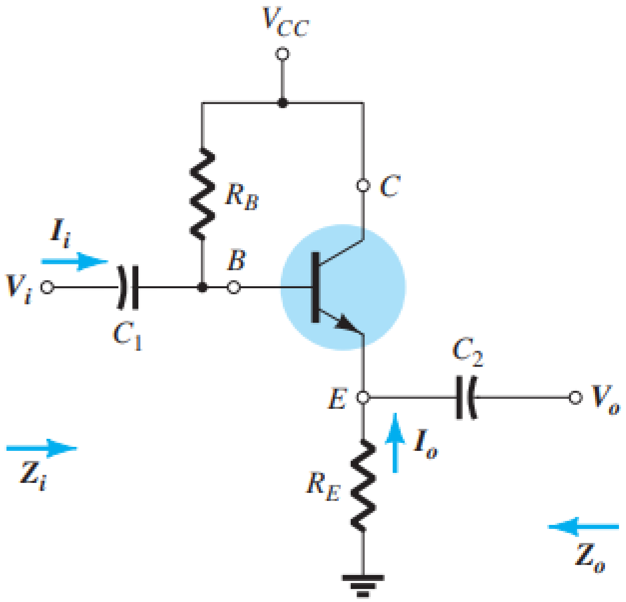
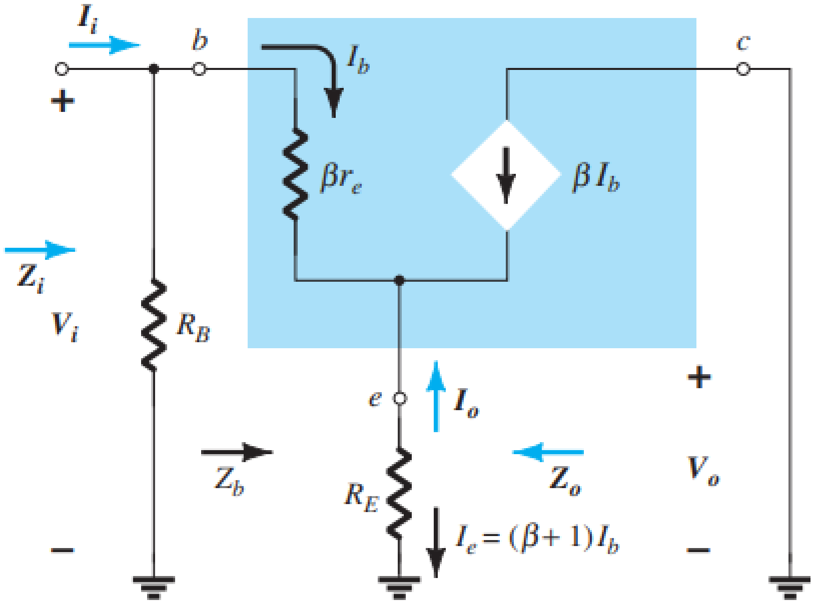
TRANSISTORES BJT EN AC

CONFIGURACIÓN EN EMISOR SEGUIDOR





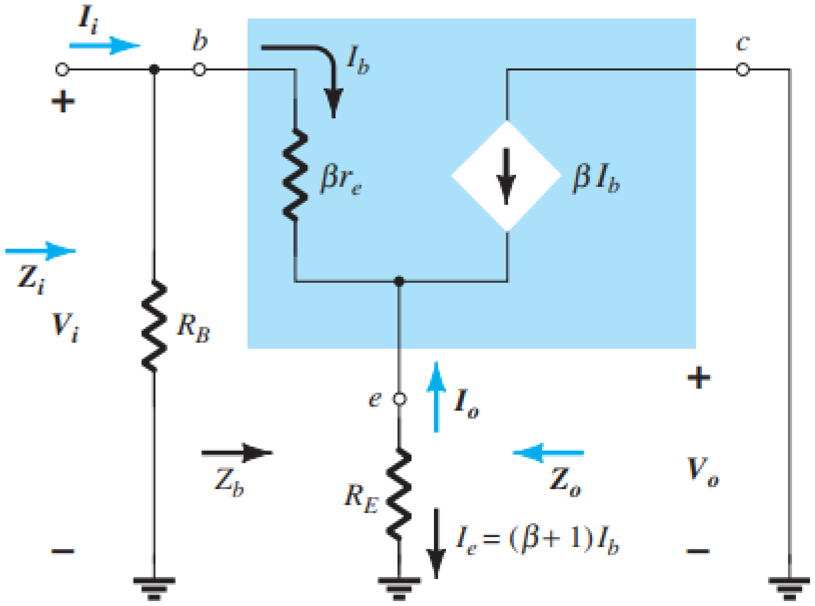
$$\boxed{Z_i = R_B \| Z_b}$$

$$\boxed{Z_b = \beta r_e + (\beta + 1) R_E}$$

$$\boxed{Z_b \cong \beta (r_e + R_E)}$$

$$\boxed{Z_b \cong \beta R_E} \quad R_E \gg r_e$$

CONFIGURACIÓN EN EMISOR SEGUIDOR



$$I_b = \frac{V_i}{Z_b}$$

y luego multiplicando por $(\beta + 1)$ para establecer I_e. Es decir,

$$I_e = (\beta + 1) I_b = (\beta + 1) \frac{V_i}{Z_b}$$

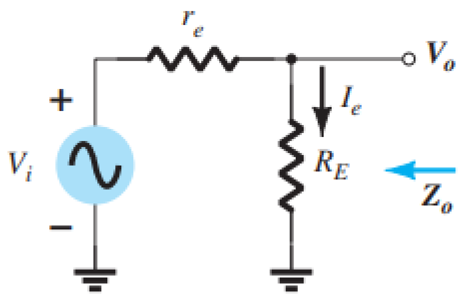
Sustituyendo en lugar de Z_b obtenemos

$$I_e = \frac{(\beta + 1) V_i}{\beta r_e + (\beta + 1) R_E}$$

$$I_e = \frac{V_i}{[\beta r_e / (\beta + 1)] + R_E}$$

$$(\beta + 1) \cong \beta$$

$$\frac{\beta r_e}{\beta + 1} \cong \frac{\beta r_e}{\beta} = r_e$$

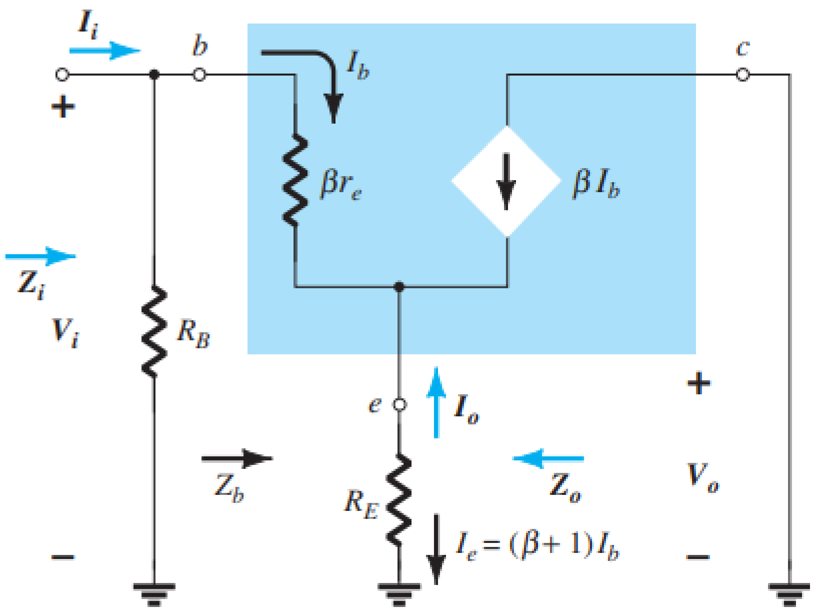


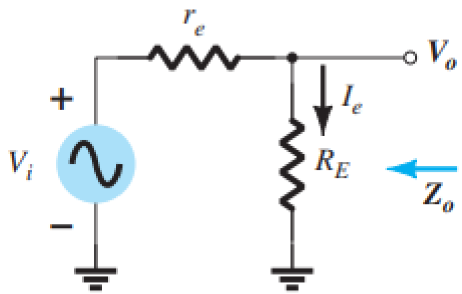
$$\boxed{I_e \cong \frac{V_i}{r_e + R_E}}$$

$$\boxed{Z_o = R_E \| r_e}$$

$$\boxed{Z_o \cong r_e}_{R_E \gg r_e}$$

CONFIGURACIÓN EN EMISOR SEGUIDOR





$$V_o = \frac{R_E V_i}{R_E + r_e}$$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e}}$$

Como R_E casi siempre es mucho mayor que r_e, $R_E + r_e \cong R_E$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong 1}$$

CONFIGURACIÓN EN EMISOR SEGUIDOR - Efecto r_o

Zi

$$\boxed{Z_b = \beta r_e + \frac{(\beta + 1)R_E}{1 + \dfrac{R_E}{r_o}}}$$

Si se satisface la condición $r_o \geq 10R_E$,

$$Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E$$

$$\boxed{Z_b \cong \beta(r_e + R_E)} \quad {}_{r_o \geq 10R_E}$$

$$\boxed{Z_b \cong \beta R_E} \quad {}_{R_E \gg r_e}$$

Zo

$$\boxed{Z_o = r_o \| R_E \| \frac{\beta r_e}{(\beta + 1)}}$$

$$\beta + 1 \cong \beta$$

$$Z_o = r_o \| R_E \| r_e$$

$$r_o \gg r_e$$

$$\boxed{Z_o \cong R_E \| r_e}$$

$$\boxed{Z_o \cong r_e} \quad {}_{R_E \gg r_e}$$

Av

$$\boxed{A_v = \frac{(\beta + 1)R_E / Z_b}{1 + \dfrac{R_E}{r_o}}}$$

$r_o \geq 10R_E$ $\qquad$ $\beta + 1 \cong \beta$

$$A_v \cong \frac{\beta R_E}{Z_b}$$

$$Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$$

$$A_v \cong \frac{\beta R_E}{\beta(r_e + R_E)}$$

$$\boxed{A_v \cong \frac{R_E}{r_e + R_E}} \quad {}_{r_o \geq 10R_E}$$

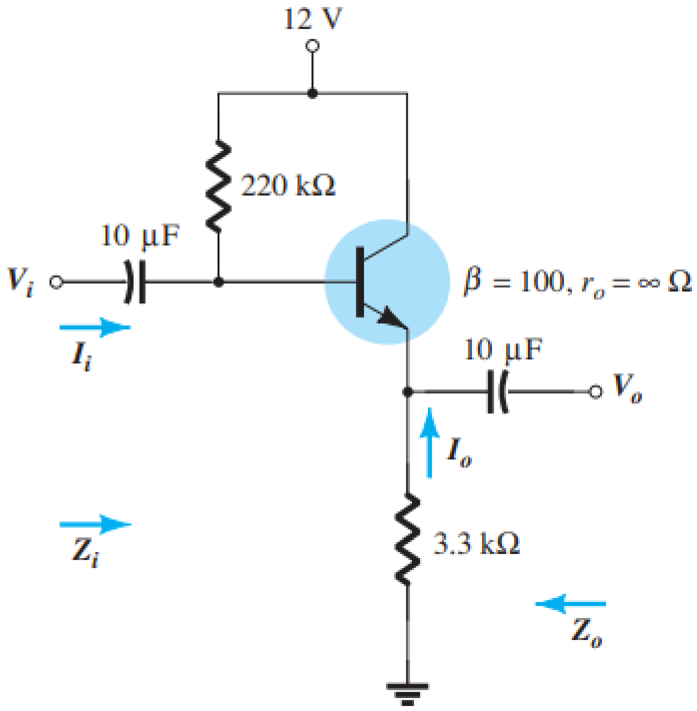
Como R_E casi siempre es mucho mayor que r_e, $R_E + r_e \cong R_E$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong 1}$$

EJEMPLO

Para la red en emisor seguidor

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Repetir con r_o =25 KΩ



$$\boxed{Z_i = R_B \| Z_b}$$

$$\boxed{Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E}$$

$$\boxed{Z_b \cong \beta R_E} \quad R_E \gg r_e$$

$$\boxed{Z_o = R_E \| r_e}$$

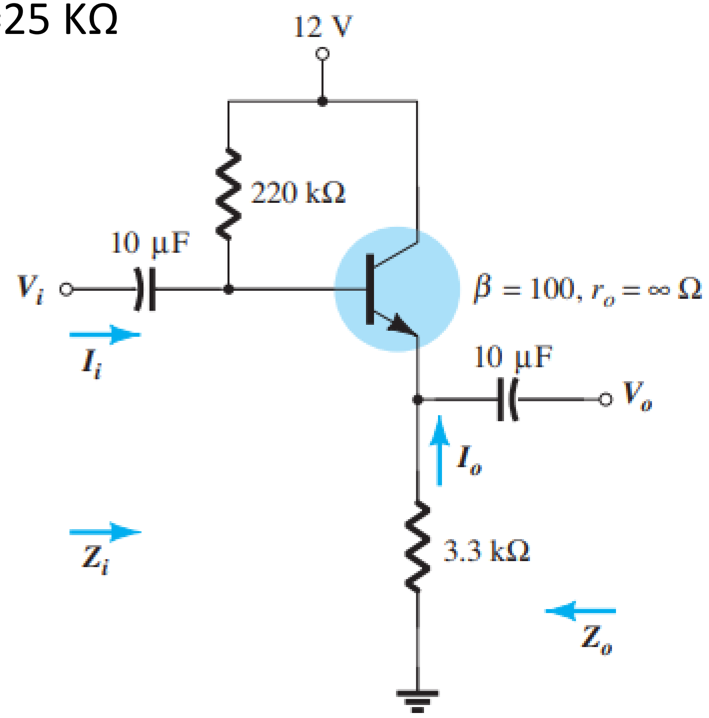
$$\boxed{Z_o \cong r_e} \quad R_E \gg r_e$$

$$\boxed{A_v \cong \frac{R_E}{r_e + R_E}} \quad r_o \geq 10R_E$$

EJEMPLO

Para la red en emisor seguidor

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Repetir con r_o =25 KΩ



$$\text{a.}\quad I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$$

$$= \frac{12\text{ V} - 0.7\text{ V}}{220\text{ k}\Omega + (101)3.3\text{ k}\Omega} = 20.42\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B$$

$$= (101)(20.42\ \mu\text{A}) = 2.062\text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{2.062\text{ mA}} = \mathbf{12.61\ \Omega}$$

$$\text{b.}\quad Z_b = \beta r_e + (\beta + 1)R_E$$

$$= (100)(12.61\ \Omega) + (101)(3.3\text{ k}\Omega)$$

$$= 1.261\text{ k}\Omega + 333.3\text{ k}\Omega$$

$$= 334.56\text{ k}\Omega \cong \beta R_E$$

$$Z_i = R_B \| Z_b = 220\text{ k}\Omega \| 334.56\text{ k}\Omega$$

$$= \mathbf{132.72\text{ k}\Omega}$$

$$\text{c.}\quad Z_o = R_E \| r_e = 3.3\text{ k}\Omega \| 12.61\ \Omega$$

$$= \mathbf{12.56\ \Omega} \cong r_e$$

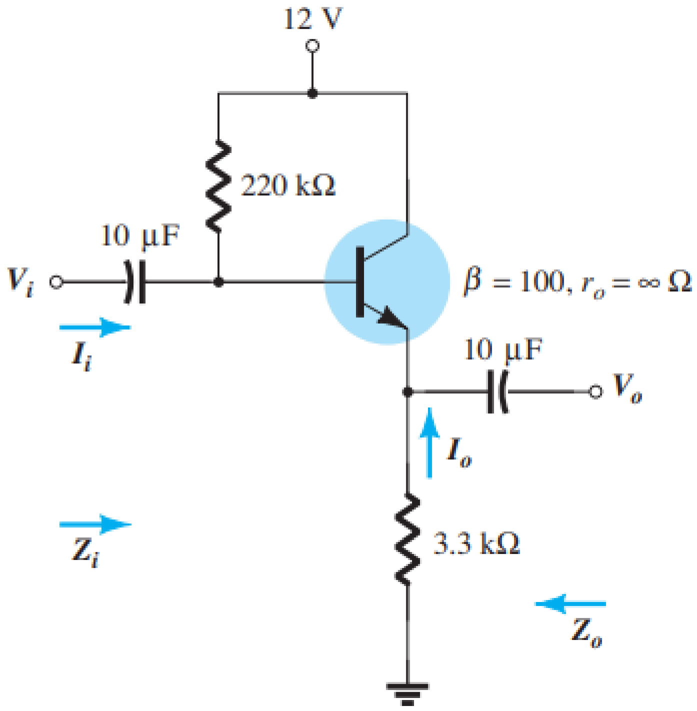
$$\text{d.}\quad A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E}{R_E + r_e} = \frac{3.3\text{ k}\Omega}{3.3\text{ k}\Omega + 12.61\ \Omega}$$

$$= \mathbf{0.996} \cong \mathbf{1}$$

EJEMPLO

Para la red en emisor seguidor

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Repetir con r_o =25 KΩ



$$\boxed{Z_b = \beta r_e + \frac{(\beta+1)R_E}{1 + \dfrac{R_E}{r_o}}}$$

$$\boxed{Z_o = r_o \| R_E \| \frac{\beta r_e}{(\beta+1)}}$$

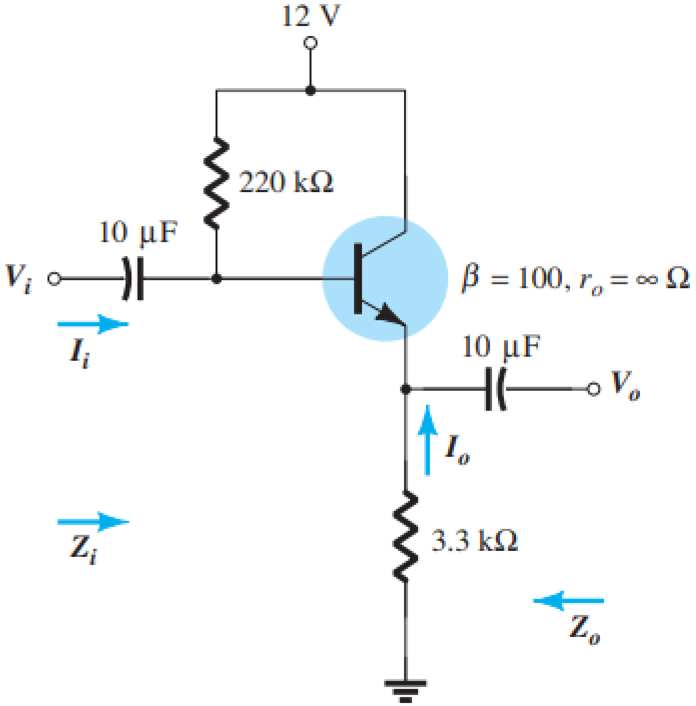
$$\boxed{Z_o \cong r_e} \quad {}_{R_E \gg r_e}$$

$$\boxed{A_v = \frac{(\beta+1)R_E/Z_b}{1 + \dfrac{R_E}{r_o}}}$$

EJEMPLO

Para la red en emisor seguidor

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Repetir con r_o =25 KΩ



e. Al comprobar la condición $r_o \geq 10R_E$, tenemos

$$25\ \text{k}\Omega \geq 10(3.3\ \text{k}\Omega) = 33\ \text{k}\Omega$$

la cual *no* se satisface. Por consiguiente,

$$Z_b = \beta r_e + \frac{(\beta + 1)R_E}{1 + \dfrac{R_E}{r_o}} = (100)(12.61\ \Omega) + \frac{(100 + 1)3.3\ \text{k}\Omega}{1 + \dfrac{3.3\ \text{k}\Omega}{25\ \text{k}\Omega}}$$

$$= 1.261\ \text{k}\Omega + 294.43\ \text{k}\Omega$$

$$= 295.7\ \text{k}\Omega$$

con $$Z_i = R_B \| Z_b = 220\ \text{k}\Omega \| 295.7\ \text{k}\Omega$$

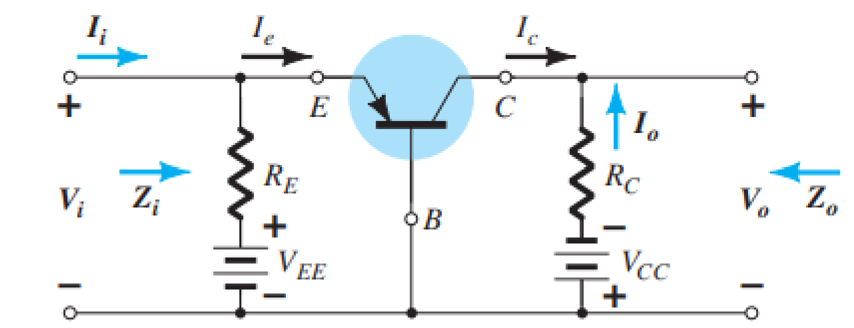
$$= \mathbf{126.15\ k\Omega}\ \text{vs. } 132.72\ \text{k}\Omega \quad \text{ya obtenida antes}$$

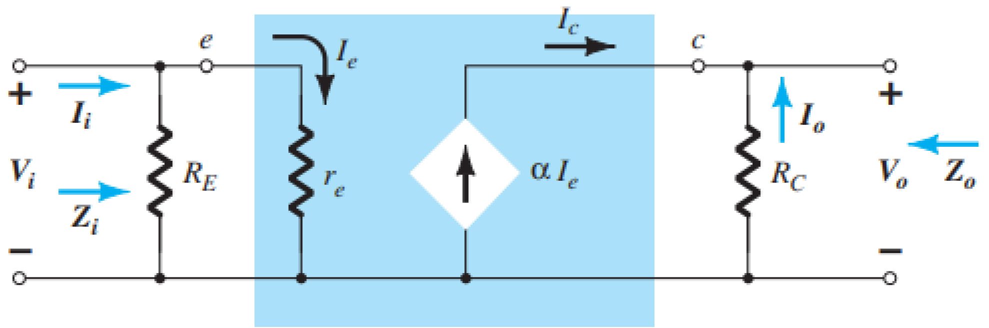
$$Z_o = R_E \| r_e = \mathbf{12.56\ \Omega} \quad \text{como se obtuvo antes}$$

$$A_v = \frac{(\beta + 1)R_E/Z_b}{\left[1 + \dfrac{R_E}{r_o}\right]} = \frac{(100 + 1)(3.3\ \text{k}\Omega)/295.7\ \text{k}\Omega}{\left[1 + \dfrac{3.3\ \text{k}\Omega}{25\ \text{k}\Omega}\right]}$$

$$= \mathbf{0.996} \cong \mathbf{1}$$

CONFIGURACIÓN EN BASE COMÚN





$$\boxed{Z_i = R_E \| r_e}$$

$$\boxed{Z_o = R_C}$$

$$V_o = -I_o R_C = -(-I_c)R_C = \alpha I_e R_C$$

$$I_e = \frac{V_i}{r_e}$$

$$V_o = \alpha\left(\frac{V_i}{r_e}\right)R_C$$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}}$$

$R_E \gg r_e$:

$$I_e = I_i$$

$$I_o = -\alpha I_e = -\alpha I_i$$

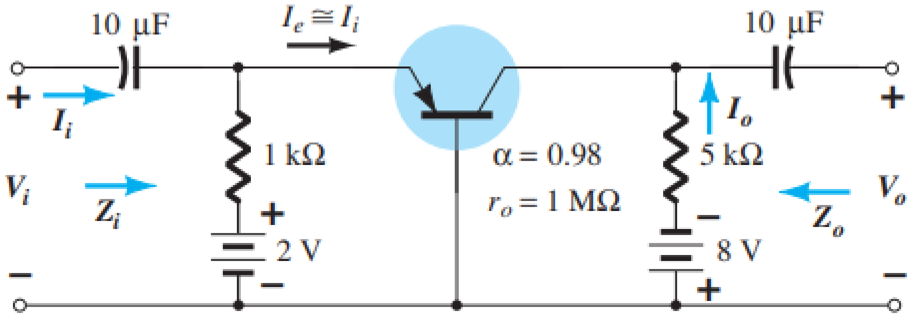
$$\boxed{A_i = \frac{I_o}{I_i} = -\alpha \cong -1}$$

Relación de fase El hecho de que A_v sea un número positivo muestra que V_o y V_i están en fase en el caso de la configuración en base común.

EJEMPLO

Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Ai



$$\boxed{Z_i = R_E \| r_e}$$

$$\boxed{Z_o = R_C}$$

$$V_o = -I_o R_C = -(-I_c)R_C = \alpha I_e R_C$$

$$I_e = \frac{V_i}{r_e}$$

$$V_o = \alpha\left(\frac{V_i}{r_e}\right)R_C$$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}}$$

$$R_E \gg r_e$$

$$I_e = I_i$$

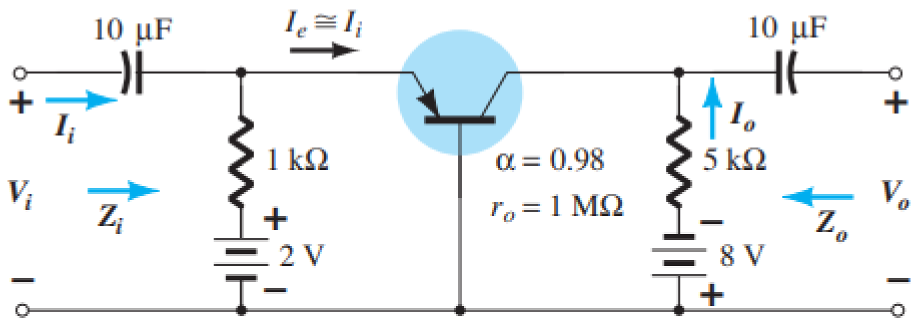
$$I_o = -\alpha I_e = -\alpha I_i$$

$$\boxed{A_i = \frac{I_o}{I_i} = -\alpha \cong -1}$$

EJEMPLO

Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Ai



a. $I_E = \dfrac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \dfrac{2\text{ V} - 0.7\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = \dfrac{1.3\text{ V}}{1\text{ k}\Omega} = 1.3\text{ mA}$

$r_e = \dfrac{26\text{ mV}}{I_E} = \dfrac{26\text{ mV}}{1.3\text{ mA}} = \mathbf{20\ \Omega}$

b. $Z_i = R_E \| r_e = 1\text{ k}\Omega \| 20\ \Omega$

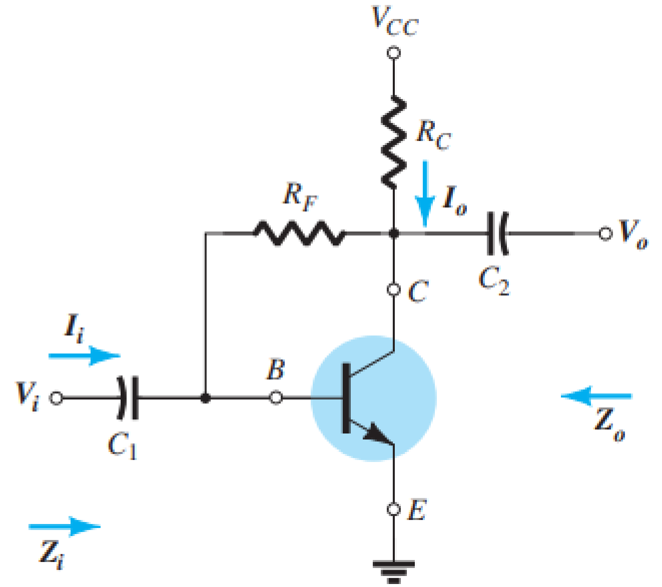
$= \mathbf{19.61\ \Omega} \cong r_e$

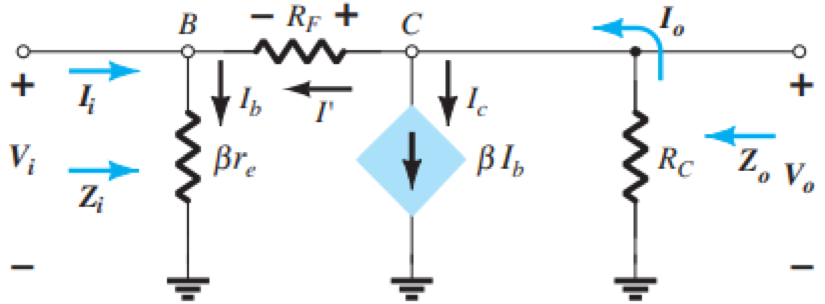
c. $Z_o = R_C = \mathbf{5\text{ k}\Omega}$

d. $A_v \cong \dfrac{R_C}{r_e} = \dfrac{5\text{ k}\Omega}{20\ \Omega} = \mathbf{250}$

e. $A_i = \mathbf{-0.98} \cong -1$

CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DEL COLECTOR





Z_i

$$I' = \frac{V_o - V_i}{R_F}$$

con $\quad V_o = -I_o R_C$

e $\quad I_o = \beta I_b + I'$

Como normalmente βI_b es mucho mayor que I',

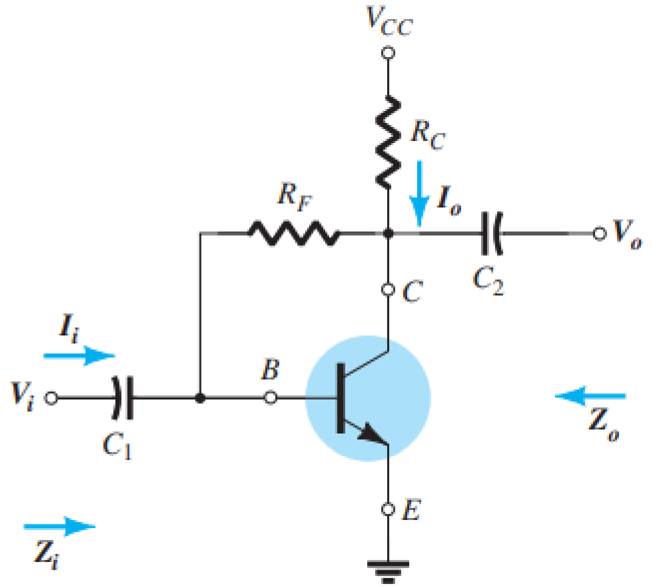
$$I_o \cong \beta I_b$$

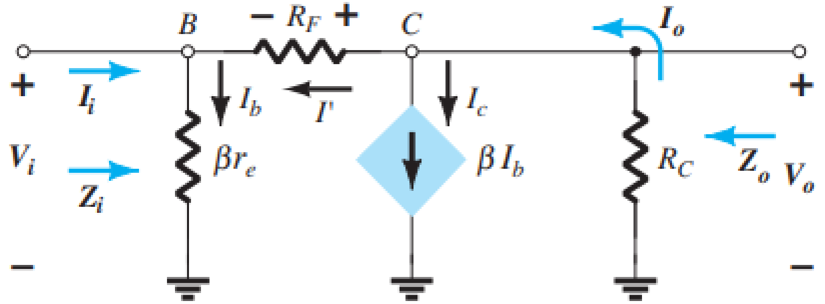
y $\quad V_o = -(\beta I_b) R_C = -\beta I_b R_C$

pero $\quad I_b = \dfrac{V_i}{\beta r_e}$

y $\quad V_o = -\beta\left(\dfrac{V_i}{\beta r_e}\right) R_C = -\dfrac{R_C}{r_e} V_i$

CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DEL COLECTOR





Por consiguiente,

$$I' = \frac{V_o - V_i}{R_F} = \frac{V_o}{R_F} - \frac{V_i}{R_F} = -\frac{R_C V_i}{r_e R_F} - \frac{V_i}{R_F} = -\frac{1}{R_F}\left[1 + \frac{R_C}{r_e}\right]V_i$$

El resultado es

$$V_i = I_b\beta r_e = (I_i + I')\beta r_e = I_i\beta r_e + I'\beta r_e$$

$$V_i = I_i\beta r_e - \frac{1}{R_F}\left[1 + \frac{R_C}{r_e}\right]\beta r_e V_i$$

o

$$V_i\left[1 + \frac{\beta r_e}{R_F}\left[1 + \frac{R_C}{r_e}\right]\right] = I_i\beta r_e$$

y

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{\beta r_e}{1 + \dfrac{\beta r_e}{R_F}\left[1 + \dfrac{R_C}{r_e}\right]}$$

pero R_C suele ser mucho mayor que r_e, y

$$1 + \frac{R_C}{r_e} \cong \frac{R_C}{r_e}$$

de modo que

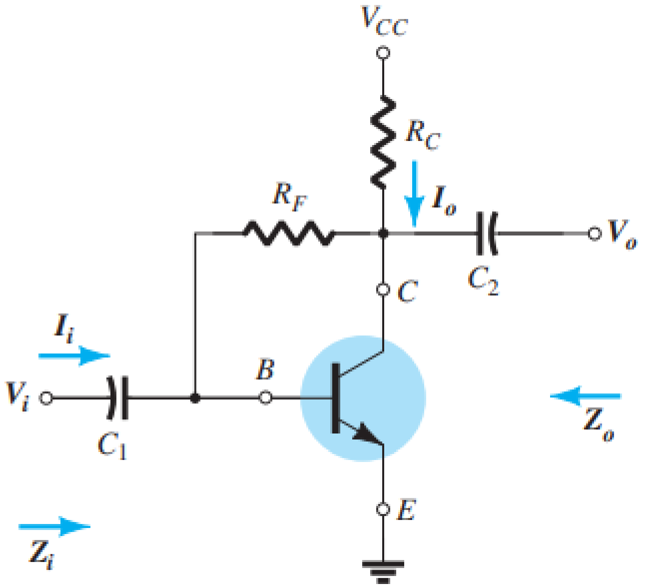
$$Z_i = \frac{\beta r_e}{1 + \dfrac{\beta R_C}{R_F}}$$

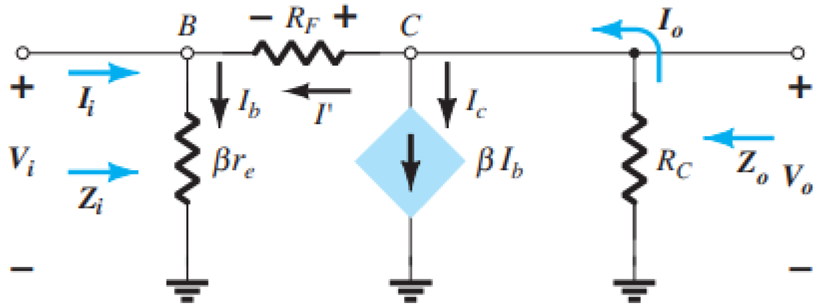
o

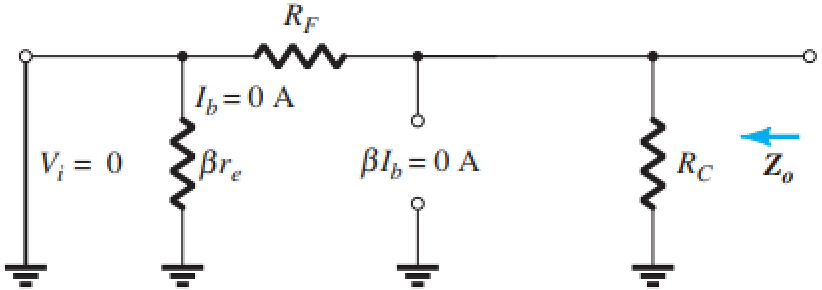
$$\boxed{Z_i = \frac{r_e}{\dfrac{1}{\beta} + \dfrac{R_C}{R_F}}}$$

$r_o \geq 10R_C$

CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DEL COLECTOR





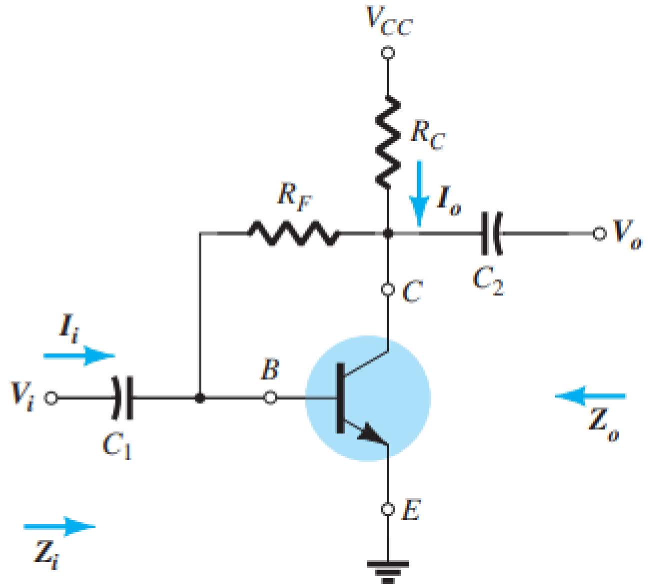


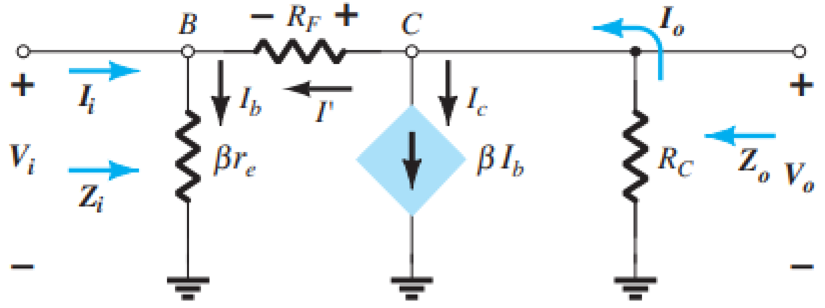
$\boldsymbol{Z_o}$ Si ajustamos V_i a cero como se requiere para definir Z_o,

El efecto de βr_e, se elimina y R_F aparece en paralelo con R_C

$$\boxed{Z_o \cong R_C \| R_F}_{\,r_o \geq 10 R_C}$$

CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DEL COLECTOR





$\boldsymbol{A_v}$ En el nodo C de la figura 5.47,

$$I_o = \beta I_b + I'$$

Para valores típicos, $\beta I_b \gg I$ e $I_o \cong \beta I_b$. Tenemos

$$V_o = -I_o R_C = -(\beta I_b) R_C$$

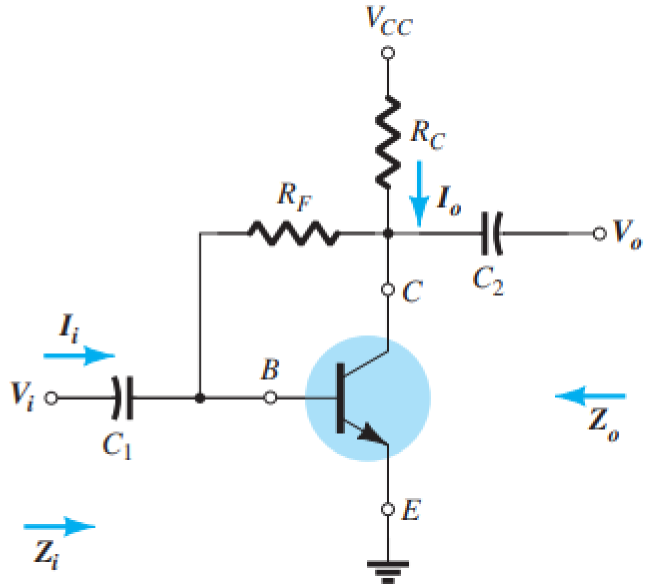
Sustituyendo $I_b = V_i/\beta r_e$, obtenemos

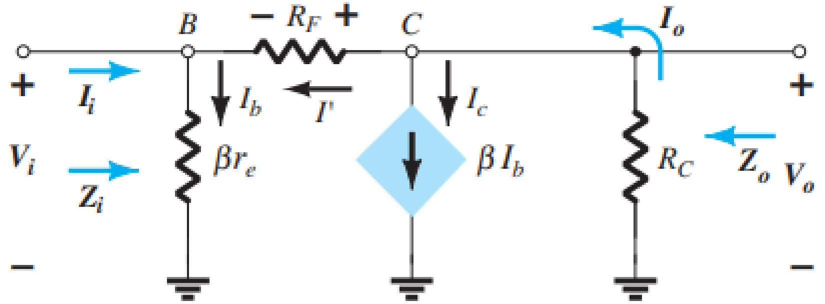
$$V_o = -\beta \frac{V_i}{\beta r_e} R_C$$

y

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{r_e}} \quad r_o \geq 10R_C$$

CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DEL COLECTOR - Efecto r_o





Si no se cumple $r_o \geq 10 R_C$

$$Z_i = \frac{1 + \dfrac{R_C \| r_o}{R_F}}{\dfrac{1}{\beta r_e} + \dfrac{1}{R_F} + \dfrac{R_C \| r_o}{R_F r_e}}$$

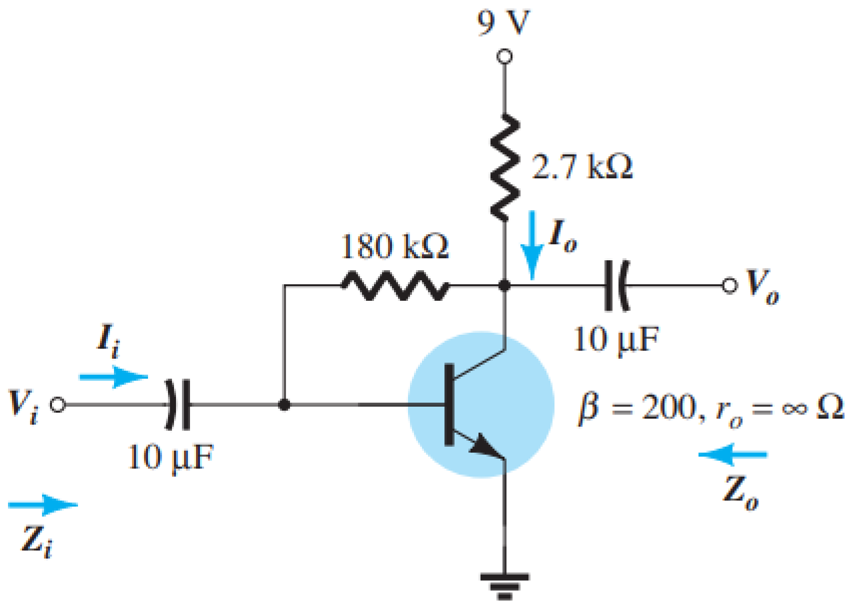
$$A_v = -\frac{\left[\dfrac{1}{R_F} + \dfrac{1}{r_e}\right](r_o \| R_C)}{1 + \dfrac{r_o \| R_C}{R_F}}$$

$$Z_o = r_o \| R_C \| R_F$$

EJEMPLO

Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Si r_o = 20 KΩ



$$\boxed{Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}}} \quad r_o \geq 10R_C$$

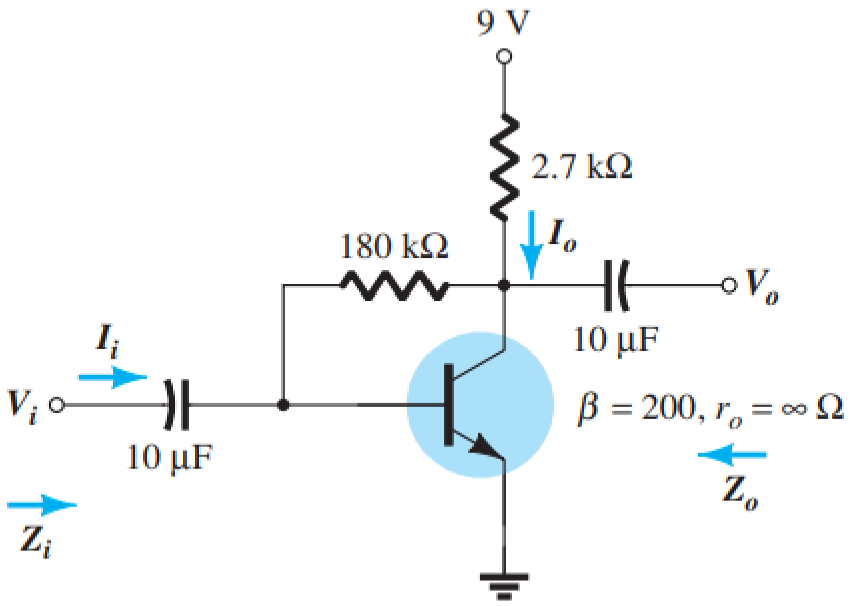
$$\boxed{Z_o \cong R_C \| R_F} \quad r_o \geq 10R_C$$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C}{r_e}} \quad r_o \geq 10R_C$$

EJEMPLO

Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Si r_o = 20 KΩ



a. $$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta R_C} = \frac{9\text{ V} - 0.7\text{ V}}{180\text{ k}\Omega + (200)2.7\text{ k}\Omega}$$

$$= 11.53\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (201)(11.53\ \mu\text{A}) = 2.32\text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{2.32\text{ mA}} = \mathbf{11.21\ \Omega}$$

b. $$Z_i = \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}} = \frac{11.21\ \Omega}{\frac{1}{200} + \frac{2.7\text{ k}\Omega}{180\text{ k}\Omega}} = \frac{11.21\ \Omega}{0.005 + 0.015}$$

$$= \frac{11.21\Omega}{0.02} = 50(11.21\ \Omega) = \mathbf{560.5\ \Omega}$$

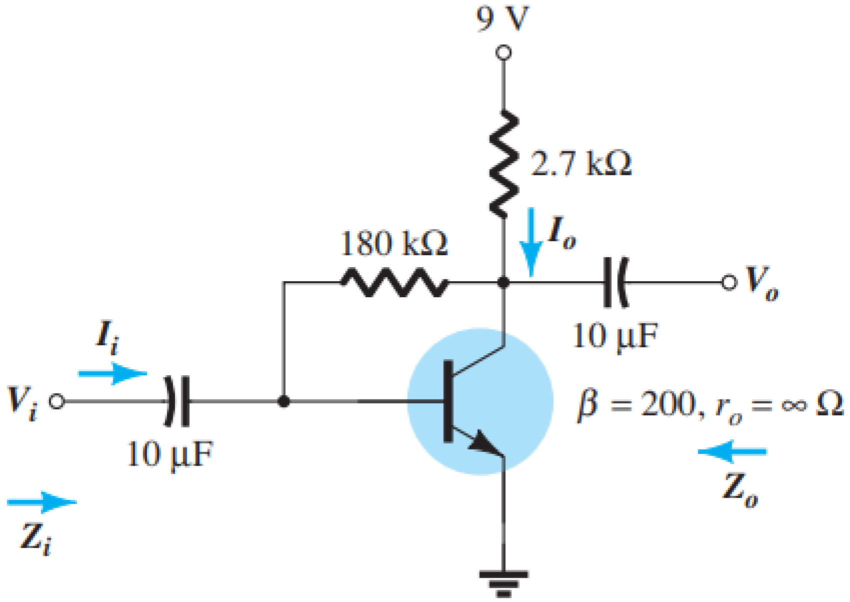
c. $$Z_o = R_C \| R_F = 2.7\text{ k}\Omega \| 180\text{ k}\Omega = \mathbf{2.66\text{ k}\Omega}$$

d. $$A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{27\text{ k}\Omega}{11.21\ \Omega} = \mathbf{-240.86}$$

EJEMPLO

Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Si r_o = 20 KΩ



Si no se cumple $r_o \geq 10R_C$

$$Z_i = \frac{1 + \dfrac{R_C \| r_o}{R_F}}{\dfrac{1}{\beta r_e} + \dfrac{1}{R_F} + \dfrac{R_C \| r_o}{R_F r_e}}$$

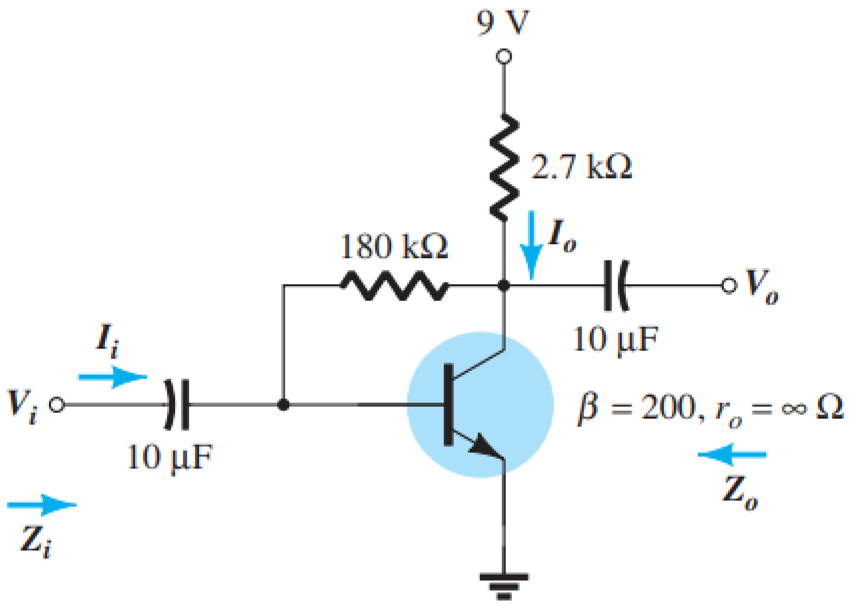
$$A_v = -\frac{\left[\dfrac{1}{R_F} + \dfrac{1}{r_e}\right](r_o \| R_C)}{1 + \dfrac{r_o \| R_C}{R_F}}$$

$$Z_o = r_o \| R_C \| R_F$$

EJEMPLO

Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av
e. Si r_o = 20 KΩ



e. Z_i: *No* se satisfizo la condición $r_o \geq 10R_C$. Por consiguiente,

$$Z_i = \frac{1 + \dfrac{R_C \| r_o}{R_F}}{\dfrac{1}{\beta r_e} + \dfrac{1}{R_F} + \dfrac{R_C \| r_o}{R_F r_e}} = \frac{1 + \dfrac{2.7\text{ k}\Omega \| 20\text{ k}\Omega}{180\text{ k}\Omega}}{\dfrac{1}{(200)(11.21)} + \dfrac{1}{180\text{ k}\Omega} + \dfrac{2.7\text{ k}\Omega \| 20\text{ k}\Omega}{(180\text{ k}\Omega)(11.21\ \Omega)}}$$

$$= \frac{1 + \dfrac{2.38\text{ k}\Omega}{180\text{ k}\Omega}}{0.45 \times 10^{-3} + 0.006 \times 10^{-3} + 1.18 \times 10^{-3}} = \frac{1 + 0.013}{1.64 \times 10^{-3}}$$

$$= \mathbf{617.7\ \Omega} \text{ vs. } 560.5\ \Omega \text{ anterior}$$

Z_o:

$$Z_o = r_o \| R_C \| R_F = 20\text{ k}\Omega \| 2.7\text{ k}\Omega \| 180\text{ k}\Omega$$
$$= \mathbf{2.35\text{ k}\Omega} \text{ vs. } 2.66\text{ k}\Omega \text{ anterior}$$

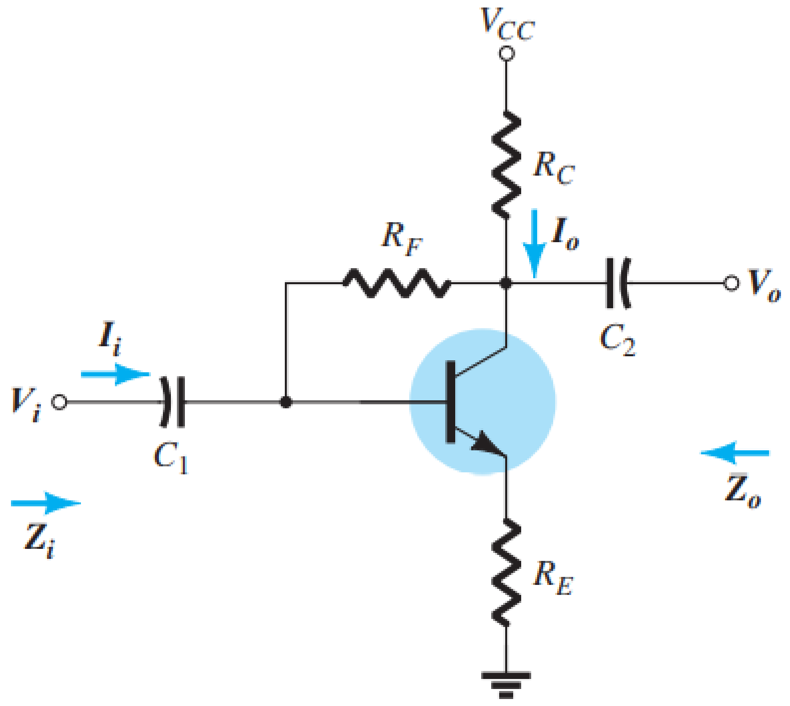
A_v:

$$A_v = \frac{-\left[\dfrac{1}{R_F} + \dfrac{1}{r_e}\right](r_o \| R_C)}{1 + \dfrac{r_o \| R_C}{R_F}} = \frac{-\left[\dfrac{1}{180\text{ k}\Omega} + \dfrac{1}{11.21\Omega}\right](2.38\text{ k}\Omega)}{1 + \dfrac{2.38\text{ k}\Omega}{180\text{ k}\Omega}}$$

$$= \frac{-[5.56 \times 10^{-6} - 8.92 \times 10^{-2}](2.38\text{ k}\Omega)}{1 + 0.013}$$

$$= \mathbf{-209.56} \text{ vs. } -240.86 \text{ anterior}$$

CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DEL COLECTOR CON RE

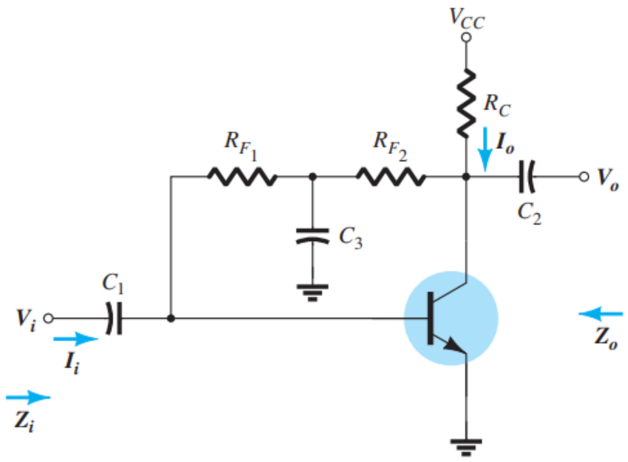


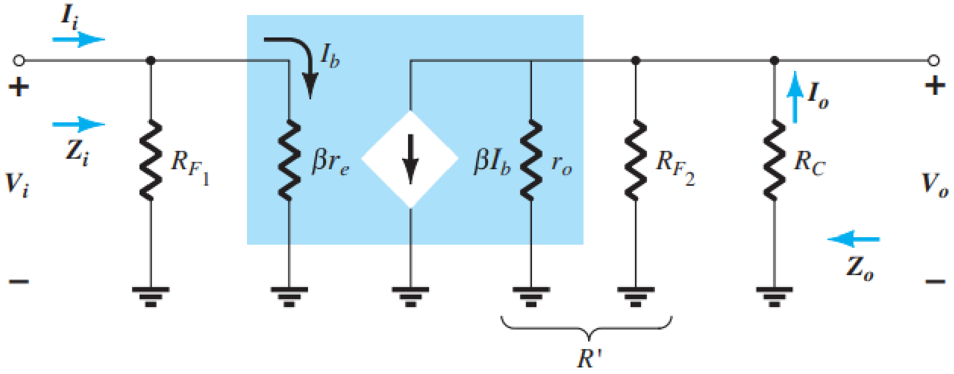
$$\boxed{Z_i \cong \frac{R_E}{\left[\frac{1}{\beta} + \frac{(R_E + R_C)}{R_F}\right]}}$$

$$\boxed{Z_o = R_C \| R_F}$$

$$\boxed{A_v \cong -\frac{R_C}{R_E}}$$

CONFIGURACIÓN DE REALIMENTACIÓN DE DC DEL COLECTOR





$$\boxed{Z_i = R_{F_1} \| \beta r_e}$$

$$\boxed{Z_o = R_C \| R_{F_2} \| r_o}$$

$$\boxed{Z_o \cong R_C \| R_{F_2}}_{\, r_o \geq 10 R_C}$$

$$R' = r_o \| R_{F_2} \| R_C$$

$$V_o = -\beta I_b R'$$

$$I_b = \frac{V_i}{\beta r_e}$$

$$V_o = -\beta \frac{V_i}{\beta r_e} R'$$

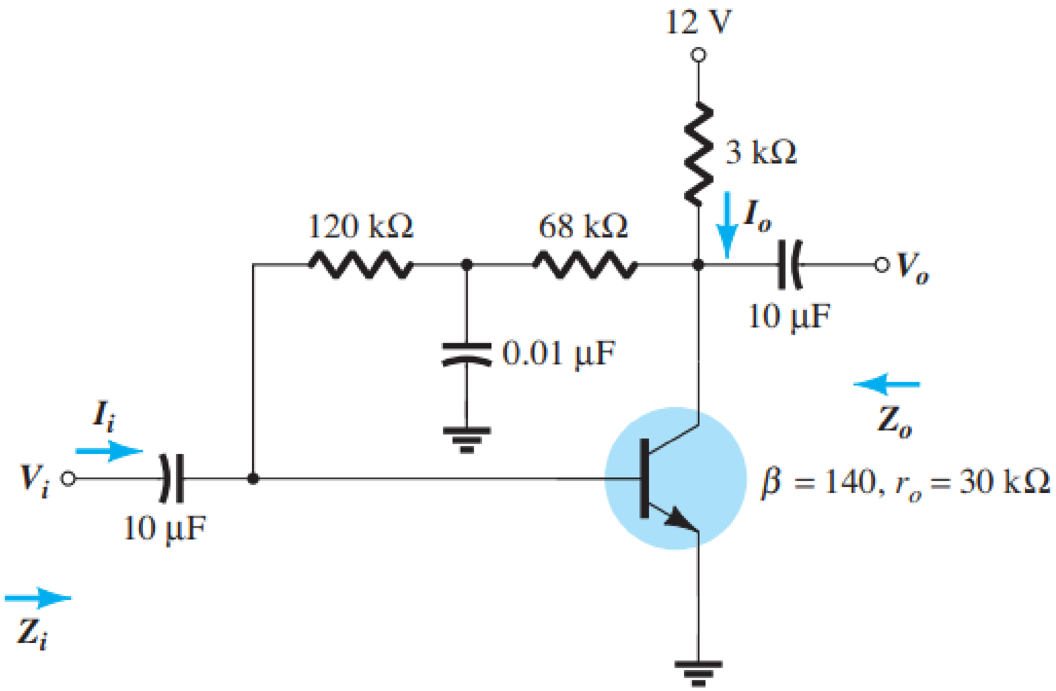
$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{r_o \| R_{F_2} \| R_C}{r_e}}$$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong -\frac{R_{F_2} \| R_C}{r_e}}_{\, r_o \geq 10 R_C}$$

