

Amplificadores

Conceptos, Modelos y Dispositivos Básicos: Transistores

1. Fuentes controladas

2. Amplificadores

3. Transistores

Un amplificador puede ser definido como un dispositivo o circuito capaz de aumentar una señal dada. Para conseguir una amplificación trabajamos con los llamados componentes activos, que son dispositivos capaces de provocar cambios en las condiciones de un circuito reaccionando ante las señales aplicadas. Podemos considerar que los elementos activos “aportan” energía al circuito, en lugar de consumirla (como es el caso con las resistencias, condensadores y bobinas). La mayoría de los elementos activos utilizados en los circuitos modernos son dispositivos creados a partir de materiales semiconductores. En este tema trataremos principalmente los transistores, elementos más simples en el proceso de amplificación.

1. Fuentes controladas

En relación con la característica de amplificar señales podemos distinguir diversos tipos diferentes de elementos del circuito que modulan la información: son las fuentes controladas, elementos multiterminales con cuatro terminales agrupadas dos a dos en las denominadas, respectivamente, puertas de entrada y de salida. En cada una de estas puertas nos interesa medir la tensión y la intensidad, que denotaremos con los subíndices *in* (para la puerta de entrada) y *out* (para la de salida). En función a las características de estos datos podemos clasificar las fuentes controladas en cuatro categorías:

- **Fuente de intensidad controlada por intensidad (CCCS):**

La puerta de entrada es un cortocircuito (por tanto $v_{in} = 0$) y la intensidad de salida es múltiplo de la intensidad de entrada.

- **Fuente de intensidad controlada por tensión (VCCS):**

La puerta de entrada es un circuito abierto ($i_{in} = 0$) y la intensidad de salida es un múltiplo del potencial de entrada.

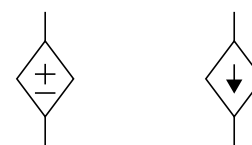
- **Fuente de tensión controlada por intensidad (CCVS):**

La puerta de entrada es un cortocircuito y la tensión de salida depende de la intensidad de entrada.

- **Fuente de tensión controlada por tensión (VCVS):**

La puerta de entrada es un circuito abierto y la tensión de salida es un múltiplo de la tensión de entrada.

En general las fuentes controladas se representan con un rombo en los esquemas de un circuito, como puede observarse en la Figura 1. Su dependencia con el valor de la tensión o intensidad suele indicarse mediante una fórmula junto al símbolo de la fuente.



(a) de tensión (b) de intensidad

Figura 1 Fuentes controladas.

Para estudiar los casos anteriores resulta útil introducir el concepto de ganancia, que representa en todos los casos el factor de amplificación y se obtiene como cociente entre la señal de entrada y de salida. Dependiendo del tipo de fuente controlada que estudiemos hablaremos de ganancia de tensión (cociente entre las tensiones de entradas y de salida, utilizado en las fuentes VCVS) o de intensidad (para las fuentes CCCS). En estos casos observamos que el factor de ganancia es adimensional. Sin embargo, en los dos tipos restantes de fuentes controladas la ganancia tendrá unidades; bien de resistencia (VCCS), o bien de conductancia (CCVS).

Observemos que cada tipo de fuente controlada que hemos mencionado anteriormente representa un tipo de amplificador ideal, ya que es capaz de reaccionar ante una señal dada y producir una señal de salida mayor.

Ejercicio 1

Crear un circuito cuya característica $i - v$ corresponda a la de una resistencia “negativa” (i.e., recta de pendiente negativa). Para ello utilizar únicamente resistencias positivas y fuentes controladas del tipo VCVS.

2. Amplificadores

En este apartado vamos a tratar con componentes (entidades físicas) y elementos (entidades matemáticas) de más de dos terminales (3 ó 4 en general).

