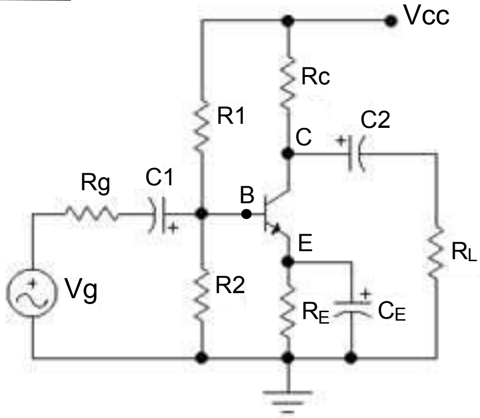
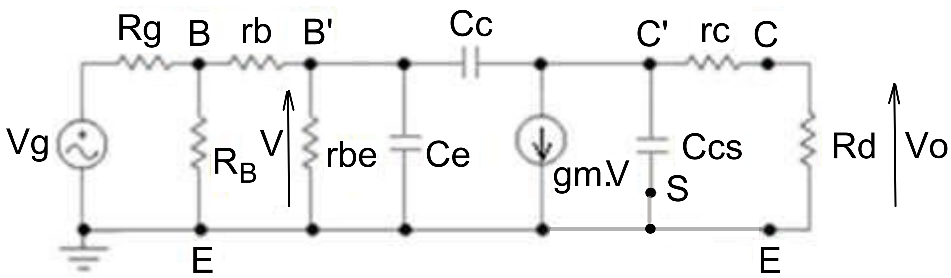
Respuesta en frecuencia EC, BC y CC.

Emisor común (EC).



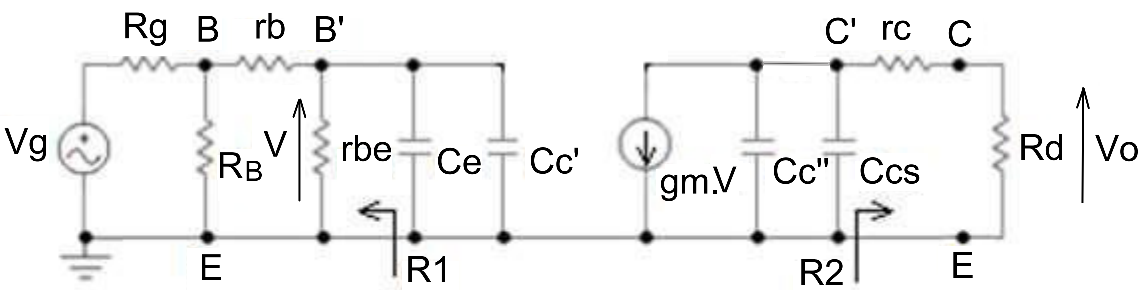
Análisis en alta frecuencia.

Circuito dinámico con modelo equivalente del transistor para alta frecuencia.



Despreciamos 1/hoe, rc y Ccs solo para transistores integrados.

Aplicando el teorema de Miller a Cc obtenemos el siguiente circuito:



Donde: $\boxed{Cc' = Cc.(1+gm.Rd) \qquad Cc'' = Cc.(1+1/gm.Rd) \qquad Ce = gm/\omega_T}$

Ce + Cc' = C1 = capacidad de la ME   Cc'' + Ccs = C2 = capacidad de la MS

$\boxed{R1 = (Rg//R_B+rb)//rbe}$ $\boxed{R2 = rc + Rd}$

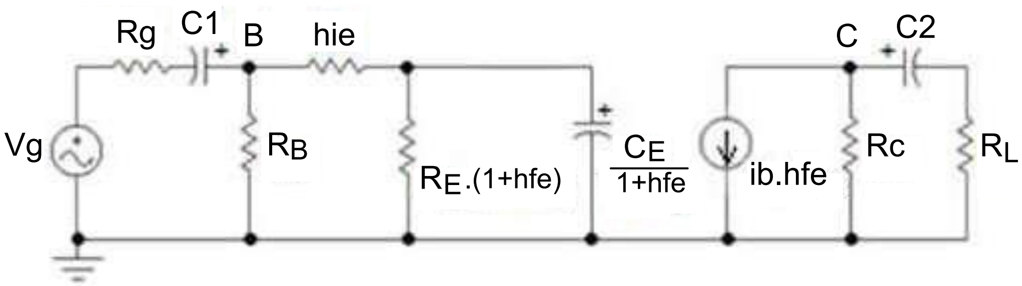
$\tau1 = f\ (ME) \qquad \tau1 = C1.R1 \qquad \tau2 = f\ (MS) \qquad \tau2 = C2.R2$

$\boxed{\omega_{HIGH} = 1/\tau_{TOTAL} = 1/(\tau1+\tau2) \qquad \text{Como } \tau1 >> \tau2 \qquad \omega_{HIGH} \approx 1/\tau1}$

En el EC quien determina y limita la respuesta en alta frecuencia es la ME.

