

## TEMA 5: MODELO EN PEQUEÑA SEÑAL DE BJTs

### Índice

- 5.1 Modelo equivalente en pequeña señal de un BJT. Modelos en “R” y en “π”
- 5.2 Impedancias de entrada y salida
- 5.3 Ganancia de tensión
- 5.4 Recta de carga en c.a.
- 5.5 Excursión máxima de salida
- 5.6 Otros circuitos de polarización de transistores en c.a.
- 5.7 Rendimiento de un amplificador. Clasificación de los amplificadores
- 5.8 Problemas propuestos

### 5.1 Modelo equivalente en pequeña señal de un BJT

Las variaciones en pequeña señal son despreciables respecto a las de polarización en c.c. No afectando a los puntos de polarización calculados. Estos modelos serán para aplicaciones de baja frecuencia, por lo tanto, no se tendrán en cuenta las capacidades parásitas asociadas al funcionamiento de los mismos.

Si partimos del modelo de Ebers-Moll simplificado, podemos considerar lo siguiente

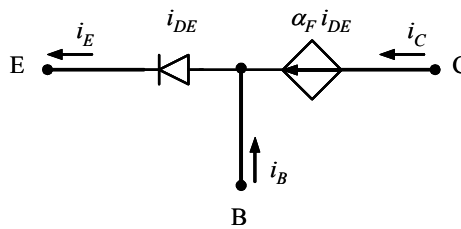


Fig. 5.1: Circuito equivalente de Ebers-Moll simplificado

Aplicando la Ley de Kirchoff de las tensiones y sustituyendo por las ecuaciones de Ebers-Moll simplificadas (Ec. 3.1), nos queda

$$i_C = \alpha_F i_{DE} = \alpha_F I_{ES} \left( e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) \qquad i_E = i_{DE} = I_{ES} \left( e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right) \qquad \text{Ec. 5.1}$$

Teniendo en cuenta que  $e^{V_{BE}/V_T} \gg 1$

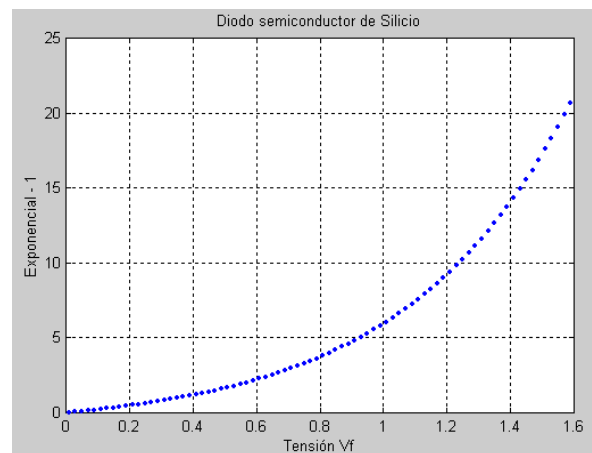
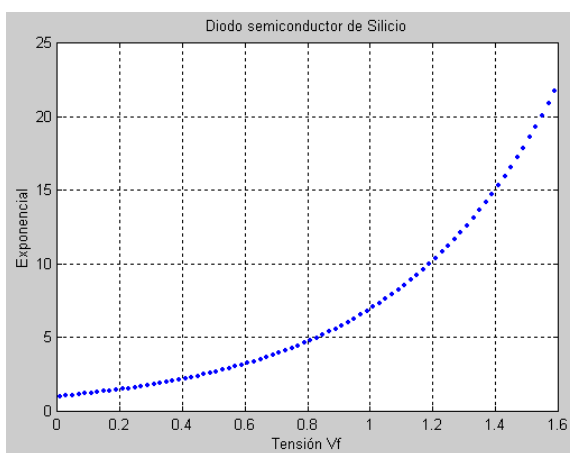


Figura 5.2: Evolución del valor de la 'exponencial' y de la 'exponencial - 1' en la unión Base-Emisor

$$\boxed{I_E = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}} \quad \text{Ec. 5.2}$$

De la ecuación 3.6 ( $I_C = \alpha_F I_E$ ) y de  $I_E = I_B + I_C$ , nos queda

$$I_C = \alpha_F I_E = \alpha_F (I_B + I_C) \quad I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B \quad \boxed{I_C = \beta_F I_B} \quad \text{Ec. 5.3}$$

$$\boxed{I_E = I_B + I_C} \quad \text{Ec. 5.4}$$

### Modelo equivalente en “R” del transistor bipolar en c.a.

Al trabajar con variaciones muy pequeñas del punto de funcionamiento, podemos considerar lineal el tramo de respuesta del transistor y linealizar en torno a ese punto de trabajo las ecuaciones anteriores.

$$\begin{aligned} I_E = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} &\Rightarrow I_E + \Delta I_E = I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} \Big|_Q + \frac{\Delta V_{BE}}{V_T} I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} \Big|_Q \\ I_C = \beta_F I_B &\Rightarrow I_C + \Delta I_C = \beta_F (I_B + \Delta I_B) \\ I_B = I_E - I_C &\Rightarrow I_B + \Delta I_B = I_E + \Delta I_E - I_C - \Delta I_C \end{aligned}$$

Trabajando con los incrementos, nos queda

$$\Delta I_E = \frac{\Delta V_{BE}}{V_T} I_E \quad \Delta I_C = \beta_F \Delta I_B \quad \Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_C$$

Si los incrementos son las variaciones respecto del punto Q debido a la señal aplicada y escribimos con letras minúsculas sus valores para simbolizar funcionamiento en c.a., nos queda

$$i_E = \frac{v_{BE}}{V_T} I_E \quad \frac{v_{BE}}{i_E} = r_e \quad \boxed{r'_e = \frac{V_T}{I_E}} \quad \text{Ec. 5.5}$$

$$\boxed{i_C = \beta i_B} \quad \text{Ec. 5.6}$$

$$\boxed{i_B = i_E - i_C} \quad \text{Ec. 5.7}$$

El modelo en “R” para c.a. que se rige por estas ecuaciones queda mostrado en la figura 5.3a

### Modelo equivalente en “π” del transistor bipolar en c.a.

Operando de forma similar al modelo en “R”, pero con la rama de base, las ecuaciones nos quedan

$$\begin{aligned} I_E = I_B + I_C &\Rightarrow I_E + \Delta I_E = I_B + \Delta I_B + I_C + \Delta I_C \\ I_C = \beta_F I_B &\Rightarrow I_C + \Delta I_C = \beta_F (I_B + \Delta I_B) \\ I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{\alpha_F I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}}{\beta_F} &\Rightarrow I_B + \Delta I_B = \frac{\alpha_F I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}}{\beta_F} \Big|_Q + \frac{\Delta V_{BE}}{V_T} \frac{\alpha_F I_{ES} e^{V_{BE}/V_T}}{\beta_F} \Big|_Q \end{aligned}$$

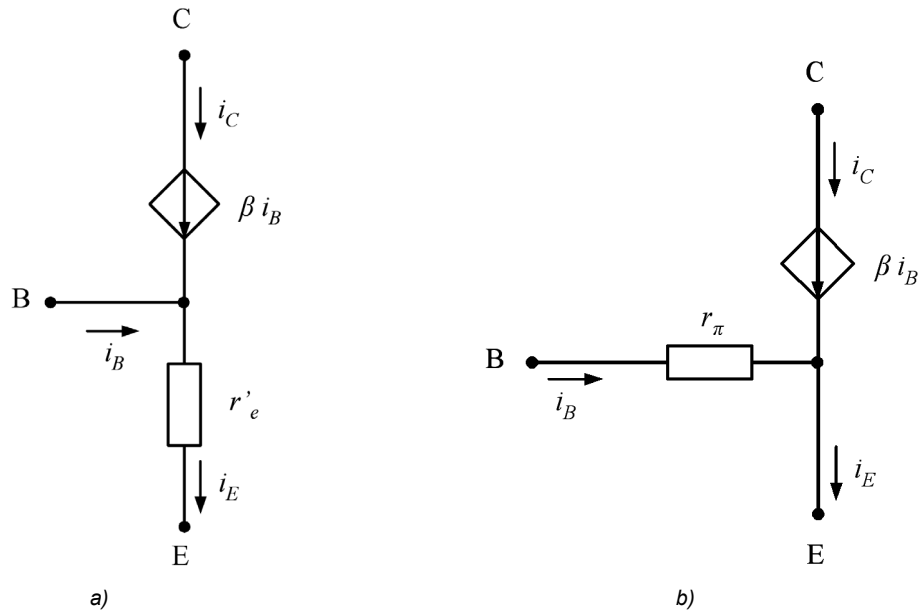


Figura 5.3: Modelos en “R” y en “π” del transistor bipolar en pequeña señal

Trabajando con los incrementos, nos queda

$$\Delta I_E = \Delta I_B + \Delta I_C \qquad \Delta I_C = \beta_F \Delta I_B \qquad \Delta I_B = \frac{\Delta V_{BE}}{V_T} \frac{I_C}{\beta_F}$$

Utilizando letras minúsculas para corriente alterna, nos queda

$$i_E = i_B + i_C \tag{Ec. 5.8}$$

$$i_C = \beta i_B$$

$$i_B = \frac{v_{BE}}{V_T} I_B \qquad \frac{v_{BE}}{i_B} = \frac{V_T}{I_B} \qquad r_\pi = \frac{V_T}{I_B} \tag{Ec. 5.9}$$

El modelo en “π” para c.a. que se rige por estas ecuaciones queda mostrado en la figura 5.3b.

