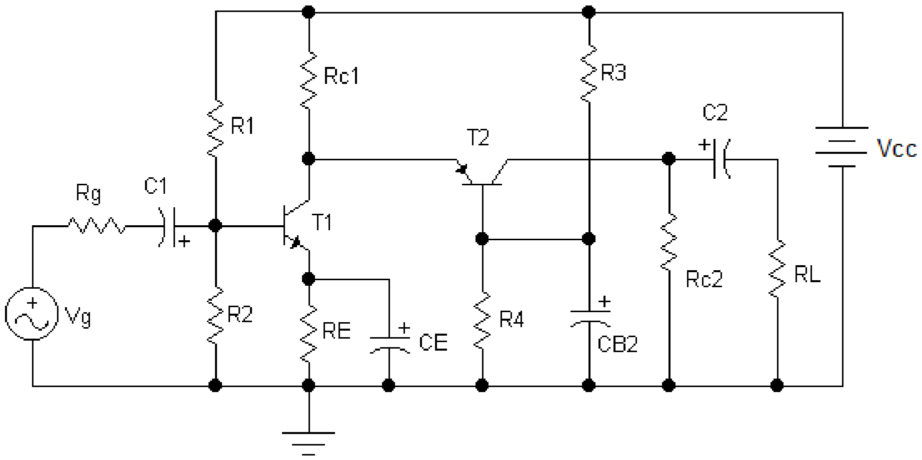
Respuesta en frecuencia del cascode.

Como vimos en el EC la ME limita la respuesta en alta frecuencia.
Esto es debido a la capacidad Cc de la juntura B-C, la cual por efecto Miller se refleja a la ME aumentada (1+gm.Rd) veces, denominando a la misma Cc'.
Luego esta Cc' sumada a la Ce hace que la ME presente una alta capacidad, la que produce un elevado τ que limita la respuesta en alta frecuencia.
Para solucionar este inconveniente y aumentar la respuesta en alta frecuencia del EC se utiliza el circuito denominado CASCODE.

Cascode.



El circuito está compuesto por un EC seguido de un BC que están acoplados en DC.
Para que el circuito cumpla su propósito ambas etapas deben tener la misma I_{CQ}.
La ganancia de tensión Av=Ava del EC y BC son iguales, si ambos tienen el mismo punto Q y la misma Rd.

La ganancia de tensión del EC es la siguiente:

$$Av=Ava = gm_1.Rd_1 \quad \text{siendo} \quad Rd_1= Rc_1//hib2 \approx hib_2 = 1/gm_2$$

Como $I_{CQ1}=I_{CQ2}$, entonces $gm_1=gm_2=gm$, en consecuencia tenemos que:

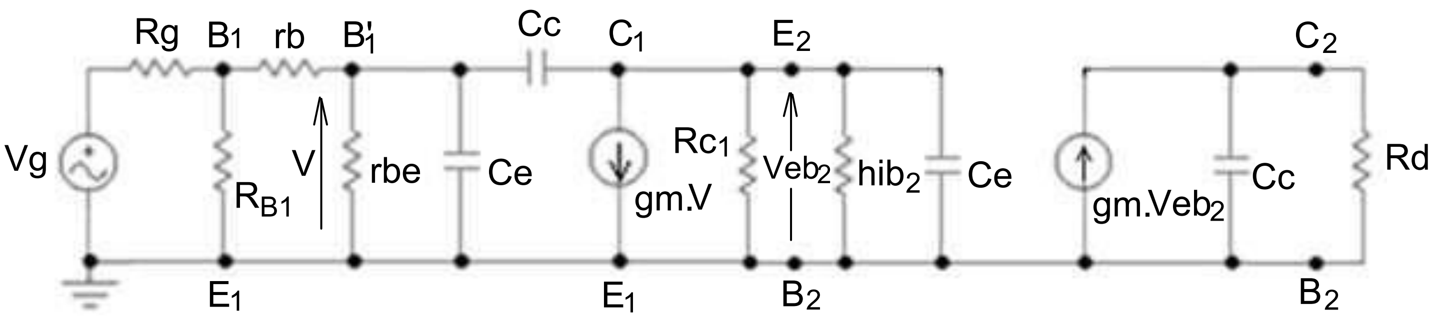
La ganancia de tensión del EC es: $Av=Ava = gm.Rd_1 = gm.(1/gm) = 1$

