

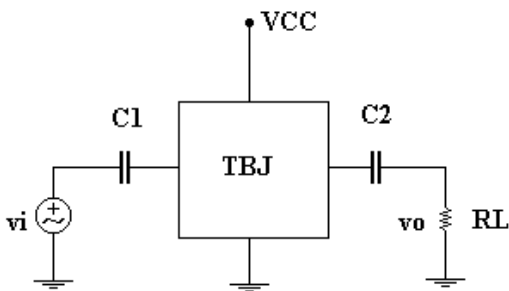
EL TRANSISTOR BIPOLAR COMO AMPLIFICADOR DE PEQUEÑA SEÑAL (Versión 1.0)

Si al transistor bipolar de juntura (a partir de aquí TBJ) lo polarizamos en la zona activa, puede ser utilizado como amplificador de señales.

Concretamente trataremos aquí al TBJ trabajando como amplificador clase A y con pequeñas señales de entrada, de frecuencias dentro del rango de audio (20 Hz a 20 KHz).

Es decir si tenemos una señal como la proveniente de un micrófono o de un cabezal de un reproductor de cassettes o cualquier señal analógica de valor muy bajo (algunos milivolts), y la aplicamos a un TBJ podremos amplificarlas.

El diagrama general del amplificador que trataremos será:



Ganancia de tensión:

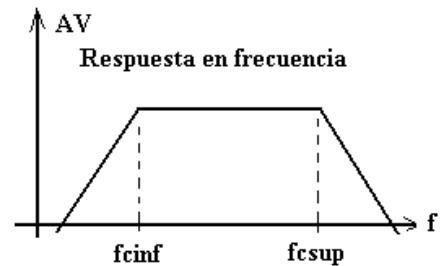
$$AV = \frac{vo}{vi}$$

vo : señal alterna sobre la carga RL (amplificada)

vi : señal alterna que deseamos amplificar

Los capacitores C1 y C2 tienen el objetivo de desacoplar la continua, de forma tal que la misma no llegue a la carga RL ni a la fuente de señal vi.

En nuestro análisis vamos a suponer que los capacitores son cortocircuitos para la señal alterna (vo y vi). Si bien esto no es del todo cierto a todas las frecuencias, ya que los capacitores presentan una impedancia: $Zc = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)$ pero podemos suponer, si estos son adecuadamente seleccionados, que para las frecuencias de las señales que estamos trabajando esta Zc es despreciable. Pero evidentemente influyen en la respuesta en frecuencia del amplificador.



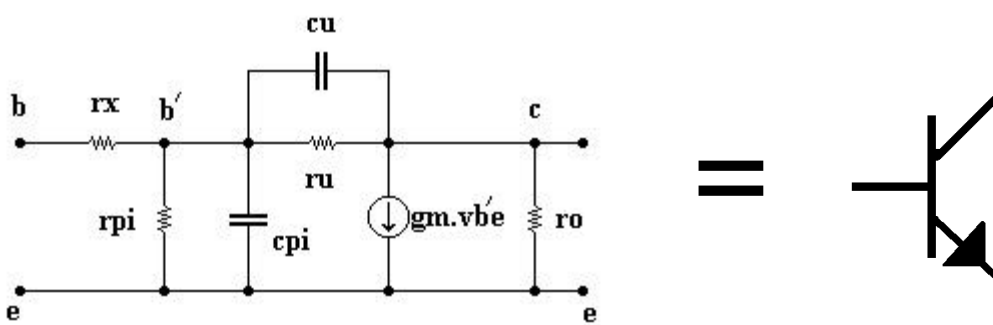
NOTA : Una forma aproximada de elegir los capacitores C1 y C2 es que deben ser tales que a las frecuencias de trabajo sus impedancias Zc solo representen como máximo el 10 % de las impedancias del circuito que afectan. Por ejemplo en el caso de C1 debería ser tal que $ZC1 = 10\%$ de Zin (Zin impedancia de entrada del amplificador) y C2 tal que $ZC2 = 10\%$ de RL (RL impedancia de carga).

Existen principalmente 3 configuraciones posibles para utilizar un TBJ como amplificador. Podemos distinguir ante que configuración nos encontramos, simplemente observando cual es el terminal (Emisor, Colector, Base) en común que tienen las señales alternas vi y vo. Estas configuraciones se llaman, emisor común, base común y colector común.

Independientemente de que configuración se trate, va a ser válida la siguiente explicación:

Como las señales alternas aplicadas son pequeñas (vi pocos milivolts), podremos aplicar una linealización al TBJ, es decir a fines del comportamiento de este ante la señal alterna, podremos reemplazar al TBJ por un circuito formado por componentes lineales (resistencias, capacitores, fuentes). En la teoría electrónica existe mas de un circuito equivalente posible para reemplazar al TBJ y llegar a los deseamos en esta explicación. Dichos modelos equivalentes tiene en cuenta la física del funcionamiento del dispositivo y un rango de aplicación del modelo, fuera del cual ya dejan de ser válidos. Todos estos modelos llegan a conclusiones similares en cuanto a cálculo de ganancias y de impedancias.