Tanto en los modelos en “R” como en “π” se le puede añadir la resistencia r<sub>o</sub> o de salida para tener en cuenta el *Efecto Early*.

### 5.2 Impedancias de entrada y salida

Si deseamos obtener los valores de las impedancias de entrada y salida de un circuito, debemos obtener el circuito equivalente de c.a. Para ello deberemos realizar las siguientes acciones.

- a) Se cortocircuitan los condensadores existentes.
- b) Se cortocircuitan las fuentes de tensión continuas y alternas.
- c) Se abren las fuentes de corriente existentes.

Veamos un ejemplo para clarificar esta idea.

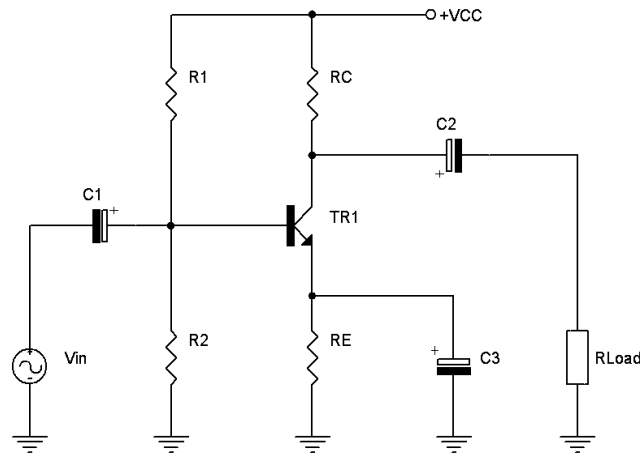


Figura 5.4: Circuito amplificador de corriente alterna

Para realizar los cálculos en pequeña señal siempre partimos de la polarización en corriente continua. Es decir, el circuito anterior se transformaría en la siguiente figura a efectos de los cálculos en c.c. Esta polarización es el de *polarización de emisor*, circuito cuya resolución se vio con anterioridad.

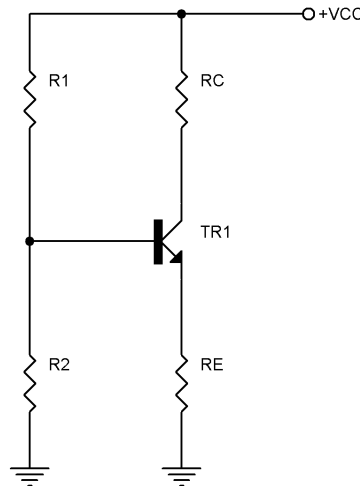


Figura 5.5: Circuito equivalente de c.c.

### Circuito equivalente en c.a. Modelo en "R"

Lo primero que deberemos hacer para la resolución del montaje de la figura 5.4 será obtener el circuito equivalente de c.a. del mismo, operando según los apartados a y b citados anteriormente.

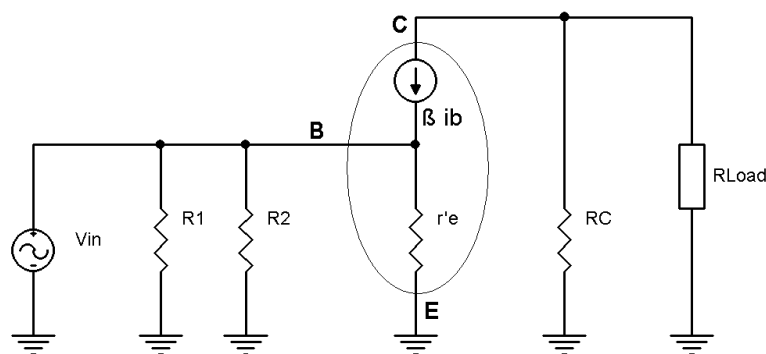


Figura 5.6: Circuito equivalente de c.a. en "R"

### Circuito equivalente en c.a. Modelo en “π”

Si deseamos utilizar este modelo equivalente de c.a. obtendremos el siguiente circuito.

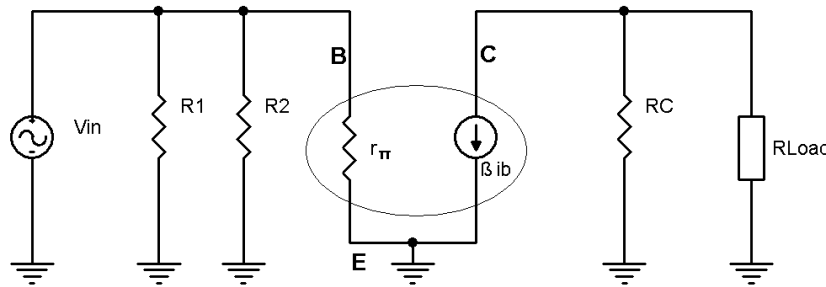


Figura 5.7: Circuito equivalente de c.a. en “π”

### Impedancias del modelo en “R”

La impedancia de entrada del transistor del modelo de la figura 5.6 viene expresado por:

$$Z_{in(TR)} = \frac{v_{input}}{i_{input}} = \frac{i_E r'_e}{i_B} = \frac{(i_C + i_B) r'_e}{i_B} = \frac{i_C \left( \frac{\beta + 1}{\beta} \right) r'_e}{i_B} = \frac{i_C (\beta + 1) r'_e}{\beta i_B} = (\beta + 1) r'_e \quad \text{Ec. 5.10}$$

La impedancia de entrada de este circuito completo queda como

$$Z_{in(Cir)} = R_1 // R_2 // Z_{in(TR)} \quad \text{Ec. 5.11}$$

La impedancia de salida del circuito, con la carga desconectada, vale

$$Z_{Out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{i_C R_C}{i_C} = R_C \quad \text{Ec. 5.12}$$

### Impedancias del modelo en “π”

La impedancia de entrada del transistor del modelo de la figura 5.6 viene expresado por:

$$Z_{in(TR)} = \frac{v_{input}}{i_{input}} = \frac{i_B r_\pi}{i_B} = r_\pi$$

La impedancia de entrada de este circuito completo queda como

$$Z_{in(Cir)} = R_1 // R_2 // Z_{in(TR)} \quad \text{Ec. 5.13}$$

La impedancia de salida del circuito, con la carga desconectada, vale

$$Z_{Out} = R_C \quad \text{Ec. 5.14}$$

### 5.3 Ganancia de tensión

#### Modelo en "R"

Como en cualquier otro circuito, la ganancia de tensión cuya nomenclatura puede ser  $A_v$ ,  $G$  o bien  $\Delta V$ , viene definida como  $V_{OUT}/V_{IN}$ .