Análisis en baja frecuencia.

Circuito dinámico con modelo equivalente del transistor para baja frecuencia.



Existen 3 constantes de tiempo:

$$\tau 1 = C1.R1 = C1.(Rg+(R_B//hie)) = C1.Ris$$

$$\tau 2 = C2.R2 = C2.(Rc+R_L)$$

$$\tau 3 = C_E.R3 = C_E.\big(R_E//((hie+R_B//Rg)/(1+hfe))\big) \approx C_E.hib$$

Como la resistencia que ve asociada C_E en paralelo es pequeña (del orden de los ohms) tenemos que:

$$\boxed{\tau 3 << (\tau 1 \ y \ \tau 2) \quad \rightarrow \quad \omega 3=1/\tau 3 >> (\omega 1=1/\tau 1 \ y \ \omega 2=1/\tau 2)}$$

Por lo tanto tenemos que colocar un C_E de valor elevado (cientos de microfaradios) para compensar el bajo valor de R3 y aumentar el valor de $\tau 3$ para obtener una buena frecuencia de corte inferior f_{LOW}.

$\boxed{C_E >> C1 \ y \ C2}$ *C_E fija el polo dominante en baja frecuencia en el EC.*

En diseño se adopta:

$$\boxed{\tau 1 = \tau 2 = 10.\tau 3 \quad \rightarrow \quad \omega_1 = \omega_2 = \omega_3/10 \qquad \text{Por lo tanto } \omega_3 = 1/\tau 3 \text{ será el polo dominante}}$$

$$\boxed{\omega_{LOW} = 1/\tau 1 + 1/\tau 2 + 1/\tau 3 = \omega_1 + \omega_2 + \omega_3 \approx \omega_3}$$

Ejemplo: *Si $f_{LOW} = 50Hz$*

$$\omega 3 = 6{,}28rad.50Hz = 314rad/s = 1/(C_E.R3) \approx 1/(C_E.hib)$$

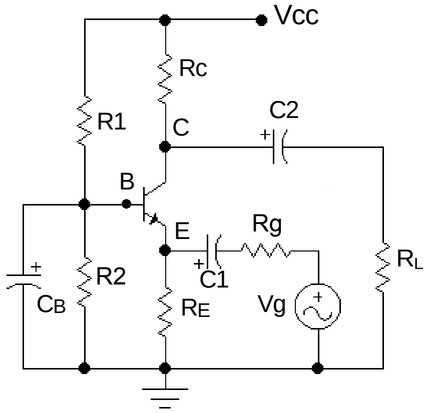
$$\boxed{C_E = \frac{1}{6{,}28rad.fLOW.hib} = \frac{1}{(314rad/s).hib}}$$

Luego:

$$\boxed{C1 = \frac{10}{6{,}28rad.fLOW.Ris} = \frac{10}{(314rad/s).Ris}}$$

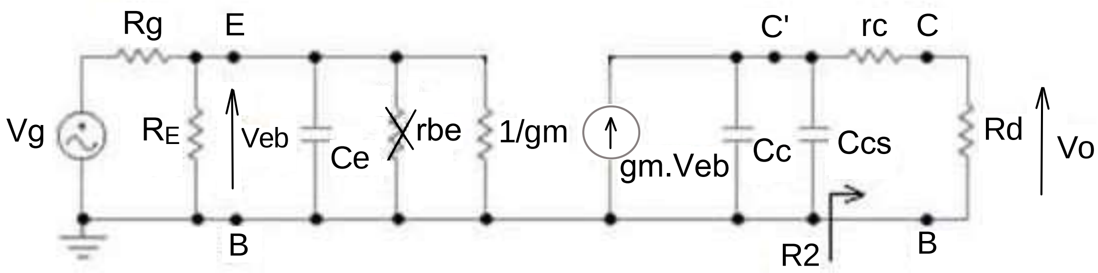
$$\boxed{C2 = \frac{10}{6{,}28rad.fLOW.(Rc+RL)} = \frac{10}{(314rad/s).(Rc+RL)}}$$

Respuesta en frecuencia BC.



Análisis en alta frecuencia.

Circuito dinámico con modelo equivalente del transistor para alta frecuencia.



Despreciamos 1/hob, rc y Ccs solo para transistores integrados.