EJEMPLO

Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av



a. Cd: $I_B = \dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{R_F + \beta R_C}$

$$= \frac{12\ \text{V} - 0.7\ \text{V}}{(120\ \text{k}\Omega + 68\ \text{k}\Omega) + (140)3\ \text{k}\Omega}$$

$$= \frac{11.3\ \text{V}}{608\ \text{k}\Omega} = 18.6\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (141)(18.6\ \mu\text{A})$$

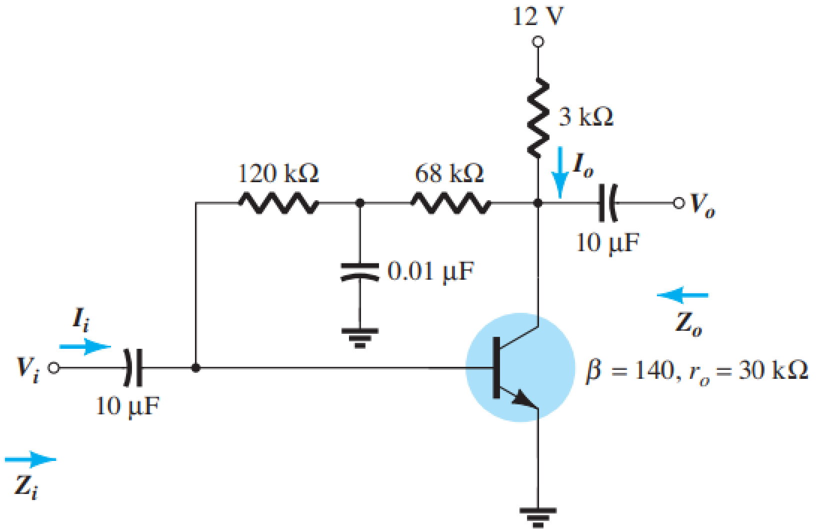
$$= 2.62\ \text{mA}$$

$$r_e = \frac{26\ \text{mV}}{I_E} = \frac{26\ \text{mV}}{2.62\ \text{mA}} = \mathbf{9.92\ \Omega}$$

EJEMPLO

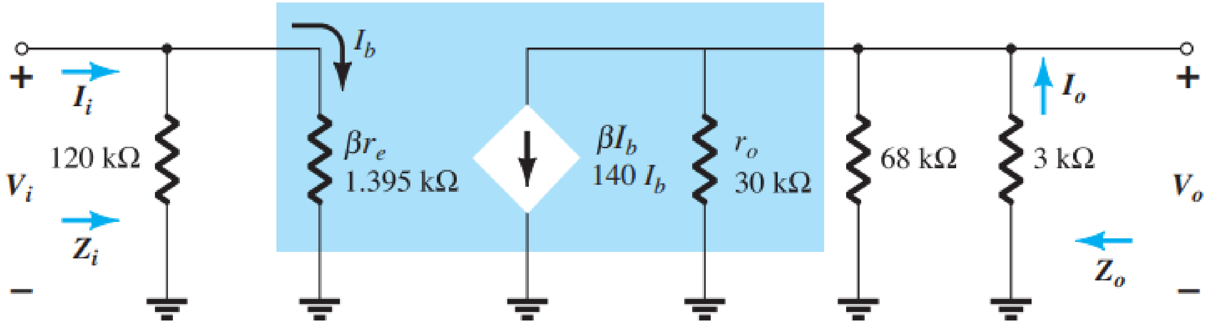
Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av



b. $\beta r_e = (140)(9.92\ \Omega) = 1.39\ \text{k}\Omega$

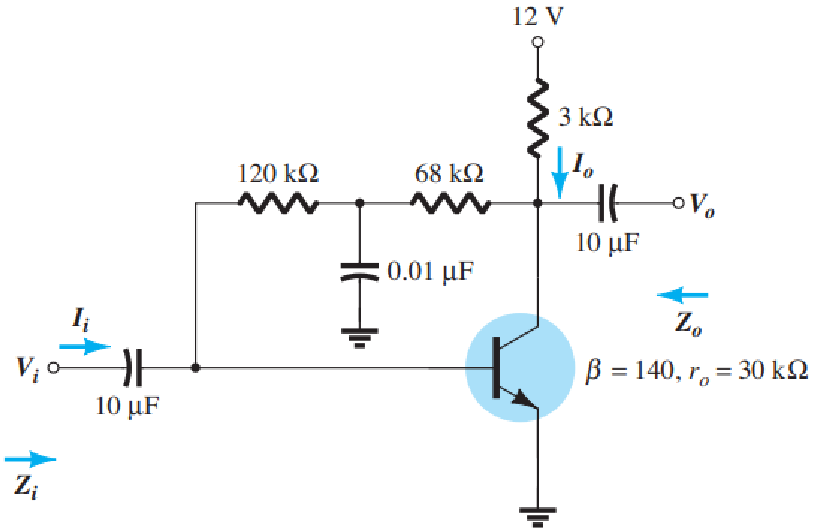
$$Z_i = R_{F_1} \| \beta r_e = 120\ \text{k}\Omega \| 1.39\ \text{k}\Omega$$
$$\cong \mathbf{1.37\ k\Omega}$$



EJEMPLO

Para la red

a. r_e
b. Zi
c. Zo
d. Av



c. Al probar la condición $r_o \geq 10R_C$, encontramos

$$30\,\text{k}\Omega \geq 10(3\,\text{k}\Omega) = 30\,\text{k}\Omega$$

la cual se satisface por el signo igual en la condición. Por consiguiente,

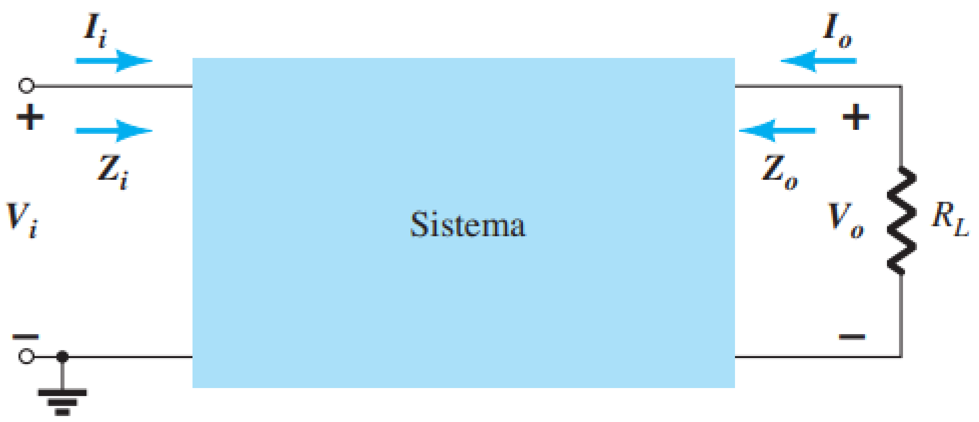
$$Z_o \cong R_C \| R_{F_2} = 3\,\text{k}\Omega \| 68\,\text{k}\Omega$$
$$= \mathbf{2.87\,k\Omega}$$

d. $r_o \geq 10R_C$; por consiguiente,

$$A_v \cong -\frac{R_{F_2} \| R_C}{r_e} = -\frac{68\,\text{k}\Omega \| 3\,\text{k}\Omega}{9.92\,\Omega}$$
$$\cong -\frac{2.87\,\text{k}\Omega}{9.92\,\Omega}$$
$$\cong \mathbf{-289.3}$$

GANANCIA DE CORRIENTE

Para cada configuración de transistor, la ganancia de corriente se puede determinar directamente a partir de la ganancia de voltaje, la carga definida y la impedancia de entrada.



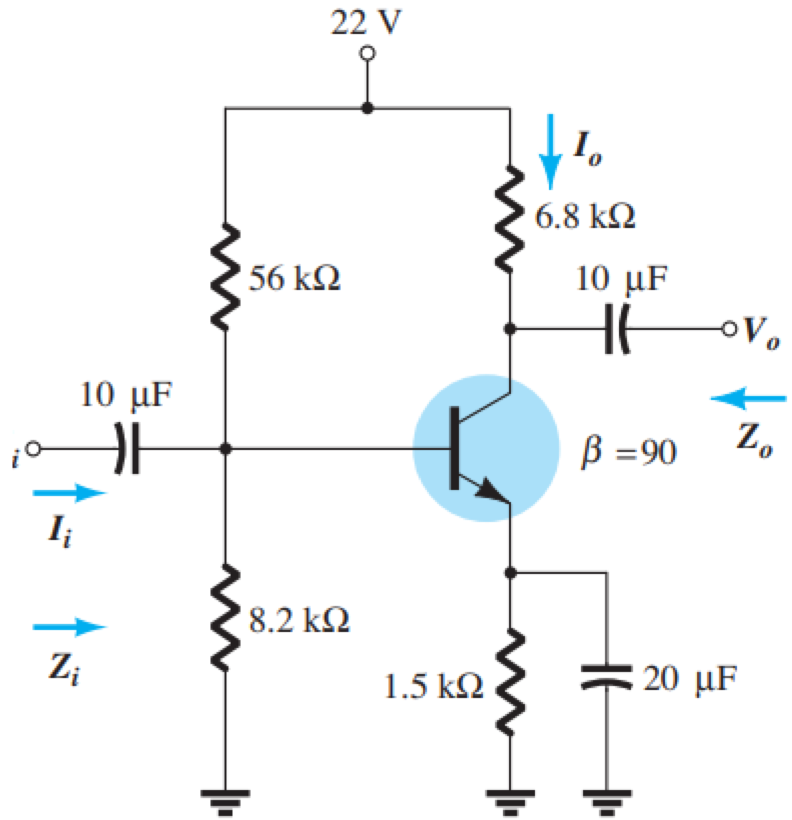
$$A_i = \frac{I_o}{I_i}$$

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i} \quad \text{y} \quad I_o = -\frac{V_o}{R_L}$$

$$A_{i_L} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-\dfrac{V_o}{R_L}}{\dfrac{V_i}{Z_i}} = -\frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{Z_i}{R_L}$$

$$\boxed{A_{i_L} = -A_{v_L}\frac{Z_i}{R_L}}$$

EJEMPLO



RL = 6,8 KΩ

Cd: Prueba de $\beta R_E > 10R_2$,

$$(90)(1.5\,\text{k}\Omega) > 10(8.2\,\text{k}\Omega)$$
$$135\,\text{k}\Omega > 82\,\text{k}\Omega \; (\textit{satisfecha})$$

Utilizando el método aproximado, obtenemos

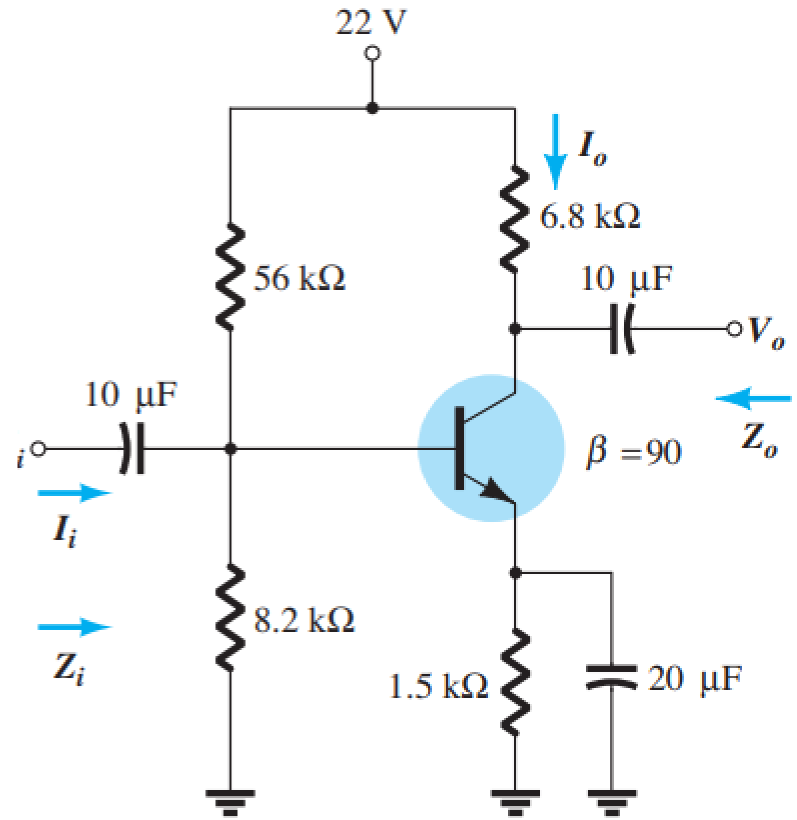
$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}V_{CC} = \frac{(8.2\,\text{k}\Omega)(22\,\text{V})}{56\,\text{k}\Omega + 8.2\,\text{k}\Omega} = 2.81\,\text{V}$$
$$V_E = V_B - V_{BE} = 2.81\,\text{V} - 0.7\,\text{V} = 2.11\,\text{V}$$
$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{2.11\,\text{V}}{1.5\,\text{k}\Omega} = 1.41\,\text{mA}$$
$$r_e = \frac{26\,\text{mV}}{I_E} = \frac{26\,\text{mV}}{1.41\,\text{mA}} = \mathbf{18.44\,\Omega}$$

$$R' = R_1 \| R_2 = (56\,\text{k}\Omega)\|(8.2\,\text{k}\Omega) = 7.15\,\text{k}\Omega$$
$$Z_i = R' \| \beta r_e = 7.15\,\text{k}\Omega \| (90)(18.44\,\Omega) = 7.15\,\text{k}\Omega \| 1.66\,\text{k}\Omega$$
$$= \mathbf{1.35\,k\Omega}$$

$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{6.8\,\text{k}\Omega}{18.44\,\Omega} = \mathbf{-368.76}$$

EJEMPLO

Zi = 1,35 KΩ
Av = -368,76



RL = 6,8 KΩ

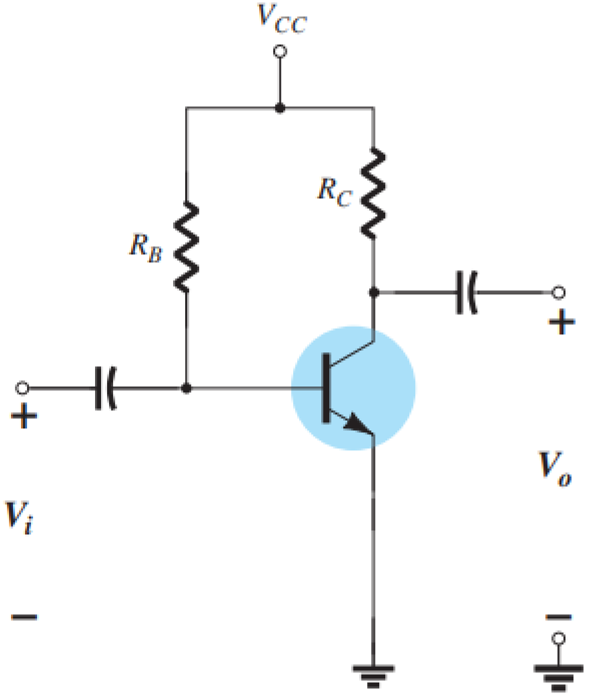
$$I_i = \frac{V_i}{Z_i} = \frac{V_i}{1.35\ \text{k}\Omega} \text{ y } I_o = -\frac{V_o}{R_L} = -\frac{V_o}{6.8\ \text{k}\Omega}$$

$$A_{i_L} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{\left(-\dfrac{V_o}{6.8\ \text{k}\Omega}\right)}{\dfrac{V_i}{1.35\ \text{k}\Omega}} = -\left(\frac{V_o}{V_i}\right)\left(\frac{1.35\ \text{k}\Omega}{6.8\ \text{k}\Omega}\right)$$

$$= -(-368.76)\left(\frac{1.35\ \text{k}\Omega}{6.8\ \text{k}\Omega}\right) = \mathbf{73.2}$$

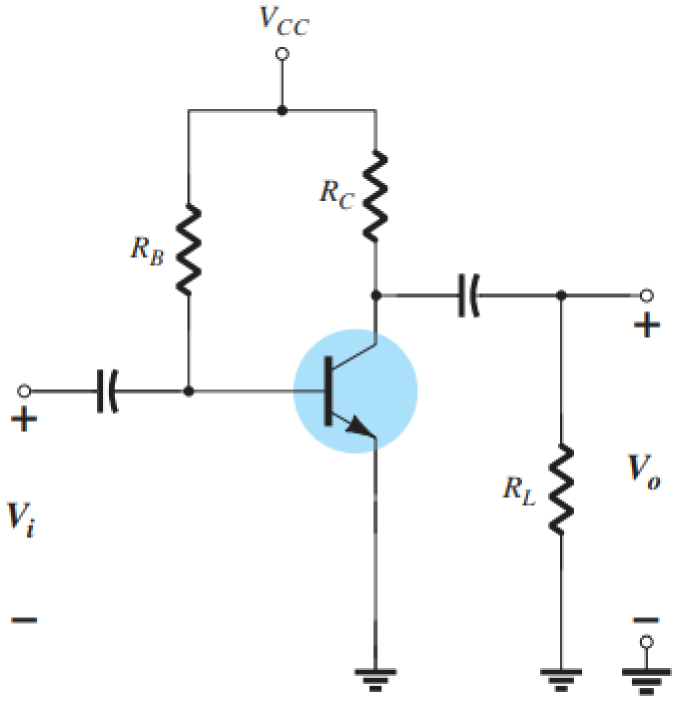
$$A_{i_L} = -A_{v_L}\frac{Z_i}{R_L} = -(-368.76)\left(\frac{1.35\ \text{k}\Omega}{6.8\ \text{k}\Omega}\right) = \mathbf{73.2}$$

EFECTO DE RL Y RS



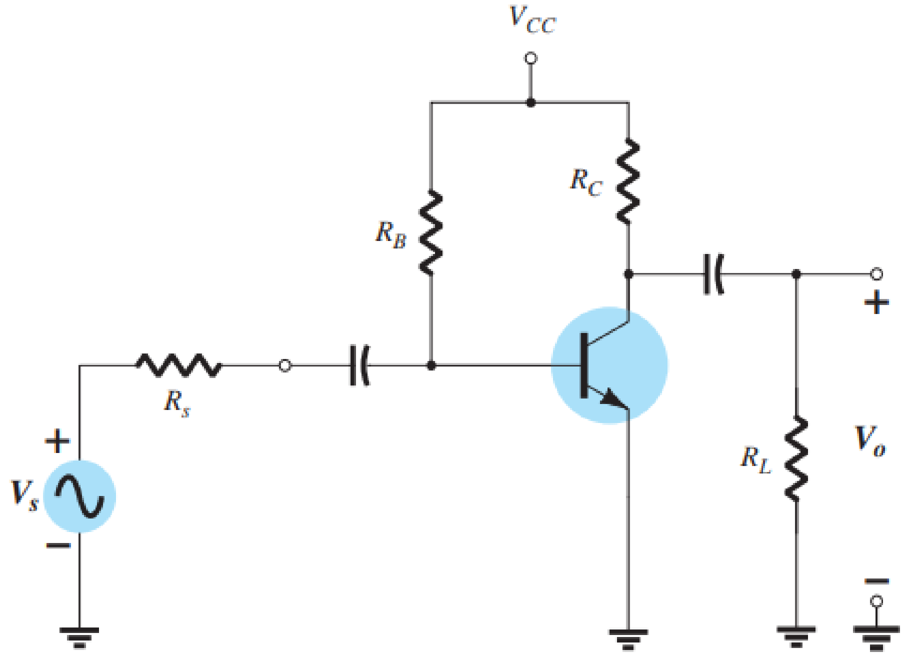
$$A_{v_{NL}} = \frac{V_o}{V_i}$$

Ganancia sin carga



$$A_{v_L} = \frac{V_o}{V_i}$$

Ganancia con carga



$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s}$$

Ganancia con carga y con resistencia de la fuente

EFECTO DE RL Y RS

La ganancia de voltaje con carga de un amplificador siempre es menor que la ganancia sin carga.

La ganancia obtenida con una resistencia de la fuente en el lugar siempre será menor que la obtenida con carga o sin carga.

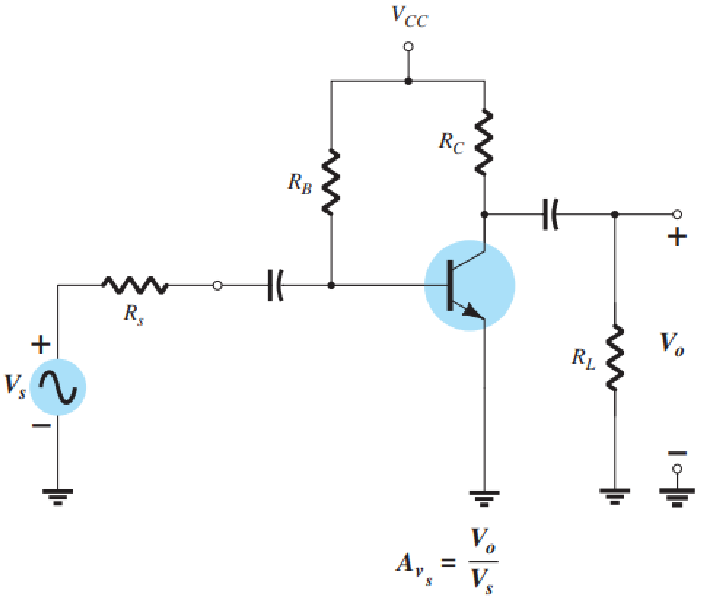
La ganancia máxima se obtiene en condiciones sin carga y la menor con una impedancia de la fuente y una carga

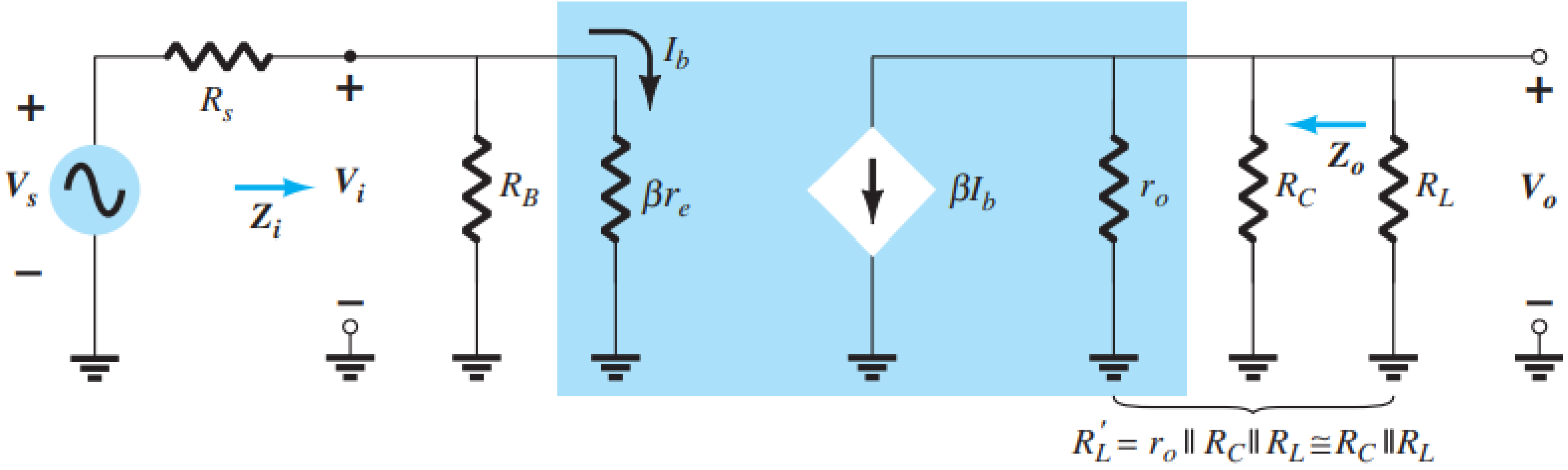
Para la misma configuración $A_{v_{NL}} > A_{v_L} > A_{v_s}$.

Para un diseño particular, cuanto mayor sea el nivel de RL, mayor será el nivel de la ganancia de ca.

Para un amplificador particular, cuanto menor sea la resistencia interna de la fuente de señal, mayor será la ganancia total.

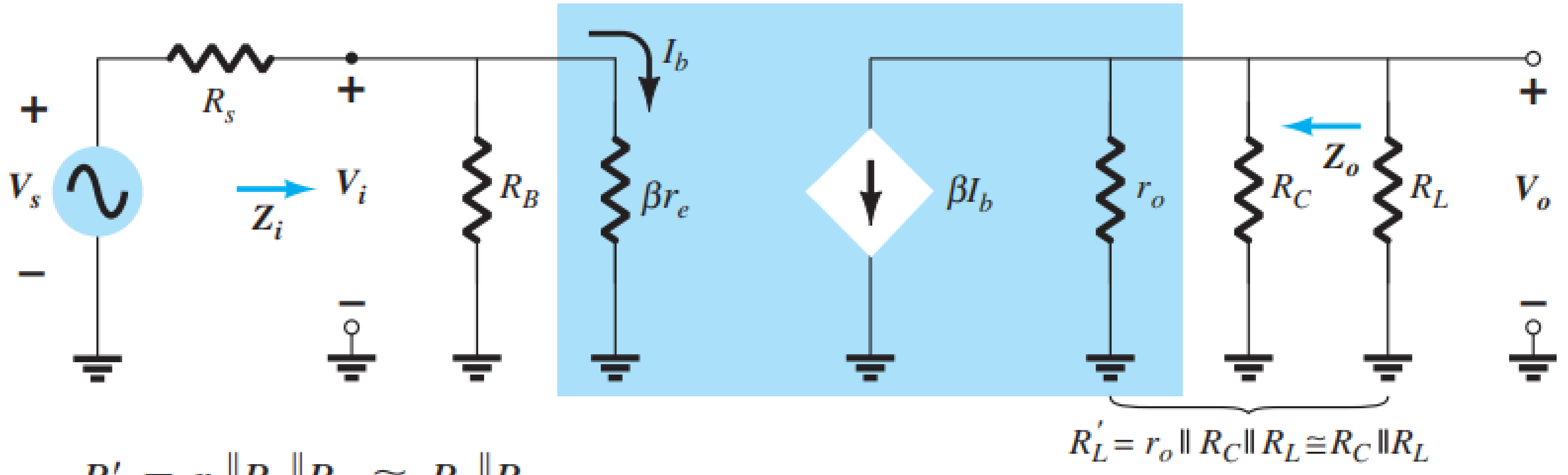
EFECTO DE RL Y RS





Ganancia con carga y con
resistencia de la fuente

EFECTO DE RL Y RS



$$R_L' = r_o \| R_C \| R_L \cong R_C \| R_L$$

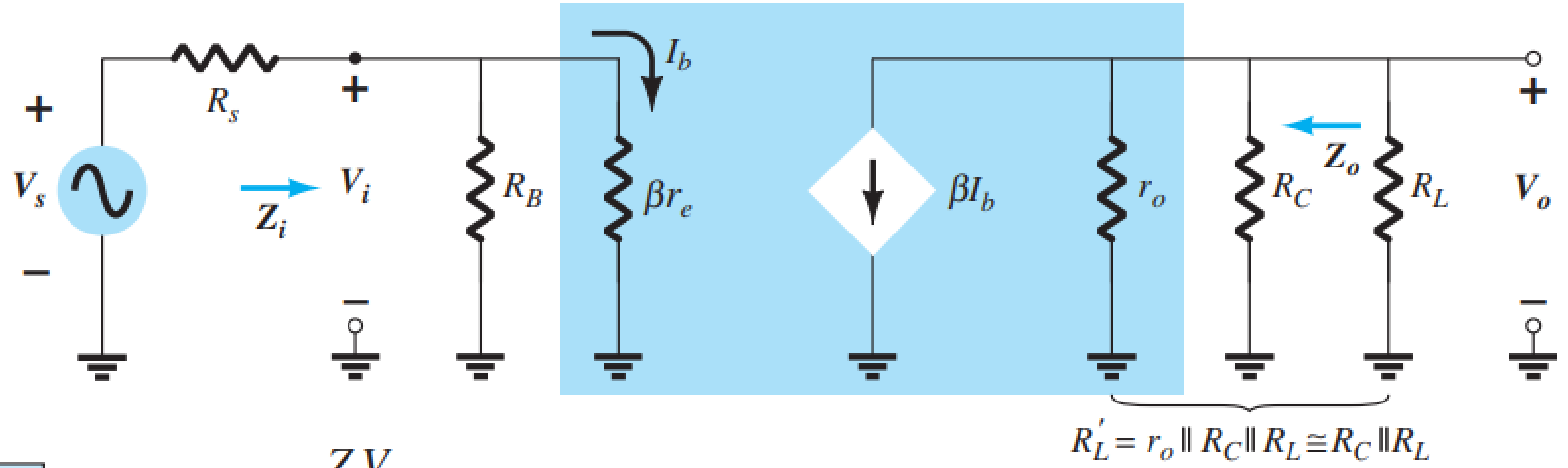
$$V_o = -\beta I_b R_L' = -\beta I_b (R_C \| R_L)$$

$$I_b = \frac{V_i}{\beta r_e}$$

$$V_o = -\beta\left(\frac{V_i}{\beta r_e}\right)(R_C \| R_L)$$

$$\boxed{A_{v_L} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \| R_L}{r_e}}$$

EFECTO DE RL Y RS



$$\boxed{Z_i = R_B \| \beta r_e}$$

$$\boxed{Z_o = R_C \| r_o}$$

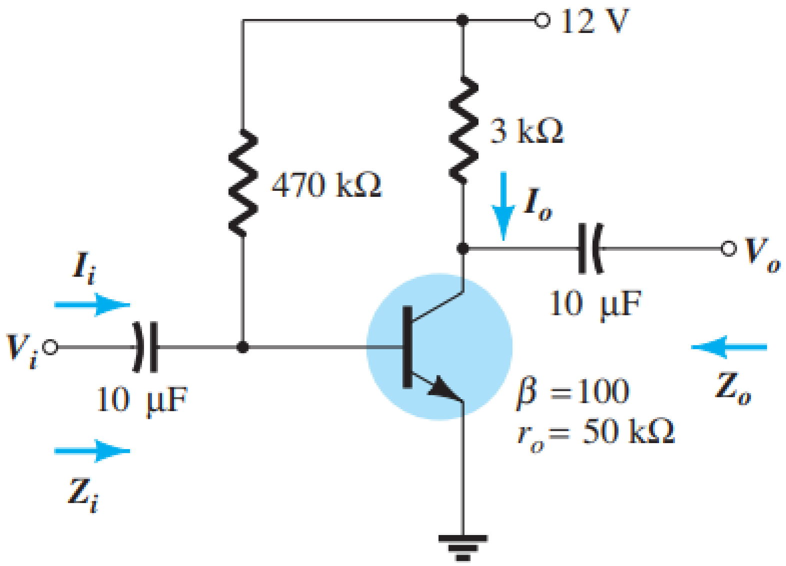
$$V_i = \frac{Z_i V_s}{Z_i + R_s}$$

$$\frac{V_i}{V_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s}$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_s} = A_{v_L} \frac{Z_i}{Z_i + R_s}$$

$$\boxed{A_{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_{v_L}}$$

EJEMPLO



RL=4,7 KΩ
Resistencia de la fuente 0,3 KΩ

a. A_{v_L}.
b. A_{v_s}.
c. Z_i.
d. Z_o.