Nosotros utilizaremos el **MODELO HIBRIDO PI** :



NOTA : El modelo híbrido es el mismo tanto para el TBJ NPN como para el PNP.

CONDICIONES DE APLICACIÓN DEL MODELO

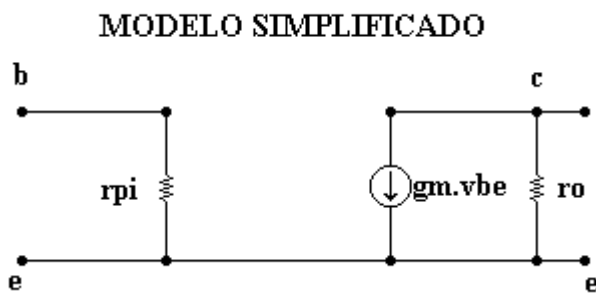
El modelo será válido siempre que se cumplan las siguientes condiciones:

- 1) Funcionamiento en la zona activa del TBJ.
- 2) Pequeña señal de alterna sobre la juntura base - emisor ($v_{be} \ll 2 \cdot V_T$, donde $V_T = 25 \text{ mV}$ a $27 \text{ }^\circ\text{C}$).
- 3) La frecuencias de las señales de alterna aplicadas deben ser mucho menores que la frecuencia de transición del TBJ (f_T).

NOTA : El modelo híbrido PI es un modelo asociado a una condición de polarización del TBJ, o sea I_{CQ} . Si cambia I_{CQ} entonces cambian los valores de los parámetros del modelo.

MODELO SIMPLIFICADO

Nosotros vamos a usar un modelo simplificado para iniciar el estudio. Pero tengamos en cuenta que pagaremos un precio, que será incrementar el error en las conclusiones obtenidas.



En este modelo simplificado se han eliminado los capacitores c_{pi} y c_{μ} , al igual que r_{μ} por considerar sus efectos despreciables a las frecuencias que aplicaremos el modelo (frecuencias de audio) .

También consideramos que $r_x = 0$

PARÁMETROS DEL MODELO (FÓRMULAS PARA SU CÁLCULO)

PARÁMETRO	COMENTARIOS	VALORES TIPICOS
$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$	g_m : TRANSCONDUCTANCIA DINÁMICA Con $V_T = 25 \text{ mV} = 0,025 \text{ V}$ NOTA: sale del estudio de la física del TBJ y consideramos su valor fijo en todos los cálculos que desarrollaremos.	Cientos de mA / V
$r_{pi} = \frac{\beta_o}{g_m}$	β_o es ganancia de corriente en alterna, pero nosotros usaremos $\beta = HFE$ o sea ganancia de corriente en continua (una simplificación más)	Decenas de K Ω Usualmente se expresa r_{π}
$r_d = \frac{1}{g_m}$	Este parámetro aparecerá luego cuando veamos las configuraciones base común y colector común.	Algunos pocos Ω
$r_o = \frac{1}{g_m \cdot \mu}$	μ ganancia inversa de tensión fijamos $\mu = 1E - 4$	Centenas de K Ω

NOTA : se recomienda operar en los cálculos con g_m en A / V y las resistencias en ohms.

CONFIGURACIONES

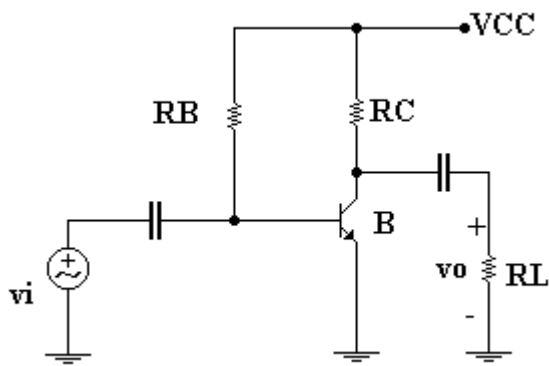
Plantearemos a continuación las tres configuraciones antes mencionadas, emisor común (sin RE y con RE), base común y colector común.

Plantearemos en cada caso el procedimiento para el cálculo de:

- AV (ganancia de tensión)
- Zin (impedancia de entrada), representa la impedancia que ve la señal v_i hacia dentro del amplificador.
- Zout (impedancia de salida), representa la impedancia que ve la carga R_L hacia dentro del amplificador.

CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN (Sin RE)

Analizaremos un ejemplo, donde se desea calcular AV , Zin , Zout .