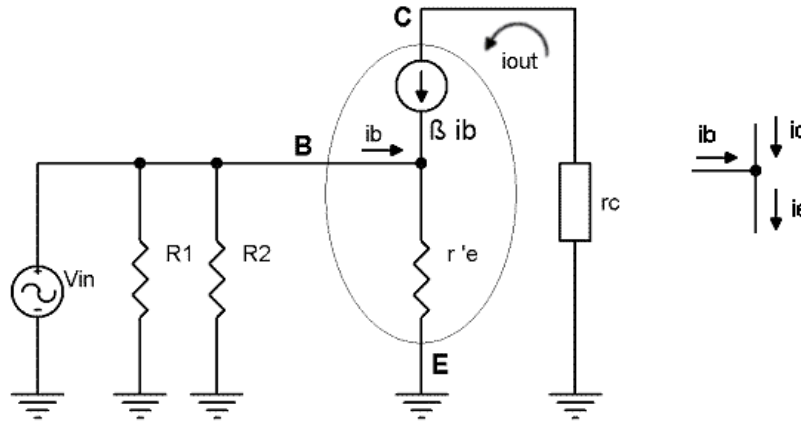


Figura 5.8: Circuito equivalente de c.a. en "R" con resistencia equivalente de salida

Operando de esta forma y teniendo en cuenta que el *sentido de las corrientes entre la entrada y la salida son contrarios*, es decir, la señal de salida estará desfasada 180° respecto de la entrada, nos queda

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-i_C r_C}{i_E r'_e} = \frac{-i_C r_C}{i_C \left(\frac{\beta+1}{\beta}\right) r'_e} = -\frac{r_C}{r'_e} \left(\frac{\beta}{\beta+1}\right)$$

$$A_v = -\left(\frac{\beta}{\beta+1}\right) \frac{r_C}{r'_e}$$

Ec. 5.15

#### Modelo en "π"

Operando de la misma forma que en el caso del modelo en "R", nos queda el siguiente circuito

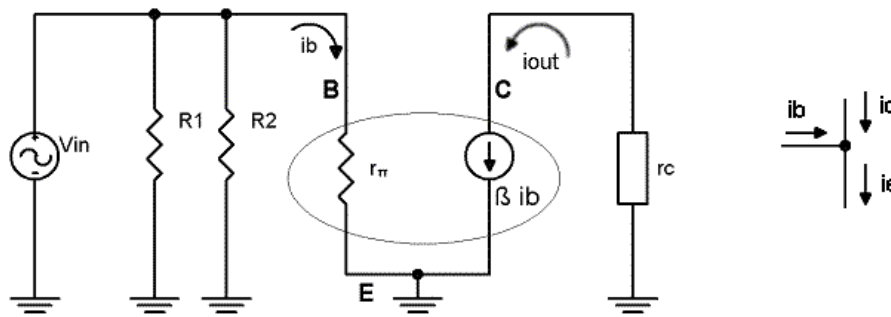


Figura 5.9: Circuito equivalente de c.a. en "π" con resistencia equivalente de salida

Teniendo en cuenta nuevamente que el *sentido de las corrientes entre la entrada y la salida son contrarios*, es decir, la señal de salida estará desfasada 180° respecto de la entrada, nos queda

$$A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{-i_C r_C}{i_B r_\pi} = \frac{-i_B \beta r_C}{i_B r_\pi}$$

$$A_V = -\beta \frac{r_C}{r_\pi}$$

Ec. 5.16

### 5.4 Recta de carga en c.a.

Al modificarse el circuito inicialmente diseñado en c.c., nos obliga a pensar que se habrán modificado igualmente los valores extremos de la recta de trabajo desde su funcionamiento en continua a su funcionamiento en alterna. Partiendo de la malla de colector en alterna, nos queda

#### Modelo en "R"

Partiendo del modelo equivalente en "R", aplicando 2ª Ley de Kirchoff el circuito que nos interesa nos queda

$$v_{CE} + i_C r_C = 0$$

Ec. 5.17

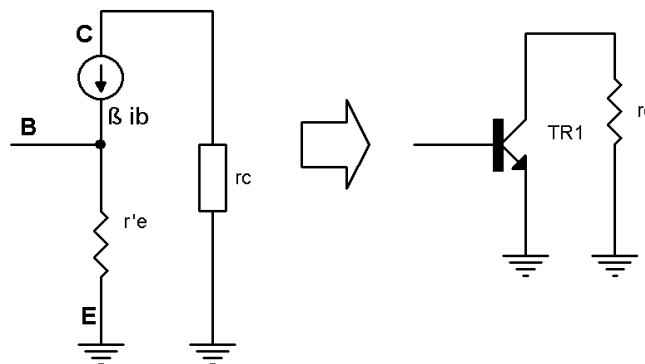


Figura 5.10: Malla del colector en corriente alterna. Modelo en "R"

Como este circuito está trabajando en c.a. se verá afectado por las mismas circunstancias que el resto de las ecuaciones anteriores, es decir, los incrementos de funcionamiento por efecto de la aplicación de una señal alterna.

Para los valores de la corriente de colector tendremos las variaciones respecto del punto de trabajo, esto es

$$I_C = I_{Cq} + \Delta I_C \rightarrow \Delta I_C \cong i_C = I_C - I_{Cq}$$

De la misma forma para la tensión colector-emisor, nos queda

$$\Delta V_{CE} \cong v_{CE} = V_{CE} - V_{CEq}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación 5.17, nos queda

$$V_{CE} - V_{CEq} + (I_C - I_{Cq})r_C = 0$$

Despejando el valor de la  $I_C$ , nos queda la ecuación de partida de la ecuación de la recta de carga en c.a.

$$I_C = I_{Cq} + \frac{V_{CEq}}{r_C} - \frac{V_{CE}}{r_C} \tag{Ec. 5.18}$$

Obteniendo los extremos de corte con los ejes de esta recta, es decir,  $I_C = 0$  y  $V_{CE} = 0$ , obtenemos

$$\text{Zona de corte } (I_C = 0) \quad \Rightarrow \quad V_{CE} = V_{CEq} + (I_{Cq} r_C)$$

$$\text{Zona de saturación } (V_{CE} = 0) \quad \Rightarrow \quad I_{C(sat)} = I_{Cq} + \frac{V_{CEq}}{r_C}$$

Esto nos provocará un cambio en la inclinación de la recta de carga, que puede ser para incrementar o disminuir su pendiente, dependiendo de esta circunstancia y de la posición del punto de trabajo, así tendremos un valor de tensión de salida sin distorsión u otro.

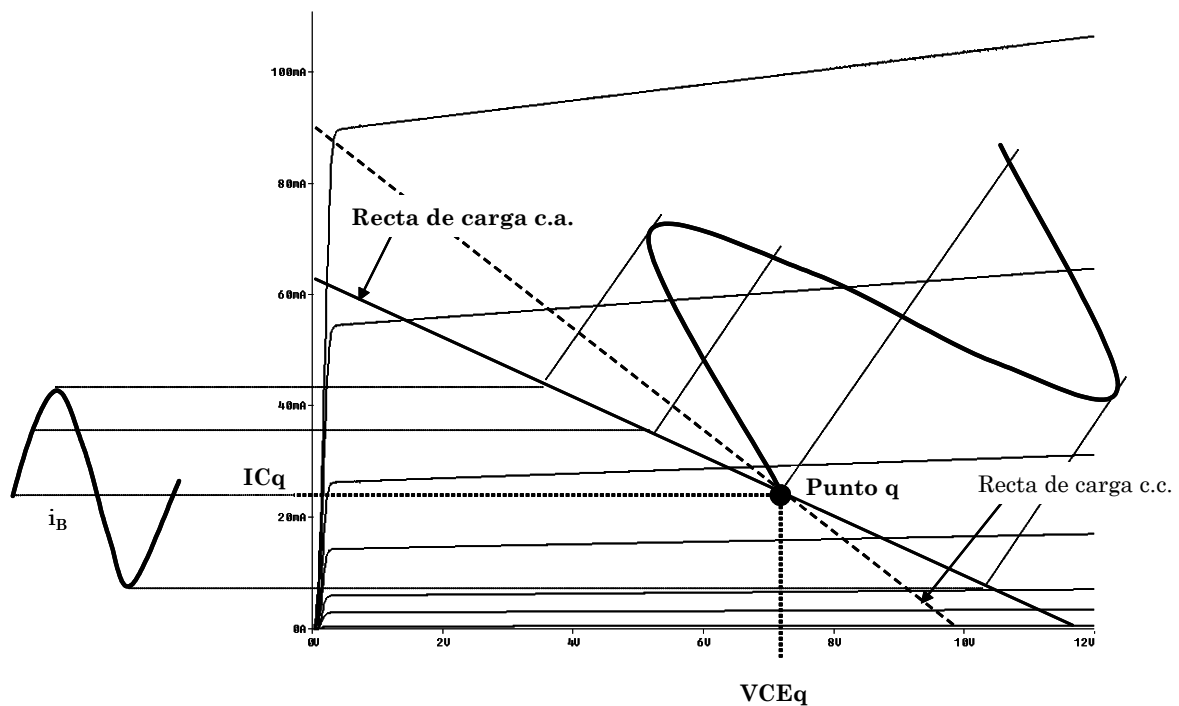


Figura 5.11: Evolución de la señal de entrada-salida de un amplificador con BJT's