Análisis de cd:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{12\text{ V} - 0.7\text{ V}}{470\text{ k}\Omega} = 24.04\ \mu\text{A}$$

$$I_E = (\beta + 1)I_B = (101)(24.04\ \mu\text{A}) = 2.428\text{ mA}$$

$$r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{2.428\text{ mA}} = \mathbf{10.71\ \Omega}$$

$$\beta r_e = (100)(10.71\ \Omega) = 1.071\text{ k}\Omega$$

$$Z_i = R_B \| \beta r_e = 470\text{ k}\Omega \| 1.071\text{ k}\Omega = \mathbf{1.07\text{ k}\Omega}$$

$$Z_o = R_C = \mathbf{3\text{ k}\Omega}$$

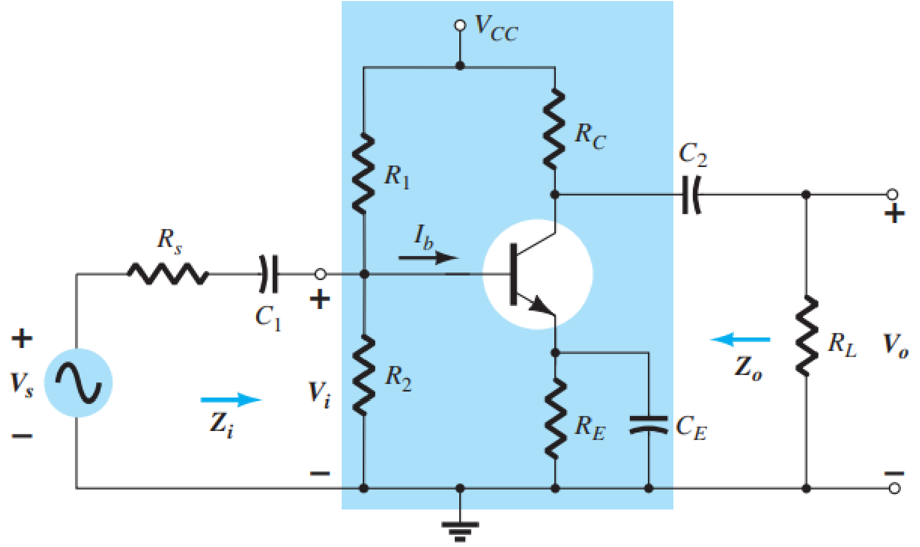
$$A_v = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{3\text{ k}\Omega}{10.71\ \Omega} = \mathbf{-280.11}$$

$$A_{v_L} = -\frac{R_C \| R_L}{r_e} = -\frac{3\text{ k}\Omega \| 4.7\text{ k}\Omega}{10.71\ \Omega} = -\frac{1.831\text{ k}\Omega}{10.71\ \Omega} = \mathbf{-170.98}$$

$$A_{v_s} = \frac{Z_i}{Z_i + R_s} A_{v_L} \qquad A_{v_s} = \frac{1.07\text{ k}\Omega}{1.07\text{ k}\Omega + 0.3\text{ k}\Omega}(-170.98) = \mathbf{-133.54}$$

$$A_{v_{NL}} > A_{v_L} > A_{v_s}.$$

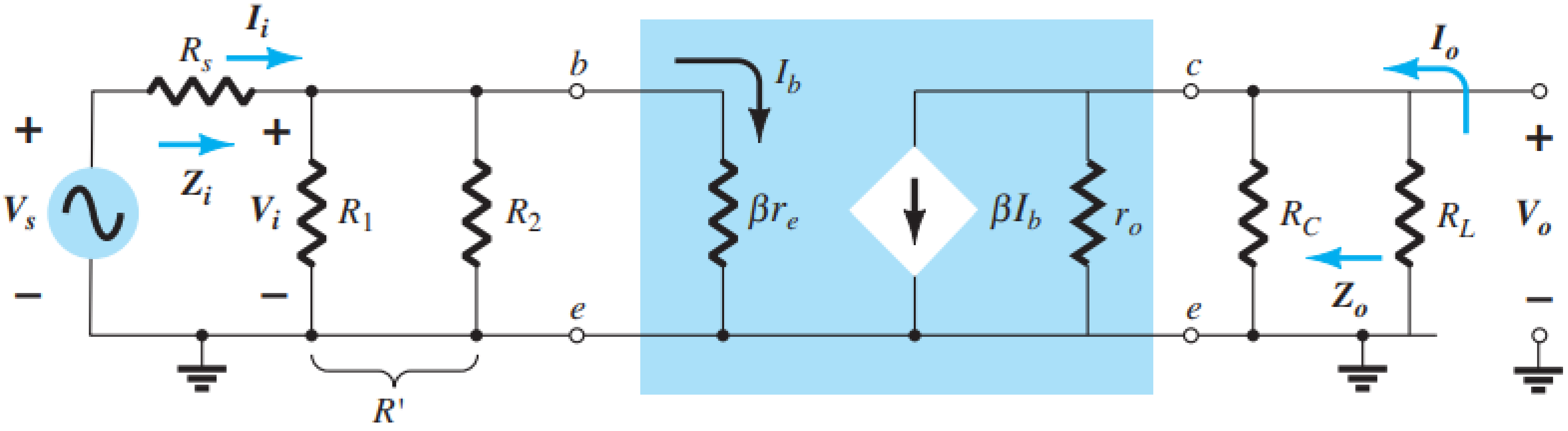
EFECTO DE RL Y RS - Divisor de Voltaje



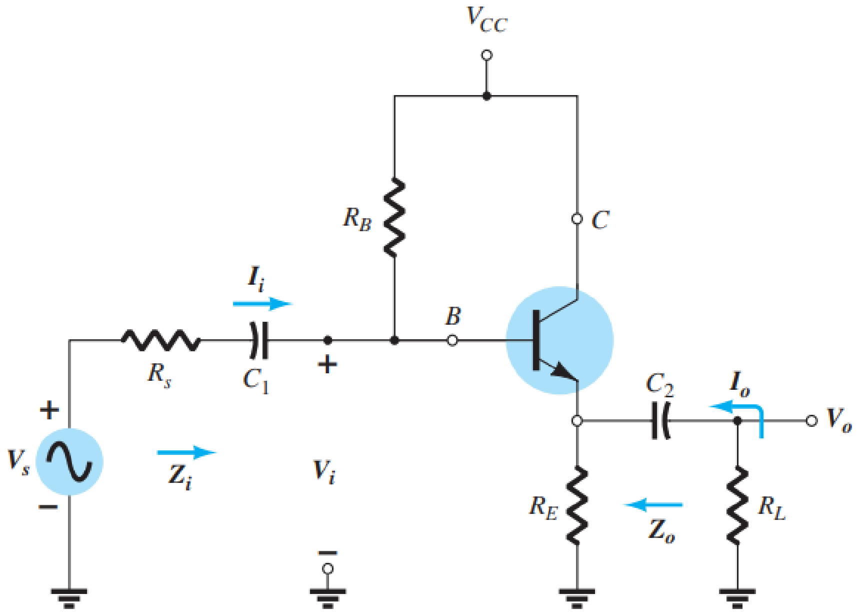
$$A_{v_L} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_C \| R_L}{r_e}$$

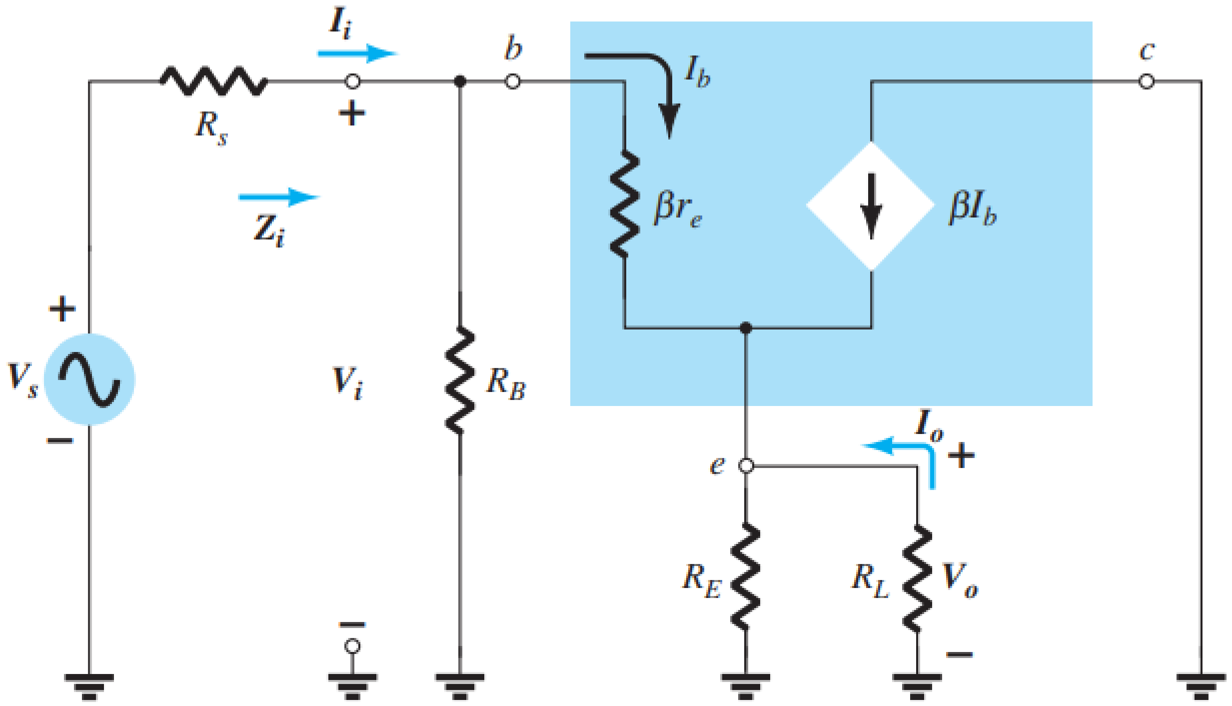
$$Z_i = R_1 \| R_2 \| \beta r_e$$

$$Z_o = R_C \| r_o$$



EFECTO DE RL Y RS – Configuración en emisor seguidor





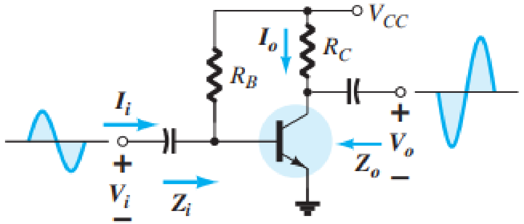
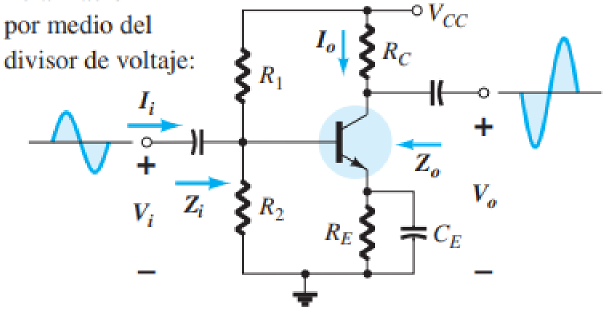
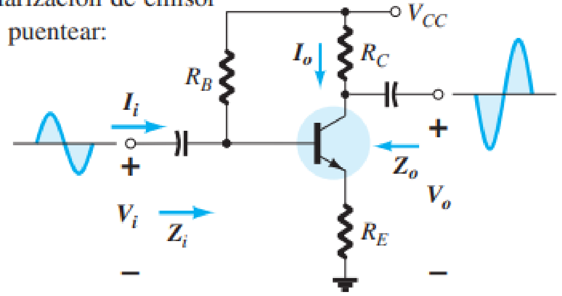
$$Z_i = R_B \| Z_b$$

$$Z_b \cong \beta(R_E \| R_L)$$

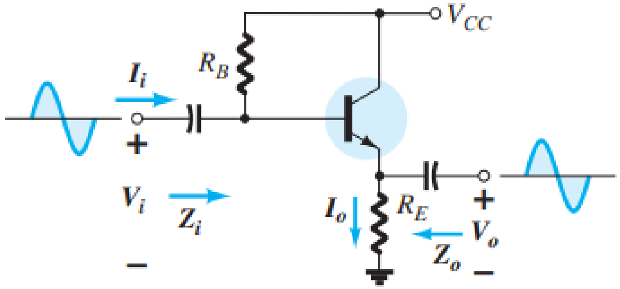
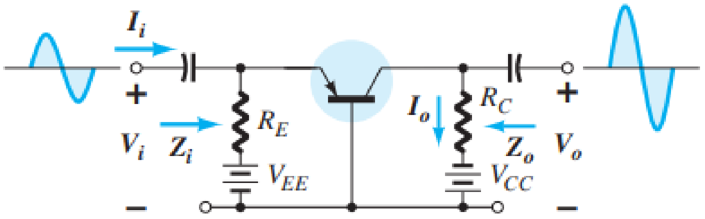
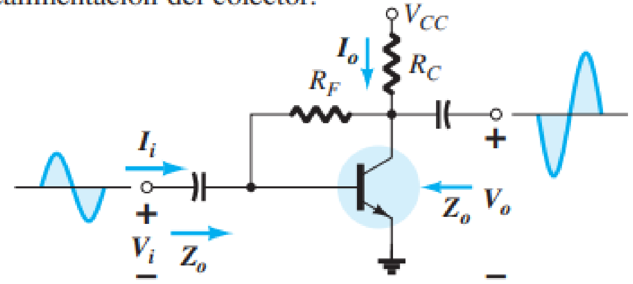
$$Z_o \cong r_e$$

$$A_{v_L} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_E \| R_L}{R_E \| R_L + r_e}$$

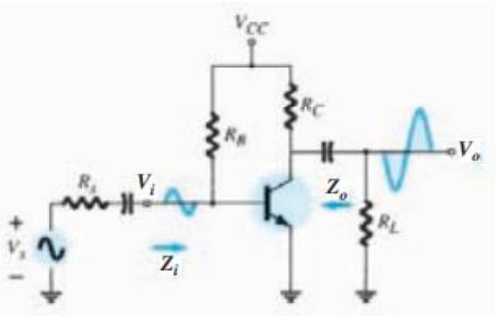
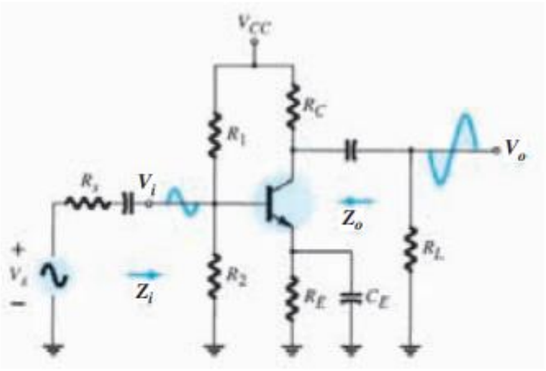
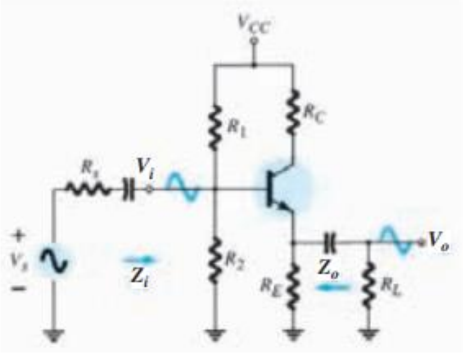
Amplificadores Transistor BJT sin carga

Configuración	Z_i	Z_o	A_v	A_i
Polarización fija: 	Media (1 kΩ) $= \boxed{R_B \parallel \beta r_e}$ $\cong \boxed{\beta r_e}$ $(R_B \geq 10\beta r_e)$	Media (2 kΩ) $= \boxed{R_C \parallel r_o}$ $\cong \boxed{R_C}$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (−200) $= \boxed{-\frac{(R_C \parallel r_o)}{r_e}}$ $\cong \boxed{-\frac{R_C}{r_e}}$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (100) $= \boxed{\frac{\beta R_B r_o}{(r_o + R_C)(R_B + \beta r_e)}}$ $\cong \boxed{\beta}$ $(r_o \geq 10R_C,$ $R_B \geq 10\beta r_e)$
Polarización por medio del divisor de voltaje: 	Media (1 kΩ) $= \boxed{R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e}$	Media (2 kΩ) $= \boxed{R_C \parallel r_o}$ $\cong \boxed{R_C}$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (−200) $= \boxed{-\frac{R_C \parallel r_o}{r_e}}$ $\cong \boxed{-\frac{R_C}{r_e}}$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (50) $= \boxed{\frac{\beta (R_1 \parallel R_2) r_o}{(r_o + R_C)(R_1 \parallel R_2 + \beta r_e)}}$ $\cong \boxed{\frac{\beta (R_1 \parallel R_2)}{R_1 \parallel R_2 + \beta r_e}}$ $(r_o \geq 10R_C)$
Polarización de emisor sin puentear: 	Alta (100 kΩ) $= \boxed{R_B \parallel Z_b}$ $Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$ $\cong \boxed{R_B \parallel \beta R_E}$ $(R_E \gg r_e)$	Media (2 kΩ) $= \boxed{R_C}$ (cualquier nivel de r_o)	Baja (−5) $= \boxed{-\frac{R_C}{r_e + R_E}}$ $\cong \boxed{-\frac{R_C}{R_E}}$ $(R_E \gg r_e)$	Alta (50) $\cong \boxed{-\frac{\beta R_B}{R_B + Z_b}}$

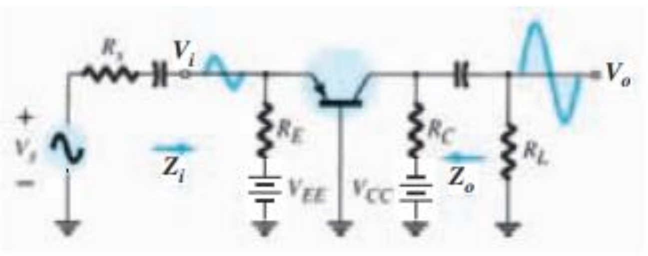
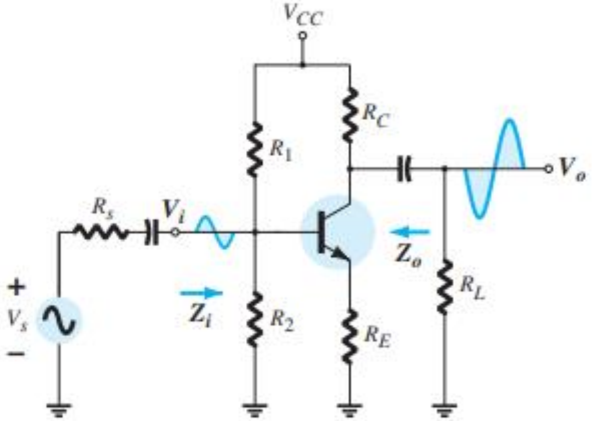
Amplificadores Transistor BJT sin carga

Configuración	Z_i	Z_o	A_v	A_i
Emisor seguidor: 	Alta (100 kΩ) $= \boxed{R_B \| Z_b}$ $Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$ $\cong \boxed{R_B \| \beta R_E}$ $(R_E \gg r_e)$	Baja (20 kΩ) $= \boxed{R_E \| r_e}$ $\cong \boxed{r_e}$ $(R_E \gg r_e)$	Baja (≅ 1) $= \boxed{\dfrac{R_E}{R_E + r_e}}$ $\cong \boxed{1}$	Alta (−50) $\cong \boxed{-\dfrac{\beta R_B}{R_B + Z_b}}$
Base común: 	Baja (20 Ω) $= \boxed{R_E \| r_e}$ $\cong \boxed{r_e}$ $(R_E \gg r_e)$	Media (2 kΩ) $= \boxed{R_C}$	Alta (200) $\cong \boxed{\dfrac{R_C}{r_e}}$	Baja (−1) $\cong \boxed{-1}$
Realimentación del colector: 	Media (1 kΩ) $= \boxed{\dfrac{r_e}{\dfrac{1}{\beta} + \dfrac{R_C}{R_F}}}$ $(r_o \geq 10R_C)$	Media (2 kΩ) $\cong \boxed{R_C \| R_F}$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (−200) $\cong \boxed{-\dfrac{R_C}{r_e}}$ $(r_o \geq 10R_C)$ $(R_F \gg R_C)$	Alta (50) $= \boxed{\dfrac{\beta R_F}{R_F + \beta R_C}}$ $\cong \boxed{\dfrac{R_F}{R_C}}$

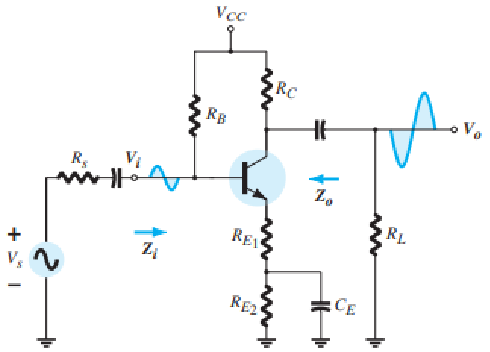
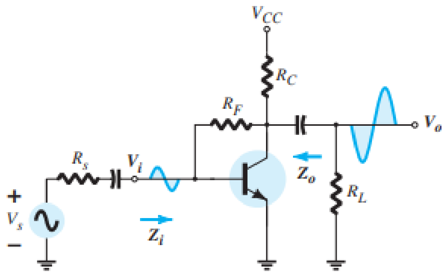
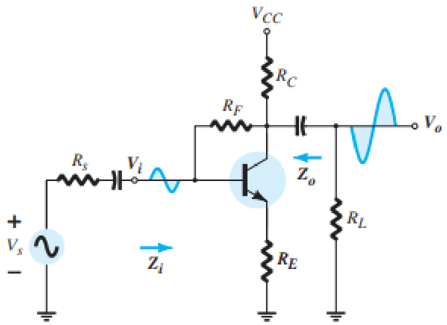
Amplificadores Transistor BJT con carga

Configuración	$A_{v_L} = V_o/V_i$	Z_i	Z_o
	$\dfrac{-(R_L\|R_C)}{r_e}$	$R_B\|\beta r_e$	R_C
	r_o incluida: $-\dfrac{(R_L\|R_C\|r_o)}{r_e}$	$R_B\|\beta r_e$	$R_C\|r_o$
	$\dfrac{-(R_L\|R_C)}{r_e}$	$R_1\|R_2\|\beta r_e$	R_C
	r_o incluida: $\dfrac{-(R_L\|R_C\|r_o)}{r_e}$	$R_1\|R_2\|\beta r_e$	$R_C\|r_o$
	$\cong 1$	$R'_E = R_L\|R_E$ $R_1\|R_2\|\beta(r_e + R'_E)$	$R'_s = R_s\|R_1\|R_2$ $R_E\|\left(\dfrac{R'_s}{\beta} + r_e\right)$
	r_o incluida: $\cong 1$	$R_1\|R_2\|\beta(r_e + R'_E)$	$R_E\|\left(\dfrac{R'_s}{\beta} + r_e\right)$

Amplificadores Transistor BJT con carga

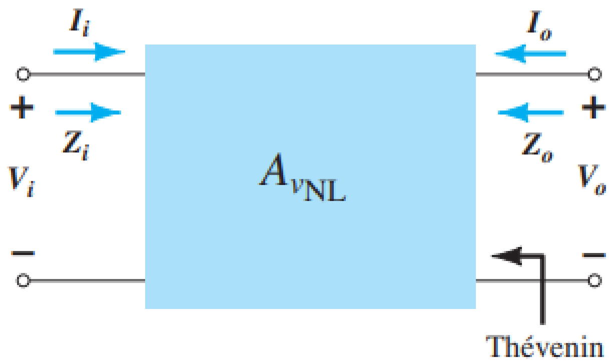
	$\cong \dfrac{-(R_L \Vert R_C)}{r_e}$	$R_E \Vert r_e$	R_C
	r_o incluida: $\cong \dfrac{-(R_L \Vert R_C \Vert r_o)}{r_e}$	$R_E \Vert r_e$	$R_C \Vert r_o$
	$\dfrac{-(R_L \Vert R_C)}{R_E}$	$R_1 \Vert R_2 \Vert \beta(r_e + R_E)$	R_C
	r_o incluida: $\dfrac{-(R_L \Vert R_C)}{R_E}$	$R_1 \Vert R_2 \Vert \beta(r_e + R_e)$	$\cong R_C$

Amplificadores Transistor BJT con carga

Configuración	$A_{v_L} = V_o/V_i$	Z_i	Z_o
	$\frac{-(R_L\|R_C)}{R_{E_1}}$	$R_B\|\beta(r_e + R_{E_1})$	R_C
	r_o incluida: $\frac{-(R_L\|R_C)}{R_{E_1}}$	$R_B\|\beta(r_e + R_E)$	$\cong R_C$
	$\frac{-(R_L\|R_C)}{r_e}$	$\beta r_e\|\frac{R_F}{\|A_v\|}$	R_C
	r_o incluida: $\frac{-(R_L\|R_C\|r_o)}{r_e}$	$\beta r_e\|\frac{R_F}{\|A_v\|}$	$R_C\|R_F\|r_o$
	$\frac{-(R_L\|R_C)}{R_E}$	$\beta R_E\|\frac{R_F}{\|A_v\|}$	$\cong R_C\|R_F$
	r_o incluida: $\cong \frac{-(R_L\|R_C)}{R_E}$	$\cong \beta R_E\|\frac{R_F}{\|A_v\|}$	$\cong R_C\|R_F$

MÉTODOS DE LOS SISTEMAS DE DOS PUERTOS

Se utilizan los resultados sin carga y elementos empaquetados para determinar la ganancia y varias impedancias en condiciones de carga.



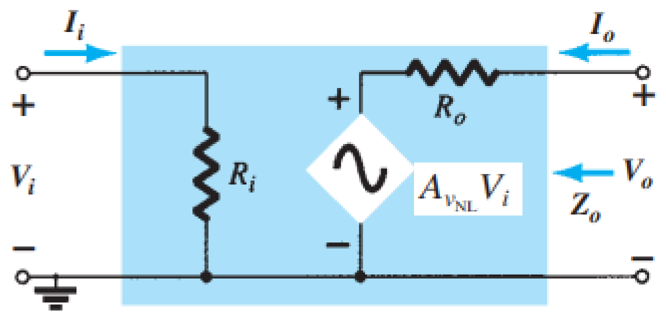
$$\boxed{Z_{\text{Th}} = Z_o = R_o}$$

ETH es el voltaje de circuito abierto entre los terminales de salida de Vo.

$$A_{v_{\text{NL}}} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$V_o = A_{v_{\text{NL}}} V_i$$

$$\boxed{E_{\text{Th}} = A_{v_{\text{NL}}} V_i}$$



Z_o y $A_{v_{\text{NL}}}$

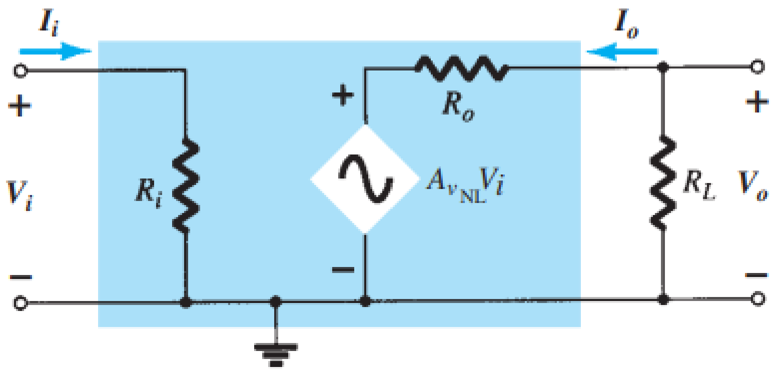
Para determinar Z_o, V_i se ajusta a cero y el resultado es $A_{v_{\text{NL}}} V_i = 0$.