En la ME tenemos rbe ≈ hie en paralelo con 1/gm = hib.
Como rbe >> hib, lo despreciamos y solo consideramos hib.

Existen por lo tanto dos constantes de tiempo, τ_1= f (ME) y τ_2= f (MS).

$$\boxed{\tau_1 = Ce.(hib//R_E//Rg) \approx Ce.hib}$$

Como: $\omega_T \approx gm/Ce = 1/(Ce.hib) \rightarrow$ $\boxed{\omega_1 = f\ (ME) = 1/\tau_1 > \omega_T}$

$\boxed{\tau_2 = (Cc+Ccs).(rc+Rd)}$ Para transistores integrados.

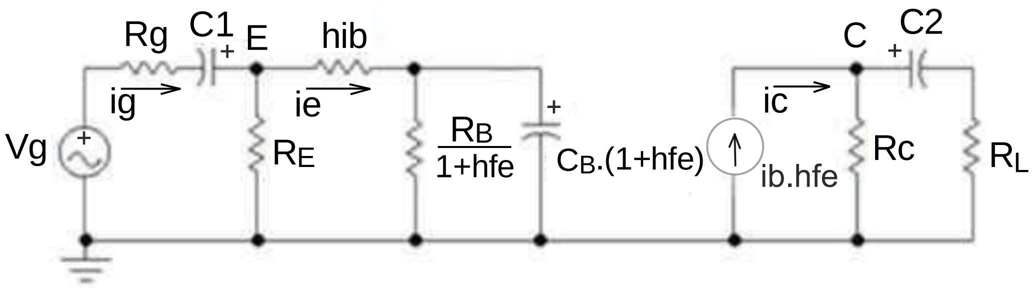
$\boxed{\tau_2 = Cc.Rd}$ Para transistores discretos.

$$\boxed{\omega_{HIGH} = 1/\tau_{TOTAL} = 1/(\tau_1 + \tau_2) \qquad \text{Como } \tau_1 << \tau_2 \qquad \omega_{HIGH} \approx 1/\tau_2}$$

Como la constante de tiempo τ_1 de la ME es muy pequeña y el ω_1 que determina está por encima de la frecuencia de transición, en el BC quién limita la respuesta en alta frecuencia es la MS.

Análisis en baja frecuencia.

Circuito dinámico con modelo equivalente del transistor para baja frecuencia.



Existen 3 constantes de tiempo:

$$\tau 1 = C1.R1 = C1.(Rg+R_E//hib) = C1.Ris$$

$$\tau 2 = C2.R2 = C2.(Rc+R_L)$$

$$\tau 3 = C_B.R3 = C_B.\left(R_B//((hib+R_E//Rg).(1+hfe))\right)$$

Como la resistencia asociada en paralelo a C1 es menor que las resistencias asociadas en paralelo a C2 y C_B, tenemos que:

$$\boxed{\tau 1 << (\tau 2 \text{ y } \tau 3) \quad \rightarrow \quad \omega 1=1/\tau 1 >> (\omega 2=1/\tau 2 \text{ y } \omega 3=1/\tau 3)}$$

Por lo tanto C1 >> (C2 y C_B) para así aumentar el valor de $\tau 1$ que determina el polo dominante y obtener una buena frecuencia de corte inferior f_{LOW}.

C1 será el mayor de los capacitores y es quién domina la respuesta en baja frecuencia.
Como en el EC, el capacitor asociado al terminal E del transistor fija el polo dominante.

$\boxed{C1 >> C2 \text{ y } C_B}$ *C1 fija el polo dominante en baja frecuencia en el BC.*

En diseño se adopta:

$$\boxed{\tau 2 = \tau 3 = 10.\tau 1 \quad \rightarrow \quad \omega_2 = \omega_3 = \omega_1/10 \quad \text{Por lo tanto } \omega_1 = 1/\tau 1 \text{ será el polo dominante}}$$

$$\boxed{\omega_{LOW} = 1/\tau 1 + 1/\tau 2 + 1/\tau 3 = \omega_1 + \omega_2 + \omega_3 \approx \omega_1}$$

Ejemplo: *Si f_{LOW} = 50Hz*

$$\omega_1 = 6{,}28rad.50Hz = 314rad/s = 1/(C1.R1) \approx 1/(C1.Ris)$$

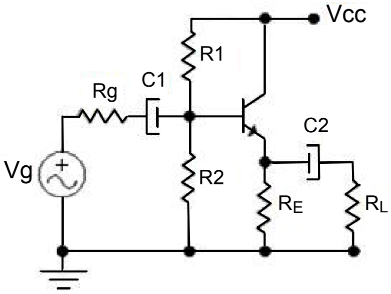
$$\boxed{C1 = \frac{1}{6{,}28rad.fLOW.Ris} = \frac{1}{(314rad/s).Ris}}$$