## 5.5 Excursión máxima de salida

### Modelo en "R" y modelo en "π"

Para comprender mejor esta ecuación debemos recordar que el punto de trabajo se puede situar sobre la recta de carga, teniendo como coordenadas el eje de la tensión Colector-Emisor y el eje de la intensidad de colector. Sería lógico pensar que el margen de movimiento deberá ser igual en ambos sentidos para que no exista distorsión o deformación de la señal de salida. Luego para que no exista distorsión, el máximo valor de salida del circuito, o bien la excursión máxima de salida del circuito viene definida por el valor más pequeño de las igualdades siguientes.

$$M_{pp} = 2V_{CEq} = 2I_{Cq} r_C \tag{Ec. 5.19}$$



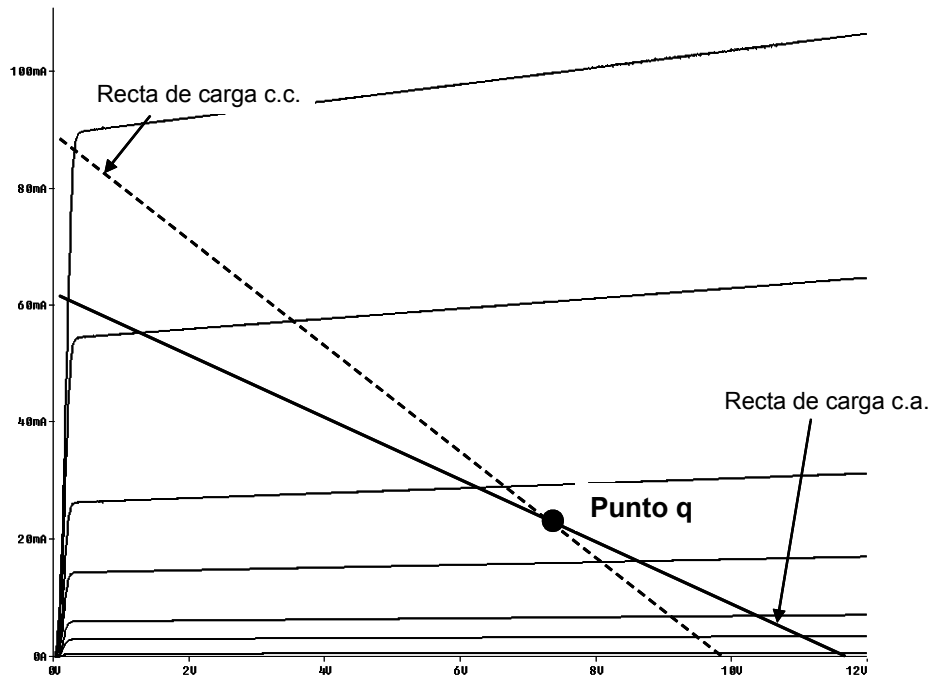


Figura 5.12: Evolución del punto Q sobre la recta de carga

### 5.6 Otros circuitos de polarización de transistores en c.a.

#### Seguidor de tensión

Quando se desea disponer de un circuito con alta de impedancia de entrada y bajo valor de la impedancia de salida, puede utilizarse un circuito *seguidor de emisor o colector común* como el mostrado en la figura siguiente. Este montaje tiene algunas particularidades que se resumen en la tabla siguiente.

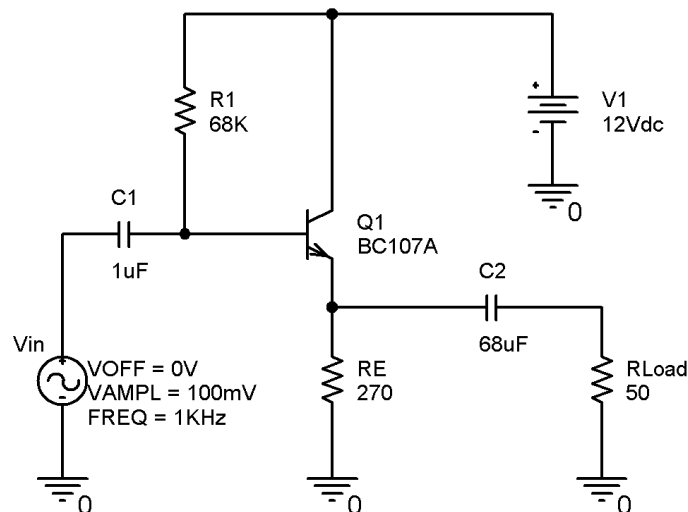


Figura 5.13: Circuito seguidor de emisor en c.a.

Como se observa, este circuito no dispone de resistencia de colector y la salida se realiza por el terminal del emisor. La diferencia de valor entre los condensadores de acoplamiento y desacoplamiento es considerable, debido al alto valor de la  $Z_{in}$  y el bajo valor de  $Z_{out}$  citado con anterioridad.

Ventajas	Inconvenientes
- Impedancia de entrada alta	- No tiene ganancia de tensión
- Baja impedancia de salida	- La $Z_{in}$ depende de la carga
- No hay desfase entre $V_{in}/V_{out}$	

Tabla 5.1: Características destacables del seguidor de emisor

Como se puede observar en la siguiente figura, la diferencia entre la tensión de entrada y salida del circuito es mínima. De hecho, existe una pequeña pérdida de tensión. Normalmente no más de 0.98-0.99 de la tensión de entrada. Igualmente, se observa que no existe desfase entre la señal de entrada y la salida del mismo (gráfica de puntos). Este es uno de los pocos montajes que dispone de esta característica de no desfase.

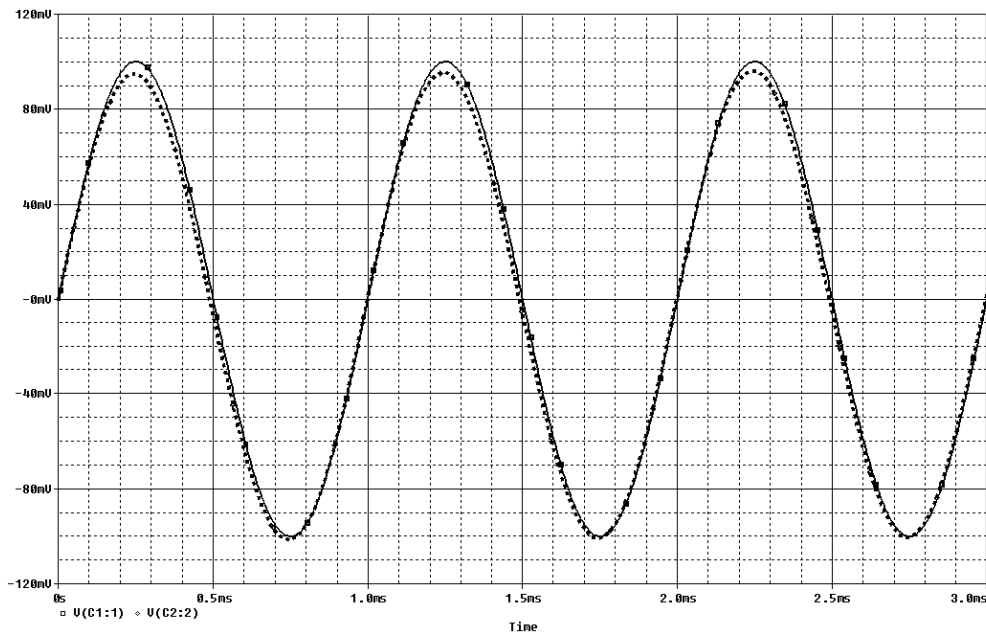


Figura 5.14: Entrada y salida de un circuito seguidor de emisor en c.a.