Un amplificador es un dispositivo representado en la Figura 2 mediante una caja, puesto que todavía no nos interesa estudiar su estructura interna. Consta de cuatro terminales, agrupadas dos a dos en las puertas de entrada y de salida. Para que dos terminales constituyan una puerta la corriente que circula por ambos ha de ser la misma. La señal de entrada, en tensión o intensidad, es recibida a través de la puerta de entrada y la señal modificada se emite por la puerta de salida.

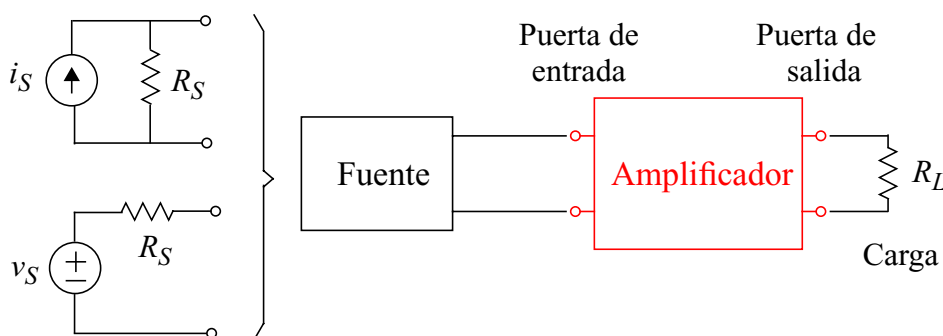


Figura 2 Representación de un amplificador.

Nos interesa que una fuente de tensión sea capaz de generar un valor de la misma independiente de la intensidad que circule por ella, del mismo modo que al generar intensidad ésta no dependa de la tensión aplicada a la fuente. Sin embargo, de forma real hay que considerar cierta resistencia asociada a la fuente, bien en serie (para las fuentes de tensión), bien en paralelo (para las fuentes de intensidad).

Las fuentes controladas del apartado anterior son fuentes ideales, pues consideramos las señales de entrada y de salida medidas bien en circuito abierto (para las tensiones) o bien en cortocircuito (para las intensidades).

Denominamos carga al dispositivo de salida, que en general representamos con una resistencia, aunque también puede tener carácter capacitivo, inductivo, o una mezcla de los anteriores. Del mismo modo denominamos fuente al circuito conectado a la puerta de entrada, representado en la Figura 2 también mediante una caja, puesto que su estructura interna no nos es conocida.

Como caso particular, vamos a considerar que la carga, al igual que la fuente, es de tipo resistivo. Por tanto siempre nos va a ser posible sustituir la fuente (que puede ser un circuito de gran complicación) por su equivalente Thévenin o Norton.

Entonces, de forma similar a la seguida con las fuentes controladas, podemos clasificar los amplificadores de nuevo en cuatro grupos:

- **Amplificador de tensión:**

Partiendo de una tensión de entrada proporciona una versión amplificada de la misma. Utilizamos el equivalente Thévenin para la fuente. En general nos interesaría que dicha amplificación fuera lineal:

$$v_{out} = A_v \cdot v_S \quad (1)$$

donde A_v fuera un término constante. Sin embargo esto sólo ocurre en los amplificadores ideales (VCVS).

- **Amplificador de intensidad:**

Obtenemos una intensidad de salida que es una versión escalada de la de entrada. Por tanto en esta ocasión nos interesa representar la fuente mediante su equivalente Norton. De nuevo de forma ideal:

$$i_{out} = A_i \cdot i_S \quad (2)$$

con A_i constante, lo cual solamente se encuentra en los casos ideales (CCCS).

- **Amplificador de transconductancia:**

Proporciona una intensidad de salida a partir de una tensión de entrada (fuente representada en su equivalente Thévenin). Su comportamiento en modo ideal equivaldría al de la fuente tipo VCCS.

- **Amplificador de transresistencia:**

Proporciona una tensión de salida a partir de la intensidad de la señal de entrada (fuente representada en su equivalente Norton). En modo ideal trabajaría como una fuente CCVS.