El voltaje de salida de circuito abierto es $A_{v_{\text{NL}}} V_i$,

$A_i = -A_v(Z_i/R_L)$,

MÉTODOS DE LOS SISTEMAS DE DOS PUERTOS

Se aplica una carga al sistema de dos puertos



$$V_o = \frac{R_L A_{v_{NL}} V_i}{R_L + R_o}$$

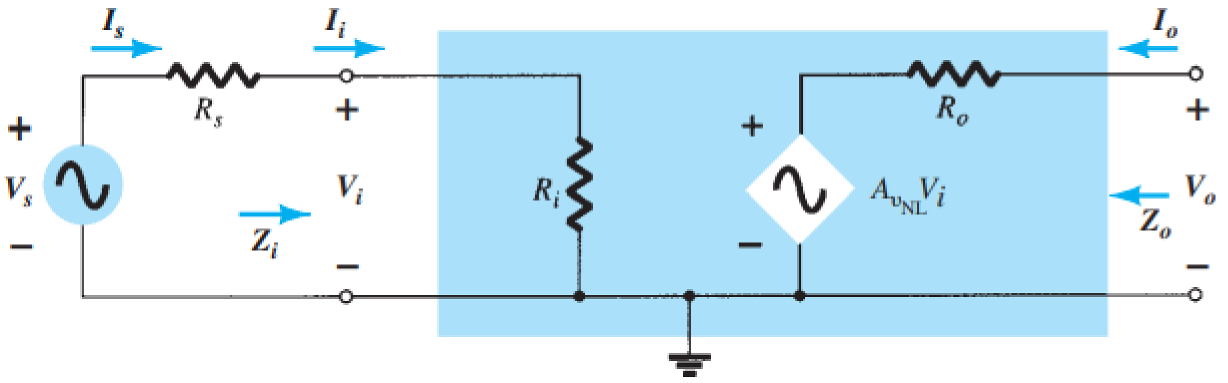
$$\boxed{A_{v_L} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{v_{NL}}}$$

$$A_{i_L} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-V_o/R_L}{V_i/Z_i} = -\frac{V_o}{V_i}\frac{Z_i}{R_L}$$

$$\boxed{A_{i_L} = -A_{v_L}\frac{Z_i}{R_L}}$$

MÉTODOS DE LOS SISTEMAS DE DOS PUERTOS

Los parámetros Z_i y $A_{V_{NL}}$ de un bipuerto no se ven afectados por la resistencia interna de la fuente aplicada.



La magnitud de Rs puede afectar la impedancia de salida.

$$\boxed{V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s}}$$

Cuanto mayor es la magnitud de Rs menor es el voltaje en los terminales de entrada del amplificador

Cuanto mayor es la resistencia de la fuente de la señal, menor es la ganancia total del sistema

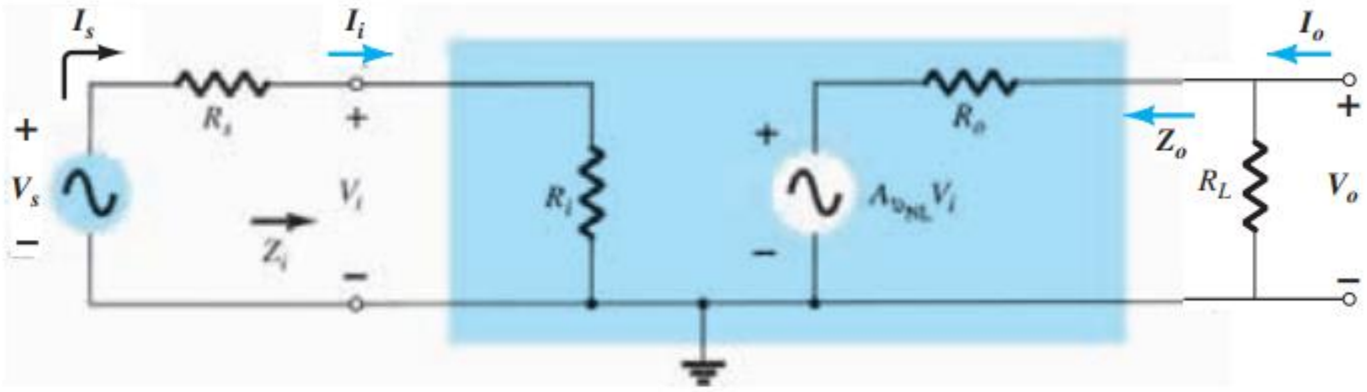
$$V_o = A_{v_{NL}} V_i$$

$$V_i = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s}$$

$$V_o = A_{v_{NL}} \frac{R_i}{R_i + R_s} V_s$$

$$\boxed{A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} A_{v_{NL}}}$$

MÉTODOS DE LOS SISTEMAS DE DOS PUERTOS



$$A_{v_s} = V_o/V_s,$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_i}\cdot\frac{V_i}{V_s}$$

$$\boxed{A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}\cdot\frac{R_L}{R_L + R_o}A_{v_{NL}}}$$

Como $I_i = V_i/R_i$, como antes,

$$\boxed{A_{i_L} = -A_{v_L}\frac{R_i}{R_L}}$$

o utilizando $I_s = V_s/(R_s + R_i)$,

$$\boxed{A_{i_s} = -A_{v_s}\frac{R_s + R_i}{R_L}}$$

$$V_i = \frac{R_iV_s}{R_i + R_s}$$

$$\boxed{\frac{V_i}{V_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s}}$$

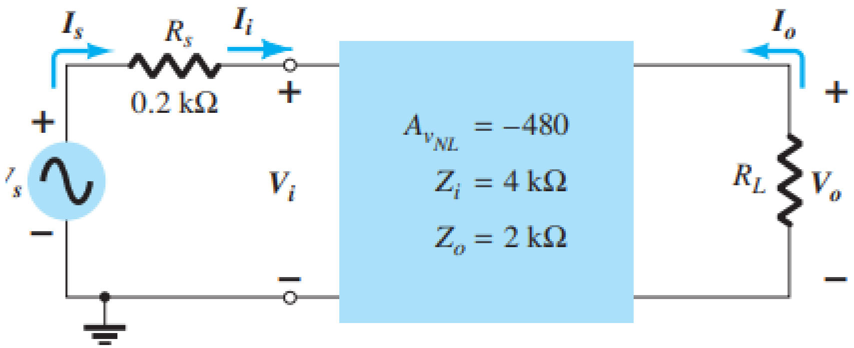
$$V_o = \frac{R_L}{R_L + R_o}A_{v_{NL}}V_i$$

$$\boxed{A_{v_L} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_LA_{v_{NL}}}{R_L + R_o} = \frac{R_L}{R_L + R_o}A_{v_{NL}}}$$

EJEMPLO

Dado el amplificador encapsulado (sin ninguna entrada posible)

a. Determine la ganancia A_{v_L} y compárela con el valor sin carga con $R_L = 1.2\ \text{k}\Omega$.
b. Repita la parte (a) con $R_L = 5.6\ \text{k}\Omega$ y compare las soluciones.
c. Determine A_{v_s} con $R_L = 1.2\ \text{k}\Omega$.
d. Encuentre la ganancia de corriente $A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_s}$ con $R_L = 5.6\ \text{k}\Omega$.



$$A_{v_L} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{v_{NL}}$$
$$= \frac{1.2\ \text{k}\Omega}{1.2\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega}(-480) = (0.375)(-480)$$
$$= \mathbf{-180}$$

Hay una caída grande con respecto al AvNL

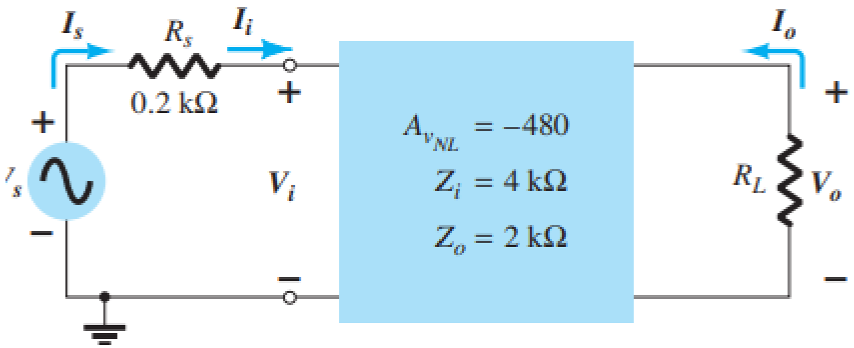
$$A_{v_L} = \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{v_{NL}}$$
$$= \frac{5.6\ \text{k}\Omega}{5.6\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega}(-480) = (0.737)(-480)$$
$$= \mathbf{-353.76}$$

A mayor RL mejor ganancia

EJEMPLO

Dado el amplificador encapsulado (sin ninguna entrada posible)

a. Determine la ganancia A_{v_L} y compárela con el valor sin carga con $R_L = 1.2\ \text{k}\Omega$.
b. Repita la parte (a) con $R_L = 5.6\ \text{k}\Omega$ y compare las soluciones.
c. Determine A_{v_s} con $R_L = 1.2\ \text{k}\Omega$.
d. Encuentre la ganancia de corriente $A_i = \dfrac{I_o}{I_i} = \dfrac{I_o}{I_s}$ con $R_L = 5.6\ \text{k}\Omega$.



$$\begin{aligned}
A_{v_s} &= \frac{R_i}{R_i + R_s} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} A_{v_{NL}} \\
&= \frac{4\ \text{k}\Omega}{4\ \text{k}\Omega + 0.2\ \text{k}\Omega} \cdot \frac{1.2\ \text{k}\Omega}{1.2\ \text{k}\Omega + 2\ \text{k}\Omega}(-480) \\
&= (0.952)(0.375)(-480) \\
&= \mathbf{-171.36}
\end{aligned}$$

Es muy cercana a la ganancia Av con carga porque la impedancia de entrada es mucho mayor que la resistencia de la fuente

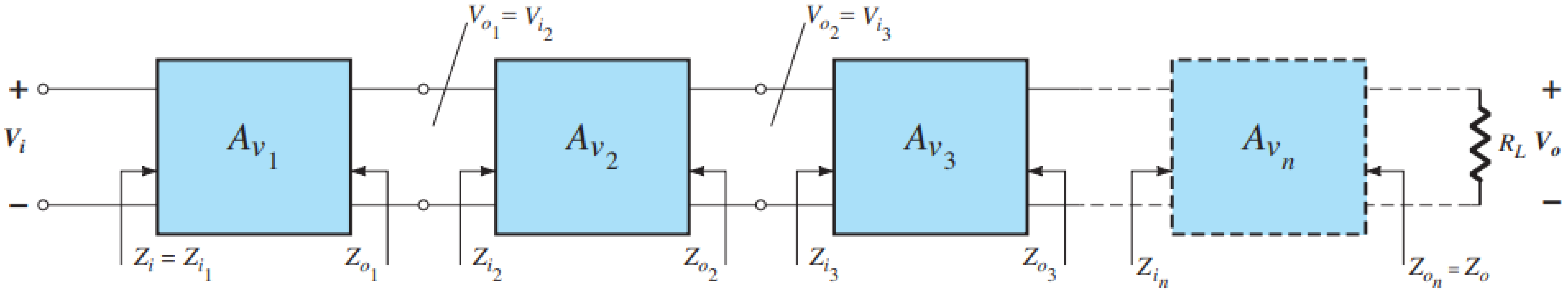
$$\begin{aligned}
A_{i_L} &= \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_o}{I_s} = -A_{v_L}\frac{Z_i}{R_L} \\
&= -(-353.76)\left(\frac{4\ \text{k}\Omega}{5.6\ \text{k}\Omega}\right) = (-353.76)(0.714) \\
&= \mathbf{-252.6}
\end{aligned}$$

SISTEMAS EN CASCADA

Métodos de bipuertos son útiles para los sistemas en cascada, la ganancia total del sistema la determina el producto de las ganancias totales:

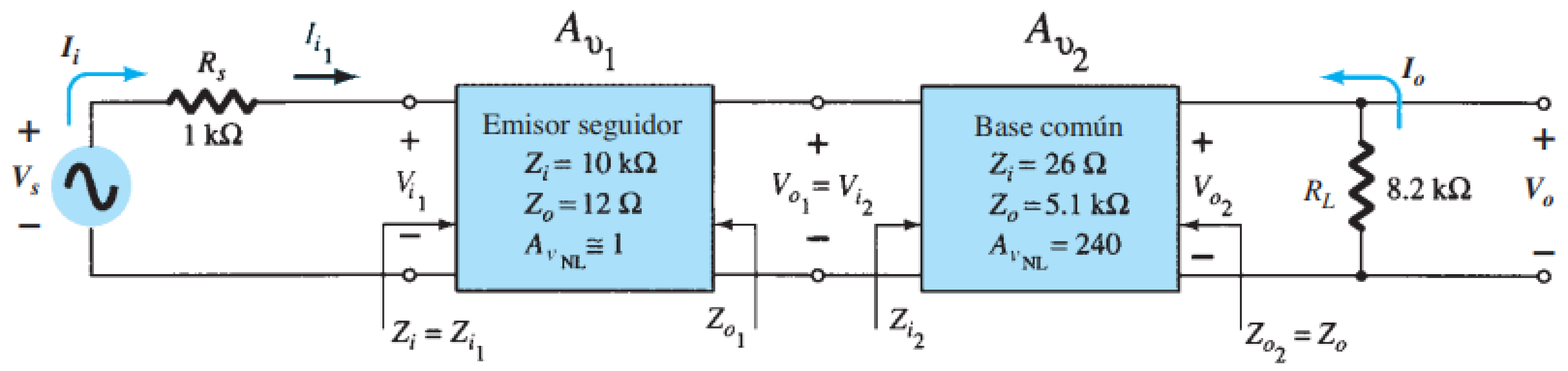
$$\boxed{A_{v_T} = A_{v_1} \cdot A_{v_2} \cdot A_{v_3} \cdots}$$

$$\boxed{A_{i_T} = -A_{v_T} \frac{Z_{i_1}}{R_L}}$$



EJEMPLO

a. La ganancia con carga para cada etapa.
b. La ganancia total para el sistema, A_v y A_{v_s}.
c. La ganancia de corriente total para el sistema.
d. La ganancia total para el sistema si se eliminara la configuración en emisor seguidor.



a. Para la configuración en emisor seguidor, la ganancia con carga es

$$V_{o_1} = \frac{Z_{i_2}}{Z_{i_2} + Z_{o_1}} A_{v_{NL}} V_{i_1} = \frac{26\ \Omega}{26\ \Omega + 12\ \Omega}(1)\ V_{i_1} = 0.684\ V_{i_1}$$

y $$A_{V_i} = \frac{V_{o_1}}{V_{i_1}} = \mathbf{0.684}$$

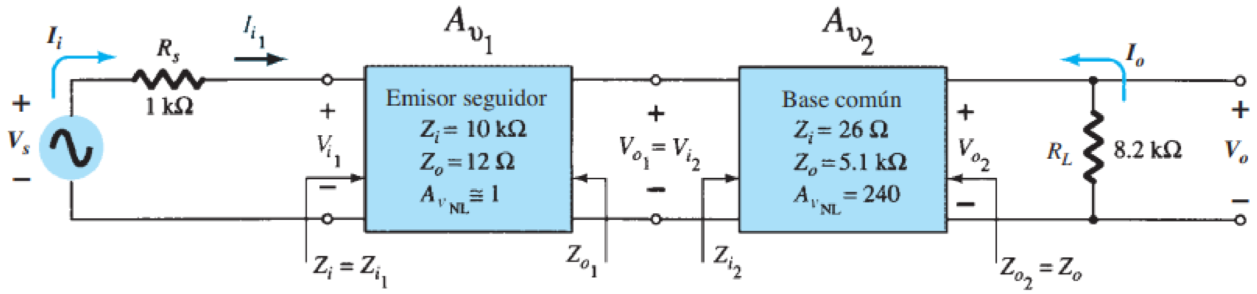
Para la configuración en base común,

$$V_{o_2} = \frac{R_L}{R_L + R_{o_2}} A_{v_{NL}} V_{i_2} = \frac{8.2\ \text{k}\Omega}{8.2\ \text{k}\Omega + 5.1\ \text{k}\Omega}(240)\ V_{i_2} = 147.97\ V_{i_2}$$

y $$A_{v_2} = \frac{V_{o_2}}{V_{i_2}} = \mathbf{147.97}$$

EJEMPLO

a. La ganancia con carga para cada etapa.
b. La ganancia total para el sistema, A_v y A_{v_s}.
c. La ganancia de corriente total para el sistema.
d. La ganancia total para el sistema si se eliminara la configuración en emisor seguidor.



$$\begin{aligned} A_{v_T} &= A_{v_1}A_{v_2} \\ &= (0.684)(147.97) \\ &= \mathbf{101.20} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{i_T} &= -A_{v_T}\frac{Z_{i_1}}{R_L} = -(101.20)\left(\frac{10\text{ k}\Omega}{8.2\text{ k}\Omega}\right) \\ &= \mathbf{-123.41} \end{aligned}$$

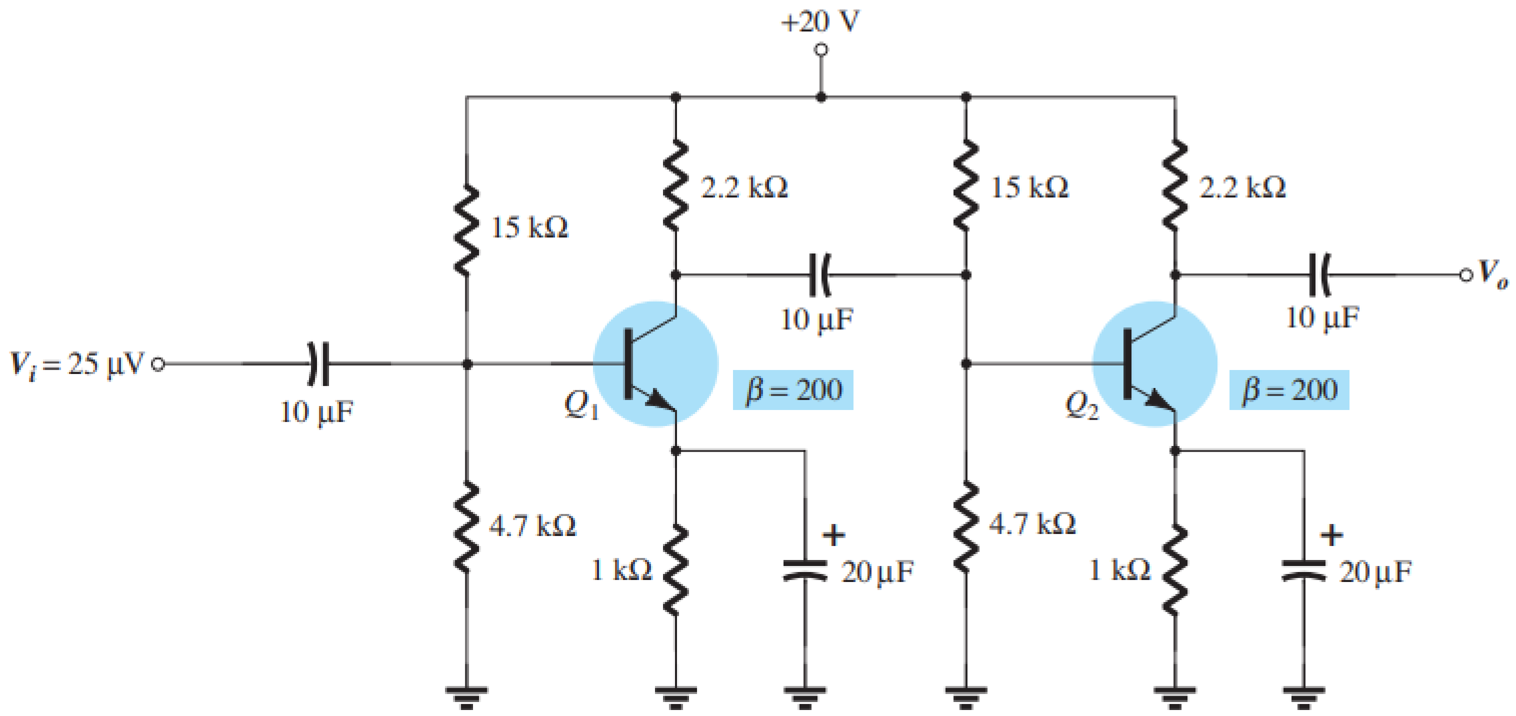
$$V_i = \frac{Z_{i_{CB}}}{Z_{i_{CB}} + R_s}V_s = \frac{26\ \Omega}{26\ \Omega + 1\text{ k}\Omega}V_s = 0.025\ V_s$$

$$\frac{V_i}{V_s} = 0.025 \qquad \text{con} \qquad \frac{V_o}{V_i} = 147.97 \qquad \text{por la anterior}$$

$$\begin{aligned} A_{v_S} &= \frac{Z_{i_1}}{Z_{i_1} + R_s}A_{v_T} = \frac{(10\text{ k}\Omega)(101.20)}{10\text{ k}\Omega + 1\text{ k}\Omega} \\ &= \mathbf{92} \end{aligned}$$

$$A_{v_s} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_i}{V_s}\cdot\frac{V_o}{V_i} = (0.025)(147.97) = \mathbf{3.7}$$

Amplificadores con BJT acoplados por RC

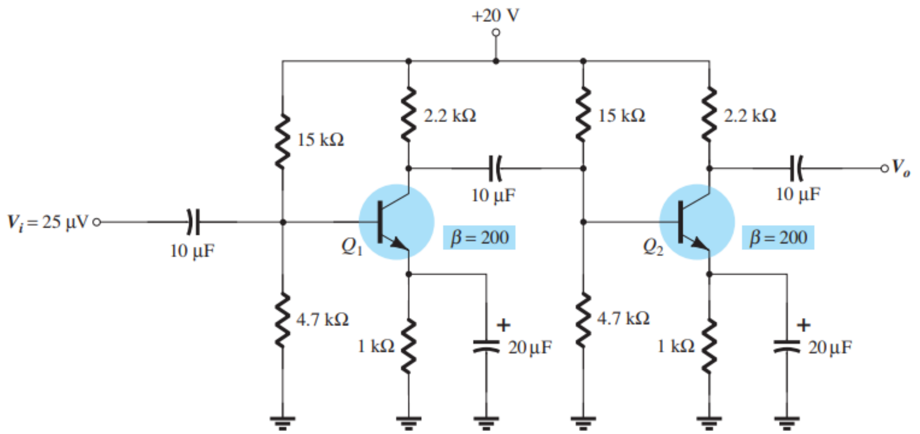


Calcule la ganancia de voltaje sin carga y el voltaje de salida de los amplificadores transistorizados acompañados por RC

Calcule la ganancia total y el voltaje de salida si se aplica una carga de 4,7 KΩ a la segunda etapa y compare con las respuestas anteriores

Calcule la impedancia de entrada de la primera etapa con la impedancia de salida de la segunda etapa

Amplificadores con BJT acoplados por RC



Calcule la ganancia de voltaje sin carga y el voltaje de salida de los amplificadores transistorizados acompañados por RC

a. El análisis de polarización de cd arroja los siguientes resultados para cada transistor:

$$V_B = 4.7\text{ V},\quad V_E = 4.0\text{ V},\quad V_C = 11\text{ V},\quad I_E = 4.0\text{ mA}$$

En el punto de polarización,

$$r_e = \frac{26\text{ mV}}{I_E} = \frac{26\text{ mV}}{4\text{ mA}} = 6.5\ \Omega$$

La carga de la segunda etapa es

$$Z_{i_2} = R_1 \| R_2 \| \beta r_e$$

la cual produce la siguiente ganancia para la primera etapa:

$$A_{v_1} = -\frac{R_C \| (R_1 \| R_2 \| \beta r_e)}{r_e}$$

$$= -\frac{(2.2\text{ k}\Omega) \| [15\text{ k}\Omega \| 4.7\text{ k}\Omega \| (200)(6.5\ \Omega)]}{6.5\ \Omega}$$

$$= -\frac{665.2\ \Omega}{6.5\ \Omega} = -102.3$$

Para la segunda etapa sin carga la ganancia es

$$A_{v_{2(\text{NL})}} = -\frac{R_C}{r_e} = -\frac{2.2\text{ k}\Omega}{6.5\ \Omega} = -338.46$$

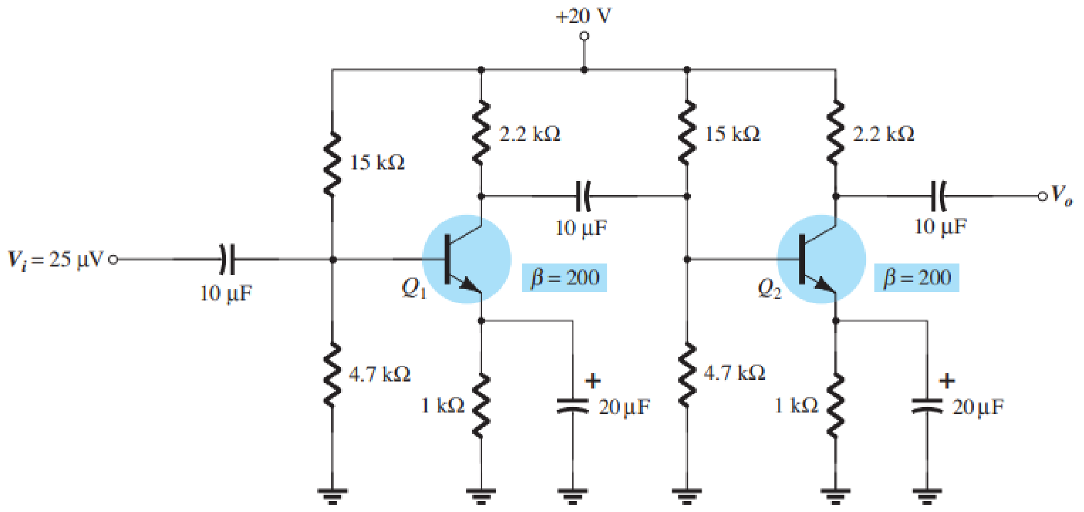
y la ganancia total es,

$$A_{v_{T(\text{NL})}} = A_{v_1} A_{v_{2(\text{NL})}} = (-102.3)(-338.46) \cong \mathbf{34.6 \times 10^3}$$

Entonces el voltaje de salida es

$$V_o = A_{v_{T(\text{NL})}} V_i = (34.6 \times 10^3)(25\ \mu\text{V}) \cong \mathbf{865\ mV}$$

Amplificadores con BJT acoplados por RC



Calcule la ganancia total y el voltaje de salida si se aplica una carga de 4,7 KΩ a la segunda etapa y compare con las respuestas anteriores

Calcule la impedancia de entrada de la primera etapa con la impedancia de salida de la segunda etapa

b. La ganancia total con la carga de 10 kΩ aplicada es

$$A_{v_T} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{R_L}{R_L + Z_o} A_{v_{T(NL)}} = \frac{4.7\ \text{k}\Omega}{4.7\ \text{k}\Omega + 2.2\ \text{k}\Omega}(34.6 \times 10^3) \cong \mathbf{23.6 \times 10^3}$$

la cual es considerablemente menor que la ganancia sin carga porque el valor R_L se aproxima mucho al de R_C.

$$\begin{aligned} V_o &= A_{v_T} V_i \\ &= (23.6 \times 10^3)(25\ \mu\text{V}) \\ &= \mathbf{590\ mV} \end{aligned}$$

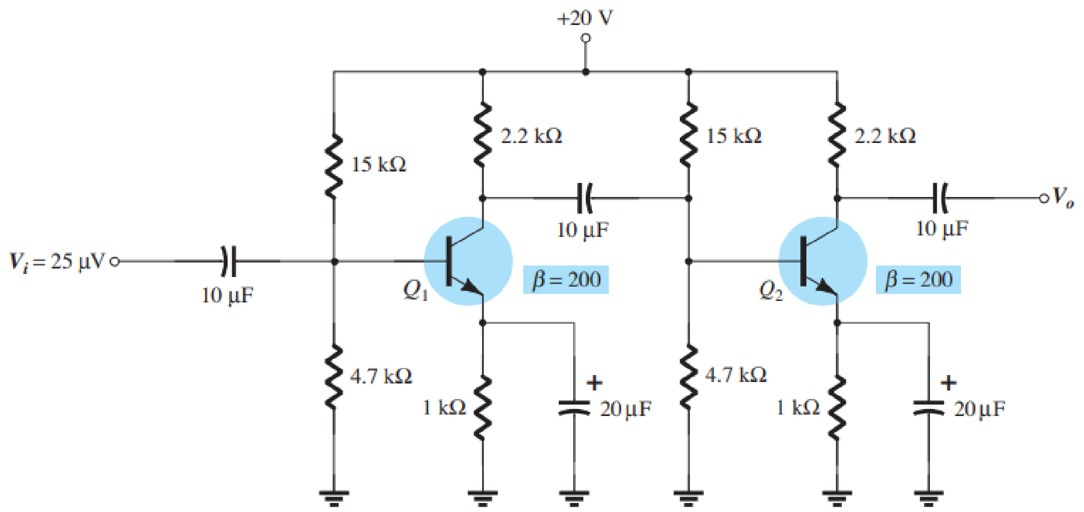
c. La impedancia de entrada de la primera etapa es

$$Z_{i_1} = R_1 \| R_2 \| \beta r_e = 4.7\ \text{k}\Omega \| 15\ \text{k}\Omega \| (200)(6.5\ \Omega) = \mathbf{953.6\ \Omega}$$

en tanto que la impedancia de salida de la segunda etapa es

$$Z_{o_2} = R_C = \mathbf{2.2\ k\Omega}$$

Amplificadores con BJT acoplados por RC



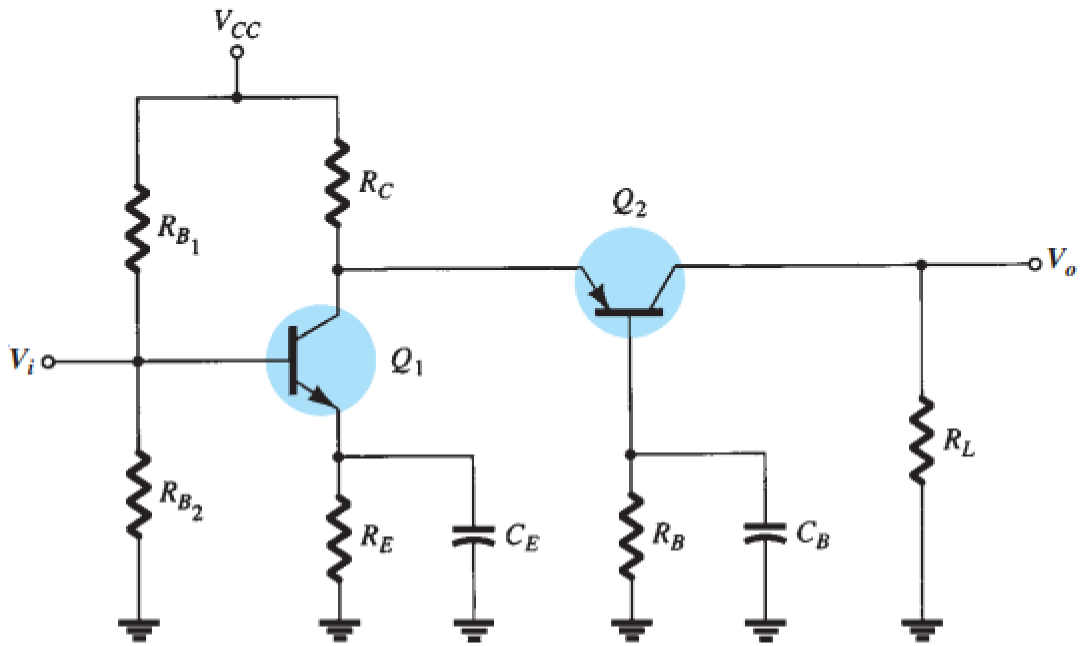
Calcule la ganancia de voltaje sin carga y el voltaje de salida de los amplificadores transistorizados acompañados por RC

Calcule la ganancia total y el voltaje de salida si se aplica una carga de 4,7 KΩ a la segunda etapa y compare con las respuestas anteriores

Calcule la impedancia de entrada de la primera etapa con la impedancia de salida de la segunda etapa

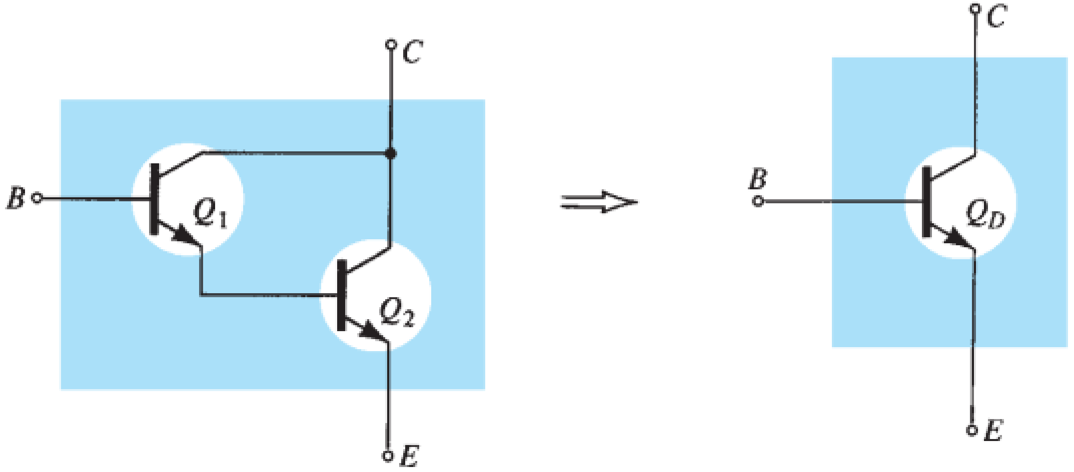
Conexión Cascodo

- El colector del primer transistor se conecta al emisor del siguiente.
- Proporciona una impedancia de entrada alta con una baja ganancia de voltaje para la primera etapa que garantiza que la capacitancia de entrada Miller esté en su valor mínimo. La siguiente etapa de base común proporciona una respuesta de alta frecuencia.

