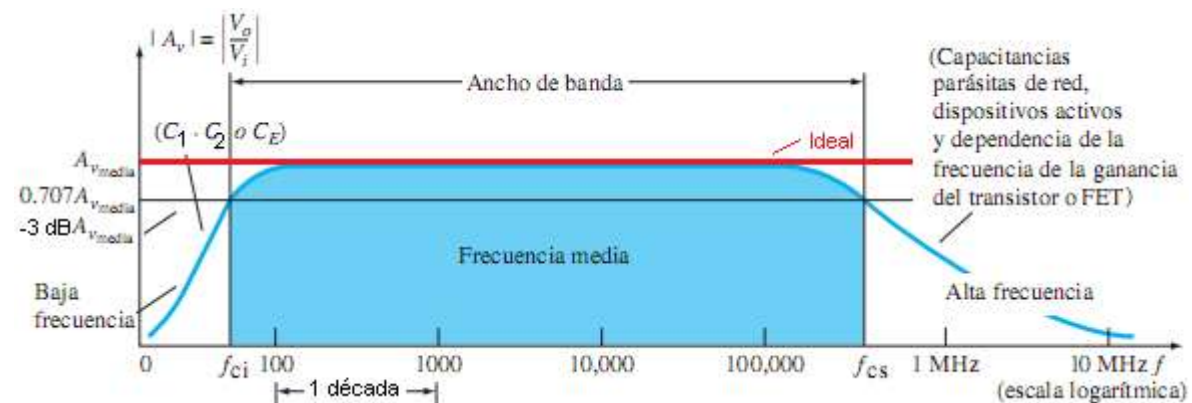


Respuesta en frecuencias

Hasta el momento se ha estudiado el comportamiento de los transistores para las frecuencias medias. Es cuando no se toman en cuenta ni los capacitores del circuito ni las capacidades internas de los elementos activos. La AV es máxima y plana.

Se va a analizar en este caso cómo estas capacidades afectan al comportamiento de la AV para ciertas frecuencias. Entonces el ancho de banda no es infinito, sino que queda limitado por aquellos valores de frecuencias para los cuales la AV es el 70,7% de la máxima y plana. Si se mide en dB se toma el valor de 3dB menos que la máxima. Es así que se obtienen una frecuencia de corte superior (f_{cs}) y una frecuencia de corte inferior (f_{ci}).

La f_{ci} es función de los capacitores del circuito, en caso de emplear acoplamiento en DC la AV llega a 0Hz máxima y plana. La f_{cs} es función de las capacidades internas del elemento activo del circuito, y es lo que limita la ganancia para las altas frecuencias. De la diferencia entre la f_{cs} y la f_{ci} se obtiene el BW, band width o ancho de banda. Al llegar a las frecuencias de corte la AV se encuentra a -3dB de la AV máxima, a su vez comienza a bajar una década antes de la frecuencia de corte.



$f_{cs} = f$ (capacidades parásitas del transistor)

$f_{ci} = f$ (capacitores de acople y desacople)

$AP \text{ (dB)} = 10 \log AP_{\text{(veces)}}$

$AV = 100 \text{ veces} = 40 \text{ dB}$

$AV \text{ (dB)} = 20 \log AV_{\text{(veces)}}$

$AV = 100 \text{ dB} = 100000 \text{ veces}$

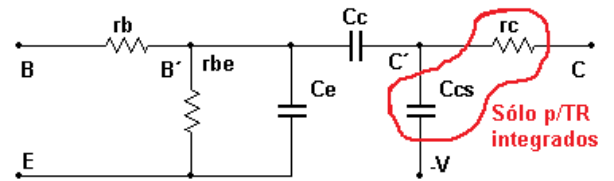
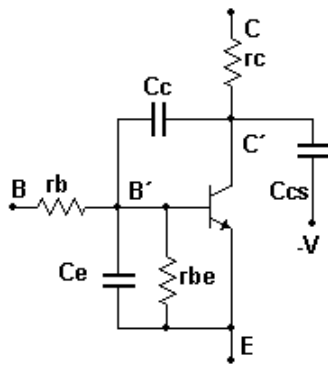
$AI \text{ (dB)} = 20 \log AI_{\text{(veces)}}$

Cálculo de las frecuencias de corte y el ancho de banda

	Frecuencia(Hz)	Vin (mV)	Vout (V)	AV	
	10	100	3	30	
f_{ci}	100	100	7	70	
	500	100	10	100	
	1K	100	10	100	
	10K	100	10	100	
f_{cs}	20K	100	7	70	
	30K	100	3	30	

Para poder analizar la respuesta en frecuencias de un circuito se debe separar en análisis para altas frecuencias y para bajas frecuencias.