En los amplificadores ideales el factor de amplificación A es una constante que no depende ni de R_S ni de R_L , resistencias de fuente y de carga, respectivamente. Sin embargo en un amplificador real esto no se cumple. Además en los modelos reales nos van a aparecer parámetros nuevos: R_{in} – resistencia de entrada del amplificador – y R_{out} – resistencia de salida. Con estos cuatro parámetros vamos a poder describir el efecto de los amplificadores.

Por ejemplo, el comportamiento real del **amplificador de tensión** podemos expresarlo:

$$\frac{v_{out}}{v_S} = A_v \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_S}{R_{in}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{out}}{R_L}} \quad (3)$$

De forma similar, para los amplificadores restantes:

- **Amplificador de intensidad:**

$$\frac{i_{out}}{i_S} = A_i \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{in}}{R_S}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_{out}}} \quad (4)$$

- **Amplificador de transconductancia:**

$$\frac{i_{out}}{v_S} = G_m \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_S}{R_{in}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_{out}}} \quad (5)$$

- **Amplificador de transresistencia:**

$$\frac{v_{out}}{i_S} = R_m \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{in}}{R_S}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{out}}{R_L}} \quad (6)$$

Estudiemos ahora algunos ejemplos de amplificadores, utilizando las fuentes ideales estudiadas en la sección anterior.

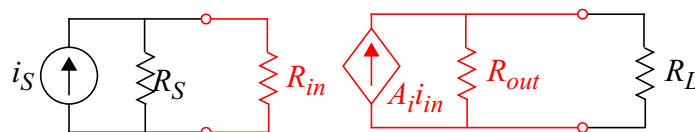
Amplificador de tensión:



El comportamiento de este circuito se aproximará al ideal cuando $R_{in} \rightarrow \infty$ y $R_{out} \rightarrow 0$. En esas condiciones la tensión de entrada se medirá en circuito abierto y la tensión de salida será independiente de la intensidad de corriente que circule por la terminal de salida. En definitiva, se tratará de una fuente controlada VCVS.

Pero también resulta posible imaginar situaciones para que este amplificador, sin dejar de ser real, se comporte idealmente. Bastaría con que $R_S \rightarrow 0$ (con lo que la fuente sería ideal) y $R_L \rightarrow \infty$ (el circuito de salida estuviera abierto).

Amplificador de intensidad:



En esta ocasión el comportamiento será ideal cuando $R_{in} \rightarrow 0$ (intensidad de entrada medida en cortocircuito) y $R_{out} \rightarrow \infty$, con lo que tendríamos una fuente CCCS. Similarmente al caso anterior, también puede lograrse comportamiento ideal si $R_S \rightarrow \infty$ (fuente ideal) y $R_L \rightarrow 0$.

3. Transistores

Los resistores, condensadores e inductores, al ser elementos pasivos, son incapaces por sí mismos de amplificar o aumentar las pequeñas señales asociadas con la mayoría de los aparatos electrónicos. Actualmente el componente generalmente empleado para amplificar señales es el transistor.

En 1948 los físicos americanos J. Bardeen y W. H. Brattain anunciaron la invención del transistor, un nuevo tipo de dispositivo amplificador hecho a partir de cristales semiconductores. En ese momento muy pocos podrían haber previsto los desarrollos revolucionarios que seguirían, tan importantes y de tan largo alcance como para cambiar por completo la ciencia y la tecnología de la electrónica; además de dar comienzo a la multimillonaria industria de los semiconductores, el transistor ha originado toda clase de invenciones relacionadas, como los circuitos integrados, los dispositivos optoelectrónicos y los microprocesadores. Los principios físicos en la base del funcionamiento del transistor fueron desarrollados en colaboración con su colega W. Shockley. En reconocimiento de su trabajo los tres físicos recibieron el Premio Nobel en 1956, constituyendo el primer caso en la historia que dicho premio era otorgado como consecuencia de un desarrollo de ingeniería.