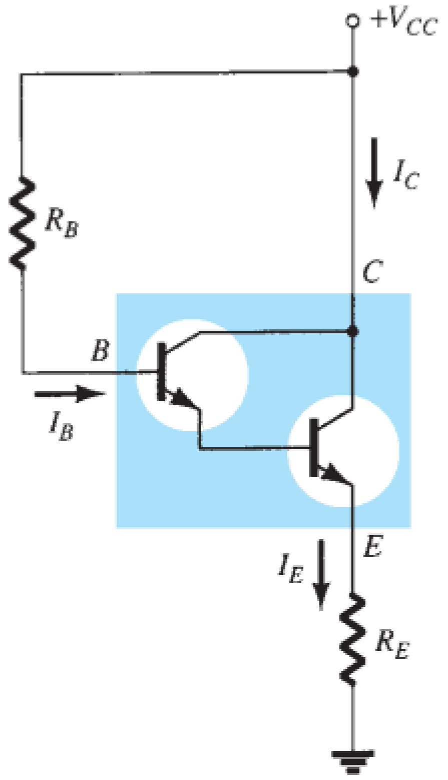


CONEXIÓN DARLINGTON

Una conexión Darlington proporciona un transistor con una ganancia de corriente muy grande, por lo general de unos miles.



$$\boxed{\beta_D = \beta_1\beta_2}$$



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta_D R_E}$$

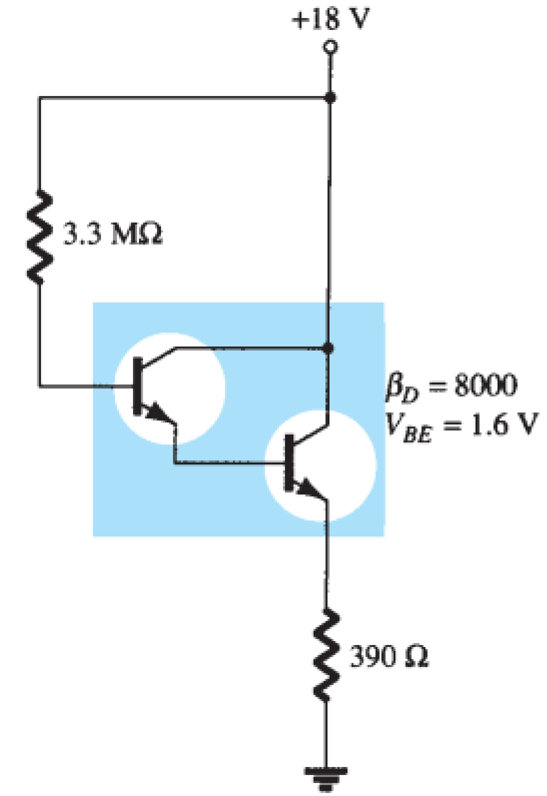
$$I_E = (\beta_D + 1)I_B \approx \beta_D I_B$$

$$V_E = I_E R_E$$

$$V_B = V_E + V_{BE}$$

EJEMPLO

Calcule los voltajes de polarización de cd y las corrientes en el circuito



$$I_B = \frac{18\text{ V} - 1.6\text{ V}}{3.3\text{ M}\Omega + 8000(390\ \Omega)} \approx \mathbf{2.55\ \mu A}$$

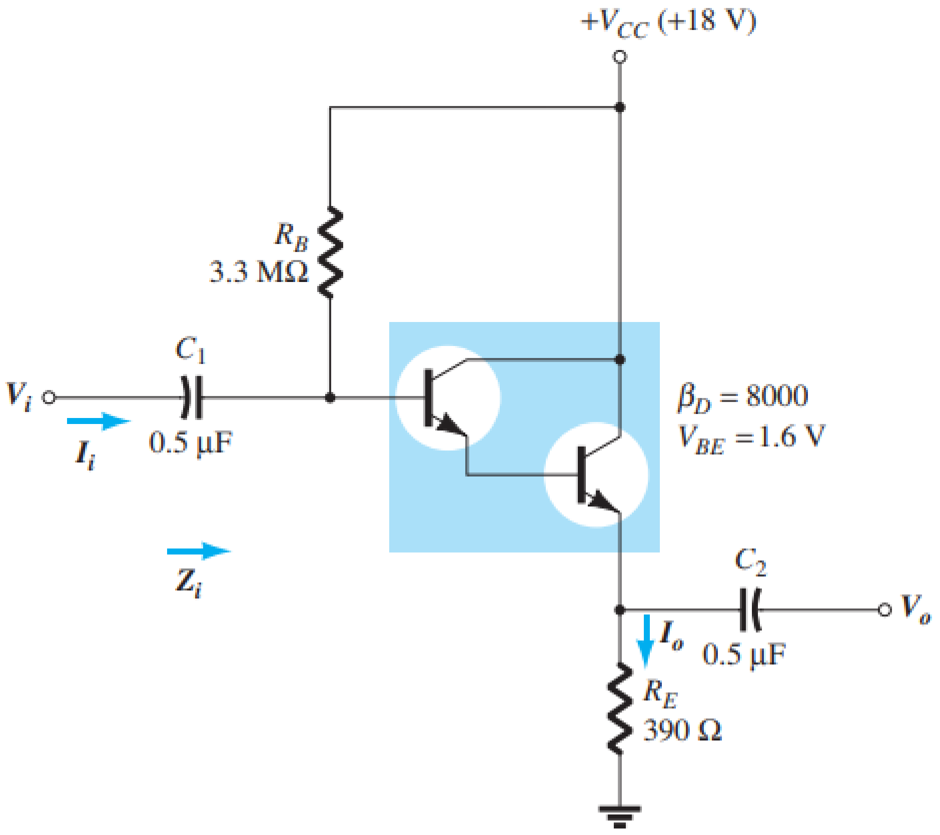
$$I_E \approx 8000(2.56\ \mu\text{A}) = \mathbf{20.48\ mA} \approx I_C$$

$$V_E = 20.48\text{ mA}(390\ \Omega) \approx \mathbf{8.06\ V}$$

$$V_B = 8\text{ V} + 1.6\text{ V} = \mathbf{9.65\ V}$$

$$V_C = \mathbf{18\ V}$$

CONEXIÓN DARLINGTON – Circuito equivalente de AC



$$\boxed{Z_i = R_B \| \beta_D R_E}$$

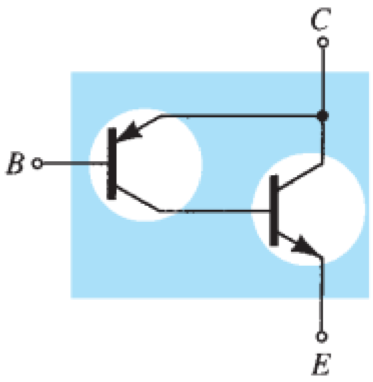
$$\boxed{Z_o = \frac{r_{e_1}}{\beta_2} + r_{e_2}}$$

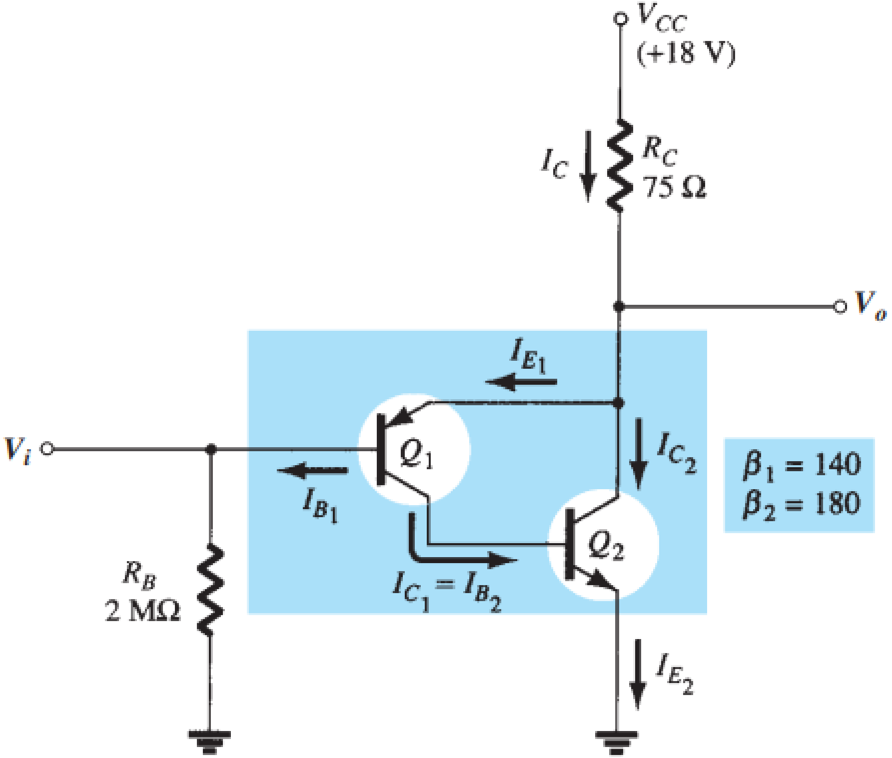
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_o R_E}{I_i (R_B \| Z_i)} = (A_i)\left(\frac{R_E}{R_B \| Z_i}\right)$$

$$\boxed{A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong \frac{\beta_D R_B}{R_B + \beta_D R_E}}$$

PAR DE REALIMENTACIÓN

Es un circuito de dos transistores que opera como el circuito Darlington. Proporciona una ganancia de corriente muy alta.





$$V_{CC} - I_C R_C - V_{EB_1} - I_{B_1} R_B = 0$$

$$V_{CC} - (\beta_1 \beta_2 I_{B_1}) R_C - V_{EB_1} - I_{B_1} R_B = 0$$

$$\boxed{I_{B_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE_1}}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_C}}$$

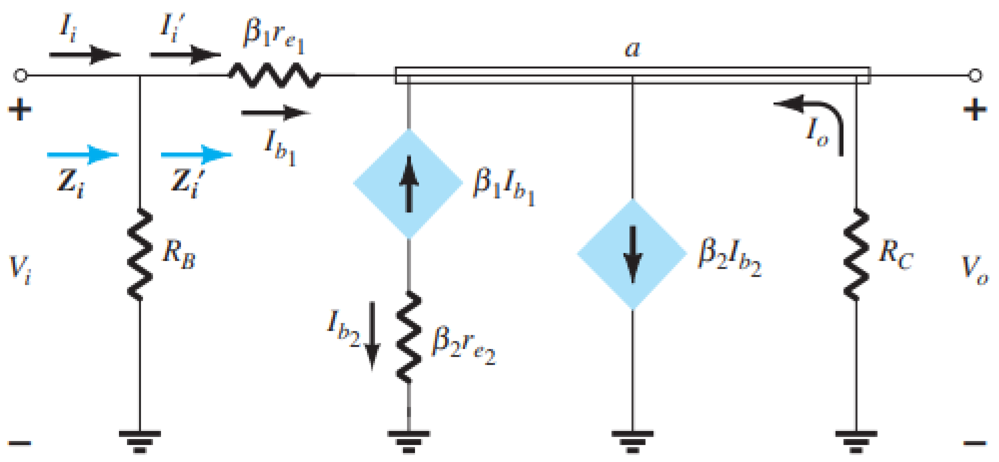
$$I_{C_1} = \beta_1 I_{B_1} = I_{B_2}$$

$$I_{C_2} = \beta_2 I_{B_2} \approx I_{E_2}$$

$$I_C = I_{E_1} + I_{C_2} \approx I_{B_2} + I_{C_2}$$

$$\boxed{I_C \cong I_{C_2}}$$

PAR DE REALIMENTACIÓN en AC



$$\boxed{Z_i' = \beta_1 r_{e_1} + \beta_1 \beta_2 R_C}$$

$$\boxed{Z_i' \cong \beta_1 \beta_2 R_C}$$

$$\boxed{Z_i = R_B \| Z_i'}$$

$$\boxed{Z_o = R_C \| \frac{r_{e_1}}{\beta_2}}$$

$$R_C \gg \frac{r_{e_1}}{\beta_2}$$

$$\boxed{Z_o \cong \frac{r_{e_1}}{\beta_2}}$$

$$\boxed{A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{-\beta_1 \beta_2 R_B}{R_B + \beta_1 \beta_2 R_C}}$$

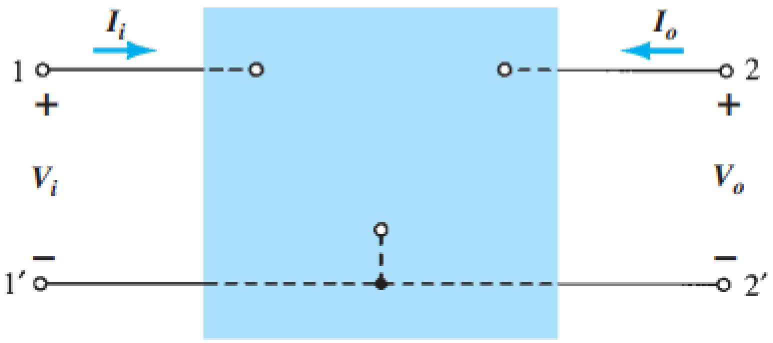
$$\boxed{A_v = \frac{\beta_2 R_C}{r_{e_1} + \beta_2 R_C}}$$

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO

		Mín.	Máx.	
Impedancia de entrada (I_C = 1 mA cd, V_{CE} = 10 V cd, f = 1 kHz)	h_{ie}	0.5	7.5	kΩ
Relación de realimentación de voltaje (I_C = 1 mA cd, V_{CE} = 10 V cd, f = 1 kHz)	h_{re}	0.1	8.0	$\times 10^{-4}$
Ganancia de corriente de señal pequeña (I_C = 1 mA cd, V_{CE} = 10 V cd, f = 1 kHz)	h_{fe}	20	250	—
Admitancia de salida (I_C = 1 mA cd, V_{CE} = 10 V cd, f = 1 kHz)	h_{oe}	1.0	30	μS

Parámetros híbridos para el transistor 2N4400.

Los parámetros que relacionan las cuatro variables se llaman parámetros h



$$V_i = h_{11}I_i + h_{12}V_o$$

$$I_o = h_{21}I_i + h_{22}V_o$$

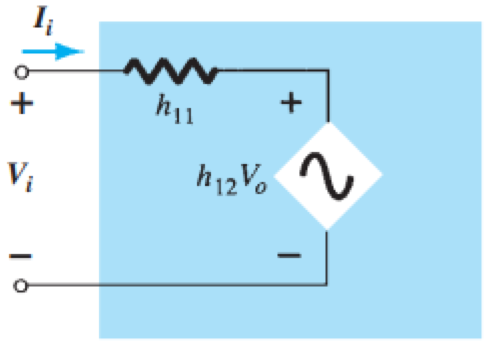
$$h_{11} = \left.\frac{V_i}{I_i}\right|_{V_o=0} \quad \text{ohms}$$

$$h_{12} = \left.\frac{V_i}{V_o}\right|_{I_i=0} \quad \text{sin unidades}$$

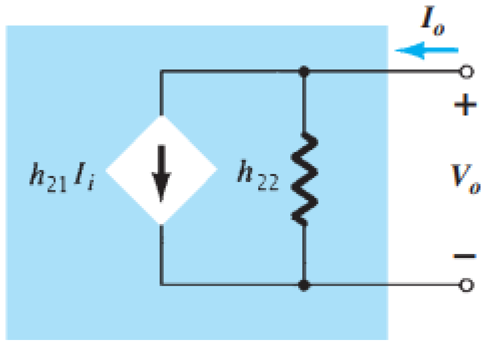
$$h_{21} = \left.\frac{I_o}{I_i}\right|_{V_o=0} \quad \text{sin unidades}$$

$$h_{22} = \left.\frac{I_o}{V_o}\right|_{I_i=0} \quad \text{siemens}$$

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO



Circuito equivalente híbrido de entrada.



Circuito equivalente híbrido de salida.

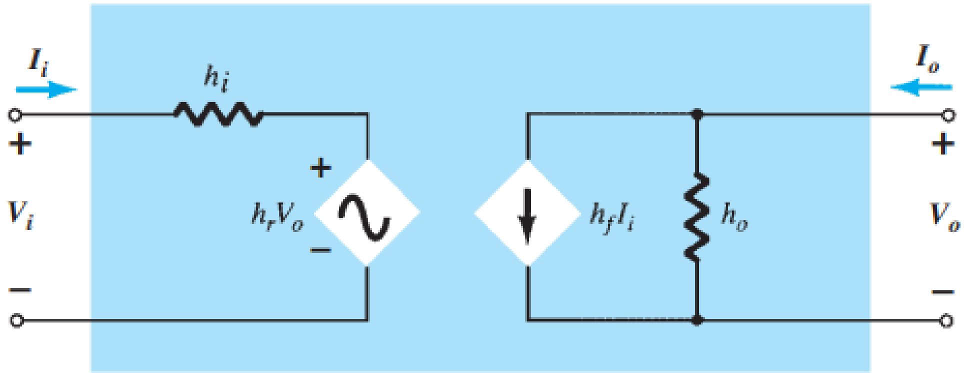
$h_{11} \longrightarrow$ resistencia de entrada $\longrightarrow h_i$
$h_{12} \longrightarrow$ relación de voltaje de transferencia inversa $\longrightarrow h_r$
$h_{21} \longrightarrow$ relación de corriente de transferencia directa $\longrightarrow h_f$
$h_{22} \longrightarrow$ conductancia de salida $\longrightarrow h_o$

$$\boxed{h_{11} = \left.\frac{V_i}{I_i}\right|_{V_o=0}}$$ ohms

$$\boxed{h_{12} = \left.\frac{V_i}{V_o}\right|_{I_i=0}}$$ sin unidades

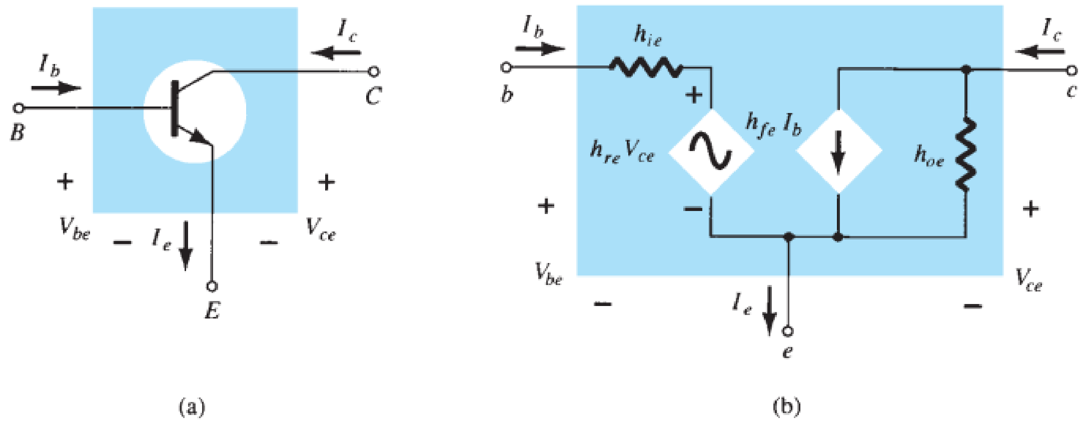
$$\boxed{h_{21} = \left.\frac{I_o}{I_i}\right|_{V_o=0}}$$ sin unidades

$$\boxed{h_{22} = \left.\frac{I_o}{V_o}\right|_{I_i=0}}$$ siemens

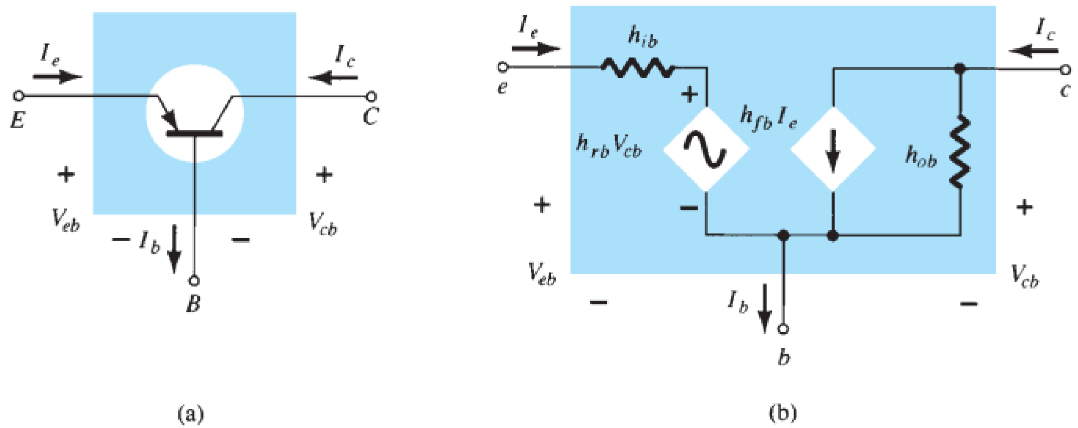


Circuito equivalente híbrido completo.

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO

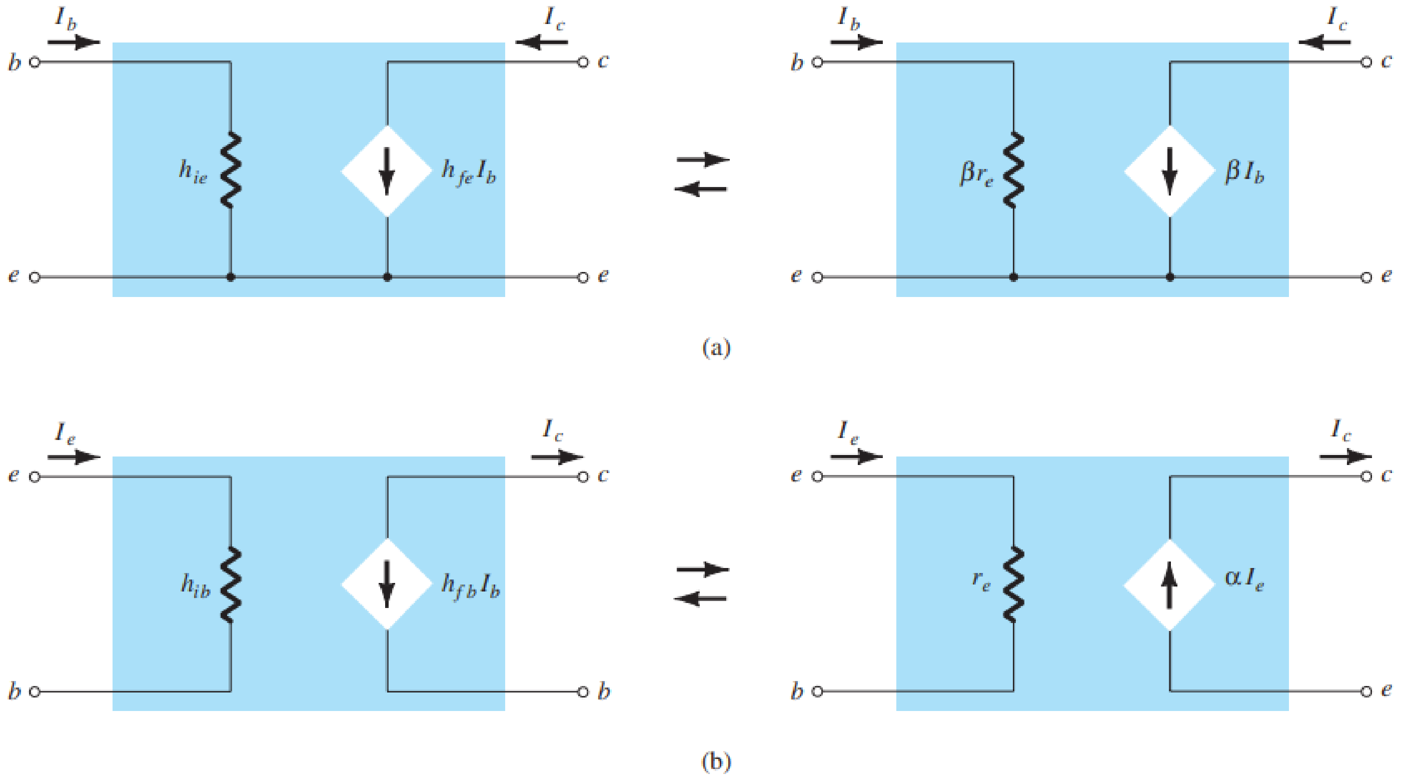


Configuración en emisor común: (a) símbolo gráfico; (b) circuito equivalente híbrido.



Configuración en base común; (a) símbolo gráfico; (b) circuito equivalente híbrido.

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO



$$\boxed{h_{ie} = \beta r_e}$$

$$\boxed{h_{fe} = \beta_{\text{ca}}}$$

$$\boxed{h_{ib} = r_e}$$

$$\boxed{h_{fb} = -\alpha \cong -1}$$

Modelo híbrido contra modelo r_e: (a) configuración en emisor común; (b) configuración en base común.