Análisis para altas frecuencias



C_c =Capacidad de la Juntura Colector-Base

C_c = vincula a las ME y MS

C_e =Capacidad de la Juntura Emisor-Base

C_{cs} =Capacidad Colector-Sustrato

C_{cs} =Sólo para transistores integrados

C' =Colector; C = Terminal Colector

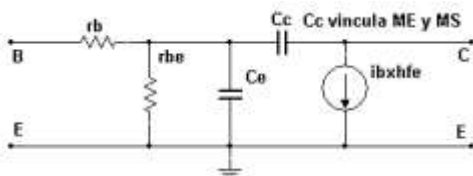
B' =Base; B = Terminal Base

r_{be} = h_{ie} = pocos K Ω

r_b = R de extensión de Base (cientos de Ω)

r_c = R de extensión de Colector (cientos de Ω)

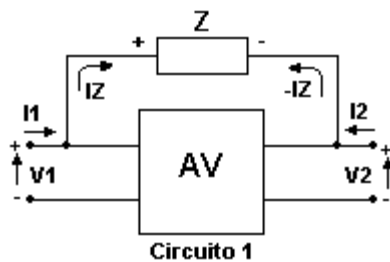
$-V$ = punto más negativo del circuito



Modelo equivalente del transistor para las altas frecuencias

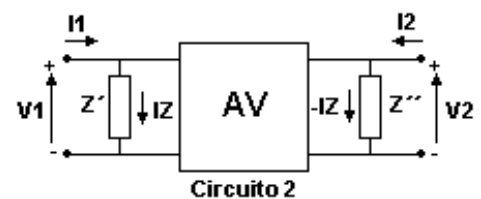
Para poder comprender y analizar la respuesta en altas frecuencias, se debe aplicar el Teorema de Miller sobre el modelo equivalente del transistor. Ya que C_c vincula a las ME y MS se analiza para ver cómo este capacitor afecta a cada una de las mallas en particular, entonces se puede separar al capacitor y analizar al modelo equivalente a lazo abierto con la misma ganancia que uno realimentado. Este Teorema se puede aplicar solamente si se conoce de antemano la AV del circuito.

Teorema de Miller



$$I_z = \frac{V_z}{Z} = \frac{V_1 - V_2}{Z}$$

$$-I_z = \frac{V_2 - V_1}{Z}$$

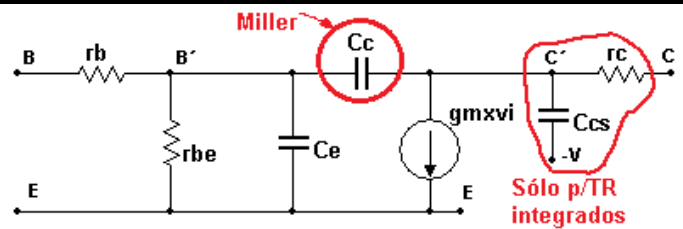


$$Z' = \frac{V_1}{I_z} = \frac{V_1}{\frac{V_1 - V_2}{Z}} = \frac{Z}{\frac{V_1 - V_2}{V_1}} = \frac{Z}{1 - \frac{V_2}{V_1}}$$

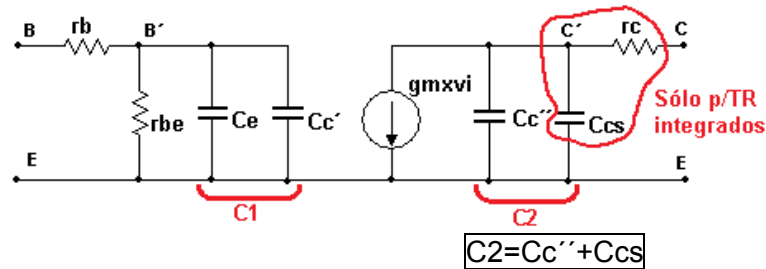
$$Z'' = \frac{V_2}{-I_z} = \frac{V_2}{\frac{V_2 - V_1}{Z}} = \frac{Z}{\frac{V_2 - V_1}{V_2}} = \frac{Z}{1 - \frac{V_1}{V_2}}$$

$$Z' = \frac{Z}{1 - AV}$$

$$Z'' = \frac{Z}{1 - \frac{1}{AV}}$$



Se aplica el teorema de Miller en C_c y queda:



$$C1 = Ce + Cc'$$

$$Z' = \frac{Z}{1 - (-gm.Rd)} = \frac{XC_c}{1 + gm.Rd} = \frac{1}{\omega C_c(1 + gm.Rd)}$$

$$Z'' = \frac{Z}{1 - \left(\frac{1}{-gm.Rd}\right)} = \frac{1}{\omega C_c \left(1 + \frac{1}{gm.Rd}\right)}$$

Pero como $AV|_{EC} \cong 200/300 \Rightarrow \frac{1}{gm.Rd}$ se desprecia

$$C_c' = C_c(1 + gm.Rd)$$

$$C_c'' = C_c$$

$$C1 = Ce + C_c(1 + gm.Rd)$$

$$C2 = C_c + C_{cs} \quad (\text{sólo p/TR integrados})$$

$$C2 = C_c \quad (\text{sólo p/TR discretos})$$

De las hojas de datos se obtienen los valores tanto de C_e como de C_c , son valores de capacidades muy pequeños, del orden de los pF, siendo además $C_e > C_c$.