La ganancia de tensión del BC es: $Av=Ava = gm.Rd_2 = gm.(Rc_2//R_L) >> 1$

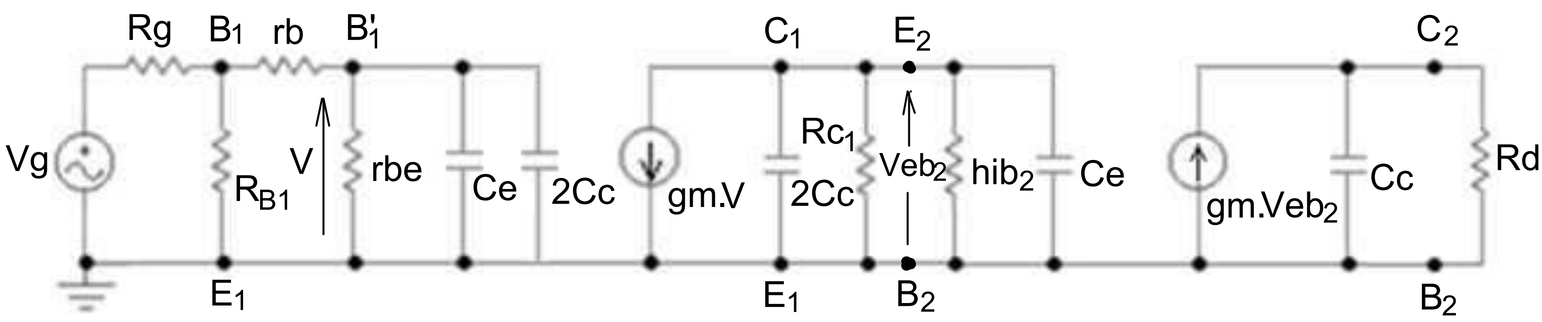
Como la ganancia del EC es unitaria, por efecto Miller, la capacidad Cc de la juntura B-C se refleja a la ME multiplicada por $(1+gm.Rd_1) = 2$ y no como sucedía anteriormente donde $(1+gm.Rd_1)$ podía valer de decenas a cientos de veces.
Esto hace que la capacidad resultante de la ME del EC sea mucho menor, disminuyendo considerablemente el τ determinado por la misma, produciendo el aumento de la respuesta en alta frecuencia del EC.
Por otro lado, como la Rd del BC es la misma que tendría el EC siendo una monoetapa (sin el BC), con el cascode hemos aumentado la frecuencia de corte superior del EC con la misma ganancia como si estuviera el EC solo.

Análisis en alta frecuencia.

Circuito dinámico con modelo equivalente del transistor para alta frecuencia.



Despreciamos $1/hoe_1$ y $1/hob_2$.
Aplicamos el teorema de Miller a Cc del EC y obtenemos el siguiente circuito:



Siendo: $C1 = Ce + 2Cc$ = capacidad de la ME del EC

$C2 = 2Cc + Ce$ = capacidad de la MS del EC y ME del BC

$C3 = Cc$ = capacidad de la MS del BC

Existen 3τ: $\tau 1 = f(C1)$ $\tau 2 = f(C2)$ $\tau 3 = f(C3)$

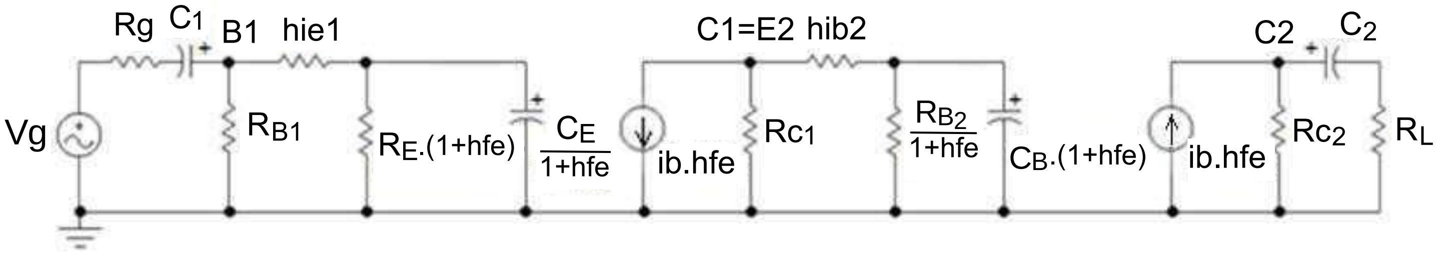
$$\boxed{\tau 1 = C1.(rbe//(rb+(Rg//R_B)) = (Ce+2Cc).(rbe//(rb+(Rg//R_B))}$$

$$\boxed{\tau 2 = C2.(Rc_1//hib_2) \approx (Ce+2Cc).hib_2} \qquad \boxed{\tau 3 = Cc.Rd}$$

$$\boxed{\omega_{HIGH} = 1/\tau_{TOTAL} = 1/(\tau 1 + \tau 2 + \tau 3)}$$

Análisis en baja frecuencia.

Circuito dinámico con modelo equivalente del transistor para baja frecuencia.



Existen 4Ꞇ: Ꞇ1 = C1.R1 Ꞇ2 = C2.R2

Ꞇ3 = CE.R3 Ꞇ4 = CB.R4

$\tau 1 = C1.R1 = C1.Ris = C1.\left(Rg+(R_{B1}//hie_1)\right)$

$\tau 2 = C2.R2 = C2.(Rc_2+R_L)$

$\tau 3 = C_E.R3 = C_E.\left(R_E//\left((hie_1+Rg//R_{B1})/(1+hfe)\right)\right) \approx C_E.hib_1$

$\tau 4 = C_B.R4 = C_B.\left(R_{B2}//\left((hib_2+Rc_1).(1+hfe)\right)\right)$

Como $\tau 3 < (\tau 1, \tau 2 \text{ y } \tau 4) \rightarrow C_E$ fija el polo dominante

En diseño se adopta:

$\tau 1 = \tau 2 = \tau 4 = 10.\tau 3 \rightarrow \omega_1 = \omega_2 = \omega_4 = \omega_3/10 \rightarrow \omega_3 = 1/\tau 3$ *es el polo dominante*

$\omega_{LOW} = \omega_1 + \omega_2 + \omega_3 + \omega_4 \approx \omega_3$

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

$\omega_3 = 6{,}28rad.50Hz = 314rad/s = 1/(C_E.R3) \approx 1/(C_E.hib1)$

$$CE = \frac{1}{6{,}28rad.fLOW.hib1} = \frac{1}{(314rad/s).hib1}$$

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

$$C2 = \frac{10}{6{,}28rad.fLOW.(Rc2+RL)} = \frac{10}{(314rad/s).(Rc2+RL)}$$

$$CB = \frac{10}{6{,}28rad.fLOW.R4} = \frac{10}{(314rad/s).R4}$$