Operando de forma similar a lo realizado en los modelos en “R” de los apartados anteriores, para obtener los valores de las impedancias de entrada y salida, nos queda

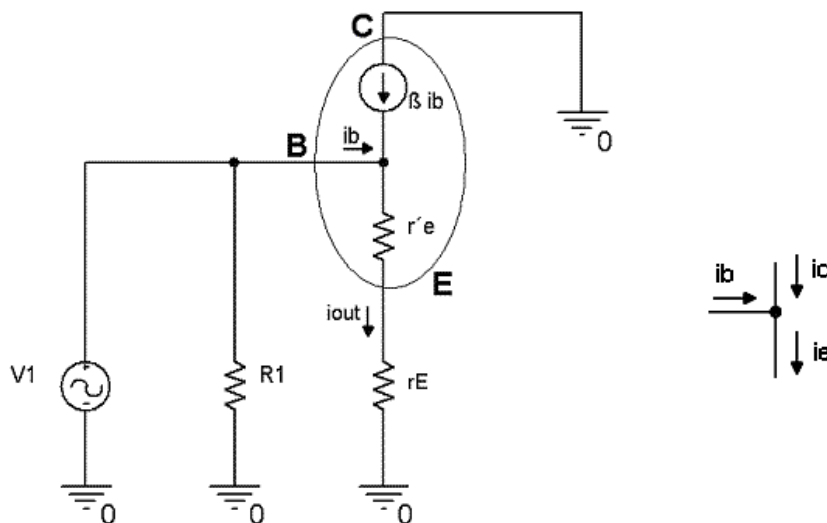


Figura 5.15: Entrada y salida de un circuito seguidor de emisor en c.a.

La impedancia de entrada del transistor del modelo de la figura 5.15 se puede obtener de dos formas. Como se ha resuelto en los apartados anteriores u obteniéndole directamente.

$$Z_{in(TR)} = \frac{v_{input}}{i_{input}} = \frac{i_E (r'_e + r_E)}{i_B} = \frac{(i_C + i_B)(r'_e + r_E)}{i_B} = \frac{i_C (\beta + 1)(r'_e + r_E)}{i_B} = (\beta + 1)(r'_e + r_E) \quad \text{Ec. 5.20}$$

La impedancia de entrada de este circuito completo queda como

$$\boxed{Z_{in(Cir)} = R_1 // Z_{in(TR)}} \quad \text{Ec. 5.21}$$

Obteniendo el valor directamente de la impedancia de entrada del circuito, nos queda

$$Z_{in} = \frac{v_{input}}{i_{input}} = \frac{v_{input}}{i_b + \frac{v_{input}}{R_1}} = \frac{v_{input}}{\frac{v_{input}}{(\beta + 1)(r'_e + r_E)} + \frac{v_{input}}{R_1}} = \frac{I}{\frac{I}{(\beta + 1)(r'_e + r_E)} + \frac{I}{R_1}} = \frac{R_1 [(\beta + 1)(r'_e + r_E)]}{R_1 + [(\beta + 1)(r'_e + r_E)]} \quad \text{Ec. 5.22}$$

Como se puede observar, es el paralelo entre la resistencia  $R_1$  y la  $Z_{in}$  del transistor de las ecuaciones precedentes.

Si desconectamos la carga, podremos calcular la impedancia de salida del circuito. Al calcular la resistencia Thevenin de la salida, la fuente de tensión de la entrada se cortocircuita.

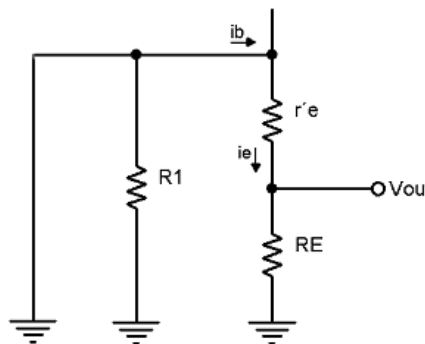


Figura 5.16: Circuito de salida de un seguidor de emisor en c.a.

$$\boxed{Z_{out} = R_{th} = R_E // r'_e} \quad \text{Ec. 5.23}$$

Como se comentó anteriormente, la  $Z_{out}$  de este circuito es bastante baja, sobretodo si la comparamos con la de otras configuraciones.

Como se vio anteriormente, la ganancia de tensión viene definida como  $V_{OUT}/V_{IN}$ . Operando de esta forma y teniendo en cuenta que el *sentido de las corrientes entre la entrada y la salida son idénticos*, es decir, la señal de salida estará en fase respecto de la entrada, nos queda (Fig. 5.15)

$$\boxed{A_V = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_E r_E}{i_E (r'_e + r_E)} = \frac{r_E}{r'_e + r_E}} \quad \text{Ec. 5.24}$$

Dado que el equivalente de c.a. de la resistencia de emisor suele ser mayor que el valor de  $r'_e$ , la ganancia de tensión de este circuito es algo inferior a la unidad y estable frente a  $r'_e$ . Téngase en cuenta que si  $r_E$  es pequeño, debido a una carga de bajo valor, también será muy pequeña  $r'_e$ . Pero lo que si tiene es ganancia de corriente.

Para el cálculo de la ganancia de corriente de un circuito, partimos del gráfico de la siguiente figura.

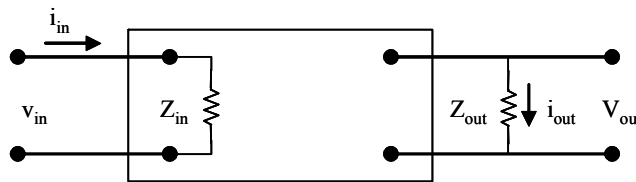


Figura 5.17: Red de dos puertos

Aplicando la Ley de Ohm a la figura, tenemos

$$v_{out} = i_{out} Z_{out}$$

$$v_{in} = i_{in} Z_{out}$$

Las ganancias de tensión y corriente las definimos anteriormente como

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$$

Si relacionamos las ecuaciones de las tensiones a la entrada y salida, nos queda

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{i_{out}}{i_{in}} \frac{Z_{out}}{Z_{in}}$$

Sustituyendo por sus equivalentes, nos queda

$$A_v = A_i \frac{Z_{out}}{Z_{in}}$$

Ec. 5.25

Esta fórmula se conoce como la *ganancia de impedancia*. Luego para calcular la ganancia de corriente de un circuito, la calcularemos utilizando la siguiente expresión

$$A_i = A_v \frac{Z_{in}}{Z_{out}}$$

E. 5.26

Los datos de esta ecuación ya han sido obtenidos en los apartados anteriores, tanto para el modelo en “R” como en “π”.

### 5.7 Rendimiento de un amplificador. Clasificación de los amplificadores

El rendimiento en un amplificador se define como

$$\eta = \frac{P_u}{P_t} = \frac{P_{carga}}{P_{fuente}}$$

Ec. 5.27

La potencia de la fuente viene definida como

$$P_{fuente} = V_{CC} I_T$$

Siendo  $I_T$  la corriente total consumida por el circuito. Para un circuito transistorizado, la corriente de emisor.

Y, al ser un amplificador para corriente alterna, la potencia en la carga es en valor eficaz, por tanto

$$P_{carga} = V_{ef} I_{ef} = \frac{V_{ef}^2}{R} \quad \text{Ec. 5.28}$$

Esta sería la mejor ecuación para realizar medidas con un voltímetro de c.a., ya que éstos realizan la medida en valor eficaz.

Como para una señal alterna senoidal los valores eficaces valen

$$V_{ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{V_{pp}}{2\sqrt{2}} \quad I_{ef} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

La potencia en la carga si deseamos realizar la medida con un osciloscopio, nos quedaría

$$P_{carga} = V_{ef} I_{ef} = \frac{V_p I_p}{2} \quad \text{Ec. 5.29}$$

O bien, si lo deseamos para medidas pico a pico de una señal senoidal

$$P_{carga} = \frac{V_{ef}^2}{R} = \frac{V_{pp}^2}{8R} \quad \text{Ec. 5.30}$$

Conocidos estos datos, la potencia máxima en la carga a obtener por una etapa amplificadora vine definida por

$$P_{carga(m\acute{a}x)} = \frac{MPP^2}{8R} \quad \text{Ec. 5.31}$$

Recordamos que el *valor medio* de la corriente que circula por un componente electrónico se define como el área de un ciclo de la curva dividido por el período de la señal.

$$I_{medio} = I_{cc} = \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \, d\omega t$$

Y el *valor eficaz* o *RMS* de la corriente que circula por un componente electrónico se define como la raíz cuadrada del cuadrado del área de un ciclo de la curva dividido por el período de la señal.

$$I_{eficaz} = \sqrt{\frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 \, d\omega t}$$

### Amplificadores clase A

En este tipo de amplificadores el transistor está conduciendo todo el tiempo, es decir, el punto Q nunca alcanza el estado de corte o saturación. Esto quiere decir que, incluso sin entrada alterna, el transistor está disipado potencia. Por este motivo la eficiencia o rendimiento de un amplificador trabajando en clase A no es muy alta. Su límite teórico es de 25%.