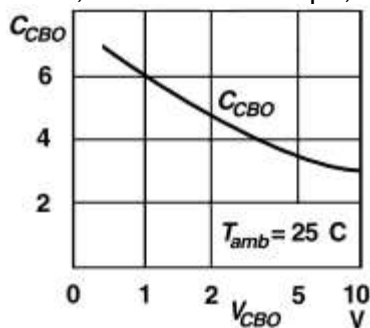


Figura 1

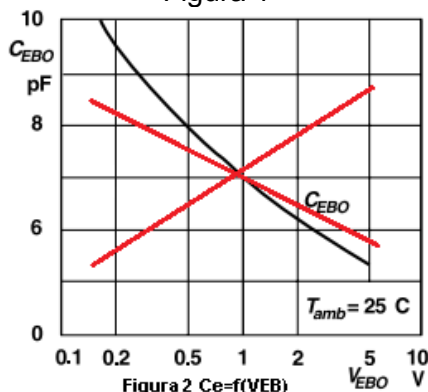
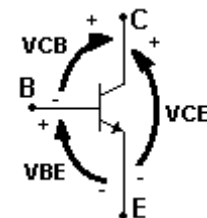


Figura 2 $C_e = f(V_{be})$

Como V_{be} polariza en inversa al Transistor esta curva no se utiliza.



Por 2° Ley de Kirchhoff

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE}$$

$$V_{CB} = V_{CE} - 0,7V$$

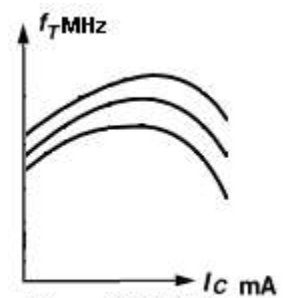


Figura 3 $f_T = f(I_{CQ})$

f_T = frecuencia de transición.

f donde $\beta = h_{fe} = 1$

$$\omega T = 2\pi f T = \frac{gm}{C_e} = f(I_{CQ})$$

$$C_e = \frac{gm}{2\pi f T} = \frac{40 I_{CQ} \left(\frac{mA}{V}\right)}{2\pi f T} = [pF]$$

Los datos de C_c y C_e se obtienen de las hojas de datos, de la siguiente manera:

- C_c es función de la VCB, es decir de la tensión que polariza inversamente a la Juntura BC. Como se ve en la figura 2 va disminuyendo a medida que aumenta la polarización.
- C_e no se puede obtener en forma directa de las hojas de datos, pues y como se ve en la figura 1 es función de la VEB, es decir que el Transistor se encuentra polarizado en inversa para esos niveles de tensión. Entonces el Transistor no funciona como amplificador. C_e se calcula entonces usando la ecuación que lo vincula con la f_T y el g_m . Se denomina f_T a la frecuencia de transición, es decir al valor de frecuencia para la cual el β del Transistor vale 1. Significa que el Transistor no gana.

En el último modelo equivalente del Transistor se ve que existen dos capacidades, una referida a la malla de entrada (ME) y otra referida a la malla de salida (MS), de las cuales se van a obtener dos τ . Uno de la ME y otro de la MS.