DATOS :

VCC = 15 V

RB = 330 K RC = 1 K RL = 800

B = HFE = 150

Solución en Continua

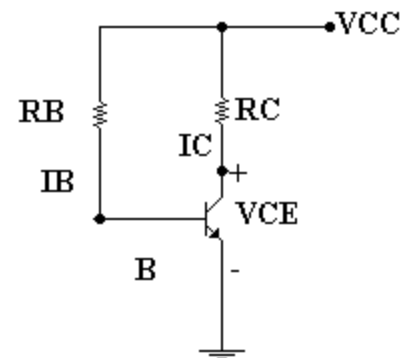
En esta parte calculamos IB , ICQ , VCEQ, comprobando además que este el TBJ en la zona activa.

Realizando el cálculo resulta:

IB = 43,3 uA IC = 6,5 mA VCE = 8,5 V

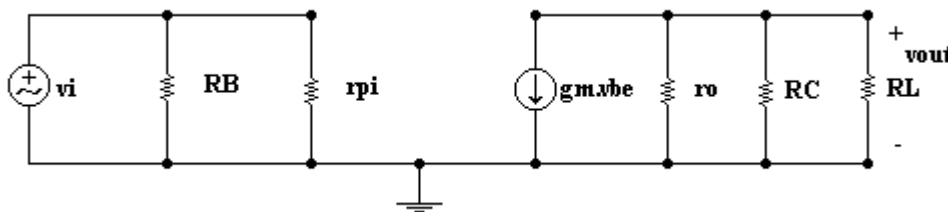
Confirmamos que está en la zona activa (0,7 < VCE < VCC) , de lo contrario no podría trabajar como amplificador.

NOTA: Si el cálculo anterior presenta dudas, se recomienda el apunte POLARIZACION.PDF



Solución en alterna

Reemplazamos el TBJ por el modelo híbrido PI:



Calculo de parámetros:

gm = 0,26 A / V

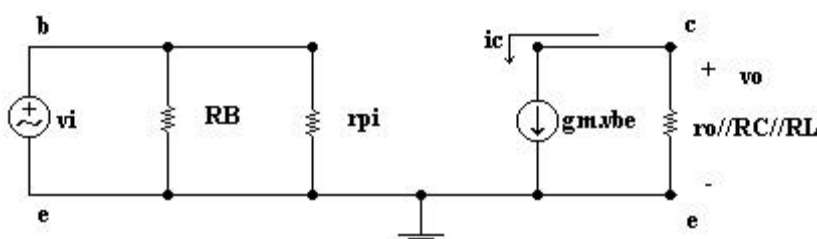
rpi = 576,9 Ω

ro = 38461 Ω

Cálculo de la impedancia de entrada: Zin = RB // rpi = 575 Ω

Cálculo de la impedancia de salida: Zout = ro // RC = 974 Ω

Cálculo de AV:



Vo = -gm . vbe . (ro // RC //RL)

AV = vo / vi en este caso vo / vbe

$$AV = \frac{-gm \cdot vbe \cdot (ro // RC //RL)}{vbe}$$

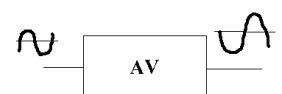
AV = -gm .(ro // RC //RL)

NOTA : el vbe es de alterna y no es 0,7 v

Así la ganancia de tensión en la configuración emisor común sin RE es:

AV = -gm .(ro // RC //RL)

Donde el signo menos indica inversión de fase de 180° entre entrada y salida como vemos en la figura.



En el ejemplo: **AV = -114,23** (no tiene unidades)

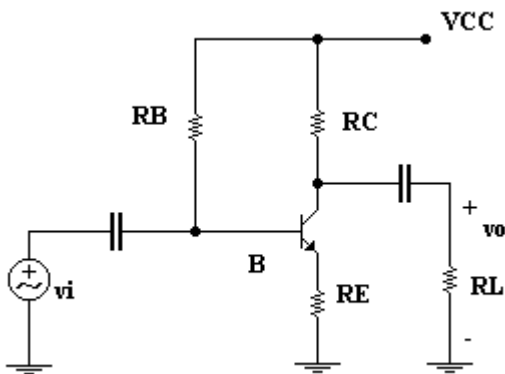
NOTA: Si bien suponemos que estamos aplicando una señal senoidal en el desarrollo de esta explicación, el TBJ amplificará otras señales.

Recordemos que cualquier señal puede descomponerse en una continua + una fundamental + sus armónicas, según Fourier. (El programa FFT256 que esta en la página es una buena forma de terminar de comprender este último concepto).

Sin embargo si consideramos la influencia de las capacidades externas e internas, amplificará de distinta forma a unas componentes que a otras, por eso es importante conocer la respuestas en frecuencia del amplificador.

Nótese que gm depende de ICQ, el cual depende de β o HFE, por lo tanto debido a la dispersión de dicho parámetro, la AV estará influenciada. Una manera de evitar esto es utilizar una configuración emisor común realimentada por emisor (o sea con RE).

CONFIGURACIÓN EMISOR COMÚN REALIMENTADO POR EMISOR (Con RE)



La RE tiene efectos tanto en continua como en alterna.