Luego:

$$\boxed{C2 = \frac{10}{6{,}28rad.fLOW.(Rc+RL)} = \frac{10}{(314rad/s).(Rc+RL)}}$$

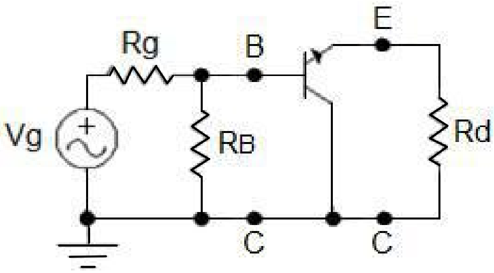
$$\boxed{C_B = \frac{10}{6{,}28rad.fLOW.R3} = \frac{10}{(314rad/s).R3}}$$

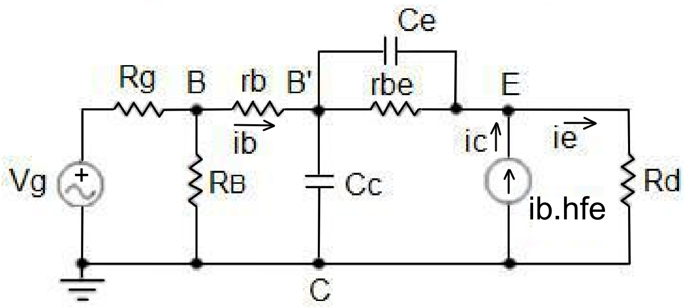
Respuesta en frecuencia colector común discreto



Al capacitor Ce no se le puede aplicar el teorema de Miller porque Av=1

Análisis en alta frecuencia.

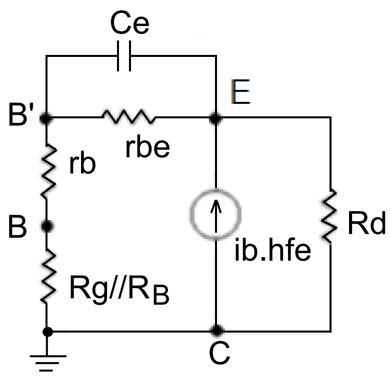


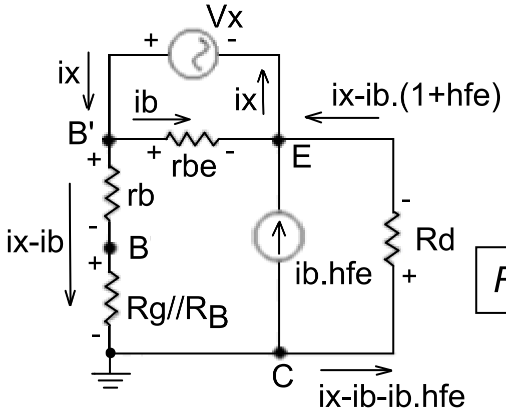


$\tau_1 = Cc.R_{Cc}$ $\tau_2 = Ce.R_{Ce}$

a) Análisis de Ce:

Colocamos un generador Vx en lugar de Ce.





$R_{Ce} = Rx = Vx/ix = ?$

$$Vx = ib.rbe = (ix-ib).(rb+Rg//R_B) + (ix-ib.(1+hfe)).Rd$$

$$ib.rbe = ix.(rb+Rg//R_B) - ib.(rb+Rg//R_B) + ix.Rd - ib.Rd.(1+hfe)$$

$$ib.(rbe+rb+Rg//R_B+Rd.(1+hfe)) = ix.(rb+Rg//R_B+Rd)$$

$$ix = ib.\frac{(rbe+rb+Rg//R_B+Rd.(1+hfe))}{rb+Rg//R_B+Rd}$$

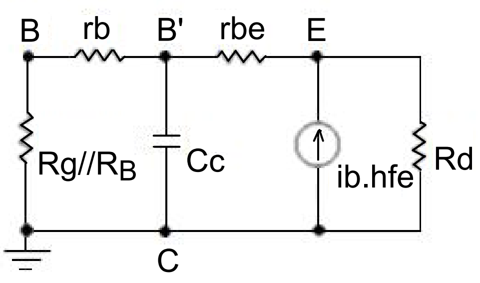
$$Rx = R_{Ce} = Vx/ix = \frac{\cancel{ib}.rbe.(rb+Rg//R_B+Rd)}{\cancel{ib}.(rbe+rb+Rg//R_B+Rd.(1+hfe))}$$