$$R1 = \{(R_g \parallel RB) + r_b\} \parallel r_{be}$$

$$R2 = R_d$$

$$\tau_1 = f(C1) = C1.R1 = C1\{(R_g \parallel RB) + r_b\} \parallel r_{be}$$

$$\tau_2 = f(C2) = C2.R2 = C2.R_d$$

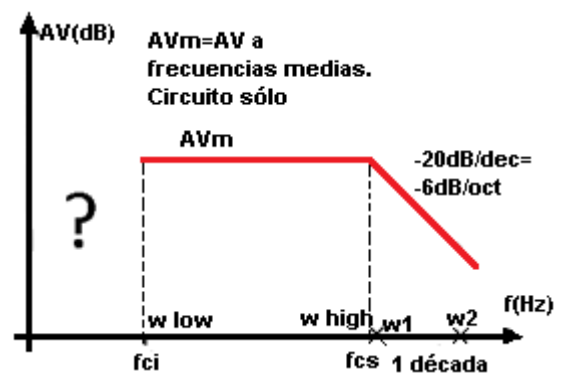
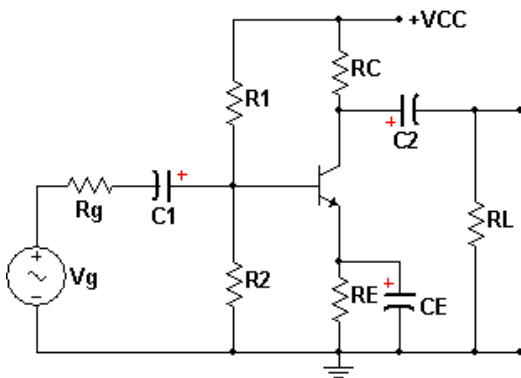
$$\tau_2 = (C_{cs} + C_c).R_d \text{ Sólo p/TR integrados}$$

$$\tau_2 = C_c.R_d \text{ Sólo p/TR discretos}$$

$R1$ y $R2$ son del mismo orden, pocos K Ω . $C1 \gg C2$ por lo cual $\tau_2 \ll \tau_1$ por lo tanto τ_2 se desprecia y τ_1 SIEMPRE ES POLO DOMINANTE. En altas frecuencias siempre $\tau_1 \geq 10\tau_2$. De esta manera

$$\text{siempre queda: } f_{cs} = \frac{1}{2\pi\tau_1}$$

Análisis para bajas frecuencias



Recientemente se ha hecho el análisis de la respuesta para las altas frecuencias, en donde el τ_1 siempre es el POLO DOMINANTE. A continuación se va a analizar el comportamiento del circuito para las bajas frecuencias, para así poder determinar la f_{ci} y la existencia o no de un POLO DOMINANTE. En las bajas frecuencias son los capacitores del circuito los que tienen influencia sobre la respuesta ($C1$, $C2$, CE). Es decir que de los tres capacitores se van a obtener tres τ .

$$\tau_1 = f(C1) = C1.R1$$

$$\tau_2 = f(C2) = C2.R2$$

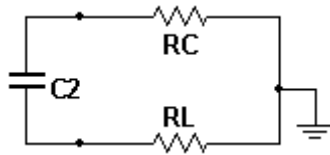
$$\tau_3 = f(CE) = CE.RE'$$

$R1$, $R2$ y RE' son incógnitas, entonces se va a analizar el circuito asociado a cada capacitor, para obtener las ecuaciones de cálculo para cada R .

Para este análisis se va a utilizar el modelo equivalente del Transistor con los parámetros h . Por ser un modelo ya conocido, se va a dibujar sólo el circuito asociado a cada capacitor para poder averiguar los tres τ de manera individual, verificar la existencia de un POLO DOMINANTE y hallar la f_{ci} . Para el análisis se supone $h_{oe}=0 \Rightarrow 1/h_{oe} = \infty$.

Al igual que para las altas frecuencias el análisis se realiza de manera independiente para cada uno de los tres capacitores, considerando a los capacitores no analizados como un cortocircuito. De esta manera es que se obtienen los tres τ .

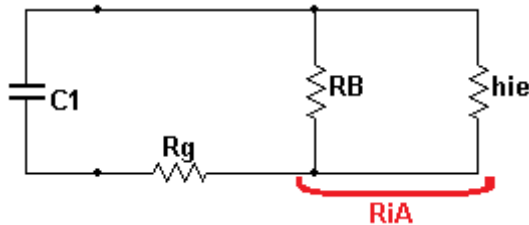
Cálculo de R2 (τ_2)



$$R_2 = R_C + R_L$$

$$\tau_2 = C_2 \cdot (R_C + R_L)$$

Cálculo de R1 (τ_1)



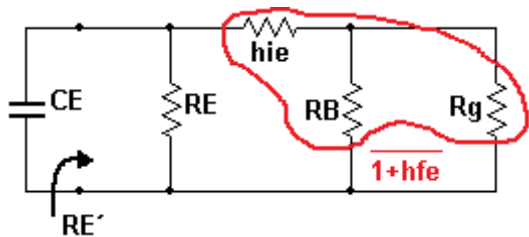
Sin CE queda $h_{ie} + R_E (1+h_{fe})$

$$\tau_1 = C_1 \cdot R_{iS}$$

$$R_1 = (h_{ie} \parallel R_B) + R_g = R_{iA} + R_g = R_{iS}$$

En el caso que el circuito no posea CE, R_E afecta a la resistencia que ve C_1 , y como al análisis se encuentra a nivel de i_b hay que aumentar el valor de R_E $1+h_{fe}$ veces para llevarla al mismo nivel de corriente que C_1 .

