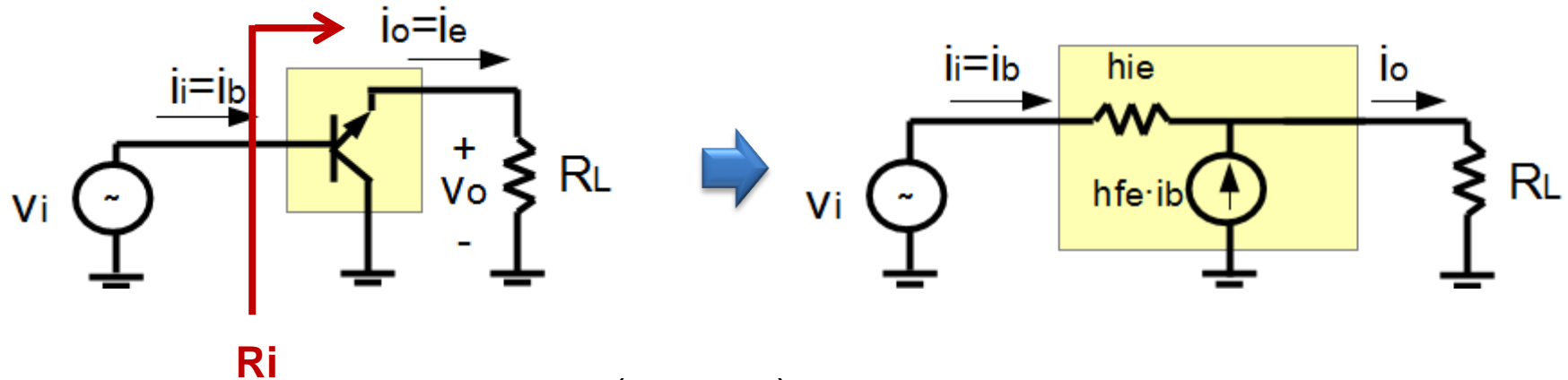


$$i_b = 0 \Rightarrow h_{fe} \cdot i_b = 0 \Rightarrow I_{Test} = 0 \Rightarrow R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}} = \infty$$



8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **CC** con parámetros **H**. A_i , A_v , R_i



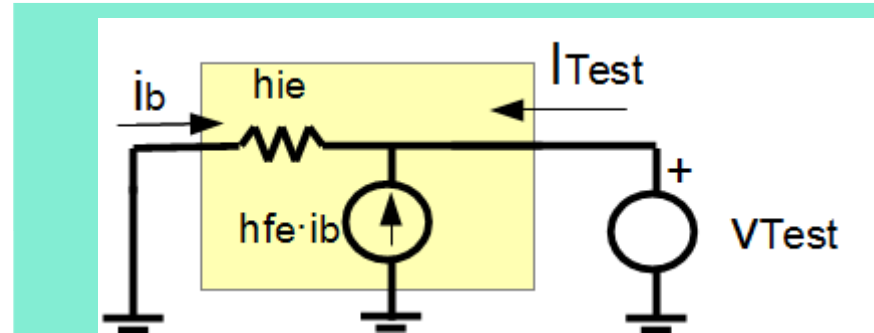
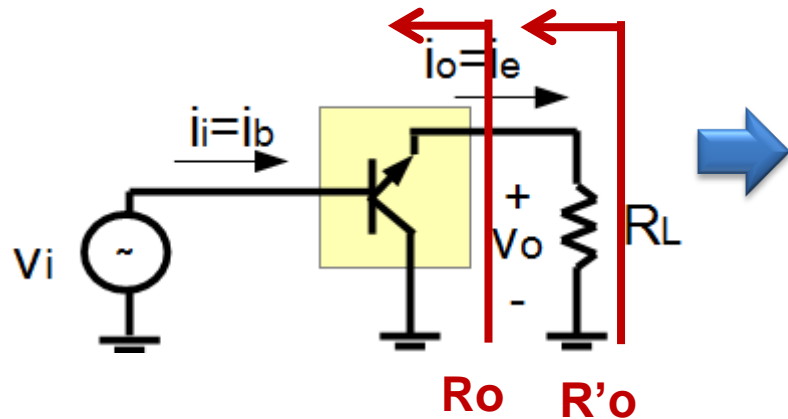
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{i_b \cdot h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot i_b \cdot R_L}{i_b} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_L$$

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_b + h_{fe} \cdot i_b}{i_b} = 1 + h_{fe}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_o \cdot R_L}{i_b \cdot h_{ie} + i_o \cdot R_L} = \frac{(1 + h_{fe}) \cdot i_b \cdot R_L}{i_b \cdot h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot i_b \cdot R_L} = 1 - \frac{h_{ie}}{R_i}$$

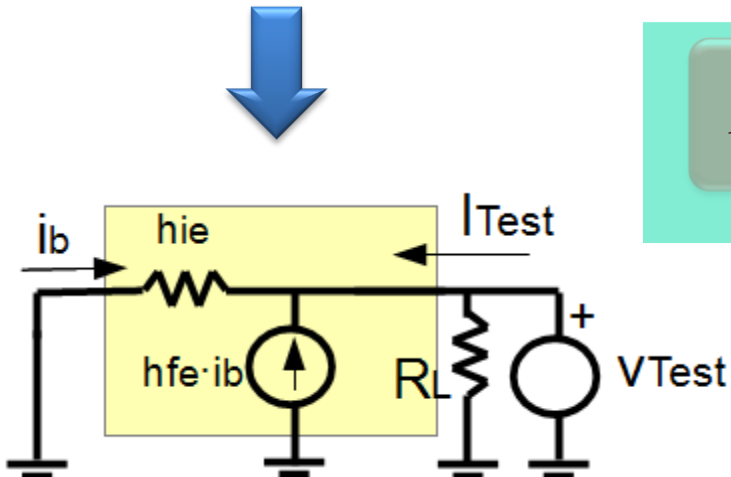
8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **CC** con parámetros **H**. R_o , R'_o



$$R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}}$$

$$R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}} = \frac{-i_b \cdot h_{ie}}{-(1 + h_{fe}) \cdot i_b} = \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})}$$



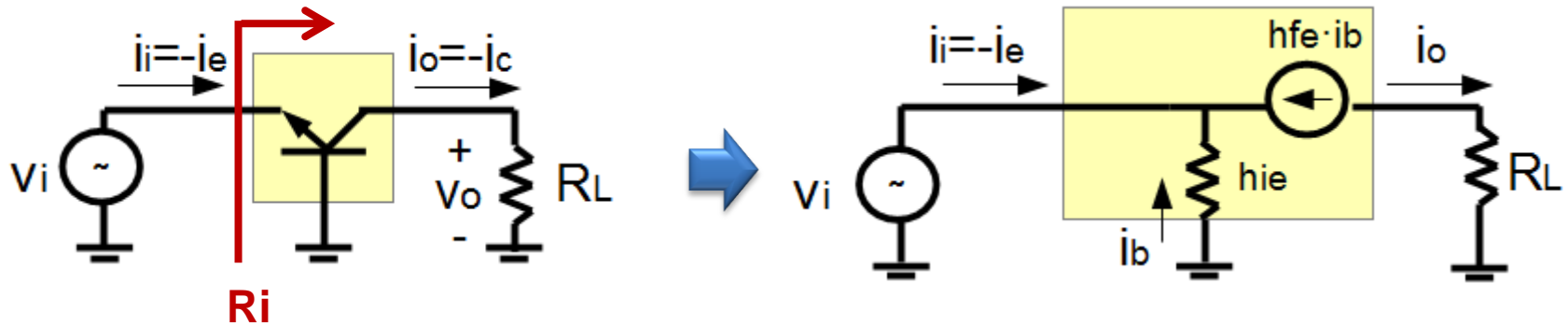
$$R'_o = R_o \parallel R_L$$

Si hubiese una etapa previa con resistencia de salida $R_{o,prev}$:

$$R_o = \frac{R_{o,prev} + h_{ie}}{(1 + h_{fe})}$$

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración BC con parámetros H. A_i , A_v , R_i



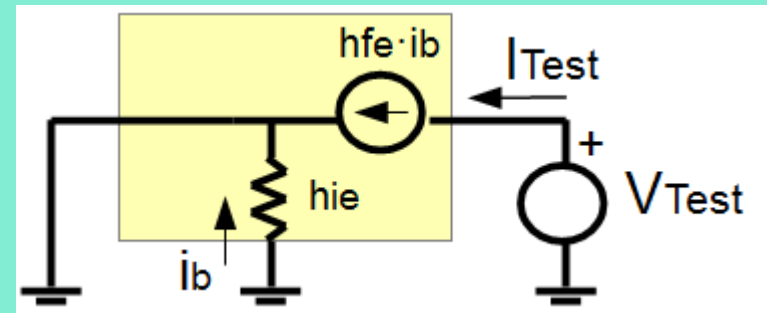
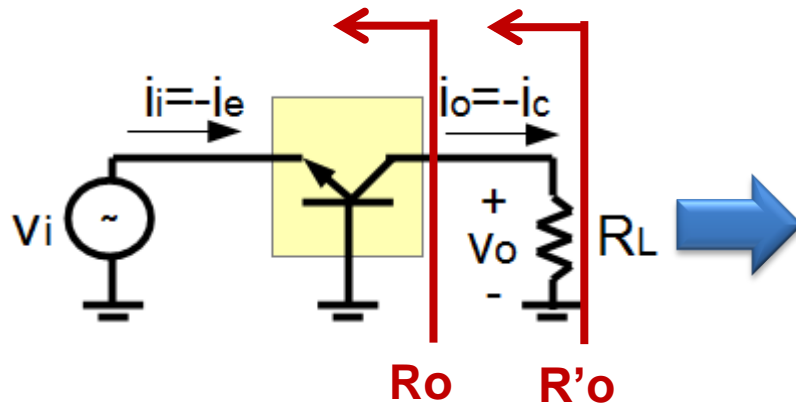
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{-i_b \cdot h_{ie}}{-(1 + h_{fe}) \cdot i_b} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b}{-(1 + h_{fe}) \cdot i_b} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_o \cdot R_L}{-i_b \cdot h_{ie}} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b \cdot R_L}{-i_b \cdot h_{ie}} = \frac{h_{fe} \cdot R_L}{h_{ie}}$$