EJEMPLO

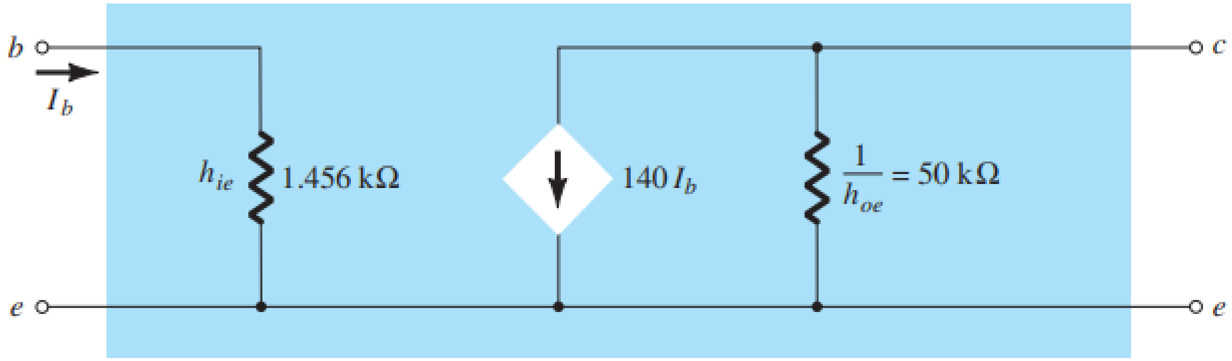
Dadas $I_E = 2.5$ mA, $h_{fe} = 140$, $h_{oe} = 20\ \mu$S (μmho), y $h_{ob} = 0.5\ \mu$S,

a. El circuito equivalente híbrido en emisor común.
b. El modelo r_e en base común.

a. $r_e = \dfrac{26\text{ mV}}{I_E} = \dfrac{26\text{ mV}}{2.5\text{ mA}} = \mathbf{10.4\ \Omega}$

$h_{ie} = \beta r_e = (140)(10.4\ \Omega) = \mathbf{1.456\ k\Omega}$

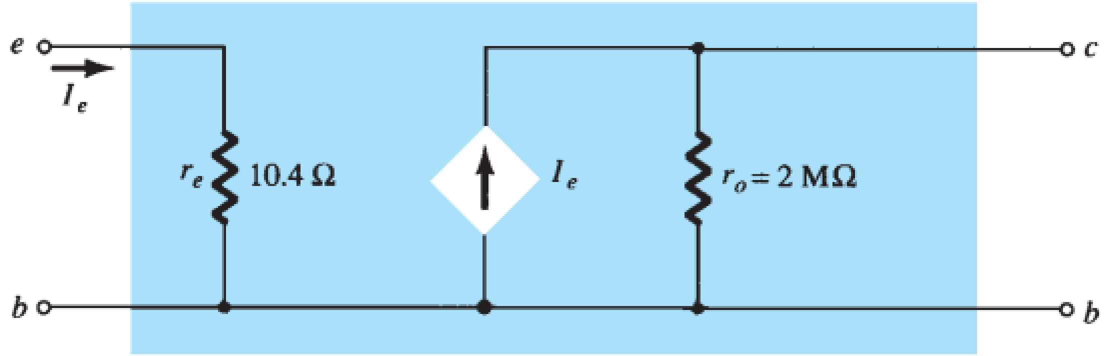
$r_o = \dfrac{1}{h_{oe}} = \dfrac{1}{20\ \mu\text{S}} = \mathbf{50\ k\Omega}$



Circuito equivalente híbrido en emisor común

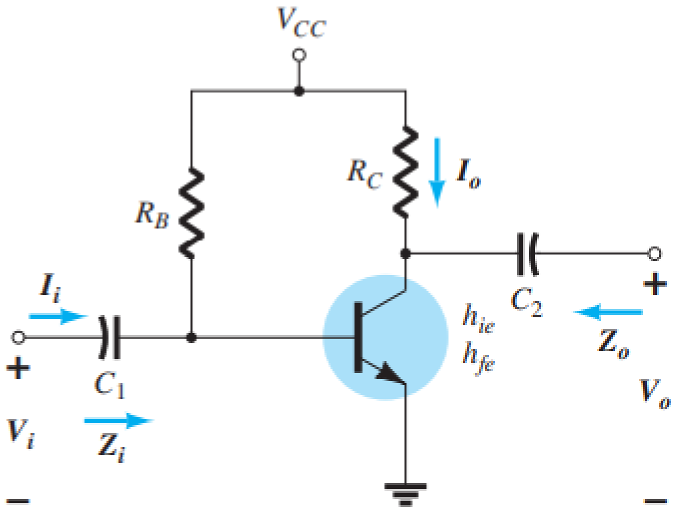
b. $r_e = \mathbf{10.4\ \Omega}$

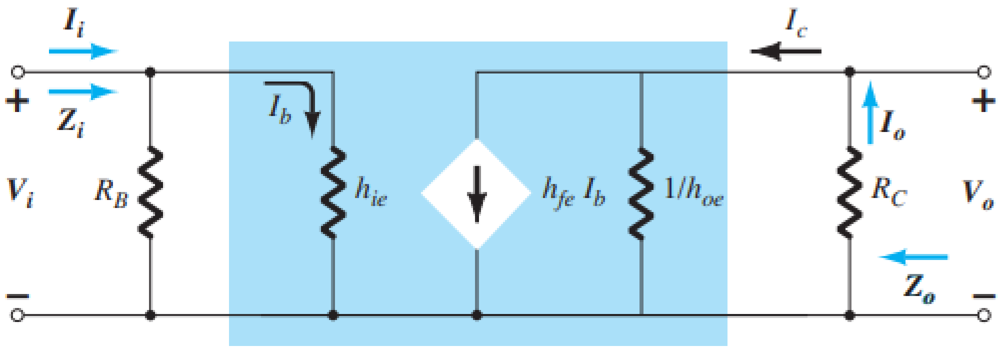
$\alpha \cong 1, \qquad r_o = \dfrac{1}{h_{ob}} = \dfrac{1}{0.5\ \mu\text{S}} = \mathbf{2\ M\Omega}$



Modelo r_e en base común

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO – Configuración de polarización fija





$$Z_i = R_B \| h_{ie}$$

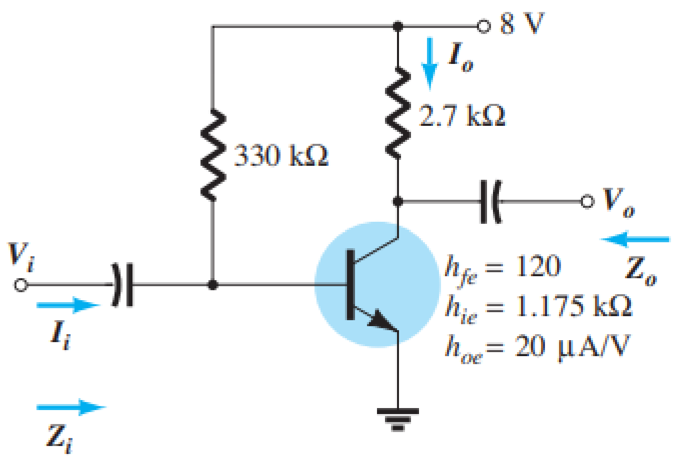
$$Z_o = R_C \| 1/h_{oe}$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{ie}(R_C \| 1/h_{oe})}{h_{ie}}$$

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} \cong h_{fe}$$

EJEMPLO

a. Z_i.
b. Z_o.
c. A_v.
d. A_i.



a. $Z_i = R_B \| h_{ie} = 330\,\text{k}\Omega \| 1.175\,\text{k}\Omega$

$\cong h_{ie} = \mathbf{1.171\,k\Omega}$

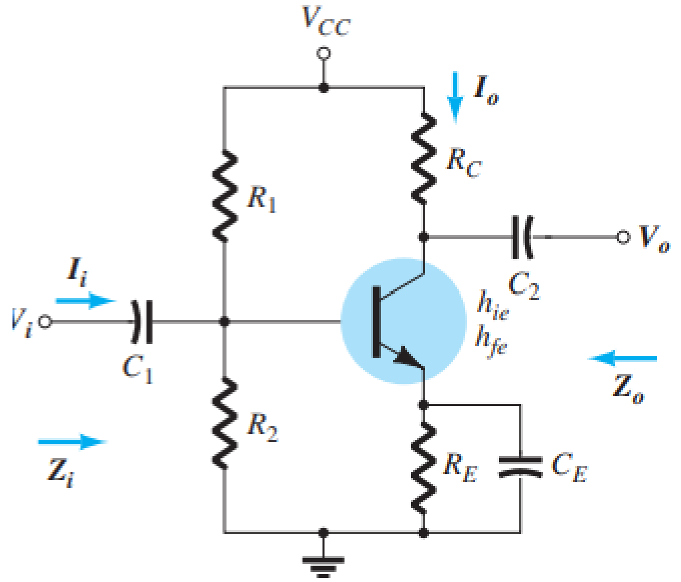
b. $r_o = \dfrac{1}{h_{oe}} = \dfrac{1}{20\,\mu\text{A/V}} = 50\,\text{k}\Omega$

$Z_o = \dfrac{1}{h_{oe}} \| R_C = 50\,\text{k}\Omega \| 2.7\,\text{k}\Omega = \mathbf{2.56\,k\Omega} \cong R_C$

c. $A_v = -\dfrac{h_{fe}(R_C \| 1/h_{oe})}{h_{ie}} = -\dfrac{(120)(2.7\,\text{k}\Omega \| 50\,\text{k}\Omega)}{1.171\,\text{k}\Omega} = \mathbf{-262.34}$

d. $A_i \cong h_{fe} = \mathbf{120}$

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO – Configuración del divisor de voltaje



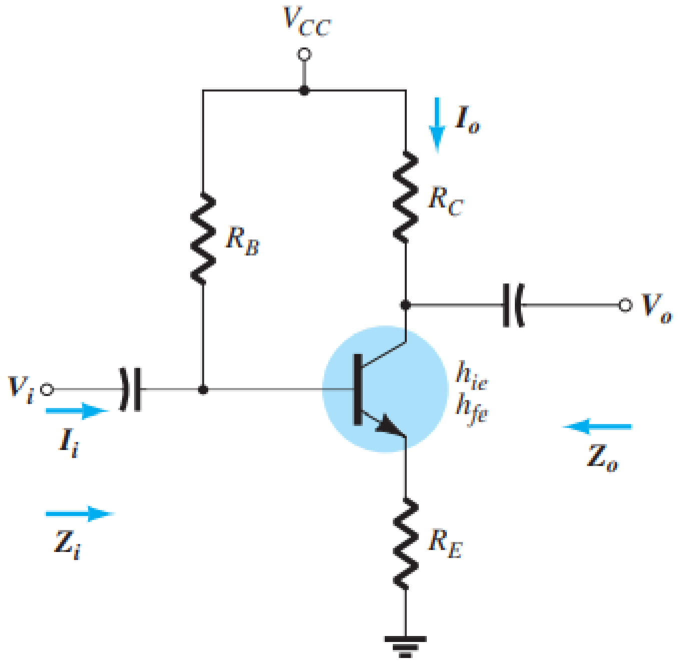
$$\boxed{Z_i = R_1 \| R_2 \| h_{ie}}$$

$$\boxed{Z_o \cong R_C}$$

$$\boxed{A_v = -\frac{h_{fe}(R_C \| 1/h_{oe})}{h_{ie}}}$$

$$\boxed{A_i = \frac{h_{fe}R'}{R' + h_{ie}}}$$

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO – Configuración de polarización de emisor sin puntear



$$\boxed{Z_b \cong h_{fe}R_E}$$

$$\boxed{Z_i = R_B \| Z_b}$$

$$\boxed{Z_o = R_C}$$

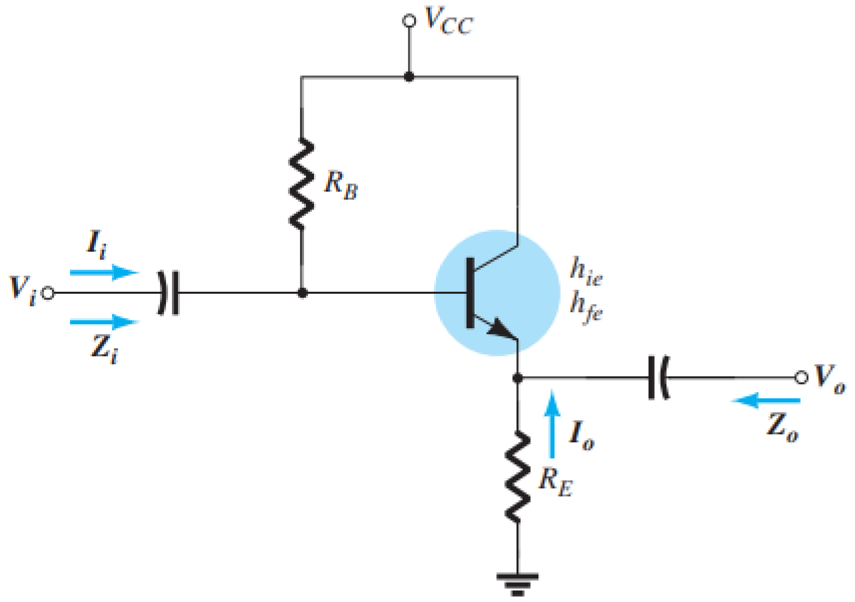
$$A_v = -\frac{h_{fe}R_C}{Z_b} \cong -\frac{h_{fe}R_C}{h_{fe}R_E}$$

$$\boxed{A_v \cong -\frac{R_C}{R_E}}$$

$$\boxed{A_i = -\frac{h_{fe}R_B}{R_B + Z_b}}$$

$$\boxed{A_i = -A_v\frac{Z_i}{R_C}}$$

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO – Configuración de emisor seguidor



$$Z_b \cong h_{fe} R_E$$

$$Z_i = R_B \| Z_b$$

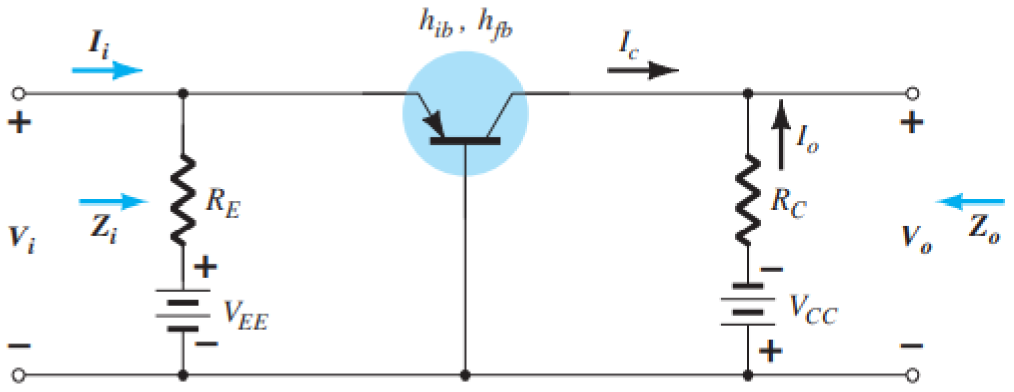
$$Z_o \cong R_E \| \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

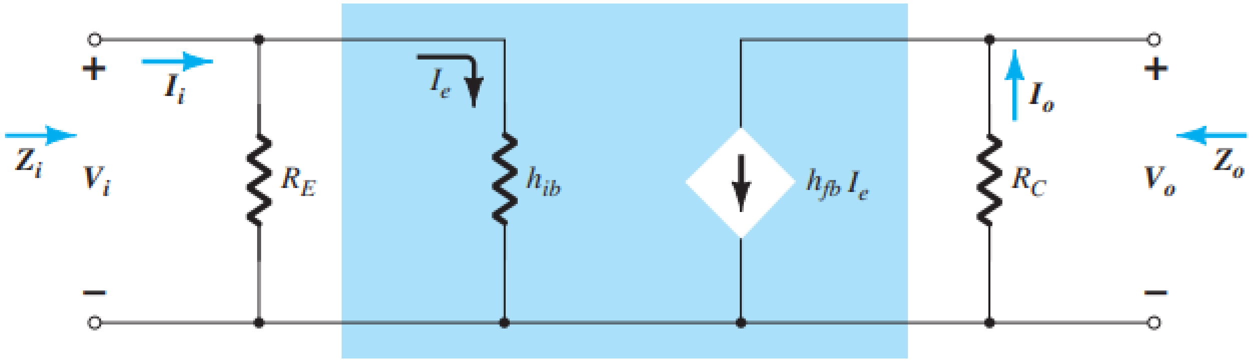
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong \frac{R_E}{R_E + h_{ie}/h_{fe}}$$

$$A_i = \frac{h_{fe} R_B}{R_B + Z_b}$$

$$A_i = -A_v \frac{Z_i}{R_E}$$

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO – Configuración en base común





$$\boxed{Z_i = R_E \| h_{ib}}$$

$$\boxed{Z_o = R_C}$$

$$V_o = -I_o R_C = -(h_{fb} I_e) R_C$$

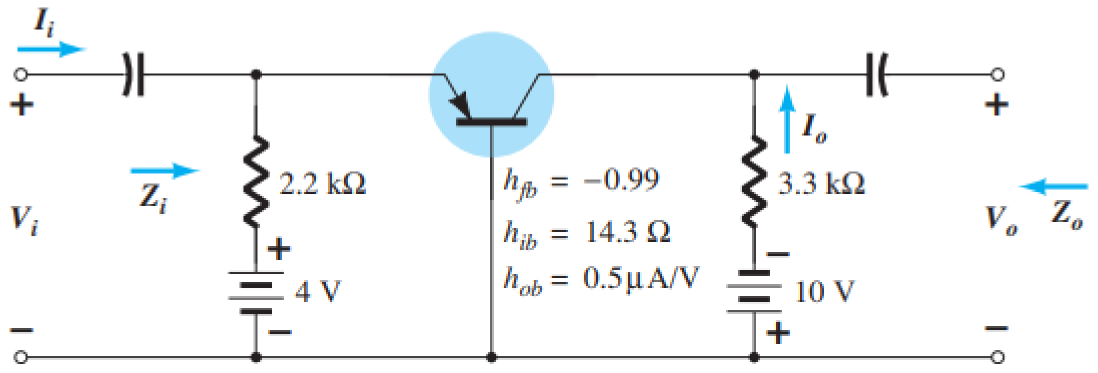
$$I_e = \frac{V_i}{h_{ib}} \quad \text{y} \quad V_o = -h_{fb} \frac{V_i}{h_{ib}} R_C$$

$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{fb} R_C}{h_{ib}}}$$

$$\boxed{A_i = \frac{I_o}{I_i} = h_{fb} \cong -1}$$

EJEMPLO

a. Z_i.
b. Z_o.
c. A_v.
d. A_i.



a. $Z_i = R_E \| h_{ib} = 2.2\,\text{k}\Omega \| 14.3\ \Omega = \mathbf{14.21\ \Omega} \cong h_{ib}$

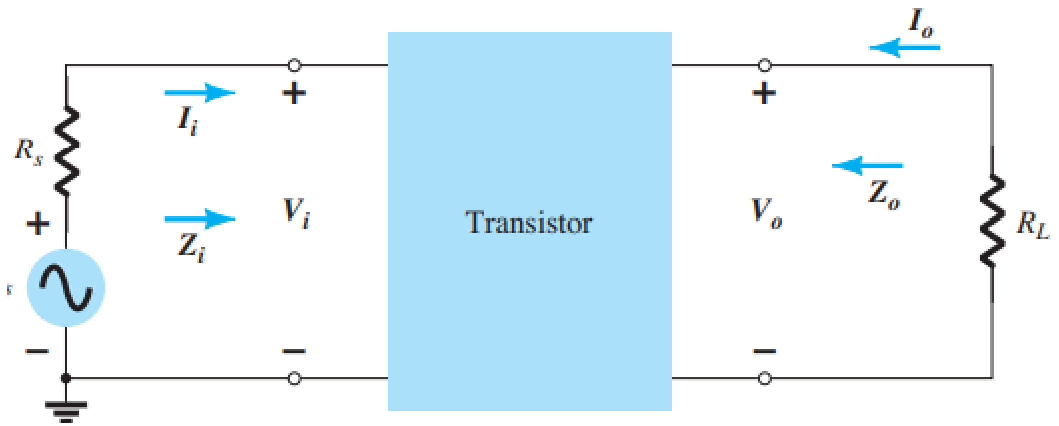
b. $r_o = \dfrac{1}{h_{ob}} = \dfrac{1}{0.5\ \mu\text{A/V}} = 2\,\text{M}\Omega$

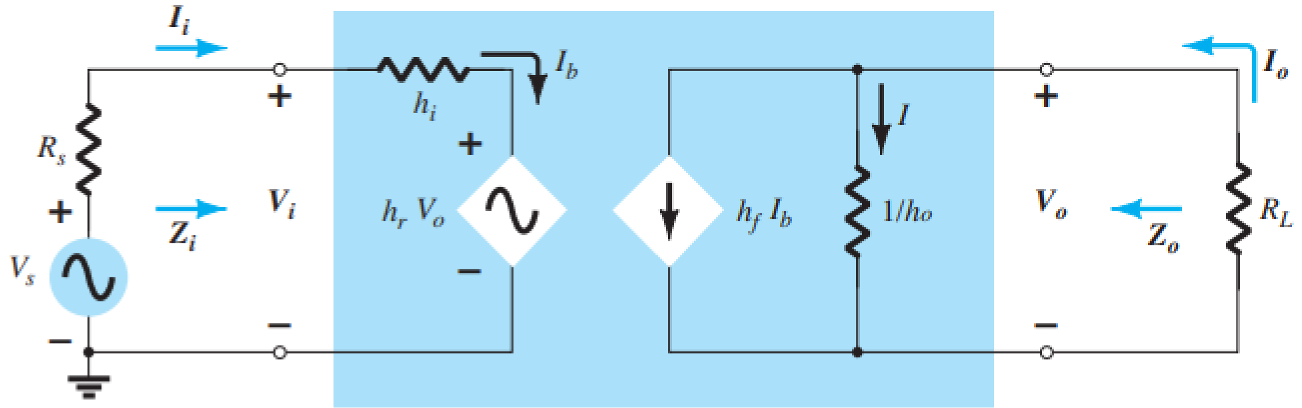
$$Z_o = \frac{1}{h_{ob}} \| R_C \cong R_C = \mathbf{3.3\,k\Omega}$$

c. $A_v = -\dfrac{h_{fb} R_C}{h_{ib}} = -\dfrac{(-0.99)(3.3\,\text{k}\Omega)}{14.21} = \mathbf{229.91}$

d. $A_i \cong h_{fb} = \mathbf{-1}$

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO COMPLETO





$$I_o = h_f I_b + I = h_f I_i + \frac{V_o}{1/h_o} = h_f I_i + h_o V_o$$

$$V_o = -I_o R_L$$

$$I_o = h_f I_i - h_o R_L I_o$$

$$I_o + h_o R_L I_o = h_f I_i$$

$$I_o(1 + h_o R_L) = h_f I_i$$

$$\boxed{A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{h_f}{1 + h_o R_L}}$$

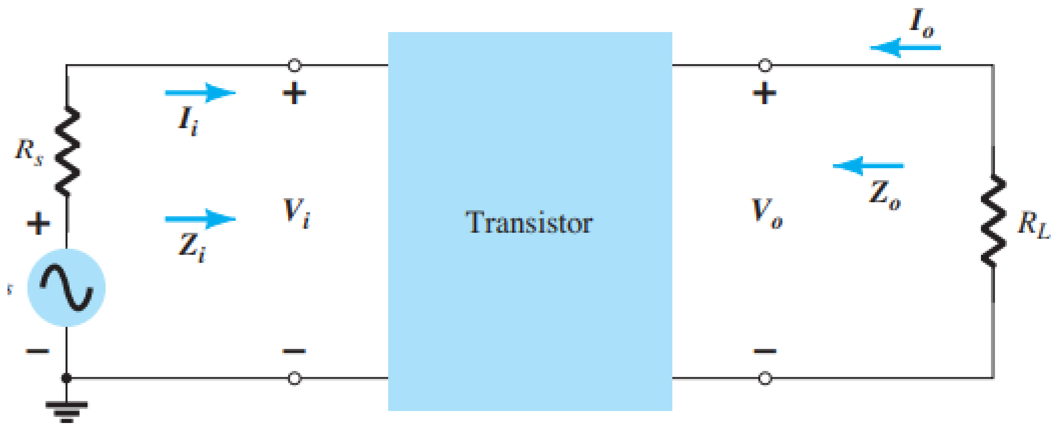
$$V_i = I_i h_i + h_r V_o \qquad I_i = (1 + h_o R_L) I_o / h_f$$

$$I_o = -V_o R_L$$

$$V_i = \frac{-(1 + h_o R_L) h_i}{h_f R_L} V_o + h_r V_o$$

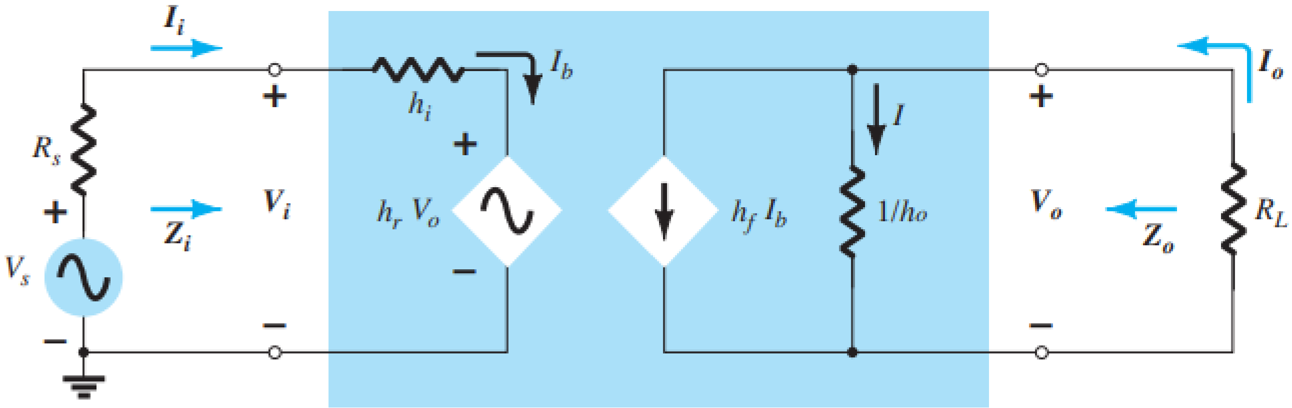
$$\boxed{A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_f R_L}{h_i + (h_i h_o - h_f h_r) R_L}}$$

MODELO EQUIVALENTE HÍBRIDO COMPLETO



$$V_i = h_i I_i + h_r V_o$$
$$V_o = -I_o R_L$$
$$V_i = h_i I_i - h_r R_L I_o$$
$$A_i = \frac{I_o}{I_i}$$
$$I_o = A_i I_i$$

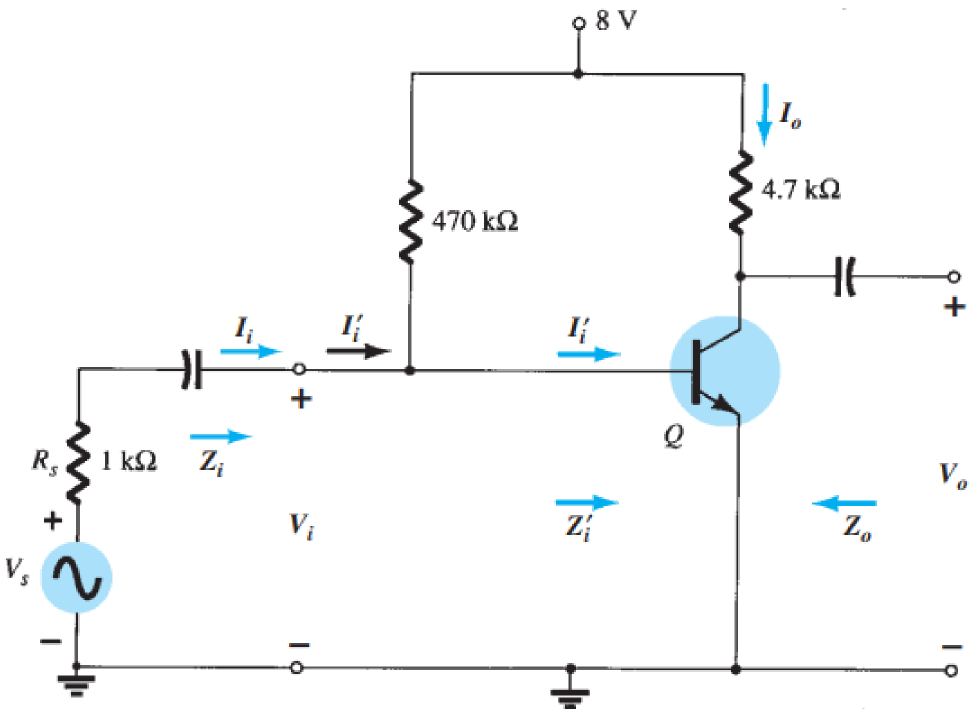
$$V_i = h_i I_i - h_r R_L A_i I_i$$
$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = h_i - h_r R_L A_i$$
$$A_i = \frac{h_f}{1 + h_o R_L}$$
$$\boxed{Z_i = \frac{V_i}{I_i} = h_i - \frac{h_f h_r R_L}{1 + h_o R_L}}$$