3.1. Operación básica y constitución interna del transistor BJT

El transistor es un elemento semiconductor que tiene la propiedad de poder gobernar a voluntad la intensidad de corriente que circula entre dos de sus tres terminales (*emisor y colector*), mediante la circulación de una pequeña corriente aplicada en el tercer terminal (*base*). Este efecto nos permite aplicar en la base una corriente muy pequeña con cualquier forma de variación en el tiempo, y obtener la misma corriente, con la misma variación en el tiempo, pero de mayor amplitud.

Su funcionamiento interno se puede describir a partir de lo ya explicado para los diodos, con la diferencia de que el transistor posee dos uniones semiconductoras, que pueden ser n (semiconductor con más electrones disponibles para la conducción) o p (más huecos disponibles para la conducción), y entre ambas una muy delgada del tipo p o n respectivamente, como vemos representado en la Figura 3. Este conjunto formará dos uniones: una $n-p$, entre el emisor y la base, y la otra $p-n$ entre la base y el colector (si las dos zonas exteriores son del tipo n y la interior tipo p , lo denominaremos transistor NPN. Si las regiones exteriores son del tipo p y la interior del tipo n el transistor será del tipo PNP).

Si le aplicamos una tensión externa a la unión $n-p$, de forma que quede polarizada en directa, se producirá una circulación de corriente entre ambas regiones. Aplicando una segunda tensión externa en la otra unión, de modo que ésta quede en inversa (el terminal positivo de la fuente conectado al colector y el negativo a la base), los electrones de la corriente generada en la otra unión serán atraídos por la diferencia de potencial positiva aplicada al colector, ocasionando que prácticamente todos los electrones provenientes del emisor lleguen al colector, salvo una pequeña cantidad que saldrá por la base. Y es justamente esta pequeñísima corriente de base la que nos permite gobernar la corriente circulante desde el emisor al colector.

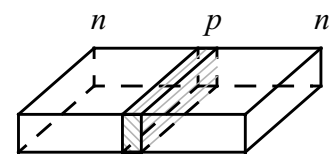


Figura 3 Transistor NPN.

El sentido de circulación de la corriente adoptado en el párrafo anterior es el de circulación de los electrones, y como la convención utilizada toma el sentido opuesto entonces en un transistor del tipo NPN la corriente será entrante por el colector y la base, y saliente por el emisor. Debido a que la corriente de emisor será siempre un múltiplo de la de base obtendremos los resultados deseados de amplificación.

Para comprender mejor el funcionamiento de un transistor NPN podemos sustituirlo por un circuito con un par de diodos y una fuente de intensidad controlada por tensión, dispuestos de la forma mostrada en el esquema de la Figura 5. En este esquema ambos diodos no son idénticos. El situado entre la base y el emisor tiene una corriente de saturación pequeña, inferior a I_S , mientras que la intensidad de saturación del diodo que une la base con el colector es aproximadamente I_S .

Veamos los modos de operación de este circuito según la polarización directa o inversa de los diodos que lo constituyen (que dependerá de los valores que tomen las tensiones v_{BC} y v_{BE} en relación con las tensiones de cut-in de los diodos), lo que origina un total de cuatro posibles zonas de funcionamiento:

- **Corte:**

Los dos diodos se encuentran en polarización inversa (v_{BC} y v_{BE} son ambas menores que las respectivas tensiones de cut-in). En este caso podemos considerar las corrientes que atraviesan el transistor prácticamente nulas, por lo que éste va a comportarse como un circuito abierto.

- **Saturación:**

Ambos diodos conducen (v_{BC} y v_{BE} son mayores que las tensiones de cut-in). Esto implica que la tensión entre el colector y el emisor (v_{CE}) va a ser prácticamente nula, por lo que podemos considerar el transistor como un cortocircuito.

- **Activa inversa:**

La unión base-emisor se encuentra polarizada inversamente, mientras que la base-colector va a estar polarizada directamente. Esta zona se puede considerar como carente de interés.