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

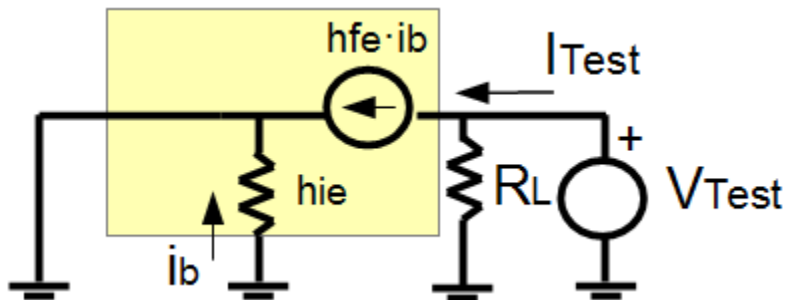
Configuración **BC** con parámetros **H**. R_o , $R'o$



$$R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}}$$

$$i_b = 0 \Rightarrow h_{fe} \cdot i_b = 0 \Rightarrow I_{Test} = 0 \Rightarrow$$

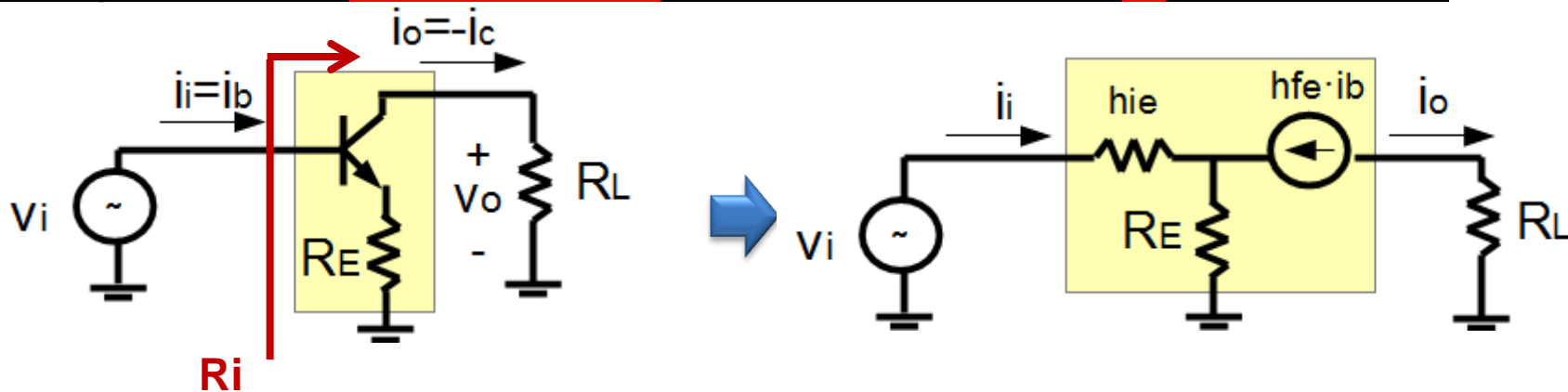
$$R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}} = \infty$$



$$R'o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}} \xrightarrow{h_{fe} \cdot i_b = 0} = R_L$$

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **EC con RE** con parámetros **H**. A_i , A_v , R_i



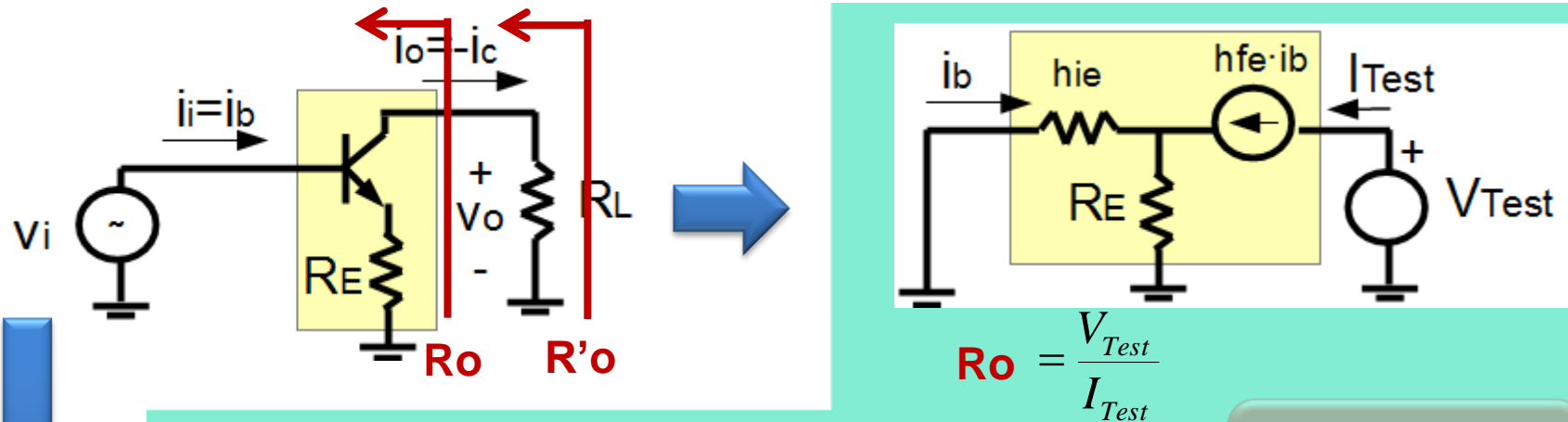
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{i_b \cdot h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot i_b \cdot R_E}{i_b} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot R_E$$

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b}{i_b} = -h_{fe}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_o \cdot R_L}{i_b \cdot h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot i_b \cdot R_E} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b \cdot R_L}{i_b \cdot R_i} = \frac{-h_{fe} \cdot R_L}{R_i}$$

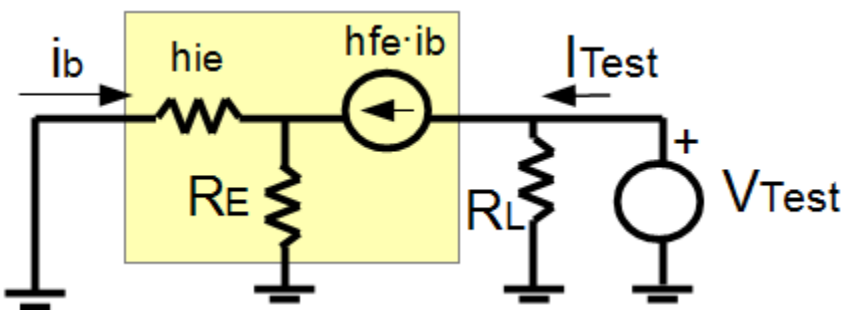
8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **EC con RE** con parámetros H. Ro, R'o



$$R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}}$$

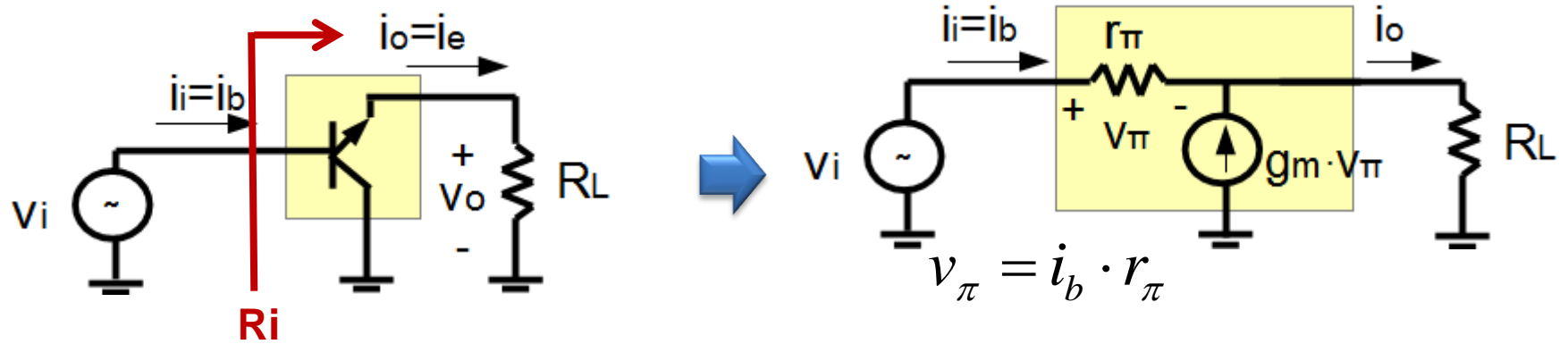
$$i_b \cdot h_{ie} + (1 + h_{fe}) \cdot i_b = 0 \Rightarrow i_b = 0 \Rightarrow I_{Test} = 0 \Rightarrow R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}} = \infty$$



$$R'o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}} \xrightarrow{h_{fe} \cdot i_b = 0} = R_L$$