En CONTINUA produce la disminución (influencia) de las variaciones del parámetro HFE en IC.

En ALTERNA:

Aumento de Zout y Zin en comparación con la configuración EC sin RE.

Disminución de AV (razón por la cual se llama también a esta configuración degeneración por emisor).

El resistor RE causa una realimentación ya que la tensión en bornes de RE, que es proporcional a IE (corriente de emisor) y por lo tanto a IC (corriente de colector), se resta a la tensión de VBE. Es decir vemos que información de la salida es enviada la entrada para corregir la salida, dicho de otra forma, si por alguna causa (temperatura) aumenta la IC esto produce una disminución de la polarización de la tensión de la juntura BE provocando la disminución de IB y por lo tanto la IC.

Solución en continua

Aplicando leyes de Kirchoff

$$V - I_B \cdot R_B - 0,7v - I_B \cdot (B + 1) \cdot R_E = 0$$

$$I_B \cdot (R_B + (B + 1) \cdot R_E) = V - 0,7v$$

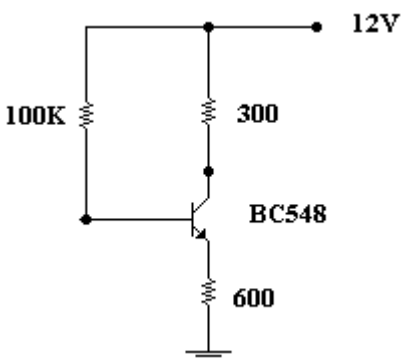
$$I_B = \frac{V - 0,7v}{R_B + (B + 1) \cdot R_E}$$

$$I_C = B \cdot I_B$$

Es posible analizar que IC no se incrementa demasiado al variar HFE.

Si observamos por ejemplo la hoja de datos del TBJ BC548, es posible ver que el HFE puede tomar valores entre 200 y 400. Con RE el circuito no es tan influenciado por esta dispersión del HFE.

Ej:



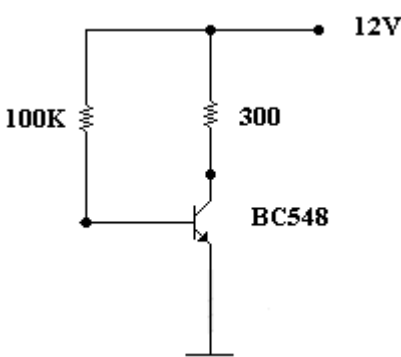
$$200 < HFE < 400$$

Con HFE = 200 IC = 10,24 mA VCE = 2,74 v

Con HFE = 400 IC = 13,27 mA VCE = 3,64 v

La poca variación se justifica por el efecto de realimentación de RE en CC.

Si calculamos para el caso de que no estuviera RE:



$$200 < HFE < 400$$

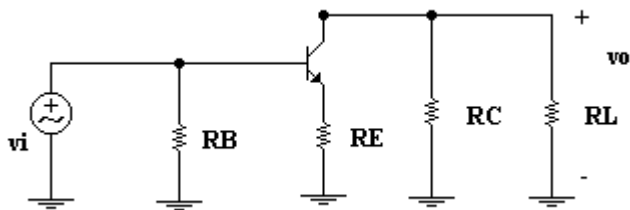
Con HFE = 200 IC = 22,6 mA VCE = 5,22 v

Con HFE = 400 IC = 45,2 mA VCE = -1,56 v ERROR (el resultado indica que el TBJ esta saturado VCE = 0,1v)

Nótese que al no existir RE el TBJ hasta puede salirse de la zona activa.

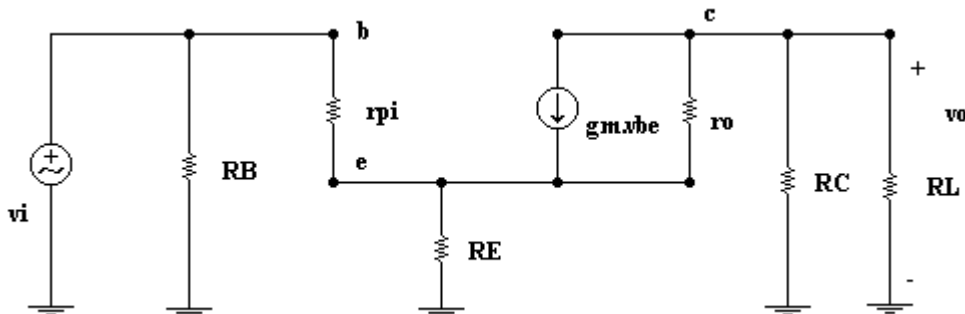
Solución en alterna

TBJ para la señal de alterna

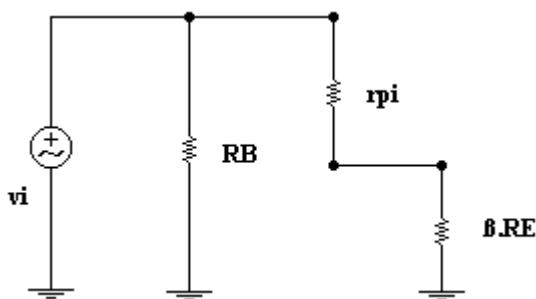


En este circuito no figuran los capacitores de desacople ni la fuente de continua, ya que para la señal alterna estos elementos son cortocircuitos. Los capacitores por lo analizado al principio, y la fuente en realidad se ha reemplazado por su resistencia interna, como es ideal esta es nula.