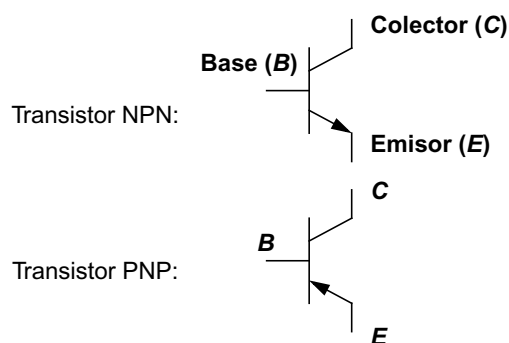


Figura 4 Símbolos de los transistores.

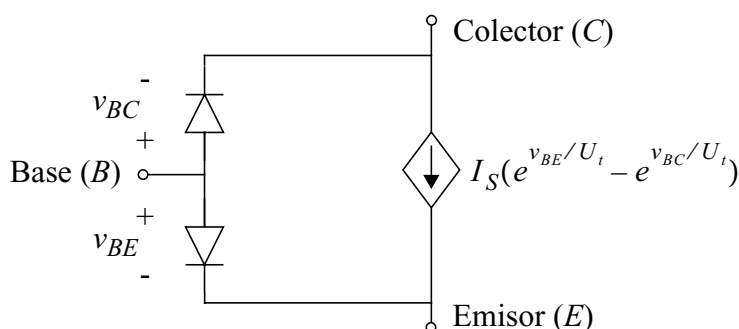


Figura 5 Representación de un transistor NPN.

- **Activa directa:**

Esta zona de funcionamiento es justamente contraria a la anterior: el diodo base-colector está en OFF, y el diodo base-emisor en ON. El transistor sólo amplifica en esta zona, y se comporta como una fuente de intensidad constante controlada por la intensidad de base (ganancia de corriente).

Veamos la zona activa directa más detalladamente. El transistor va a comportarse como el circuito representado en la Figura 6, donde hemos eliminado la corriente entre la base y el colector, al ser ésta despreciable por estar el diodo en OFF. Sabemos que el término v_{BC} no es muy grande por estar el diodo base-colector en inversa, por lo que podemos realizar algunas aproximaciones:

$$i_C \cong I_S \cdot e^{v_{BE}/U_t}$$

$$i_B \cong \frac{I_S}{\beta_F} \cdot e^{v_{BE}/U_t}, \quad \beta_F \gg 1$$

Entonces:

$$i_E \cong \left(I_S + \frac{I_S}{\beta_F} \right) \cdot e^{v_{BE}/U_t} = (\beta_F + 1) \cdot i_B$$

Y vemos por tanto el efecto amplificador del transistor sobre la señal aplicada a la base.

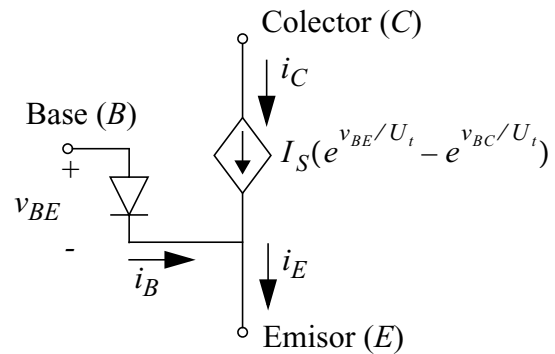


Figura 6 Transistor NPN en zona activa directa.

3.2. Análisis de las características de entrada y de salida

El estudio y análisis de los transistores se suele realizar mediante el empleo de las llamadas “curvas características”, con las cuales se puede caracterizar completamente el comportamiento o funcionamiento eléctrico del transistor, siendo éstas las expresiones gráficas de las relaciones entre las corrientes i_B , i_C e i_E en función de las tensiones externas. Estas gráficas suelen ser proporcionadas por el fabricante del transistor.