La razón de utilizar este circuito es porque para una entrada senoidal la salida del circuito también es senoidal. No existiendo distorsión alguna de la señal a la salida.

Si se desea centrar el punto Q de la recta de carga en corriente alterna, puede utilizarse la siguiente ecuación. Esta ecuación es útil para el circuito de polarización por puente divisor o de cuatro resistencias o polarización de emisor.

$$R_E = \frac{R_C + r_c}{\frac{V_{CC}}{V_E} - 1} \tag{Ec. 5.32}$$

Un circuito ejemplo de esta disposición puede verse en la siguiente figura.

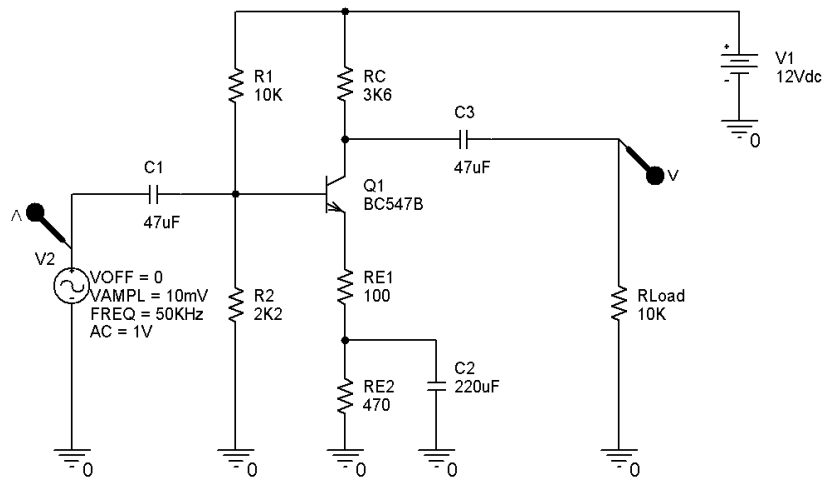


Figura 5.18: Amplificador clase A

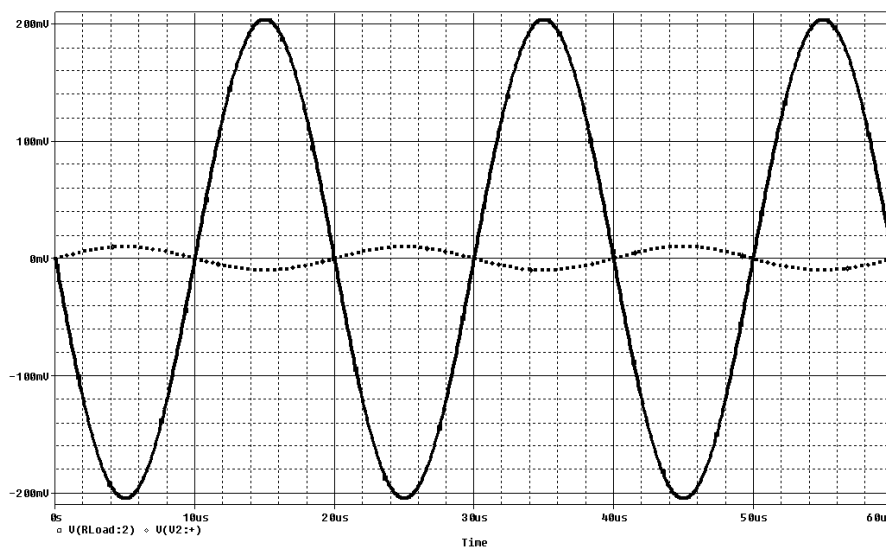


Figura 5.19: Curvas de entrada y salida del amplificador clase A. ( $A_v = 20$ )

Para calcular el rendimiento máximo de este tipo de amplificadores comenzaremos por el cálculo de la potencia suministrada por cada fuente.

$$P_{fuente} = V_{cc} I_{cc} = \frac{V_{cc}^2}{R}$$

Y para la potencia entregada a la carga

$$P_{carga} = \frac{V_p^2}{2R}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación del rendimiento, siendo como máximo el valor que podremos obtener de  $V_p = V_{cc}$ , nos queda

$$\eta = \frac{P_{carga}}{P_{fuente}} = \frac{\frac{V_{cc}^2}{2R}}{\frac{V_{cc}^2}{R}} = 0.5 \cdot 100 = 50\%$$

Como en los amplificadores polarizados por emisor o en seguidor de emisor la carga está en paralelo con otra resistencia,  $r_c = R_C // R_{Load}$  o bien  $r_E = R_E // R_{Load}$  el valor del rendimiento se divide entre ambas, con lo cual

$$\eta = \frac{0.5}{2} = 0.25 \cdot 100 = 25\% \tag{Ec. 5.33}$$

Esta es una de las limitaciones más importantes de este tipo de amplificadores, junto con la disipación de potencia por parte del transistor sin aplicar señal a la entrada.

### Amplificadores clase B

Para tratar de obtener un rendimiento mayor, en los amplificadores en clase B también llamados **Push-Pull** o de simetría complementaria, conduce un transistor en cada semiperiodo. Estando los puntos de trabajo de ambos transistores situados en la zona de corte, evitando la disipación en el transistor si no le aplicamos tensión a la entrada. Esto es posible por la inclusión de dos fuentes de alimentación para que funcione correctamente este circuito. Debido a este punto de partida desde el corte, se produce una pequeña distorsión en la señal de salida del circuito, en torno al 5%.

De forma constructiva, está formado por la asociación de dos transistores en configuración seguidor de emisor.

Estos amplificadores son más complejos de calcular y fabricar, además necesitan las citadas fuentes de alimentación.

Para obtener el rendimiento máximo de este tipo de amplificadores comenzaremos por el cálculo de la potencia suministrada por cada fuente. Téngase en cuenta que, como se mencionó anteriormente, cada transistor conduce sólo durante la mitad del ciclo.

$$P_{fuente} = \frac{I}{2\pi} \int_0^\pi i_p \text{Sen } wt V_{CC} \, dwt = \frac{i_p}{2\pi} V_{CC} [-\text{Cos } wt]_0^\pi = \frac{i_p V_{CC}}{\pi} \tag{Ec. 5.34}$$

Este valor deberemos multiplicarle por dos para obtener el consumo de las dos fuentes de alimentación del circuito.

Y la potencia suministrada a la carga viene definida por

$$P_{carga} = \frac{V_p^2}{2R} \tag{Ec. 5.35}$$

Con lo que el rendimiento nos queda

$$\eta = \frac{P_{carga}}{2P_{fuente}} = \frac{\frac{V_p^2}{2R}}{\frac{2V_{cc} i_p}{\pi}}$$