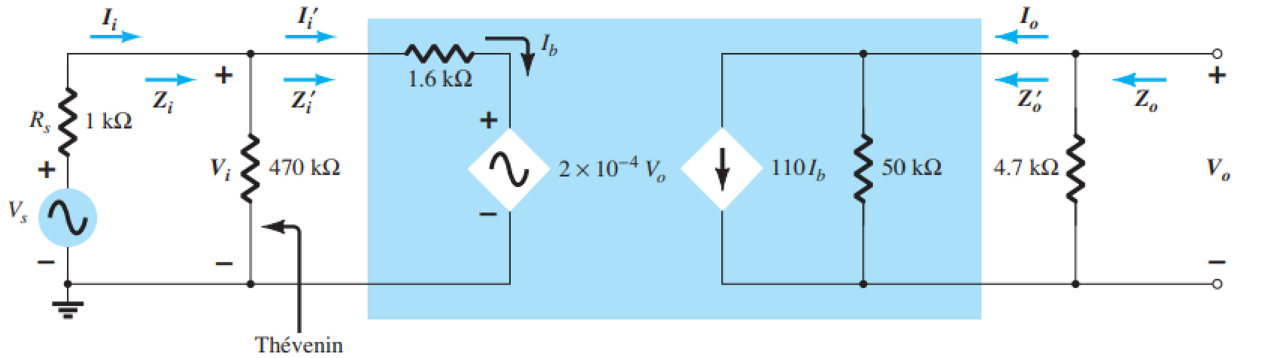
$$I_i = -\frac{h_r V_o}{R_s + h_i} \qquad V_s = 0.$$
$$I_o = h_f I_i + h_o V_o$$
$$= -\frac{h_f h_r V_o}{R_s + h_i} + h_o V_o$$
$$\boxed{Z_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{1}{h_o - [h_f h_r/(h_i + R_s)]}}$$

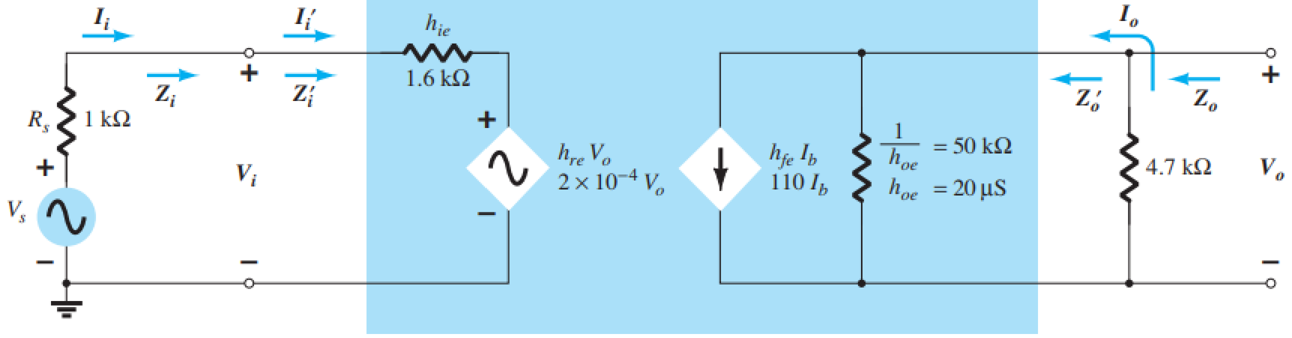
EJEMPLO

a. Z_i y Z_i'.
b. A_v.
c. $A_i = I_o/I_i$.
d. Z_o (dentro de R_C) y Z_o' (con R_C incluida)



Q: $h_{fe} = 110$, $h_{ie} = 1.6\ \text{k}\Omega$, $h_{re} = 2 \times 10^{-4}$, $h_{oe} = 20\ \frac{\mu\text{A}}{\text{V}}$





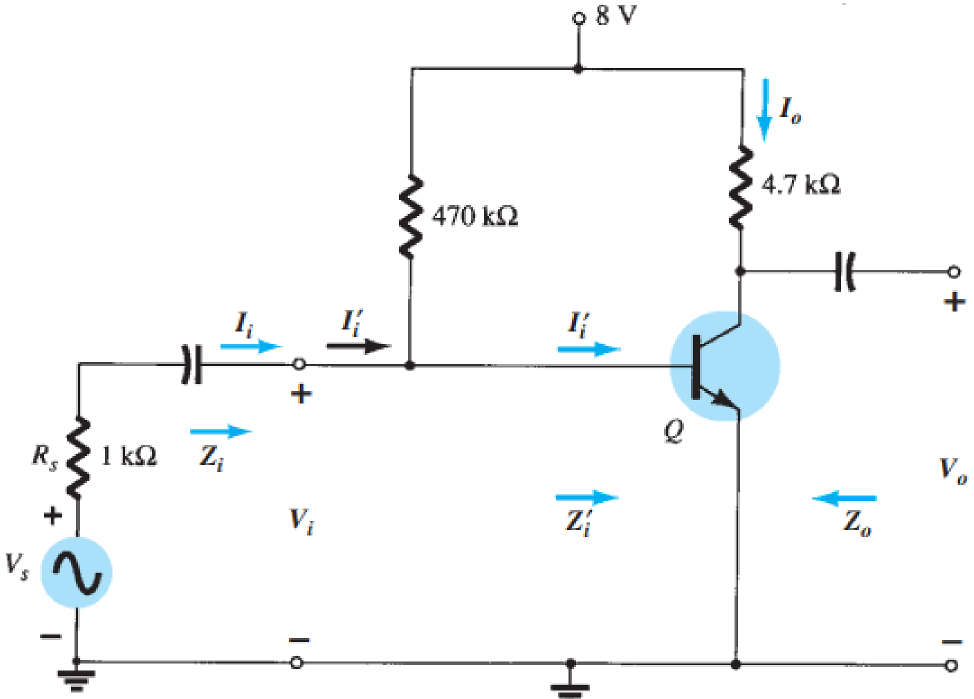
$$
\begin{aligned}
Z_i = \frac{V_i}{I_i} &= h_{ie} - \frac{h_{fe}h_{re}R_L}{1 + h_{oe}R_L} \\
&= 1.6\ \text{k}\Omega - \frac{(110)(2 \times 10^{-4})(4.7\ \text{k}\Omega)}{1 + (20\ \mu\text{S})(4.7\ \text{k}\Omega)} \\
&= 1.6\ \text{k}\Omega - 94.52\ \Omega \\
&= \mathbf{1.51\ k\Omega}
\end{aligned}
$$

contra 1.6 kΩ con sólo utilizar h_{ie}; y

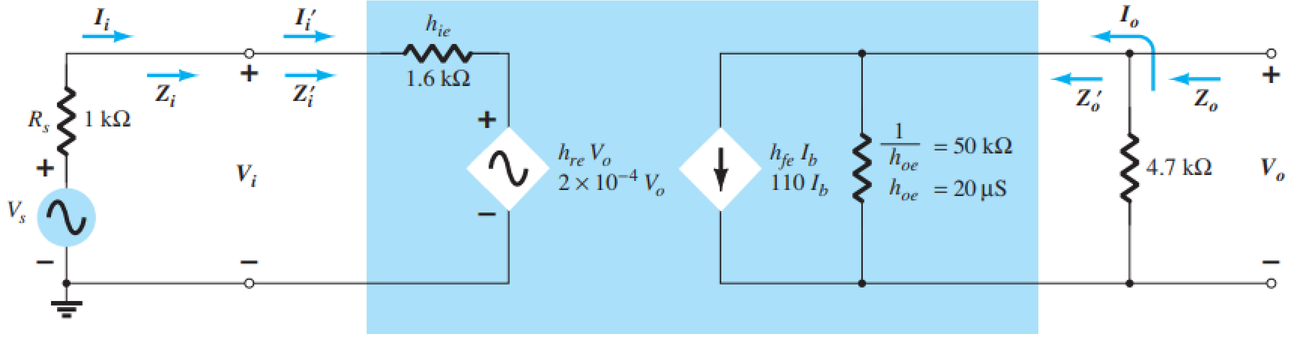
$$Z_i' = 470\ \text{k}\Omega \| Z_i \cong Z_i = \mathbf{1.51\ k\Omega}$$

EJEMPLO

a. Z_i y Z_i'.
b. A_v.
c. $A_i = I_o/I_i$.
d. Z_o (dentro de R_C) y Z_o' (con R_C incluida)



Q: $h_{fe} = 110$, $h_{ie} = 1.6\ \text{k}\Omega$, $h_{re} = 2 \times 10^{-4}$, $h_{oe} = 20\ \frac{\mu\text{A}}{\text{V}}$



$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{fe}R_L}{h_{ie} + (h_{ie}h_{oe} - h_{fe}h_{re})R_L}$$

$$= \frac{-(110)(4.7\ \text{k}\Omega)}{1.6\ \text{k}\Omega + [(1.6\ \text{k}\Omega)(20\mu\text{S}) - (110)(2 \times 10^{-4})]4.7\ \text{k}\Omega}$$

$$= \frac{-517 \times 10^3\ \Omega}{1.6\ \text{k}\Omega + (0.032 - 0.022)4.7\ \text{k}\Omega}$$

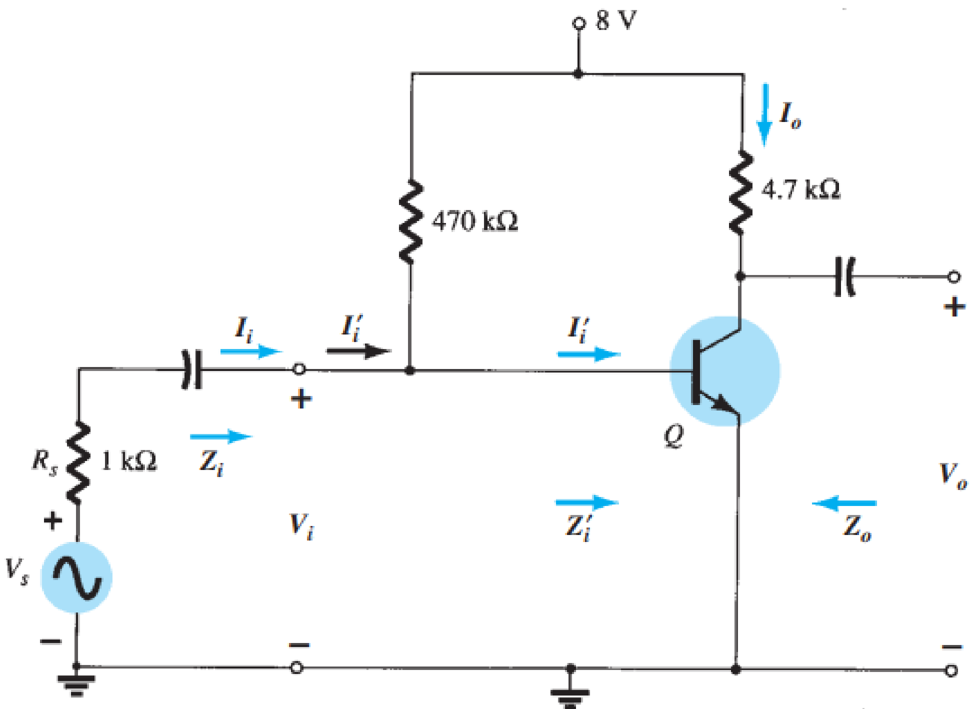
$$= \frac{-517 \times 10^3\ \Omega}{1.6\ \text{k}\Omega + 47\ \Omega}$$

$$= \mathbf{-313.9}$$

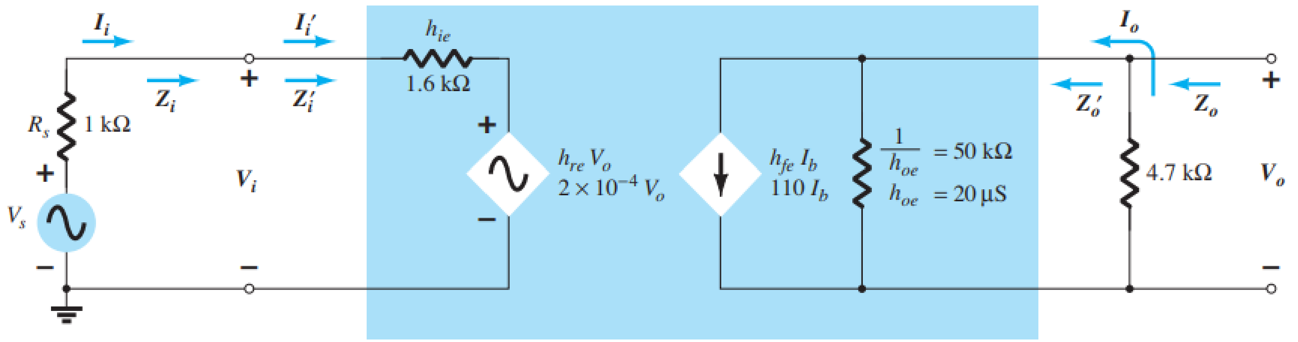
contra -323.125 utilizando $A_v \cong -h_{fe}R_L/h_{ie}$.

EJEMPLO

a. Z_i y Z_i'.
b. A_v.
c. $A_i = I_o/I_i$.
d. Z_o (dentro de R_C) y Z_o' (con R_C incluida)



Q: $h_{fe} = 110$, $h_{ie} = 1.6\ \text{k}\Omega$, $h_{re} = 2 \times 10^{-4}$, $h_{oe} = 20\ \frac{\mu\text{A}}{\text{V}}$



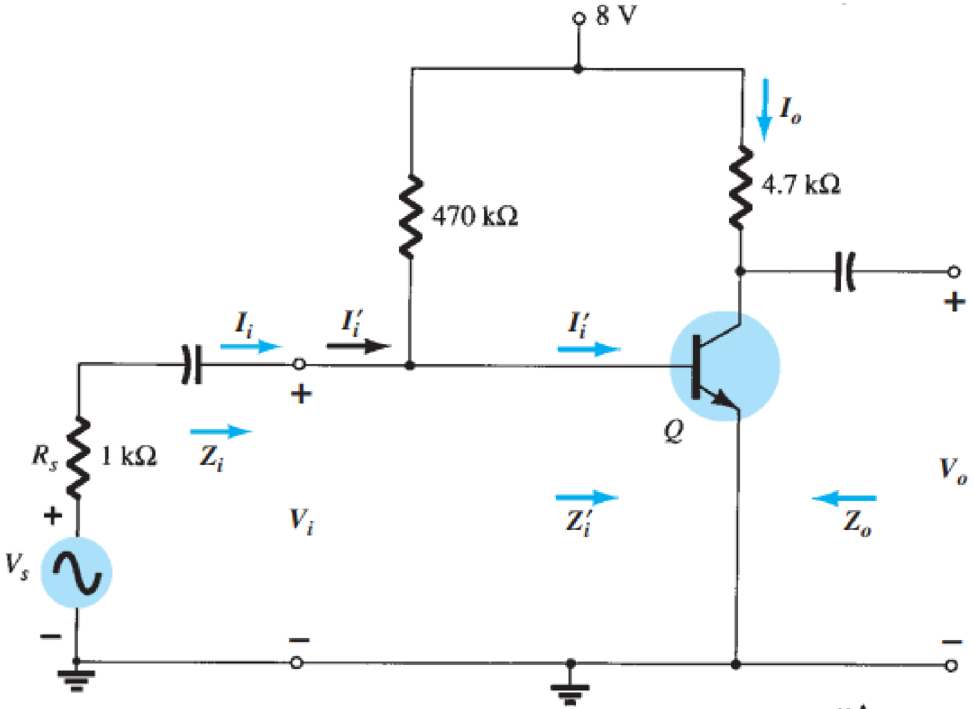
$$A_i' = \frac{I_o}{I_i'} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe}R_L} = \frac{110}{1 + (20\ \mu\text{S})(4.7\ \text{k}\Omega)}$$

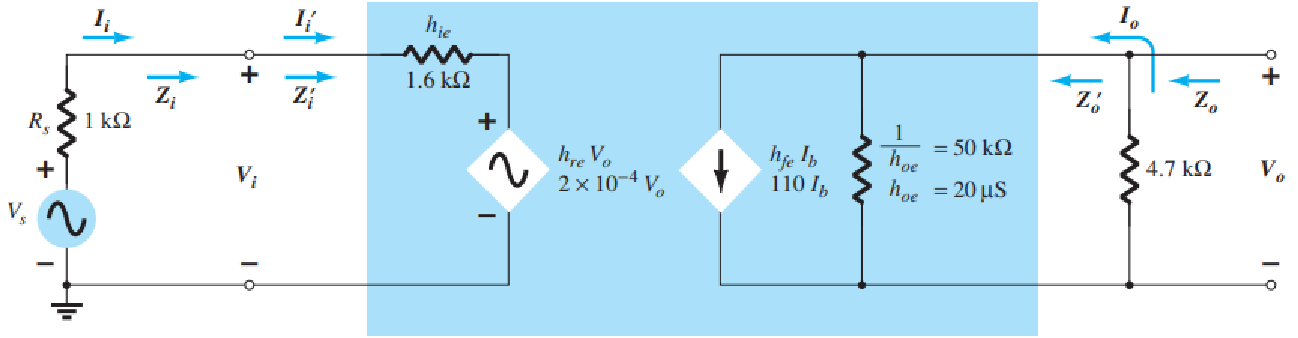
$$= \frac{110}{1 + 0.094} = \mathbf{100.55}$$

contra 110 utilizando simplemente h_{fe}. Como $470\ \text{k}\Omega \gg Z_i', I_i \cong I_i'$ y $A_i \cong \mathbf{100.55}$ también.

EJEMPLO

a. Z_i y Z_i'.
b. A_v.
c. $A_i = I_o/I_i$.
d. Z_o (dentro de R_C) y Z_o' (con R_C incluida)





$$Z_o' = \frac{V_o}{I_o} = \frac{1}{h_{oe} - [h_{fe}h_{re}/(h_{ie} + R_s)]}$$

$$= \frac{1}{20\ \mu\text{S} - [(110)(2 \times 10^{-4})/(1.6\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega)]}$$

$$= \frac{1}{20\ \mu\text{S} - 8.46\ \mu\text{S}}$$

$$= \frac{1}{11.54\ \mu\text{S}}$$

$$= \mathbf{86.66\ k\Omega}$$

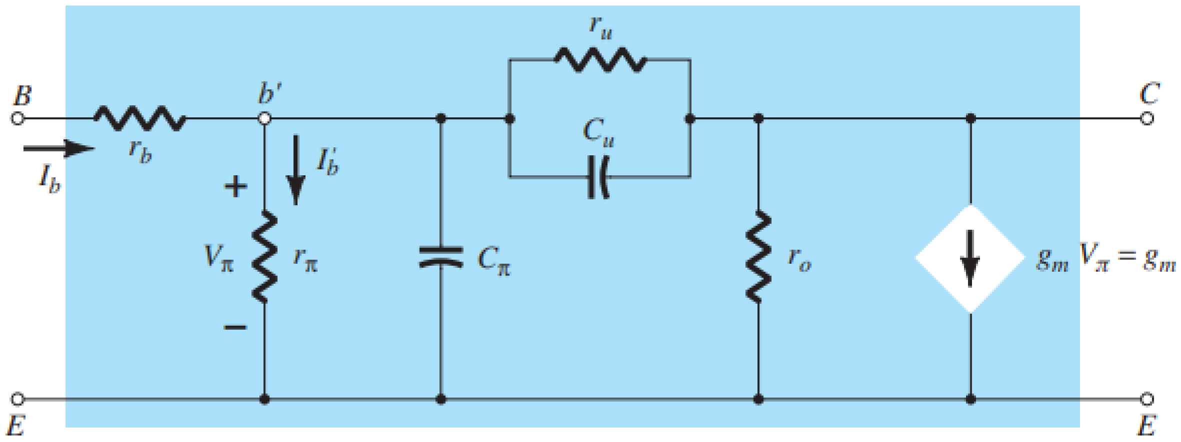
la cual es mayor que el valor determinado por $1/h_{oe}$, 50 kΩ; y

$$Z_o = R_C \| Z_o' = 4.7\ \text{k}\Omega \| 86.66\ \text{k}\Omega = \mathbf{4.46\ k\Omega}$$

contra 4.7 kΩ utilizando sólo R_C.

MODELO π HÍBRIDO

- Incluye parámetros para proporcionar un modelo más preciso de los efectos de alta frecuencia.
- En frecuencias bajas se utiliza el modelo r_e



$$g_m V_\pi = g_m (I_b' r_\pi) = g_m I_b' \beta r_e = \frac{1}{r_e} I_b' \beta r_e = \beta I_b'$$

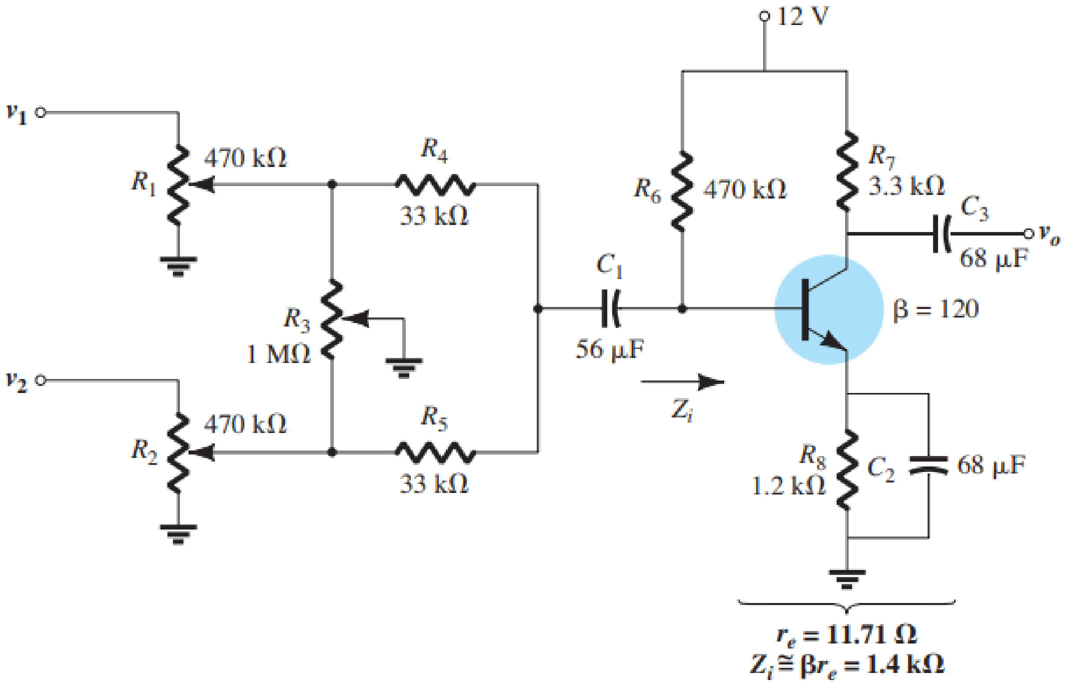
$$\boxed{r_\pi = \beta r_e}$$

$$\boxed{g_m = \frac{1}{r_e}}$$

$$\boxed{r_o = \frac{1}{h_{oe}}}$$

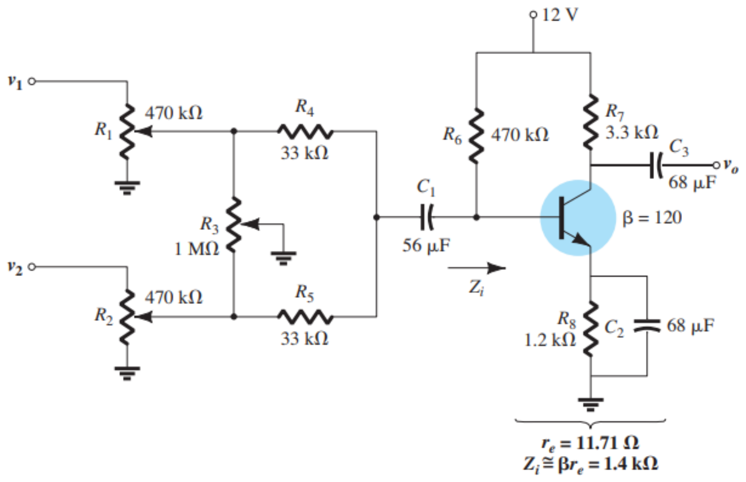
$$\boxed{h_{re} = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_u} \cong \frac{r_\pi}{r_\mu}}$$

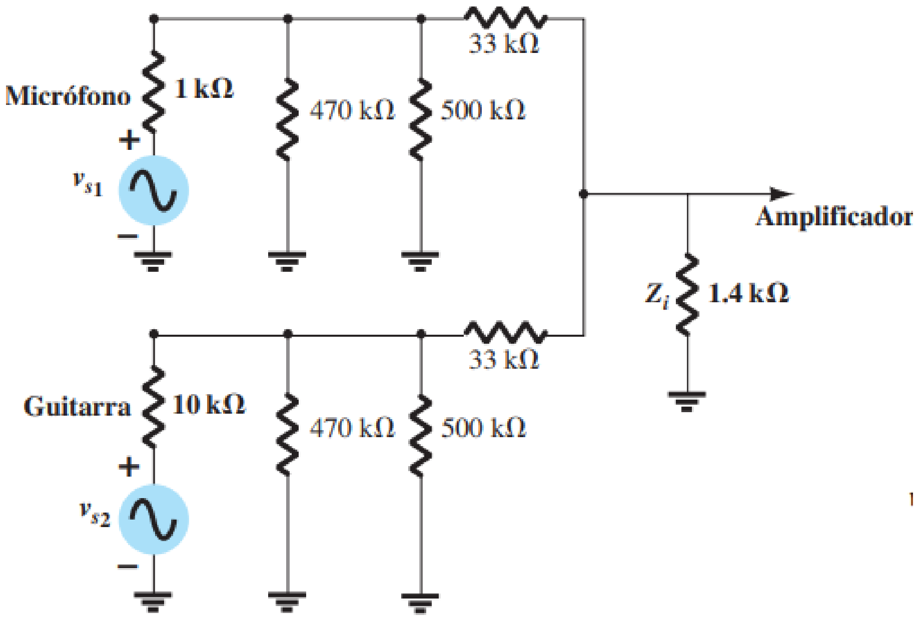
APLICACIONES

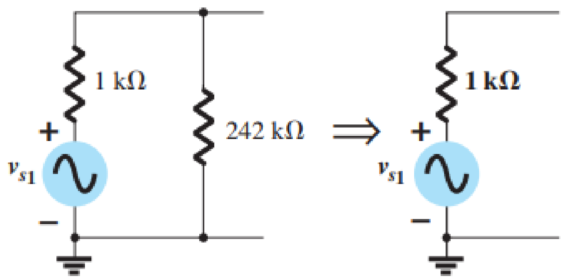


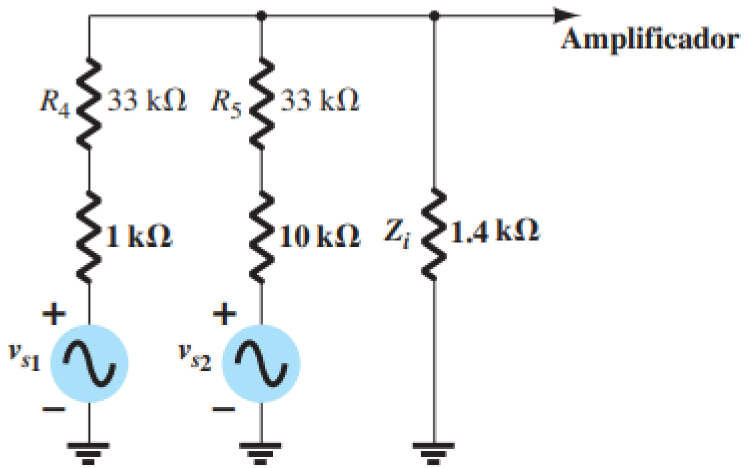
- Potenciómetros a la entrada son los canales
- R3 se utiliza para balance entre las señales
- R4 y R5 garantiza que no aparezca una señal como carga en el otro
- Ambos controles se ajustan a su valor máximo y el control de balance de R3 en su valor medio
- La señal en V1 es un micrófono de baja impedancia con una resistencia interna de 1 K y V2 es un amplificador de guitarra con una impedancia interna más alta de 10 K.

APLICACIONES

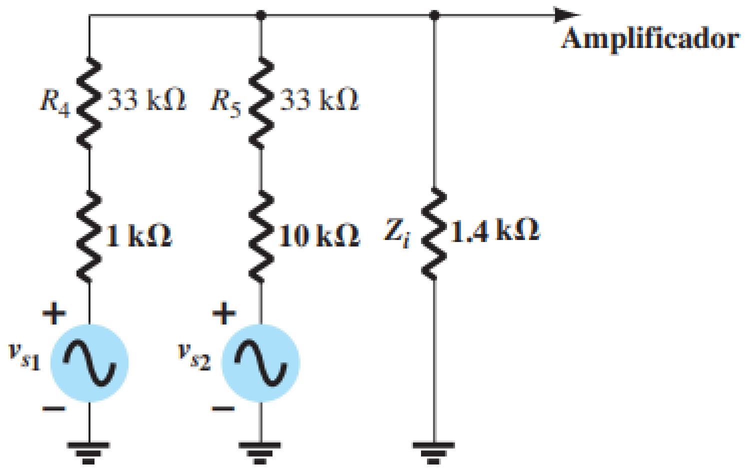








APLICACIONES



Teorema de superposición

$$v_b = \frac{(1.4\,\text{k}\Omega \| 43\,\text{k}\Omega)v_{s_1}}{34\,\text{k}\Omega + (1.4\,\text{k}\Omega \| 43\,\text{k}\Omega)} + \frac{(1.4\,\text{k}\Omega \| 34\,\text{k}\Omega)v_{s_2}}{43\,\text{k}\Omega + (1.4\,\text{k}\Omega \| 34\,\text{k}\Omega)}$$
$$= 38 \times 10^{-3} v_{s_1} + 30 \times 10^{-3} v_{s_2}$$

Con $r_e = 11.71\ \Omega$, la ganancia del amplificador es $-R_C/r_e = 3.3\ \text{k}\Omega/11.71\ \Omega = -281.8$

$$v_o = -10.7 v_{s_1} - 8.45 v_{s_2}$$

Para demostrar que los capacitores realmente son equivalentes de cortocircuito en el intervalo de audio, sustituya una frecuencia de audio muy baja de 100 Hz en la ecuación de reactancia de un capacitor de 56-μF.

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi(100\,\text{Hz})(56\,\mu\text{F})} = 28.42\ \Omega$$