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **CC** con parámetros **π** . A_i , A_v , R_i



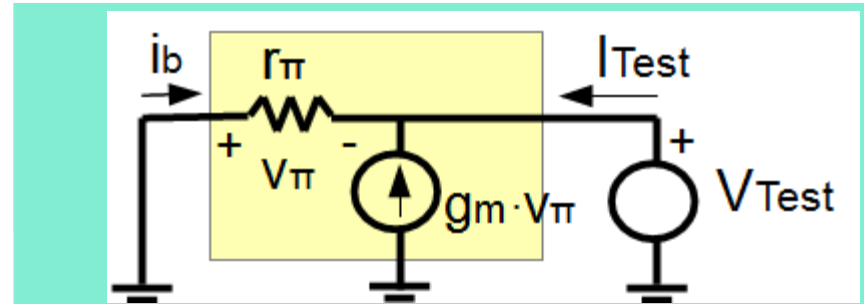
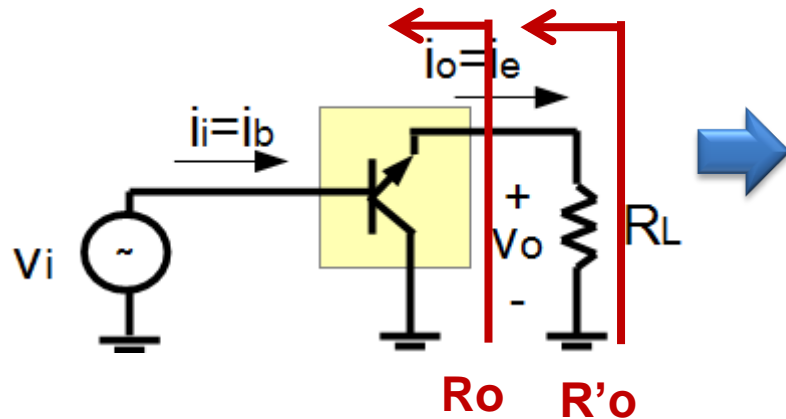
$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{i_b \cdot r_\pi + (i_b + g_m v_\pi) \cdot R_L}{i_b} = \frac{i_b \cdot r_\pi + (i_b + g_m \cdot i_b \cdot r_\pi) \cdot R_L}{i_b} = r_\pi + (1 + \beta) \cdot R_L$$

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{i_b + g_m \cdot v_\pi}{i_b} = 1 + \beta$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(i_b + g_m \cdot i_b \cdot r_\pi) R_L}{i_b \cdot r_\pi + (i_b + g_m \cdot i_b \cdot r_\pi) R_L} = \frac{R_L}{r_e + R_L}; \quad r_e \equiv \frac{1}{g_m + g_\pi}$$

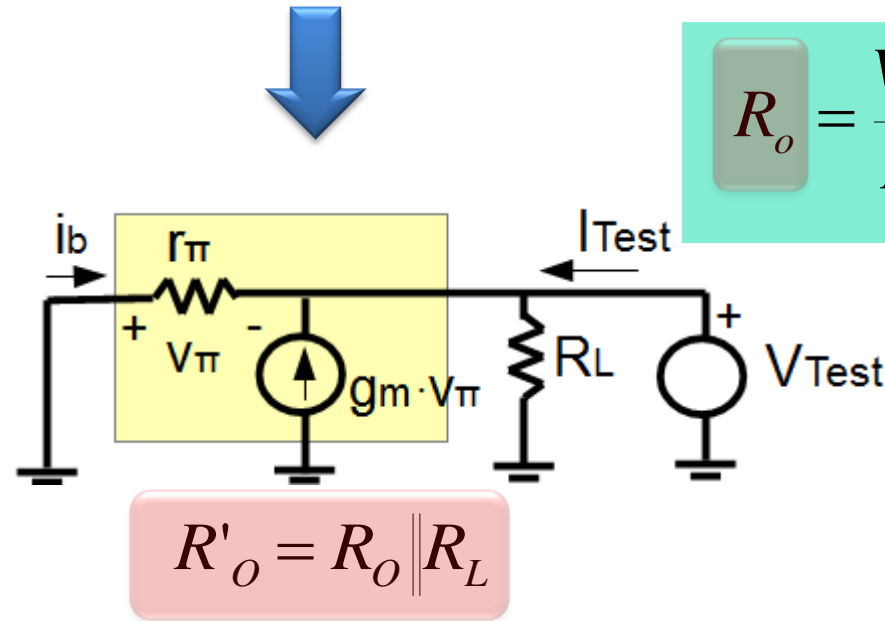
8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **CC** con parámetros **π** . R_o , R'_o



$$R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}}$$

$$R_o = \frac{V_{Test}}{I_{Test}} = \frac{-i_b \cdot r_\pi}{-(1 + g_m \cdot r_\pi) \cdot i_b} = \frac{r_\pi}{(1 + \beta)}$$



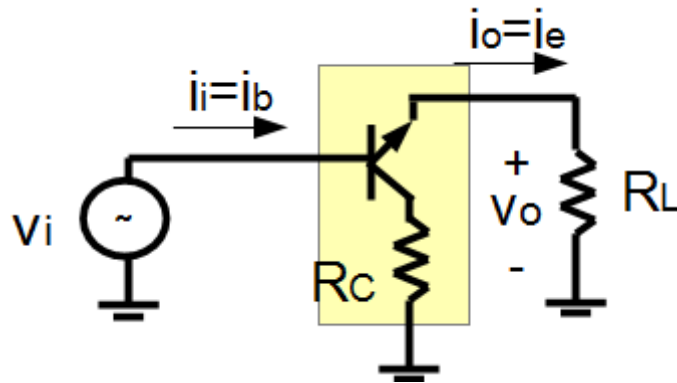
$$R'_o = R_o \parallel R_L$$

Si hubiese una etapa previa con resistencia de salida $R_{o,prev}$:

$$R_o = \frac{R_{o,prev} + r_\pi}{(1 + \beta)}$$

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **CC con Rc**

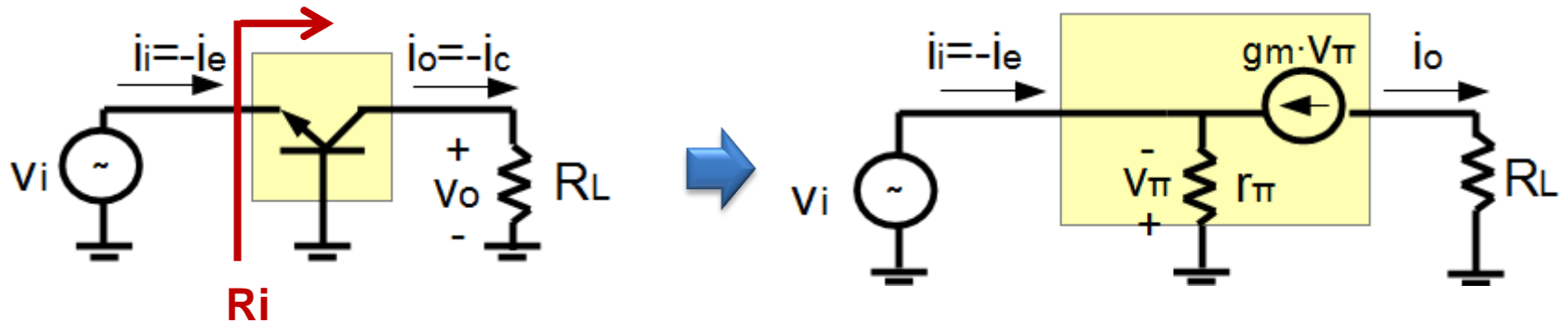


•Se puede comprobar (realizar como ejercicio) que las características de esta etapa son exactamente las mismas que las de **CC**

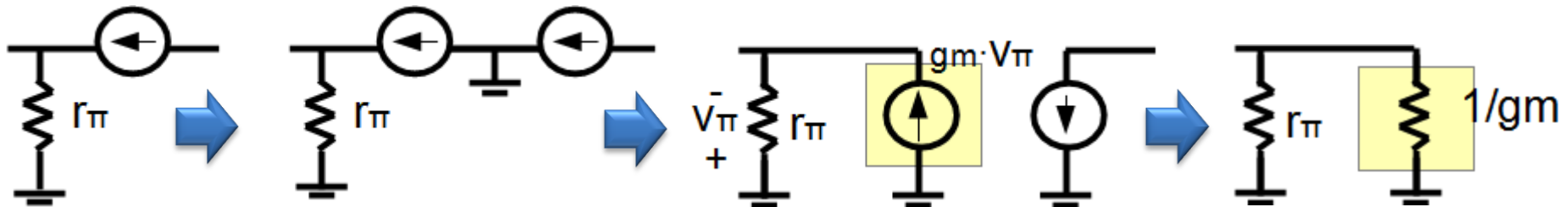
Por lo que no tiene un estudio propio y se suele denominar también **configuración CC**

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración BC con parámetros π . A_i , A_v , R_i