Cálculo de R_E' (τ_3)



$$R_E' = R_E \parallel \left[\frac{h_{ie} + (R_g \parallel R_B)}{1 + h_{fe}} \right]$$

$$\tau_3 = C_E \cdot \left\{ R_E \parallel \left[\frac{h_{ie} + (R_g \parallel R_B)}{1 + h_{fe}} \right] \right\}$$

CE se encuentra a nivel de i_e , mientras que las otras R asociadas están a nivel de i_b . Para llevar todas al mismo nivel se debe disminuir el valor en $1+h_{fe}$ veces.

$$\tau_1 = C_1 \cdot R_{iS}$$

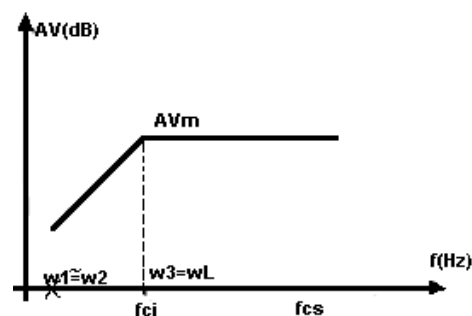
$$\tau_2 = C_2 \cdot (R_C + R_L)$$

$$\tau_3 = C_E \cdot \left\{ R_E \parallel \left[\frac{h_{ie} + (R_g \parallel R_B)}{1 + h_{fe}} \right] \right\}$$

R_1 y R_2 son valores de K Ω . R_E' vale pocos Ω , entonces $\tau_3 \ll \tau_1 - 2$. Entonces τ_3 es POLO DOMINANTE.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\tau_1}; f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_2}; f_3 \uparrow \uparrow = \frac{1}{2\pi\tau_3} \downarrow \downarrow$$

$$f_1 \cong f_2 \text{ y } f_3 \uparrow \uparrow$$



Se observa que CE es el capacitor que tiene asociada la R de menor valor, con lo cual determina el τ más pequeño. Entonces τ_3 es el que va a dominar la respuesta para las bajas frecuencias. Aunque en audio se suele compensar un poco colocando un CE de valor más elevado, para que el τ_3 aumente y desplace a la fci más hacia la zona de los graves.

Resumen

Altas frecuencias

$$\tau_1 = C_1.R_1 (ME) \rightarrow C_1 = C_e + C_c(1 + gm.R_d)$$

$$\tau_2 = C_2.R_2 (MS) \rightarrow C_2 = C_c + C_{cs}$$

$$f_1 \Downarrow = \frac{1}{2\pi\tau_1} \Uparrow \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\tau_2}$$

$$\boxed{\omega_2 \geq 10\omega_1} \text{ Condición de POLO DOMINANTE}$$

$$\tau_2 = C_2.R_2 (MS) \rightarrow C_2 = C_c$$

$$f_{cs} = \frac{1}{2\pi\tau_1 + 2\pi\tau_2} = \frac{1}{2\pi\tau_{total}} \boxed{ok}$$

$$\boxed{f_{cs} \cong \frac{1}{2\pi\tau_1} = f_1}$$

Bajas frecuencias

$$\tau_1 = C_1.R_{iS}$$

$$\tau_2 = C_2.(R_C + R_L)$$

$$\tau_3 = C_E.R_{E'}$$

$$f_{ci} = \frac{1}{2\pi\tau_1} + \frac{1}{2\pi\tau_2} + \frac{1}{2\pi\tau_3} = f_1 + f_2 + f_3 \boxed{ok}$$

$$\boxed{f_3 \geq 10f_1 - 2}$$

$$\boxed{f_{ci} \cong \frac{1}{2\pi\tau_3} = f_3}$$

Diseño

Se va a analizar las consideraciones a tener en cuenta para el diseño, cuando no se tienen como dato C1, C2, CE.

Datos: TR, Punto Q, R del circuito, VCC.

Incógnitas: C1, C2, CE.

Se debe adoptar: $\boxed{2\pi f_{ci} = 6,28.f[1/seg]}$

Para el ejemplo se supone una fci=50ciclos/seg $\rightarrow \boxed{\omega_{Low} = 314 rad/seg}$

Entonces conociendo las expresiones de cálculo

$$\tau_1 = C_1.R_{iS}$$

$$\tau_2 = C_2.(R_C + R_L)$$

$$\tau_3 = C_E \left[R_E \parallel \left(h_{ib} + \frac{R_g \parallel R_B}{1 + \beta_{fe}} \right) \right]$$

$\frac{1}{2 \cdot 50}$ para el cálculo de CE; mientras que para los cálculos de C1 y C2 se usa $\frac{10}{2 \cdot 50}$ y así es como se obtiene al POLO DOMINANTE, separando una década a C1 y C2 de CE.