TBJ reemplazado por el modelo híbrido PI



Para el cálculo de Zin se utilizará el siguiente circuito equivalente:



Aquí se dice que se ha reflejado la RE a la base.

Es razonable que se encuentre la RE multiplicada por B, ya que si ahora circula la corriente de base, para mantener la equivalencia entre estos dos circuitos debe haber aumentado la RE *beta* veces. (NOTA: $\beta = HFE$)

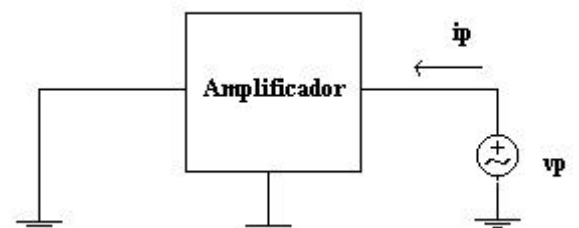
Por simple inspección resulta:

$$Z_{in} = R_B // (r_{\pi} + \beta \cdot R_E)$$

Cálculo de Zout

Si al circuito del amplificador para la señal alterna le cortocircuitamos la entrada a masa, y desde la salida le aplicamos una señal de prueba vp (tensión de prueba) y luego calculamos o medimos la corriente ip (corriente de prueba), por ley de ohm podemos calcular Zout

$$Z_{out} = \frac{V_p}{I_p}$$



Mediante análisis circuital llegamos a que:

$$Z_{out} = \frac{r_o \cdot (1 + g_m \cdot R_E)}{\beta} // R_C \quad \text{como } r_o \text{ es siempre mucho mayor que } R_C \text{ entonces } Z_{out} \cong R_C$$

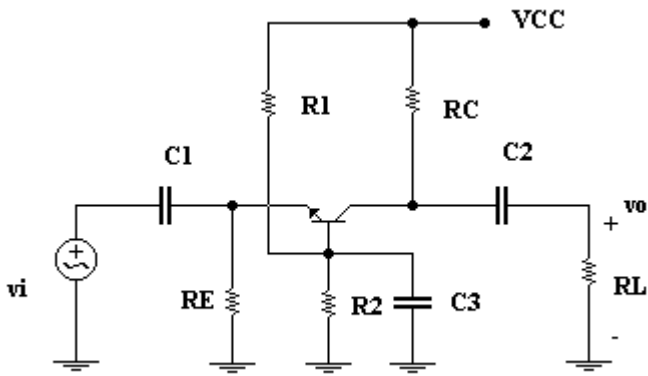
Cálculo de AV

Mediante el análisis del circuito de alterna es posible llegar a:

(El signo menos indica que hay inversión de fase.)

$$A_V = - \frac{R_C // R_L}{R_E}$$

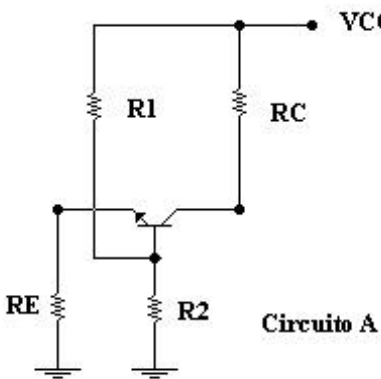
CONFIGURACIÓN BASE COMÚN



- El capacitor C3 desacopla en alterna a $R_{BB} = R1 // R2$
- C1 y C2 desacoplan la continua.

Al igual que en la configuración emisor común, trataremos al circuito en continua para la polarización y así obtener el punto de trabajo ICQ VCEQ. Luego en el análisis de alterna se calculará AV, Zin y Zout.