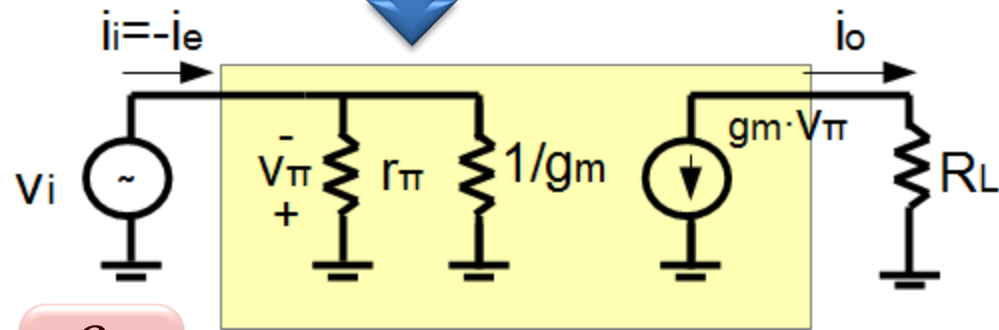
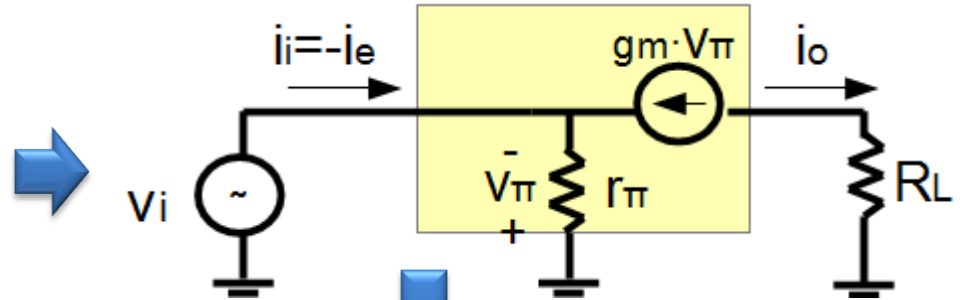
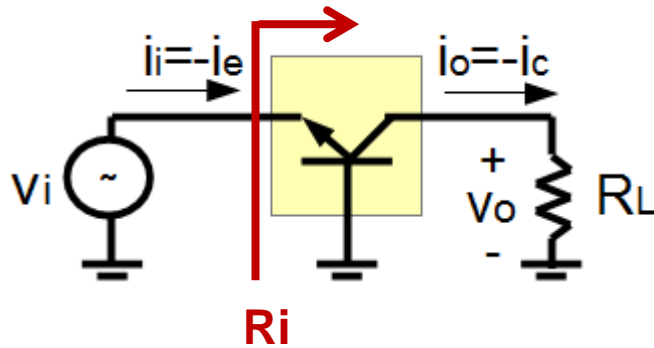


Transformación de Fuente de Corriente:



8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Configuración **BC** con parámetros **π** . A_i , A_v , R_i



$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = r_\pi \parallel \frac{1}{g_m} = \frac{1}{g_m + g_\pi} \equiv r_e$$

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \frac{-g_m \cdot v_\pi}{-v_\pi / r_e} = \frac{g_m}{g_m + g_\pi} = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-g_m (-v_i) R_L}{v_i} = g_m \cdot R_L$$

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Tabla Resumen (ro, 1/hoe) $\rightarrow \infty$

	EC	ECRE	CC	BC		EC	ECRE	CC	BC
AI	$-h_{fe}$	$-h_{fe}$	$1+h_{fe}$	$\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}$		$-\beta$	$-\beta$	$1+\beta$	$\frac{\beta}{1+\beta}$
Ri	h_{ie}	$\frac{h_{ie} + (1+h_{fe})R_E}{1+h_{fe}}$	$\frac{h_{ie} + (1+h_{fe})R_L}{1+h_{fe}}$	$\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}$		r_π	$\frac{r_\pi + (1+\beta)R_E}{1+\beta}$	$\frac{r_\pi + (1+\beta)R_L}{1+\beta}$	$r_e = \frac{1}{g_m + g_\pi}$
AV	$-h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}}$	$-h_{fe} \frac{R_L}{R_i}$	$1 - \frac{h_{ie}}{R_i}$	$h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}}$		$-g_m R_L$	$-\beta \frac{R_L}{R_i}$	$\frac{R_L}{R_L + r_e}$	$g_m R_L$
Ro	∞	∞	$\frac{R_{o,prev} + h_{ie}}{1+h_{fe}}$	∞		∞	∞	$\frac{R_{o,prev} + r_\pi}{1+\beta}$	∞
R'o	R_L	R_L	$R_O \parallel R_L$	R_L		R_L	R_L	$R_O \parallel R_L$	R_L

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Tabla Resumen

	EC	ECRE	CC	BC		EC	ECRE	CC	BC
AI	$-h_{fe}$	$-h_{fe}$	$1+h_{fe}$	$\frac{h_{fe}}{1+h_{fe}}$		$-\beta$	$-\beta$	$1+\beta$	$\frac{\beta}{1+\beta}$
Ri	h_{ie}	$\frac{h_{ie} + (1+h_{fe})R_E}{1+h_{fe}}$	$\frac{h_{ie} + (1+h_{fe})R_L}{1+h_{fe}}$	$\frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}$		r_π	$\frac{r_\pi + (1+\beta)R_E}{1+\beta}$	$\frac{r_\pi + (1+\beta)R_L}{1+\beta}$	$r_e = \frac{1}{g_m + g_\pi}$
AV	$-h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}}$	$-h_{fe} \frac{R_L}{R_i}$	$1 - \frac{h_{ie}}{R_i}$	$h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}}$		$-g_m R_L$	$-\beta \frac{R_L}{R_i}$	$\frac{R_L}{R_L + r_e}$	$g_m R_L$
Ro	∞	∞	$\frac{R_{o,prev} + h_{ie}}{1+h_{fe}}$	∞		∞	∞	$\frac{R_{o,prev} + r_\pi}{1+\beta}$	∞
R'o	R_L	R_L	$R_O \parallel R_L$	R_L		R_L	R_L	$R_O \parallel R_L$	R_L

8.6 Características de las configuraciones del transistor Bipolar

Resistencia de Salida si r_o o $1/h_{oe} < \infty$

Aunque se modifican más casillas, sólo lo tendremos en cuenta para las resistencias de salida

	EC	ECRE	CC	BC		EC	ECRE	CC	BC
R_o	$\frac{1}{h_{oe}}$	$f(R_E)$	$\frac{R_{o,prev} + h_{ie}}{1 + h_{fe}} \parallel \frac{1}{h_{oe}}$	$f(R_{o,prev})$		r_o	$g(R_E)$	$\frac{R_{o,prev} + r_{\pi}}{1 + \beta} \parallel r_o$	$g(R_{o,prev})$
R'_o	$R_O \parallel R_L$					$R_O \parallel R_L$			

$$f(R_E) = \frac{1}{h_{oe}} + \left(1 + \frac{h_{fe}}{h_{oe} \cdot h_{ie}}\right) (h_{ie} \parallel R_E)$$

$$g(R_E) = r_o + (1 + g_m \cdot r_o) (r_{\pi} \parallel R_E)$$

8.7 Modelos de pequeña señal FET. Transistor MOS.

Se procede de igual forma que en el caso de transistores bipolares:

$$i_D = i_D(v_{GS}, v_{DS}, v_{SB}) \approx \overbrace{i_D(V_{GS}, V_{DS}, V_{SB})}^{I_D} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \cdot (v_{GS} - V_{GS}) + \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \cdot (v_{DS} - V_{DS}) + \frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}} \cdot (v_{SB} - V_{SB})$$

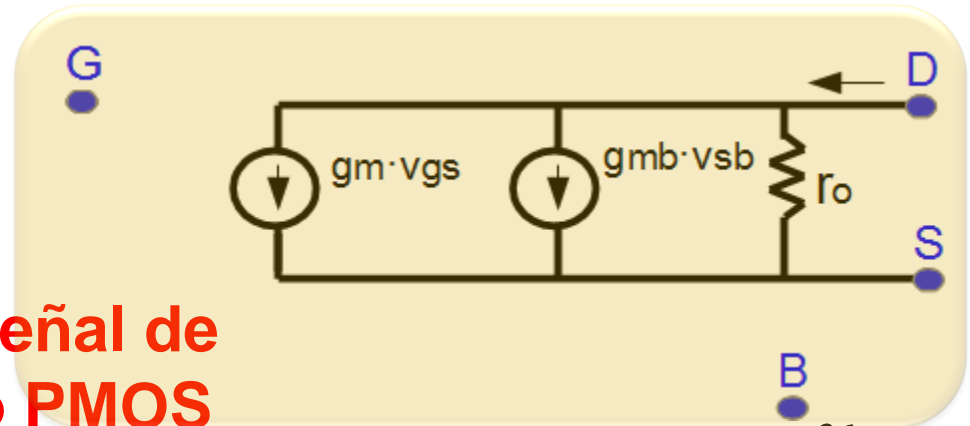
$$i_d = \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \cdot v_{gs} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \cdot v_{ds} + \frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}} \cdot v_{sb}$$

$$g_m \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}};$$

$$g_o = \frac{1}{r_o} \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}};$$

$$g_{mb} \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}}$$

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + g_o \cdot v_{ds} + g_{mb} \cdot v_{sb}$$



Modelo de pequeña señal de un transistor NMOS o PMOS

8.7 Modelos de pequeña señal FET. Transistor MOS.

Los transistores **MOS** operan en zona de saturación cuando se utilizan como amplificadores:

$$i_D = \frac{\beta_n}{2} (v_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda \cdot v_{DS})$$