Se adopta:

$$\boxed{\frac{3}{2 \cdot 50} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 3} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 3}}$$

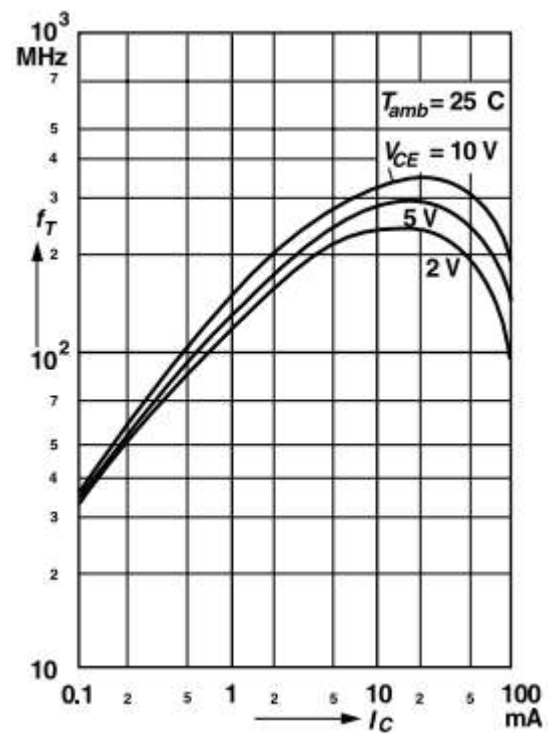
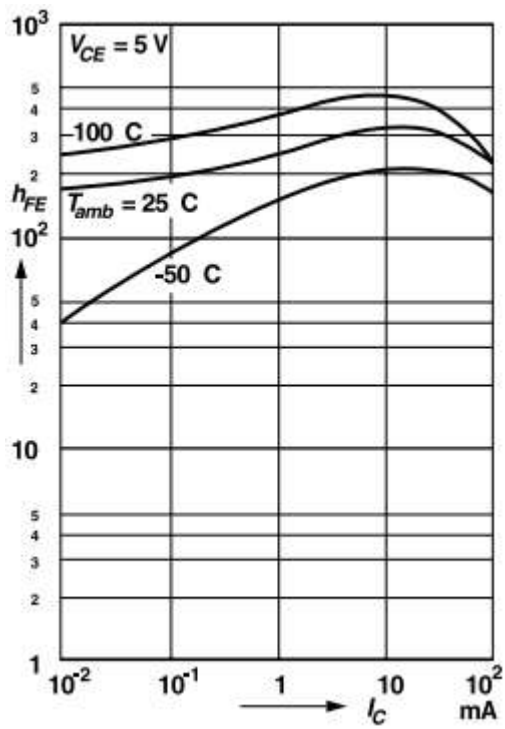
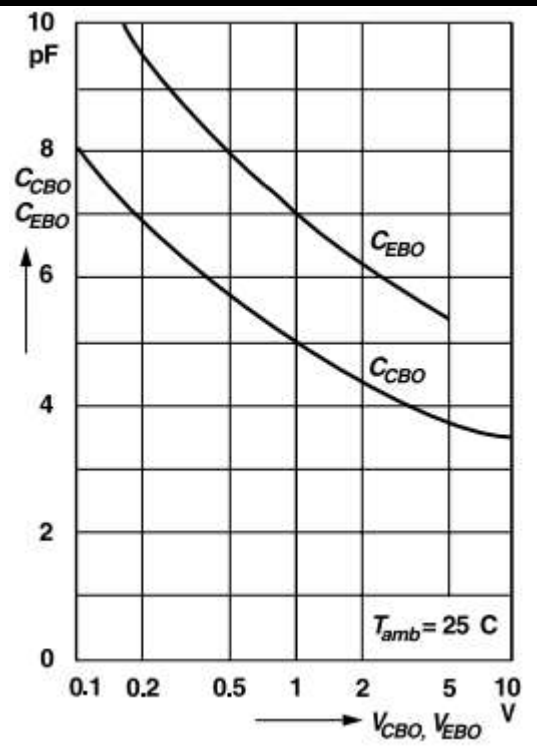
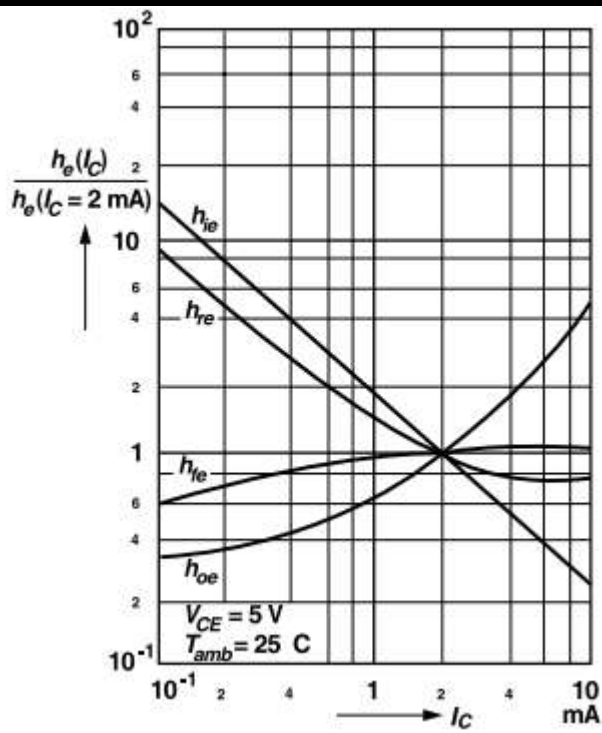
$$\boxed{1 = \frac{10}{2 \cdot 50 \cdot 3}}$$