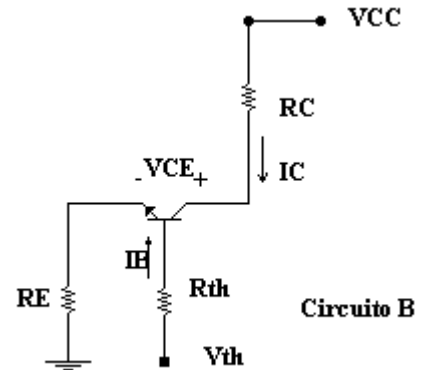
Solución en continua



Aplicando el teorema de Thevenin, calculamos Vth y Rth de manera de transformar el circuito A en el circuito B.

$$V_{th} = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_{th} = R_1 // R_2$$



Circulando por la malla de entrada en el circuito B:

$$V_{th} - I_B \cdot R_{th} - 0,7v - I_E \cdot R_E = 0 \quad \text{como} \quad I_E = I_C + I_B = (\beta + 1) \cdot I_B \quad \text{entonces}$$

$$V_{th} - I_B \cdot R_{th} - 0,7v - (\beta + 1) \cdot I_B \cdot R_E = 0 \quad \text{luego} \quad I_B = \frac{V_{th} - 0,7v}{R_{th} + (\beta + 1) \cdot R_E}$$

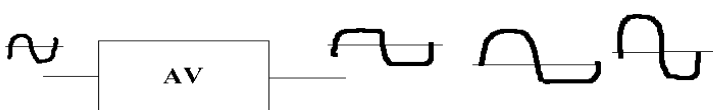
Circulando por la malla de salida:

$$V_{CC} - I_C \cdot R_C - V_{CE} - I_E \cdot R_E = 0 \quad V_{CC} - I_C \cdot R_C - V_{CE} - (I_B + I_C) \cdot R_E = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C - (I_B + I_C) \cdot R_E$$

NOTA : Se debe demostrar que el TBJ esta en la zona activa, en este caso $0,7v < V_{CE} < V_{CC}$.

Siempre va a convenir que VCE no sea tal que el TBJ este cerca del corte o cerca de la saturación. Si es esto sucediera, al aplicar una señal a amplificar, la señal a la salida podría aparecer recortada, lo cual en audio implicaría distorsión.

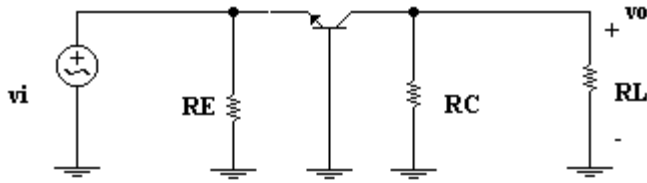


Como se observa en la figura, en un caso extremo podría estar aplicando una señal senoidal y a la salida aparecería una cuadrada, como consecuencia de los recortes. Esto puede ocurrir en cualquiera

de las configuraciones que estamos viendo.

Es común como regla de diseño trabajar en la llamada condición **MES (Máxima Excursión Simétrica)**, la cual ocurre cuando $V_{CE} = V_{CC} / 2$.

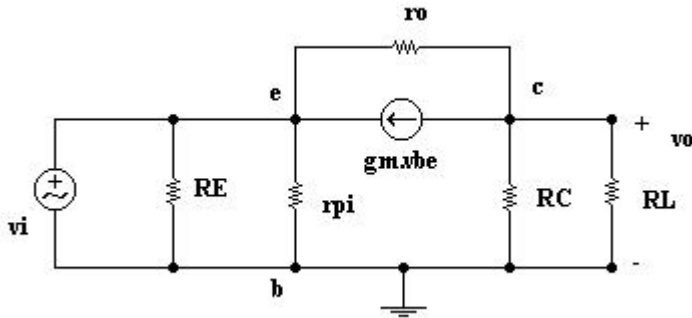
Solución en alterna



Ver que el C3 desacopla las R1 y R2 en alterna.

Ahora reemplazamos el TBJ por el modelo híbrido PI.

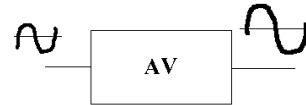
En la siguiente figura se han hecho algunos cambios para visualizar mejor y poder operar.



Haciendo un análisis similar al hecho en la configuración emisor común, se llega a:

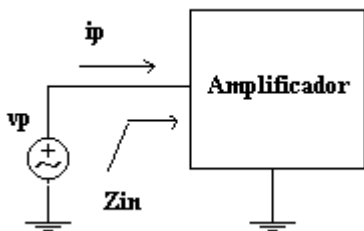
AV = gm . (RC // RL) Ganancia de tensión

Como se observa la configuración base común no invierte la fase entre entrada y salida (no hay signo menos).



Impedancia de entrada

Planteamos el siguiente circuito para calcular Zin:



Se aplica una vp (tensión de prueba) y se calcula la ip (corriente de prueba), luego por ley de Ohm:

$Zin = vp / ip$

Se puede demostrar que el resultado es :

$Zin = rd // RE // r\pi$ con $rd = 1 / gm$

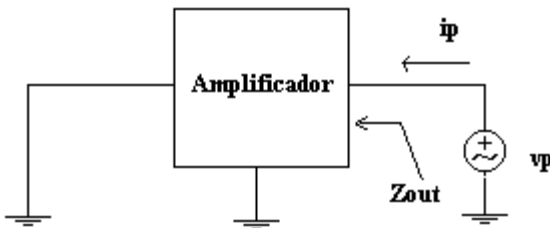
Como RE y $r\pi$ son mayores que rd por lo general, aproximadamente se cumple:

$Zin \cong rd$

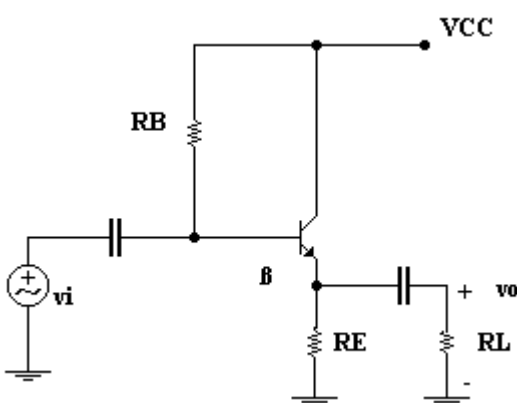
Impedancia de salida

Mediante un análisis similar al anterior se encuentra que:

$Zout = Rc // ro$



CONFIGURACIÓN COLECTOR COMÚN

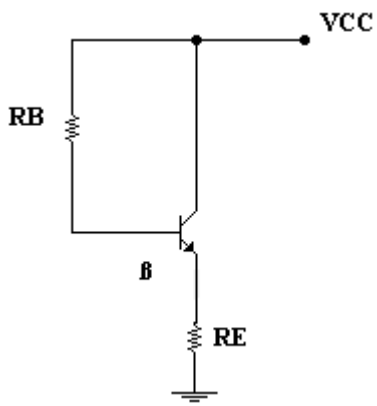


Este circuito también se llama seguidor por emisor, debido a que la tensión en el emisor sigue las variaciones de la tensión de base.

Presenta una AV = 1 ó menor.

Se utiliza generalmente para adaptar impedancias entre etapas amplificadoras.

Solución en continua



Aplicando leyes de Kirchoff:

$$VCC - IB.RB - VBE - IE.RE = 0$$

$$VCC - IB.RB - 0,7v - (\beta + 1).IB.RE = 0$$

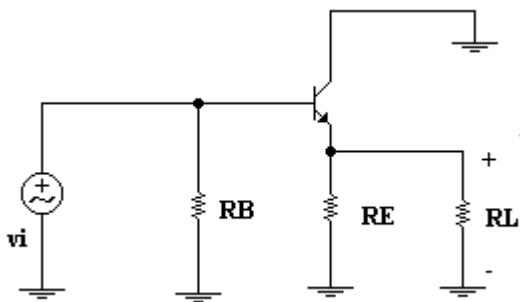
$$VCC - 0,7v - IB. (RB + (\beta + 1) . RE) = 0$$

$$IB = \frac{VCC - 0,7v}{RB + (\beta + 1) . RE} \Rightarrow IC = \beta . IB \Rightarrow IE = IB + IC$$

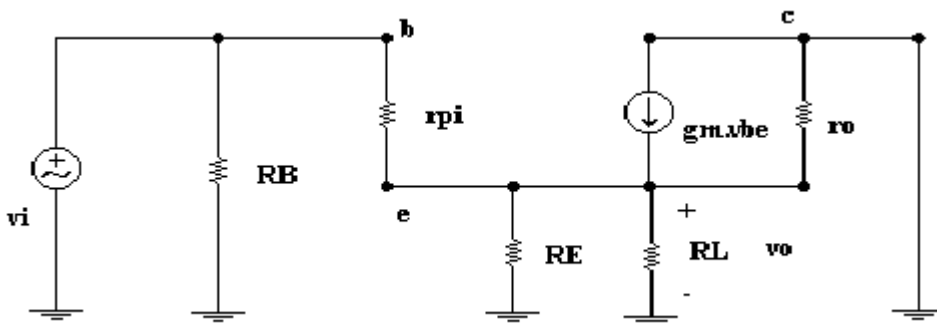
$$VCE = VCC - IE.RE$$

Debiendo verificarse que este en la zona activa el TBJ

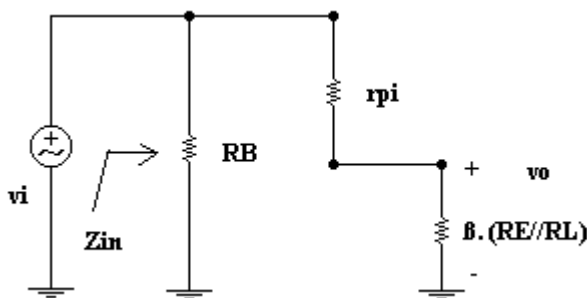
Solución en alterna



De manera similar como se trabajo en las configuraciones anteriores, se plantea el circuito para la señal alterna, luego se reemplaza el TBJ por el modelo híbrido PI, como se observa en la figura siguiente:



Es posible ahora plantear un circuito equivalente que nos permite llegar a calcular AV y Zin de una manera más sencilla. En este circuito lo que se hace es reflejar RE // RL a la entrada:



Así:

$$vo = \frac{vi . \beta . (RE // RL)}{r\pi + \beta . (RE // RL)} \text{ y como } AV = vo / vi$$

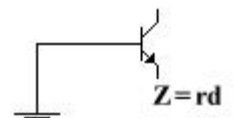
$$AV = \frac{\beta . (RE // RL)}{r\pi + \beta . (RE // RL)}$$

Sí $\beta . (RE // RL)$ es mucho mayor que $r\pi \Rightarrow AV \cong 1$

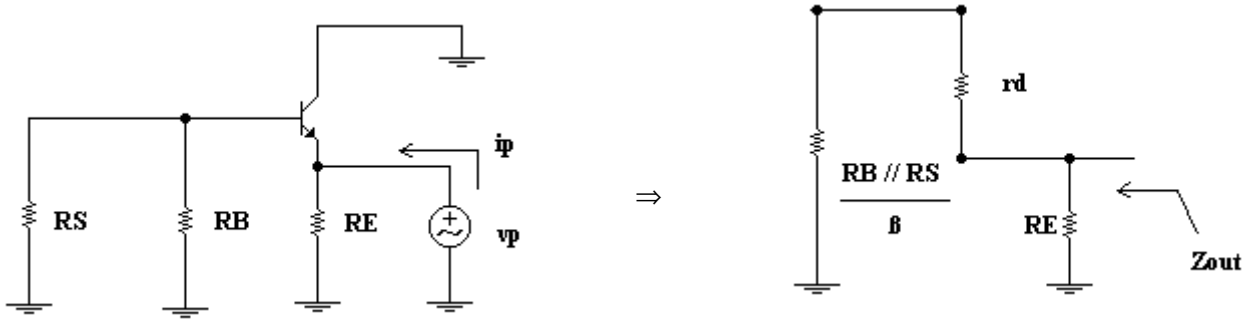
Utilizando el mismo circuito equivalente: $Zin = RB // (r\pi + \beta . (RE // RL))$

Cálculo de Zout

Para su determinación se debe tener en cuenta que la impedancia del TBJ vista desde el emisor por una señal alterna (con la base conectada a masa) es de un valor muy bajo, esta se llama rd y se calcula como ya se indicó al presentar el modelo híbrido PI como: $rd = 1 / gm$



Con esta consideración se puede plantear el siguiente circuito para calcular Zout:



Con R_S resistencia interna del generador de señal v_i , que en nuestro caso consideraremos nula.

$$Z_{out} = R_E // \left(r_d + \frac{R_B // R_S}{\beta} \right) \quad \text{Como } \beta \text{ usualmente es grande } \Rightarrow \frac{R_B // R_S}{\beta} \rightarrow 0$$

Así: $Z_{out} \cong R_E // r_d$ y como r_d es generalmente de pocos ohms entonces queda

$$Z_{out} \cong r_d$$

RESUMEN COMPARATIVO DE LAS CONFIGURACIONES VISTAS

CONFIGURACIÓN	MAGNITUD	COMPARACIÓN
EMISOR COMUN (Sin RE)	$AV = -g_m \cdot (r_o // RC // RL)$ $Z_{in} = R_B // r_{\pi}$ $Z_{out} = r_o // RC$ $Z_{out} \cong RC$	ALTA (invierte fase 180°) MEDIA ALTA o MEDIA
EMISOR COMUN (Con RE)	$AV = - \frac{RC // RL}{RE}$ $Z_{in} = R_B // (r_{\pi} + \beta \cdot RE)$ $Z_{out} \cong RC$	MEDIA y BAJA (invierte la fase 180°) ALTA ALTA o MEDIA
BASE COMÚN	$AV = g_m \cdot (RC // RL)$ $Z_{in} = r_d // RE // r_{\pi}$ $Z_{in} \cong r_d$ $Z_{out} = r_o // RC$ $Z_{out} \cong RC$	ALTA (no invierte la fase) BAJA ALTA o MEDIA
COLECTOR COMÚN	$AV = \frac{\beta \cdot (RE // RL)}{r_{\pi} + \beta \cdot (RE // RL)}$ $Z_{in} = R_B // (r_{\pi} + \beta \cdot (RE // RL))$ $Z_{out} = RE // \left(r_d + \frac{R_B // R_S}{\beta} \right)$ $Z_{out} \cong r_d$	ENTRE 0 y 1 (ni invierte la fase) ALTA BAJA

NOTA FINAL: Todo lo que se ha explicado en este apunte se podrá verificar en la practica real, siempre que tengan en cuenta todas las aproximaciones realizadas (que fueron muchas para que el planteo sea fácil). Si al ensayar algún resultado no corresponde a la realidad puede ser que tengamos un problema de cálculos o que simplemente nos salimos del entorno de aplicación de nuestro modelo.