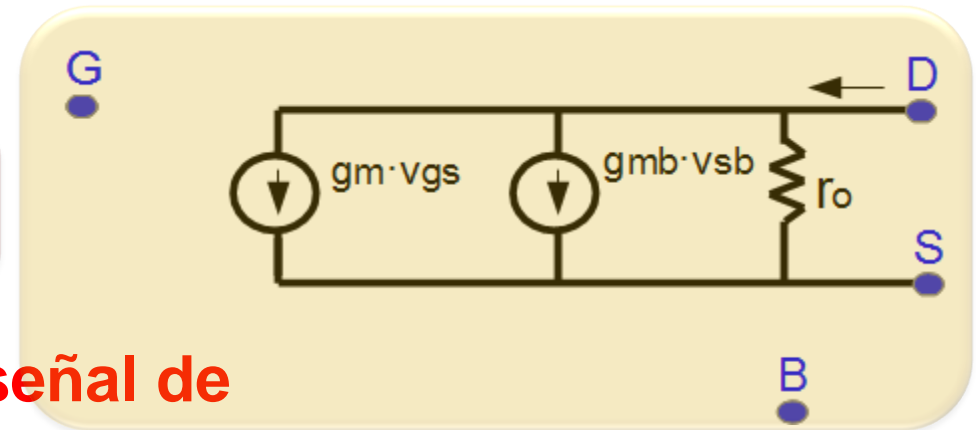
$$V_T \equiv V_{TO} + \gamma \left(\sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}} - \sqrt{2|\phi_F|} \right)$$

$$g_m \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \approx \sqrt{2 \cdot \beta \cdot I_D}$$

$$g_{mb} \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{SB}} = \frac{\partial i_D}{\partial V_T} \cdot \frac{\partial V_T}{\partial v_{SB}} = -g_m \cdot \frac{\gamma}{2 \cdot \sqrt{2|\phi_F| + V_{SB}}}$$

$$g_o = \frac{1}{r_o} \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \approx \lambda \cdot I_D = \frac{I_D}{V_A}$$

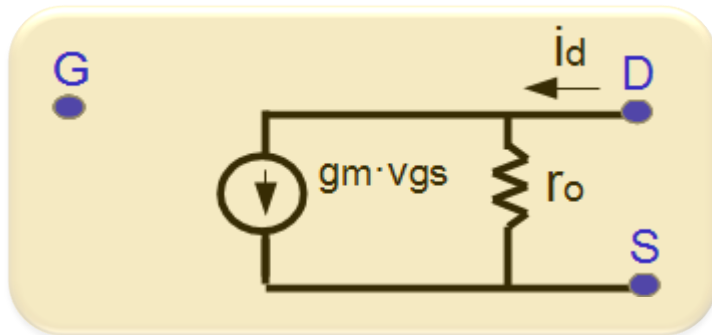
$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + g_o \cdot v_{ds} + g_{mb} \cdot v_{sb}$$



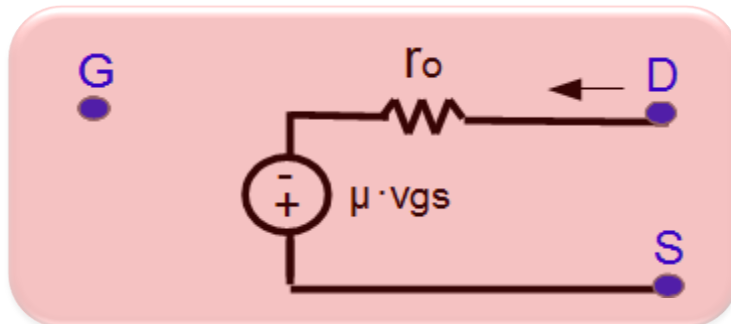
Modelo de pequeña señal de un transistor NMOS o PMOS

8.7 Modelos de pequeña señal FET. Transistor MOS.

Generalmente $g_m \gg g_{mb}$ por lo que podemos simplificar el modelo:



Modelo de pequeña señal simplificado (NMOS o PMOS) (versión Norton)

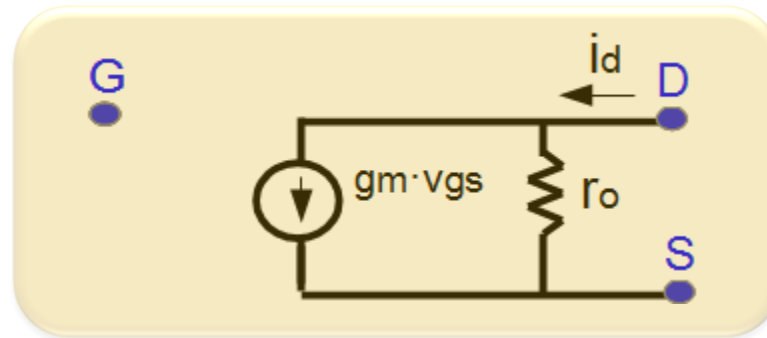


Modelo de pequeña señal simplificado (NMOS o PMOS) (versión Thevenin)

$$\mu \equiv g_m \cdot r_o$$

8.7.2 Modelos de pequeña señal FET. Transistor JFET.

Los modelos de pequeña señal de un transistor JFET son idénticos a los de un transistor MOS ya que sus ecuaciones en zona de saturación son similares



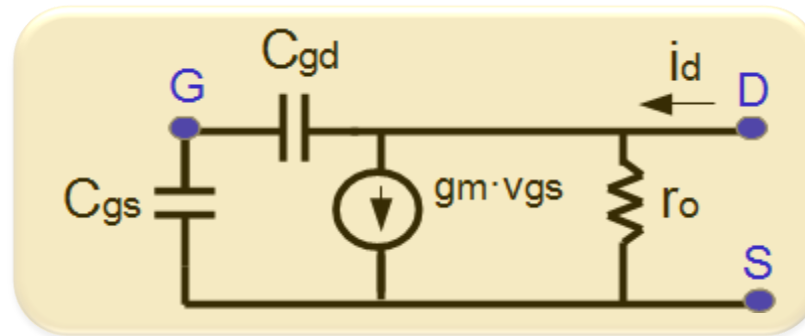
Modelo de pequeña señal simplificado (nFET o pFET)

La única diferencia está en el valor de los parámetros:

$$g_m \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \approx 2\sqrt{\beta \cdot I_D}$$
$$g_o = \frac{1}{r_o} \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}} \approx \lambda \cdot I_D = \frac{I_D}{V_A}$$

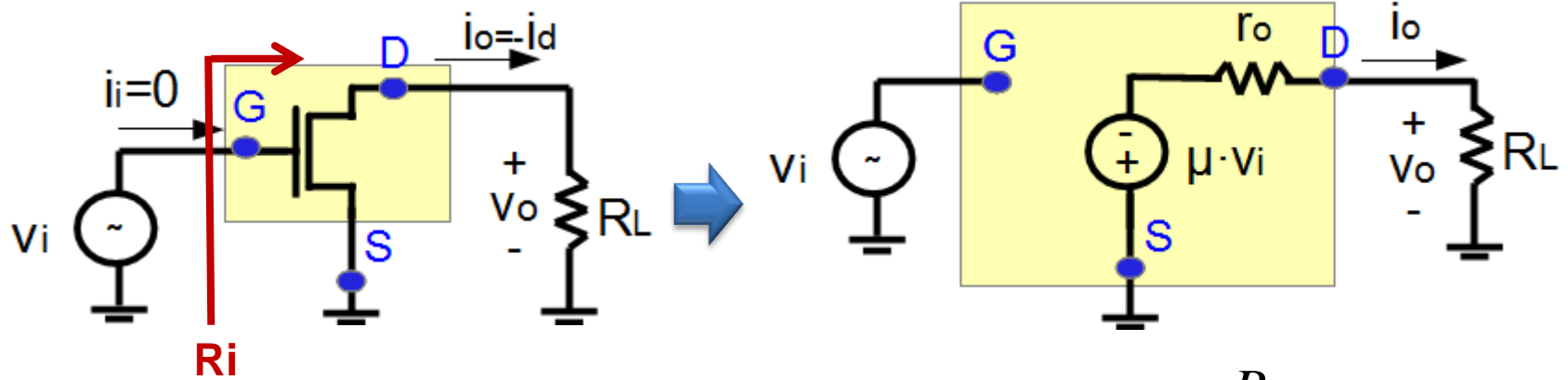
8.7.3 Modelos de pequeña señal con efectos capacitivos de transistores MOS y JFET.

Para tener en cuenta los efectos de los condensadores en un transistor MOS o JFET, simplemente basta considerar los condensadores que aparecen en la estructura entre G - D, y entre G - S