$$\boxed{2 = \frac{10}{2 \cdot 50 \cdot (3 + 3)}}$$

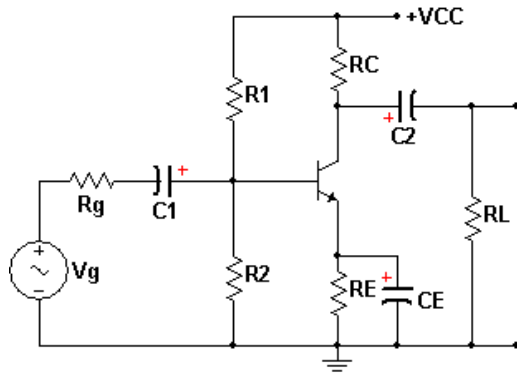
BC546 THRU BC549

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
h-Parameters at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$, $f = 1\text{ kHz}$, Small Signal Current Gain					
Current Gain Group	A	h_{fe}	220	—	—
	B	h_{fe}	330	—	—
	C	h_{fe}	600	—	—
Input Impedance	A	h_{ie}	1.6	4.5	$k\Omega$
	B	h_{ie}	3.2	8.5	$k\Omega$
	C	h_{ie}	6	15	$k\Omega$
Output Admittance	A	h_{oe}	18	30	μS
	B	h_{oe}	30	60	μS
	C	h_{oe}	60	110	μS
Reverse Voltage Transfer Ratio					
Current Gain Group	A	h_{re}	$1.5 \cdot 10^{-4}$	—	—
	B	h_{re}	$2 \cdot 10^{-4}$	—	—
	C	h_{re}	$3 \cdot 10^{-4}$	—	—
DC Current Gain at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 10\mu A$					
Current Gain Group	A	h_{FE}	90	—	—
	B	h_{FE}	150	—	—
	C	h_{FE}	270	—	—
at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$					
Current Gain Group	A	h_{FE}	110	220	—
	B	h_{FE}	200	450	—
	C	h_{FE}	420	800	—
at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 100\text{ mA}$					
Current Gain Group	A	h_{FE}	120	—	—
	B	h_{FE}	200	—	—
	C	h_{FE}	400	—	—
Gain-Bandwidth Product at $V_{CE} = 5\text{ V}$, $I_C = 10\text{ mA}$, $f = 100\text{ MHz}$	f_T	—	300	—	MHz
Collector-Base Capacitance at $V_{CB} = 10\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$	C_{CB0}	—	3.5	6	pF



Respuesta en frecuencias: Guía de ejercicios



1) Datos: $V_{CC} = 15V$

$R_1 = 47K\Omega$; $R_2 = 22K\Omega$

$R_E = 560\Omega$; $R_C = 1K\Omega$

$R_L = 8K\Omega$; $R_g = 600\Omega$; $r_b = 150\Omega$

TR= BC548B

2) Datos: $V_{CC} = 12V$

$R_1 = 33K\Omega$; $R_2 = 15K\Omega$

$R_C = 1K\Omega$; $R_E = 820\Omega$

$R_L = 10K\Omega$; $R_g = 600\Omega$; $r_b = 100\Omega$

$C_1 = C_2 = 47\mu F$; $C_E = 470\mu F$

TR= BC548C

3) Datos: $V_{CC} = 18V$

$R_1 = 39K\Omega$; $R_2 = 22K\Omega$

$R_C = 1K\Omega$; $R_E = 1K\Omega$; $R_L = 8K\Omega$

$R_g = 600\Omega$; $r_b = 150\Omega$

$f_{ci} = 60Hz$; TR= BC548C

4) Datos: $V_{CC} = 12V$

$R_C = 1K\Omega$; $R_E = 680\Omega$

$R_1 = 18K\Omega$; $R_2 = 6K\Omega$

$R_L = 7K\Omega$; $R_g = 600\Omega$; $r_b = 100\Omega$

TR= BC548C

En todos los ejercicios se pide primeramente el cálculo de la parte estática. Obtener V_{BB} , R_B , I_{CQ} , V_{CEQ} , V_{CB} , g_m , R_d . Luego de las hojas de datos se obtiene h_{fe} , h_{ie} (r_{be}), C_c , f_T para hallar C_e .