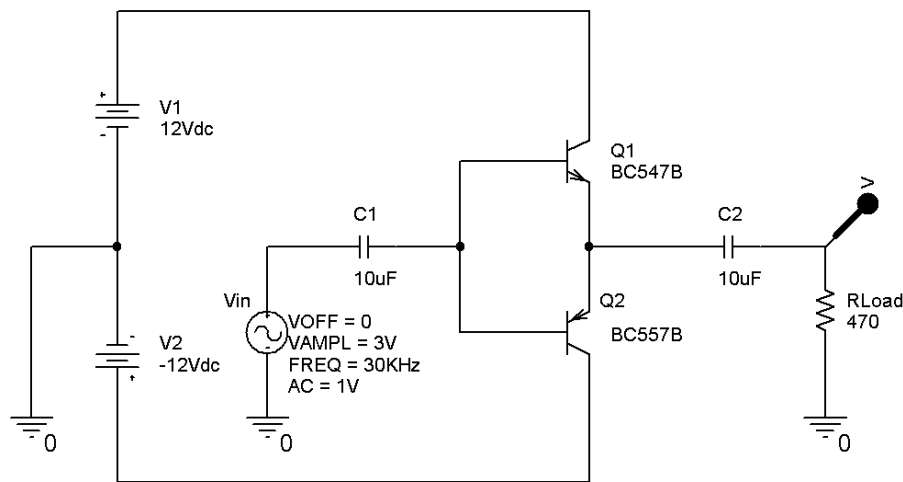


Figura 5.20: Amplificador Push-Pull o clase B. Circuito elemental

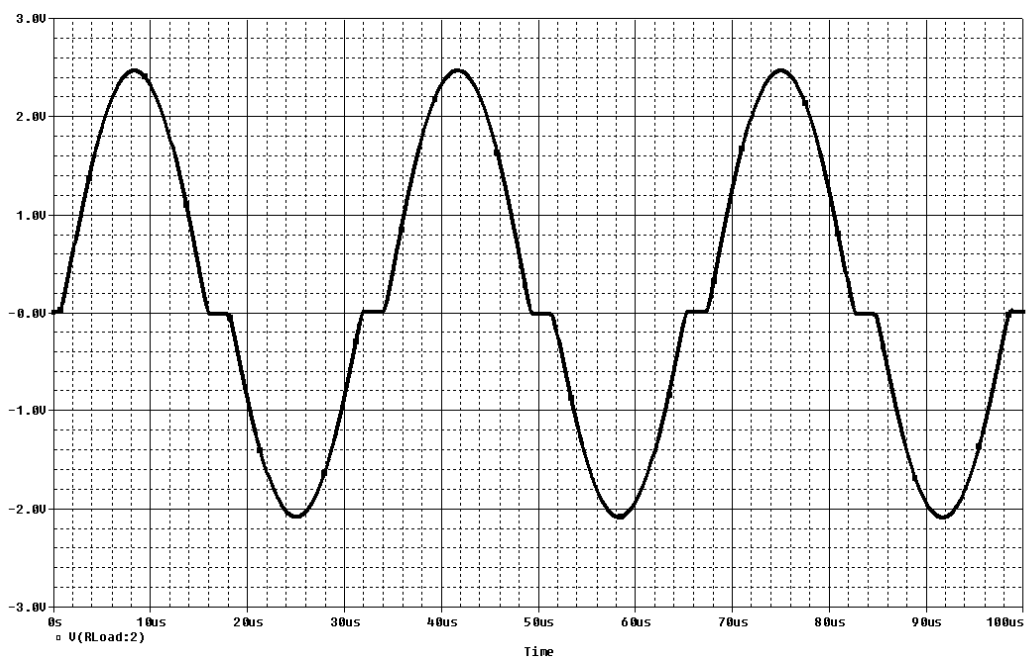


Figura 5.21: Curva de salida de un amplificador en clase B



Para que la potencia sea máxima, la  $i_p = V_{cc}/R$ , con lo que nos queda un rendimiento del

$$\eta = \frac{\frac{V_{cc}^2}{2R}}{\frac{2V_{cc}}{\pi} \frac{V_{cc}}{R}} = \frac{\pi}{4} = 0.7854 \cdot 100 = 78.5\%$$

Ec. 5.36

Como se observa en la gráfica anterior, la tensión en  $R_{Load}$  presenta una anomalía en la onda de salida del circuito. A esta forma de salida se le denomina distorsión en el cruce por cero o **Crossover**. Esto es debido al tiempo que pasa entre que uno de los transistores deja de funcionar y el transistor complementario entra en funcionamiento.

Esta configuración consume menos potencia y tiene un rendimiento mayor que los amplificadores trabajando en clase A. Al estar formado por la asociación de dos seguidores de emisor, estos amplificadores no disponen de ganancia de tensión y no existe desfase entre la entrada y la salida del circuito.

### Amplificadores clase AB

Si deseamos aprovecharnos de la muy baja distorsión de los amplificadores en clase A y obtener un rendimiento algo mayor, como en los amplificadores en clase B, la solución viene de la mano de los amplificadores que trabajan en la denominada clase AB. Conjugando las mejoras de los amplificadores anteriores.

Para ello, se polariza el punto de trabajo por encima de la zona de corte y así se evita la zona no lineal de trabajo del transistor entorno a este punto.

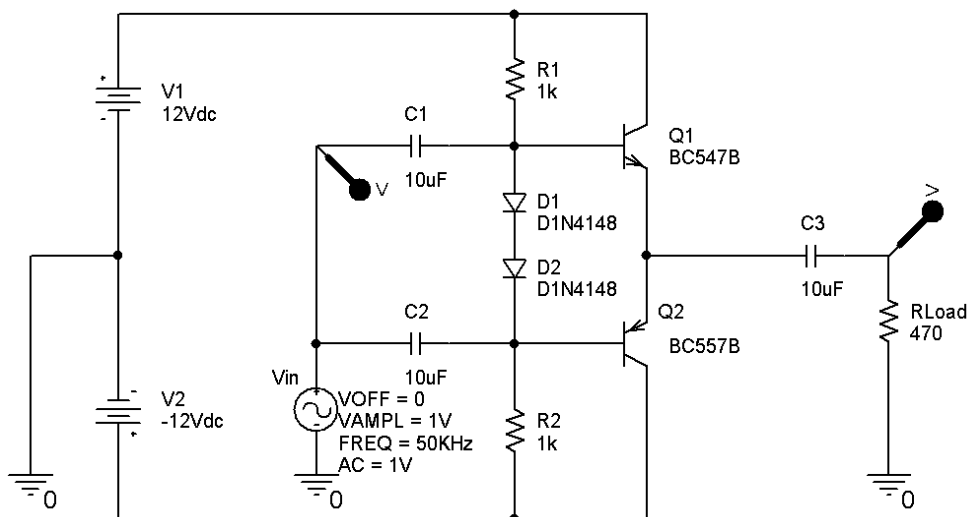


Figura 5.22: Amplificador en clase AB

Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  son los encargados de elevar un poco el valor de la tensión base emisor de los transistores, evitando con ello que alcancen la zona de corte de los mismos.

Al igual que sucedía en los amplificadores clase B, no existe desfase entre la entrada y la salida del circuito y tampoco ganancia de tensión. Ver siguiente figura.

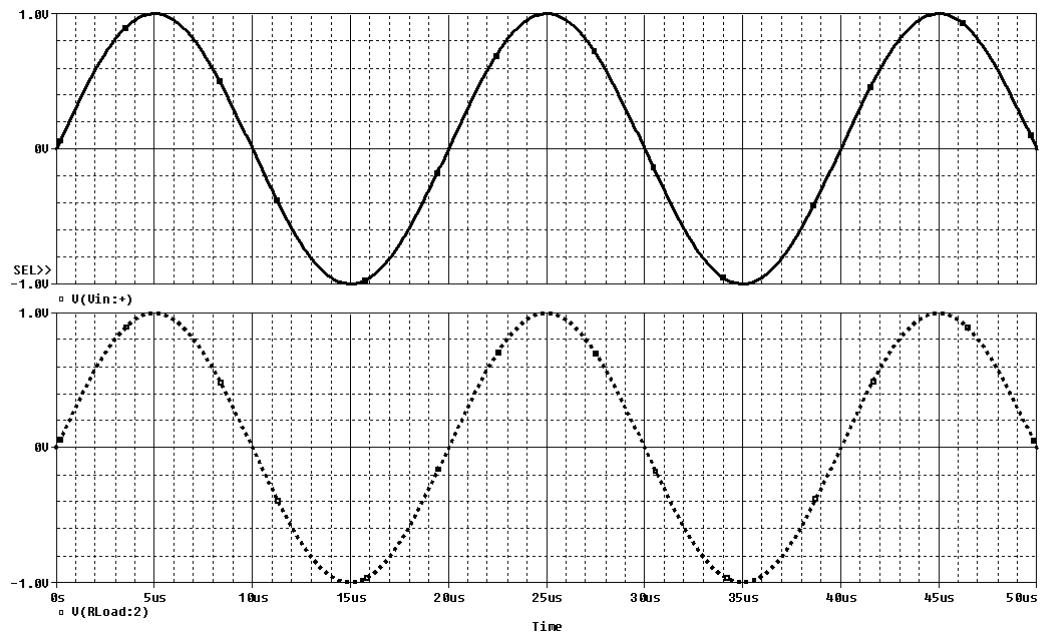
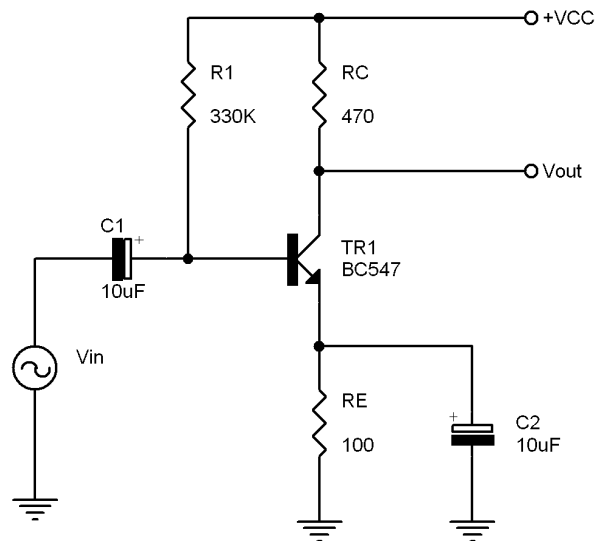