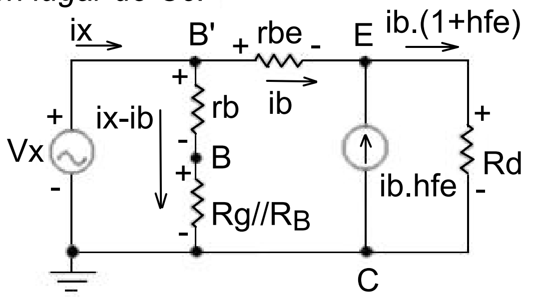
$$\boxed{R_{Ce} = \frac{rbe.(rb+Rg//R_B+Rd)}{rbe+rb+Rg//R_B+Rd.(1+hfe)}}$$

$$\boxed{\tau_2 = Ce.R_{Ce}}$$

b) Análisis de Cc:

Colocamos un generador Vx en lugar de Cc.





$\boxed{R_{Cc} = Rx = Vx/ix}$

$$Vx = (ix-ib).(rb+Rg//R_B) = ib.(rbe+Rd.(1+hfe))$$

$$ix = ib\,\frac{(rbe+Rd.(1+hfe))}{rb+Rg//R_B} + ib = ib.\left(\frac{rbe+Rd.(1+hfe)}{rb+Rg//R_B} + 1\right)$$

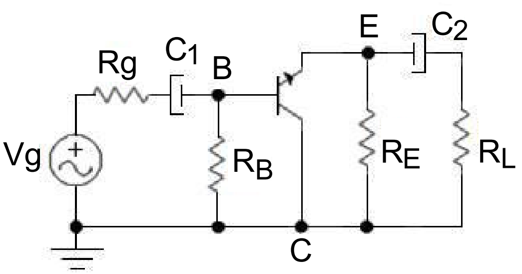
$$ix = ib\left(\frac{rbe+Rd.(1+hfe)+rb+Rg//R_B}{rb+Rg//R_B}\right)$$

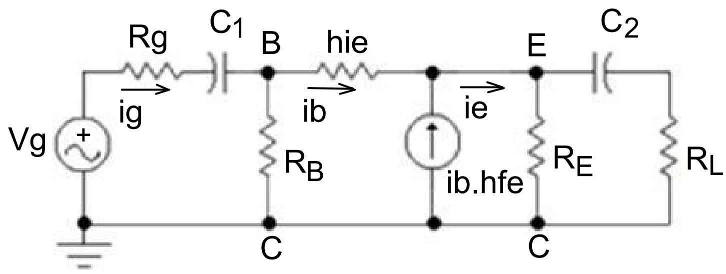
$$Rx = R_{Cc} = \frac{Vx}{ix} = \frac{\cancel{ib}.(rbe+Rd.(1+hfe)).(rb+Rg//R_B)}{\cancel{ib}.(rbe+Rd.(1+hfe)+rb+Rg//R_B)}$$

$\boxed{R_{Cc} = (rb+Rg//R_B)//(rbe+Rd.(1+hfe))}$ $\boxed{\tau_1 = Cc.R_{Cc}}$

$\boxed{\tau_1 = Cc.R_{Cc} \quad \tau_2 = Ce.R_{Ce}}$ $\boxed{\text{Como } Ce > Cc \rightarrow \tau_2 > \tau_1 \rightarrow \omega_2 < \omega_1}$ τ_2 = polo dominante

Análisis en baja frecuencia.





$$\tau_1 = C_1.R_1 = C_1.Ris = C_1.(Rg+R_B//Ri)$$

$$\tau_2 = C_2.R_2 = C_2.\left(\frac{Rg//R_B+hie}{1+hfe}\right)//R_E+R_L$$

$\boxed{R_1 > R_2 \rightarrow \tau_1 > \tau_2}$ — Polo dominante

En diseño se adopta:

$$C2 = \frac{1}{6{,}28rad.f_{LOW}.R2}$$

$$C1 = \frac{10}{6{,}28rad.f_{LOW}.R1}$$

Si el colector común es integrado (CA3086), en alta frecuencia se deben tener en cuenta rc y Ccs. La resistencia asociada a Ce no se modifica, la resistencia asociada a Cc es la siguiente:

$$\boxed{R_{Cc} = \frac{(rbe+Rd.(1+hfe)+rc.hfe).(rb+Rg//R_B)}{rbe+Rd.(1+hfe)+rb+Rg//R_B} + rc}$$

En este caso existen 3 ctes. de tiempo:

$$\boxed{\tau_1 = Cc.R_{Cc} \qquad \tau_2 = Ce.R_{Ce} \qquad \tau_3 = Ccs.rc}$$