a) Dibujar el modelo equivalente para las altas frecuencias, antes y después de aplicar el Teorema de Miller. Calcular $\square 1$ y $\square 2$. Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fcs.

b) Calcular C_1 - C_2 - C_E para obtener una $f_{ci} = 50Hz$.

a) Dibujar el modelo equivalente para las altas frecuencias, antes y después de aplicar el Teorema de Miller. Calcular $\square 1$ y $\square 2$. Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fcs.

b) Dibujar el circuito equivalente para las bajas frecuencias, calcular $\square 1$, $\square 2$ y $\square 3$. Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fci.

c) Recalcular el punto b) para $C_1 = C_2 = C_E = 47\mu F$.

a) Dibujar el modelo equivalente para las altas frecuencias, antes y después de aplicar el Teorema de Miller. Calcular $\square 1$ y $\square 2$. Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fcs.

b) Calcular C_1 - C_2 - C_E para obtener una $f_{ci} = 60Hz$.

a) Dibujar el modelo equivalente para las altas frecuencias, antes y después de aplicar el Teorema de Miller. Calcular $\square 1$ y $\square 2$. Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fcs.

b) Calcular C_1 - C_2 - C_E para obtener una $f_{ci} = 50Hz$.

c) Recalcular a) para $R_L = 500\Omega$.

d) Recalcular a) para $R_L = R_C$

5) Datos: $V_{CC} = 12V$
 $R_1 = 27K\Omega$; $R_2 = 10K\Omega$
 $R_C = 1K\Omega$; $R_E = 680\Omega$
 $R_L = 10K\Omega$; $R_g = 600\Omega$; $r_b = 150\Omega$
 $f_{ci} = 40Hz$; TR= BC547B

a) Dibujar el modelo equivalente para las altas frecuencias, antes y después de aplicar el Teorema de Miller. Calcular β_1 y β_2 . Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fcs.

b) Calcular C_1 - C_2 - C_E para obtener una $f_{ci} = 40Hz$.

6) Datos: $V_{CC} = 15V$
 $R_1 = 33K\Omega$; $R_2 = 15K\Omega$
 $R_E = 560\Omega$; $R_C = 1K\Omega$
 $R_L = 5K\Omega$; $R_g = 600\Omega$; $r_b = 100\Omega$
 $f_{ci} = 40Hz$; TR= BC 547B

a) Dibujar el modelo equivalente para las altas frecuencias, antes y después de aplicar el Teorema de Miller. Calcular β_1 y β_2 . Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fcs.

b) Calcular C_1 - C_2 - C_E para obtener una $f_{ci} = 40Hz$.

7) Datos: $V_{CC} = 15V$
 $R_1 = 33K\Omega$; $R_2 = 15K\Omega$
 $R_E = 560\Omega$; $R_C = 1K\Omega$
 $R_L = 5K\Omega$; $R_g = 600\Omega$; $r_b = 100\Omega$
 $C_1 = C_2 = 22\mu F$; $C_E = 330\mu F$
TR= BC 547B

a) Dibujar el modelo equivalente para las altas frecuencias, antes y después de aplicar el Teorema de Miller. Calcular β_1 y β_2 . Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fcs.

b) Dibujar el circuito equivalente para las bajas frecuencias, calcular β_1 , β_2 y β_3 . Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fci.

c) Recalcular el punto b) para $C_1 = C_2 = C_E = 22\mu F$.

8) Datos: $V_{CC} = 15V$
 $R_1 = 22K\Omega$; $R_2 = 6K\Omega$; $R_E = 470\Omega$
 $R_C = 1K\Omega$; $R_L = 8K\Omega$; $R_g = 600\Omega$
 $r_b = 100\Omega$; $C_1 = 15\mu F$; $C_2 = 10\mu F$
 $C_E = 470\mu F$; TR= BC548C

a) Dibujar el modelo equivalente para las altas frecuencias, antes y después de aplicar el Teorema de Miller. Calcular β_1 y β_2 . Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fcs.

b) Dibujar el circuito equivalente para las bajas frecuencias, calcular β_1 , β_2 y β_3 . Verificar la existencia de un polo dominante y calcular la fci.

c) Recalcular el punto b) para $C_1 = C_2 = C_E = 47\mu F$.

9) Recalcular el ejercicio 8) para TR= BC547A.

10) Recalcular el ejercicio 8) para TR= BC549B.