8.8 Características de las configuraciones del transistor MOS

Configuración SC. A_i, A_v, R_i



$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \infty$$

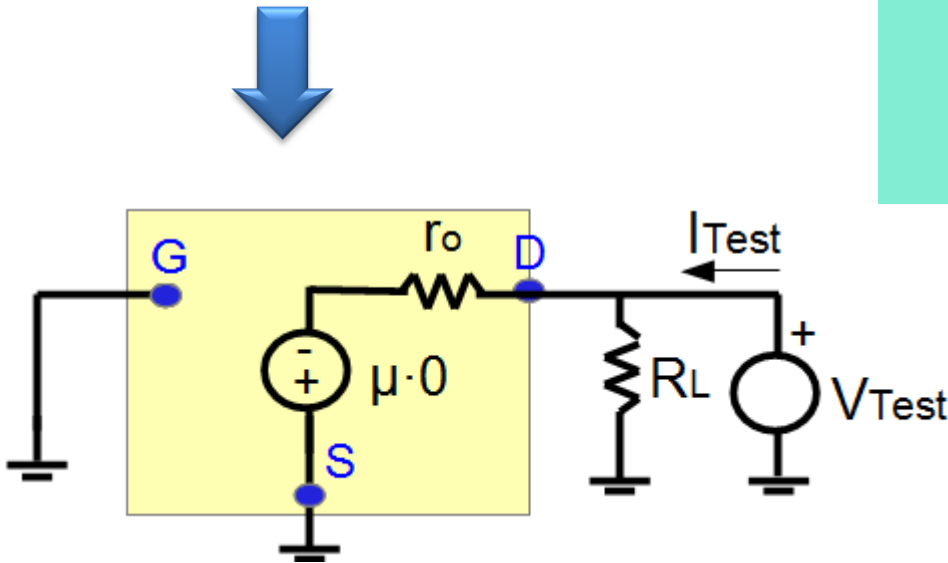
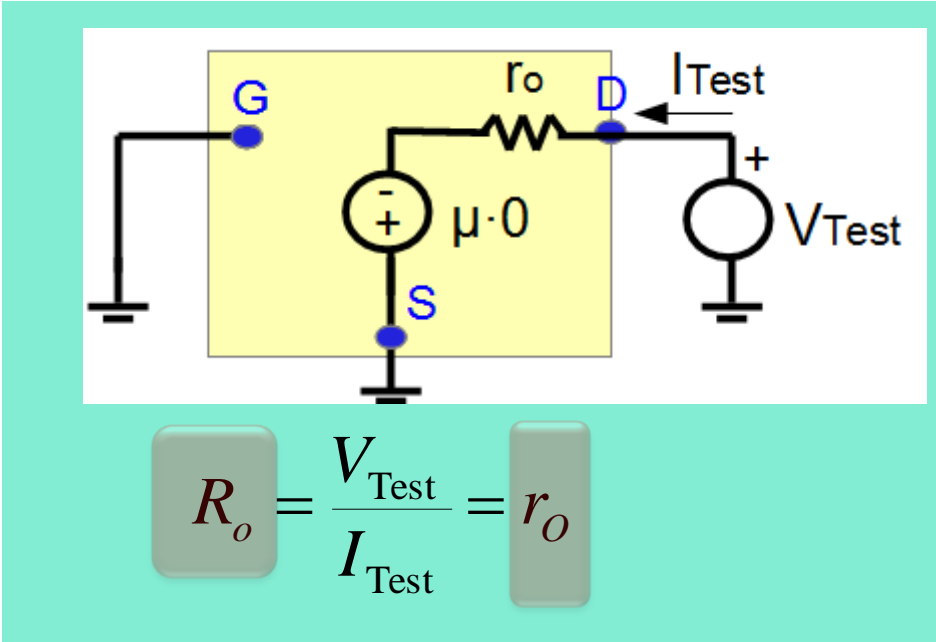
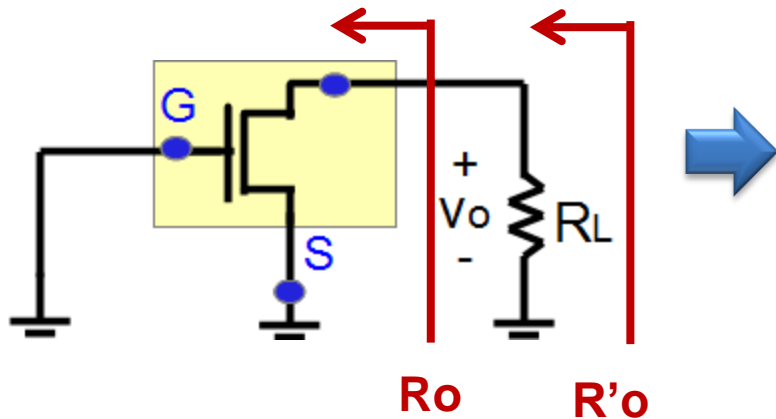
$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \infty$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\mu \cdot R_L}{r_o + R_L} \xrightarrow{\mu = g_m \cdot r_o} -g_m \cdot (r_o \parallel R_L)$$

$$v_o = \frac{R_L}{r_o + R_L} (-\mu \cdot v_i)$$

8.8 Características de las configuraciones del transistor MOS

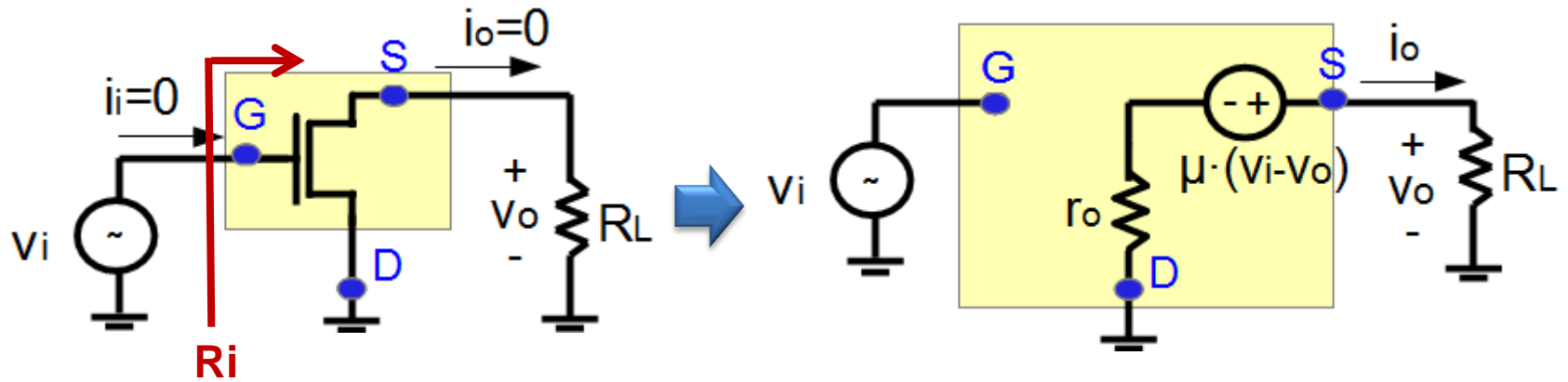
Configuración **SC**. R_o , R'_o



$$R'_o = r_o \parallel R_L$$

8.8 Características de las configuraciones del transistor MOS

Configuración DC. A_i, A_v, R_i



$$R_i = \frac{v_i}{i_i} = \infty$$

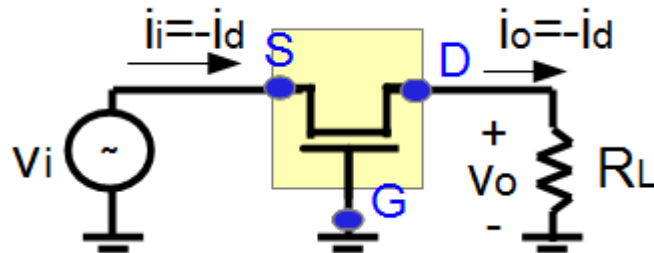
$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = \infty$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\mu \cdot R_L}{(\mu + 1)R_L + r_o}$$

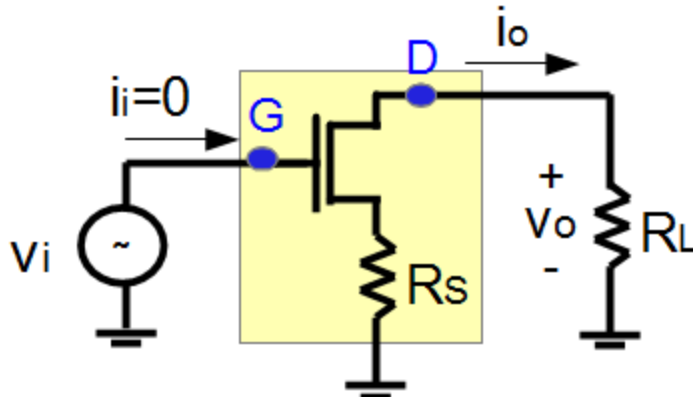
$$v_o = \frac{R_L}{r_o + R_L} \mu (v_i - v_o)$$

8.8 Características de las configuraciones del transistor MOS

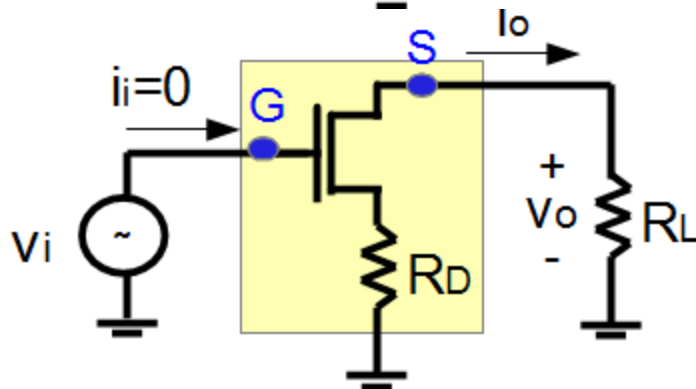
Otras Configuraciones



Configuración GC



Configuración SC con Rs



Configuración DC con Rd

8.8 Características de las configuraciones del transistor MOS

Tabla Resumen

	SC	SCRS	DC	DCRD	GC
AV	$\frac{-g_m \cdot (r_o \parallel R_L) = -\mu \cdot R_L}{r_o + R_L}$	$\frac{-\mu \cdot R_L}{(1 + \mu)R_S + R_L + r_o}$	$\frac{\mu \cdot R_L}{(1 + \mu)R_L + r_o}$	$\frac{\mu \cdot R_L}{(1 + \mu)R_L + R_D + r_o}$	$\frac{g_m \cdot (r_o \parallel R_L) = \mu \cdot R_L}{r_o + R_L}$
Ro	r_o	$(1 + \mu)R_S + r_o$	$\frac{r_o}{(1 + \mu)}$	$\frac{r_o + R_D}{(1 + \mu)}$	$r_o + (1 + \mu)R_{O,prev}$
R'o	$R_o \parallel R_L$				