Figura 5.23: Curva de salida de un amplificador en clase AB

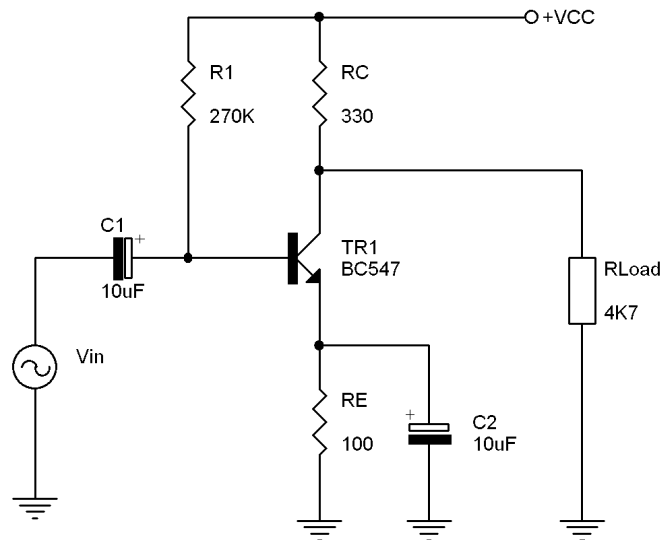
### 5.8 Problemas propuestos

- I) Para el circuito de la figura calcular los valores de funcionamiento en c.c., la impedancia de entrada y salida del circuito y la ganancia de tensión. Dibuje los circuitos equivalentes de c.c. y c.a. Utilice el modelo del transistor en “R”. Utilice los valores de las tablas del fabricante del transistor para obtener los datos que necesite.  $V_{cc} = 12V$ .



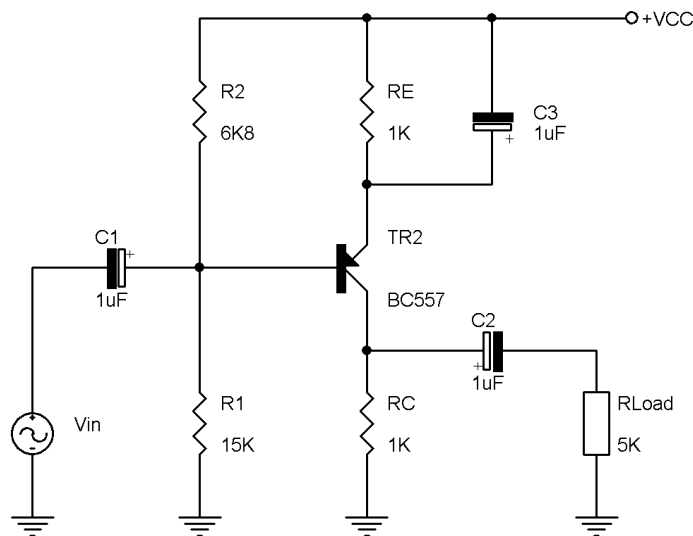
Problema 5.1: Circuito de polarización con transistor NPN

- II) Para el circuito de la figura calcular los valores de funcionamiento en c.c., la impedancia de salida del circuito y la ganancia de tensión. Dibuje los circuitos equivalentes de c.c. y c.a. Utilice el modelo del transistor en “ $\pi$ ”. Utilice los valores de las tablas del fabricante del transistor para obtener los datos que necesite.  $V_{cc} = 10V$ .



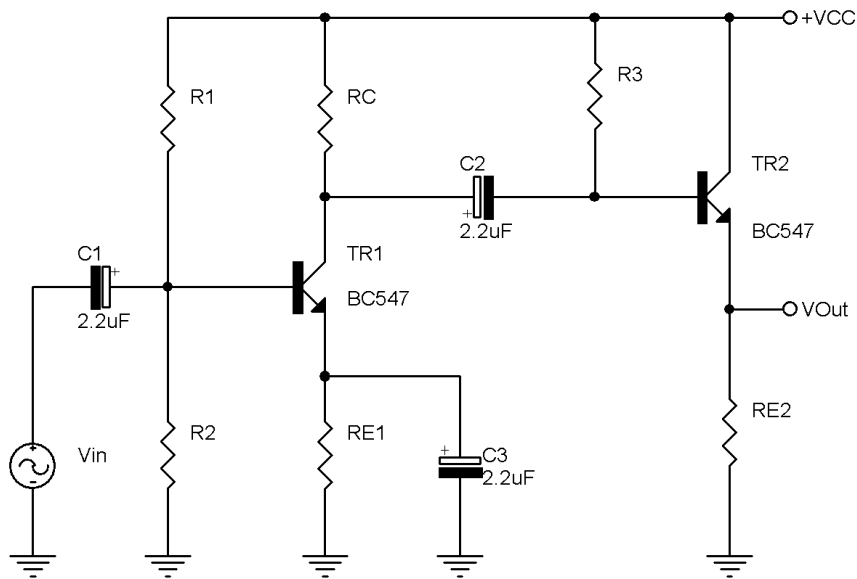
Problema 5.2: Circuito de polarización con transistor NPN

III) Para el circuito de la figura calcular los valores de funcionamiento en c.c. (tensiones y corrientes), la impedancia de entrada del circuito y la ganancia de potencia. Dibuje los circuitos equivalentes de c.c. y c.a. Utilice el modelo del transistor en “R”. Utilice los valores de las tablas del fabricante del transistor para obtener los datos que necesite.  $V_{cc} = 15V$ .



Problema 5.3: Circuito de polarización mediante puente divisor con transistor PNP

IV) Para el circuito de la figura calcular los valores de los componentes necesarios para obtener una ganancia de tensión total de 82, una impedancia de entrada de más de  $5K\Omega$ , una impedancia de salida de menos de  $300\Omega$ . Dibuje los circuitos equivalentes de c.c. y c.a., la recta de carga de c.a. de la segunda etapa, la excursión máxima de salida sin distorsión y obtenga la ganancia de potencia del circuito completo. Utilice el modelo del transistor en “R”. Tenga en cuenta que este circuito no dispone de resistencia de carga. Utilice los valores de las tablas del fabricante del transistor para obtener los datos que necesite.  $V_{cc} = 12V$ .



Problema 5.4: Circuito multietapa con EC y Seguidor de emisor

## Bibliografía

1. N.R. Malik, *Circuitos Electrónicos. Análisis, simulación y diseño*, Ed. Prentice Hall, 1998, ISBN: 84-89660-03-4.
2. E. Muñoz Merino, *Circuitos Electrónicos: Analógicos I*, E.T.S. de Ingenieros de Telecomunicación (U.P.M.), 1986, ISBN: 84-7402-066-2.
3. A.P. Malvino, *Principios de Electrónica*. Ed. Mc Graw Hill, 1996, ISBN: 84-481-1999-1.
4. C.J. Savant Jr., M.S. Roden, G.L. Carpenter, *Diseño Electrónico: Circuitos y sistemas*, Ed. Addison-Wesley Iberoamericana, 1992, ISBN: 0-201-62925-9.
5. A.R. Hambley, *Electrónica*, Ed. Prentice Hall, 2000, ISBN: 84-205-2999-0.
6. M.H. Rashid, *Circuitos Microelectrónicos. Análisis y Diseño*. International Thomson Editores. 2000. ISBN: 968-7529-79-2.