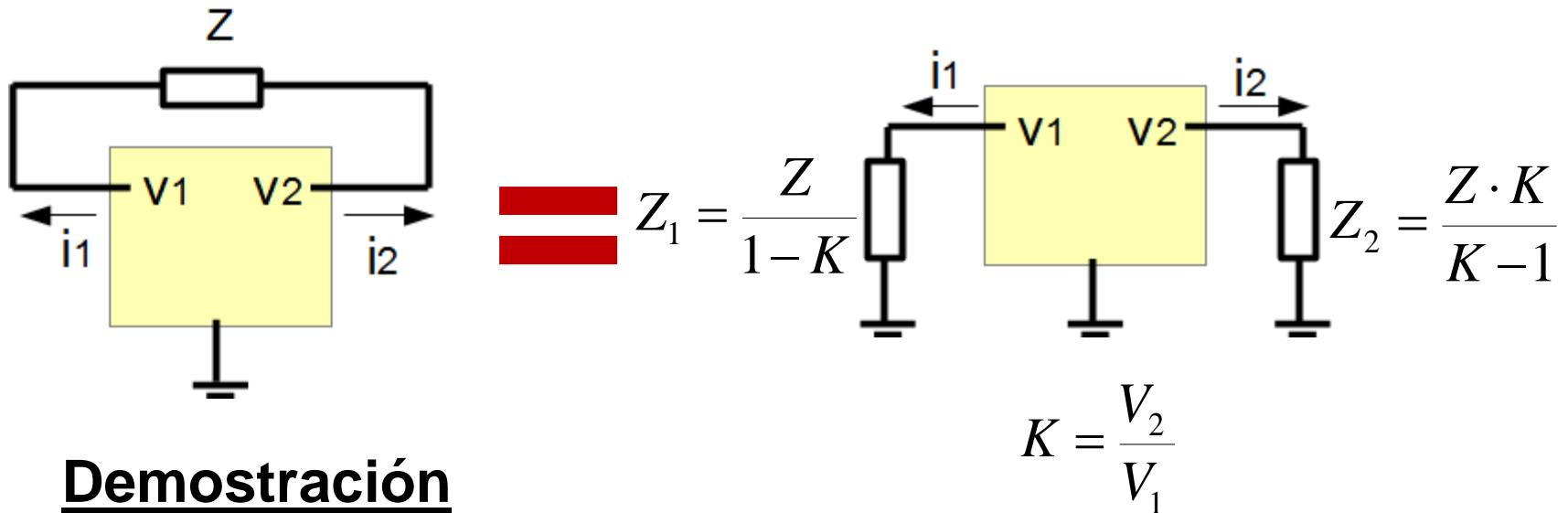
8.8 Características de las configuraciones del transistor MOS

Tabla Resumen

	SC	SCRS	DC	DCRD	GC
AV	$-g_m \cdot \frac{(r_o \parallel R_L) = \mu \cdot R_L}{r_o + R_L} =$	$\frac{-\mu \cdot R_L}{(1 + \mu)R_S + R_L + r_o}$	$\frac{\mu \cdot R_L}{(1 + \mu)R_L + r_o}$	$\frac{\mu \cdot R_L}{(1 + \mu)R_L + R_D + r_o}$	$g_m \cdot \frac{(r_o \parallel R_L) = \mu \cdot R_L}{r_o + R_L} =$
Ro	r_o	$(1 + \mu)R_S + r_o$	$\frac{r_o}{(1 + \mu)}$	$\frac{r_o + R_D}{(1 + \mu)}$	$r_o + (1 + \mu)R_{O,prev}$
R'o	$R_o \parallel R_L$				

8.9 Análisis de Amplificadores con Realimentación

Teorema de Miller



Demostración

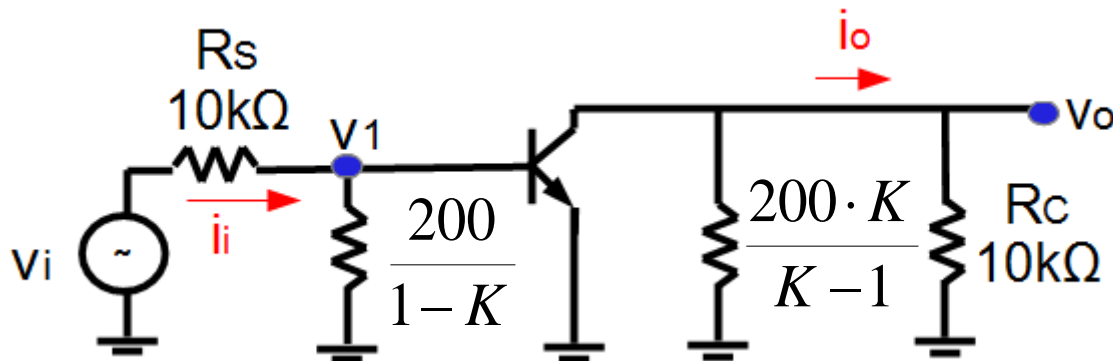
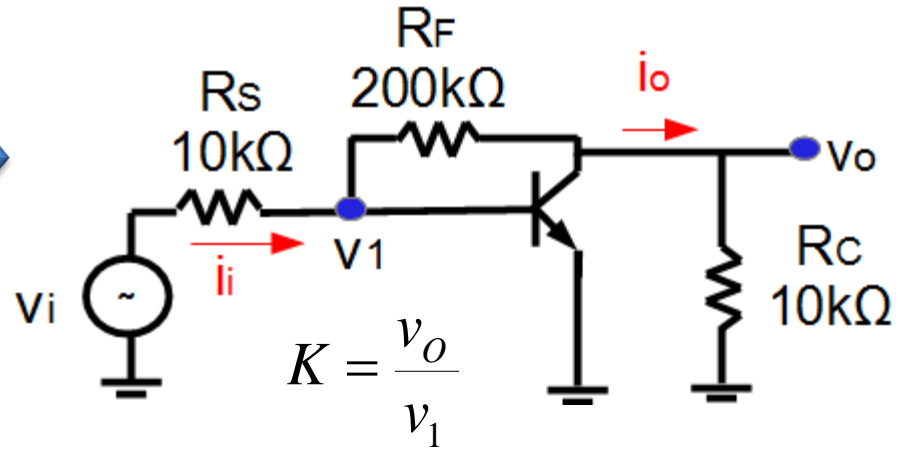
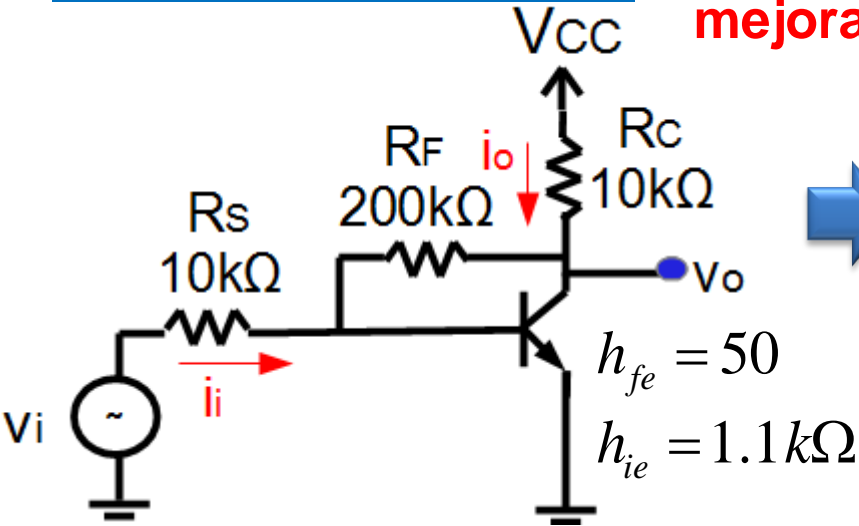
$$I_1 = \frac{V_1 - V_2}{Z} = \frac{V_1(1 - K)}{Z} = \frac{V_1}{Z_1}$$

$$I_2 = \frac{V_2 - V_1}{Z} = \frac{V_2 \left(1 - \frac{1}{K}\right)}{Z} = \frac{V_2}{Z_2}$$

8.9 Análisis de Amplificadores con Realimentación

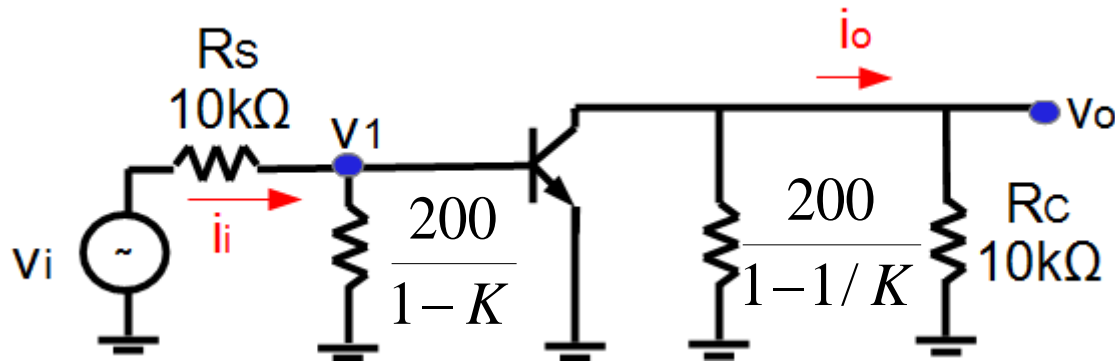
Realimentación CB

• Entre otras cosas, mejora las estabildades del circuito



8.9 Análisis de Amplificadores con Realimentación

Realimentación CB



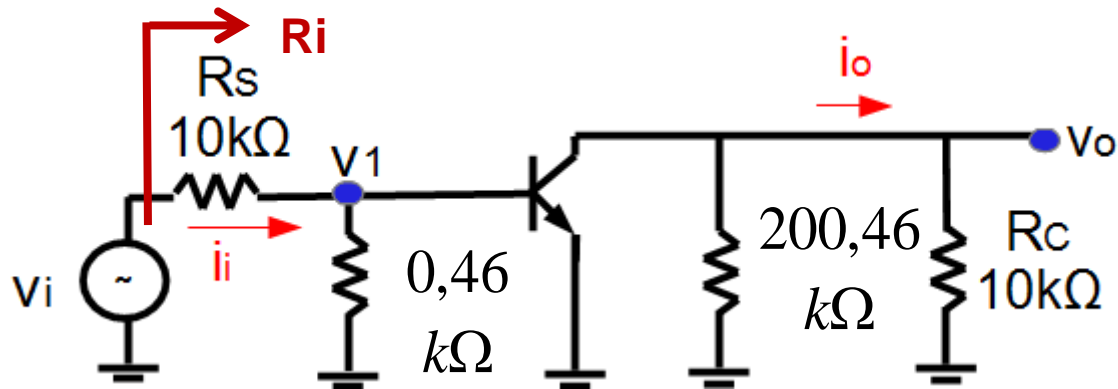
•Configuración EC entre vo y v1

$$K = -h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}} = -50 \frac{10 \parallel \frac{200}{1-1/K}}{1.1} \Rightarrow K = v_o/v_1 = -432.85$$

¡¡Este valor de K es válido para calcular Av, Ai, y Ri, pero NO para Ro !!

8.9 Análisis de Amplificadores con Realimentación

Realimentación CB



$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_1} \cdot \frac{v_1}{v_i} = -432,85 \cdot \frac{0,46 \parallel 1,1}{10 + 0,46 \parallel 1,1} = -13,6$$

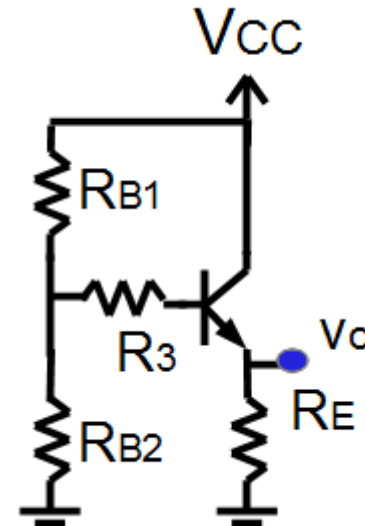
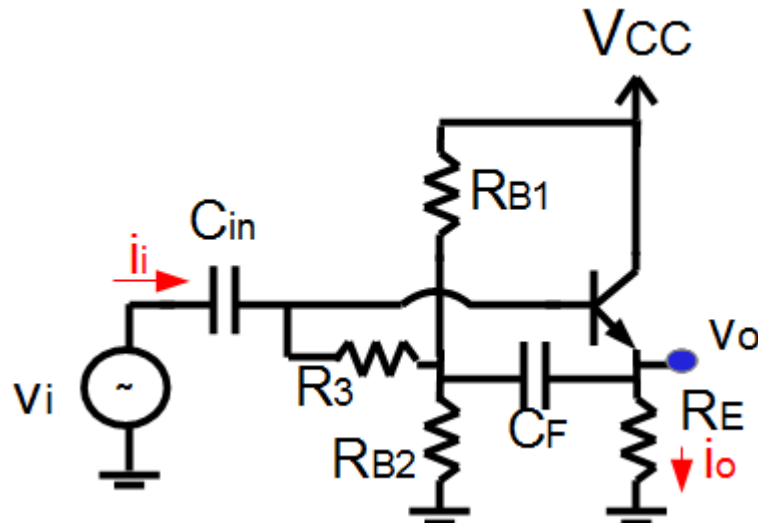
$$R_i = 10 + 0,46 \parallel 1,1 = 10,32\text{k}\Omega$$

$$A_I = \frac{i_o}{i_i} = A_v \frac{R_i}{R_L} = -13,6 \cdot \frac{10,32}{200,46 \parallel 10} = -14,74$$

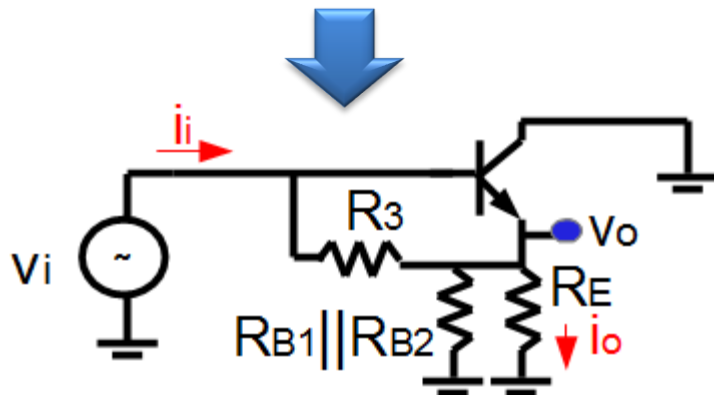
8.9 Análisis de Amplificadores con Realimentación

Realimentación EB

- Evita la disminución en la R_i debida a la red de polarización



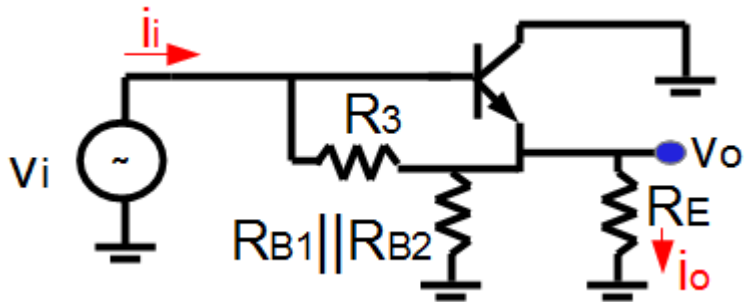
Circuito de Continua



Circuito de Pequeña señal

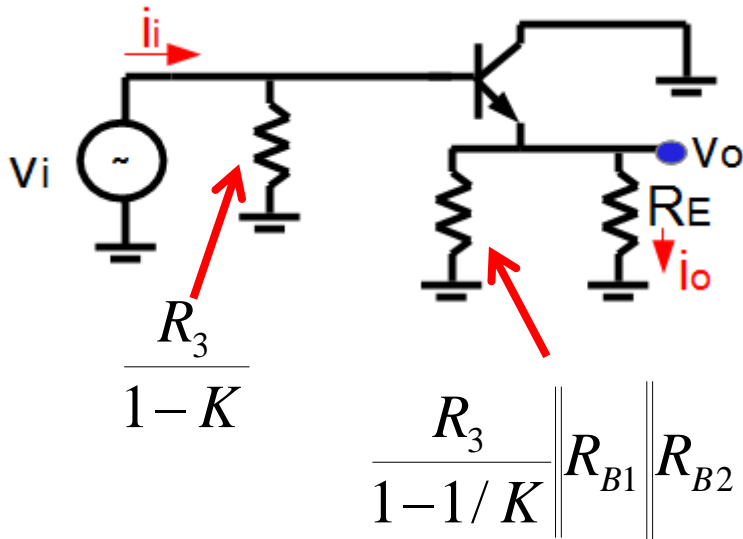
8.9 Análisis de Amplificadores con Realimentación

Realimentación EB



• Configuración CC entre v_o y v_1

$$A_v = K = \frac{v_o}{v_1}$$

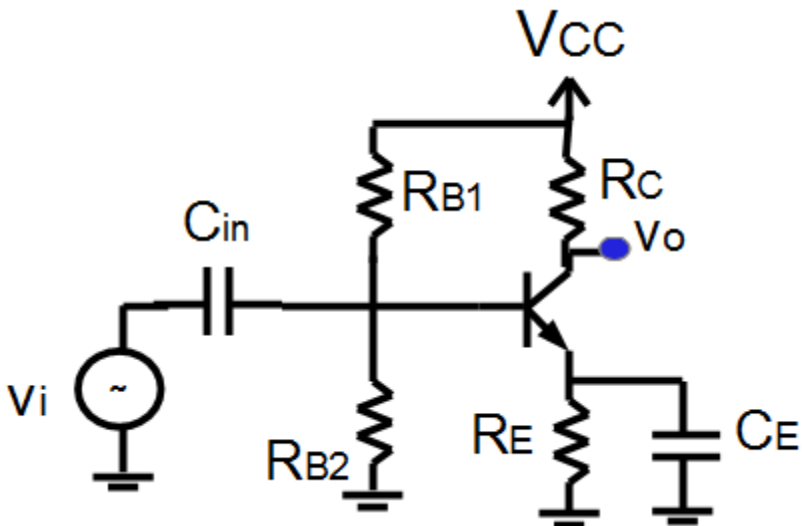


$$K = \frac{R_L}{R_L + 1/(g_m + g_\pi)};$$

$$R_L = \frac{R_3}{1 - 1/K} \parallel R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel R_E$$

8.9 Análisis de Amplificadores con Realimentación

Condensador de Emisor



- **R_E Mejora las estabilidades del circuito de polarización**
- **Disminuye la ganancia del Circuito**
- **Para mantener elevada la ganancia y las estabilidades, introducimos C_E**