Las curvas describen el comportamiento de los transistores, pero como éstos no se comportan todos de igual manera, varían según el tipo de transistor, y, si bien difieren de un tipo a otro, son muy semejantes en la forma. Además no se refieren a uno en concreto, sino que son un promedio de un gran número de unidades.

Las curvas características más importantes son las característica de entrada y la de salida. En las de entrada se expresa la relación entre la corriente de base i_B y la tensión base-emisor v_{BE} para una tensión colector-emisor v_{CE} constante. A partir de ellas podemos calcular la corriente que circula por la base cuando se aplica una tensión externa entre ésta y el emisor. Suelen tener una forma parecida a la que puede observarse en la Figura 7, que es muy semejante, como podíamos esperar, a la correspondiente al diodo.

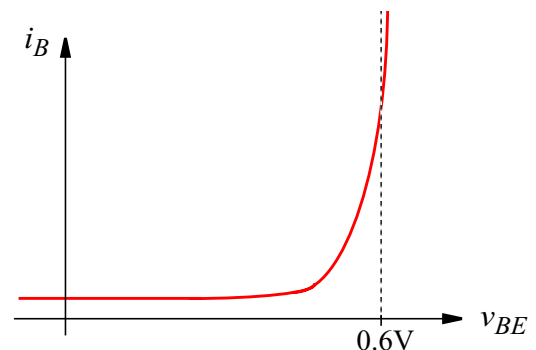


Figura 7 Característica de entrada.

En las curvas de salida se representa la corriente que circula por el colector i_C en función de la tensión colector-emisor v_{CE} cuando mantenemos constante i_B . Generalmente se dibuja una familia

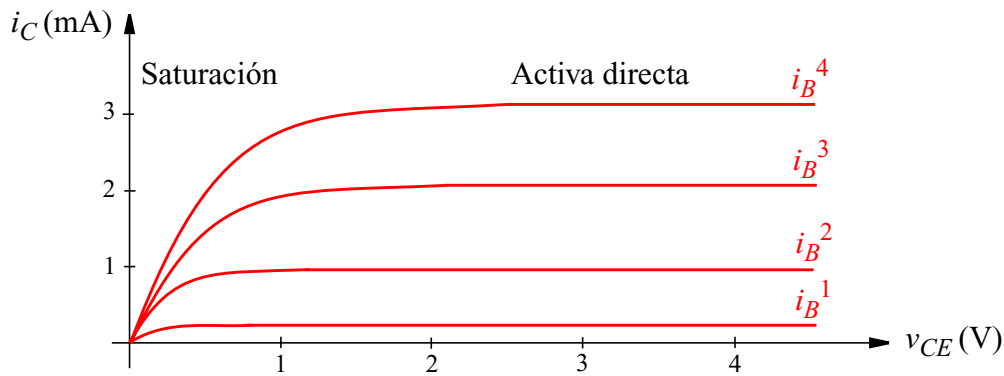


Figura 8 Característica de salida.

de curvas para distintos valores de i_B . En esta característica (Figura 8) se observa que por encima de un valor de tensión v_{CE} la corriente se mantiene prácticamente constante, independientemente del valor de v_{CE} ; esta región corresponde a la zona de funcionamiento activa directa. Por debajo de este valor sucede todo lo contrario, i_C varía rápidamente con pequeñas variaciones de v_{CE} , lo que corresponde a la zona de saturación. Este valor de v_{CE} es aproximadamente 0.2V. La zona de funcionamiento donde i_C es casi constante es la utilizada cuando se desea amplificar una señal. En este caso i_C solamente depende de i_B .

3.3. Punto de operación y comportamiento en pequeña señal

Es conveniente fijar el punto de trabajo del transistor, dependiendo de la tarea que queremos que éste realice en un circuito y utilizando las características antes vistas. De este modo podemos tratarlo de manera cuasi-lineal, a pesar de ser un dispositivo no lineal. El procedimiento es similar al visto para el diodo de unión.

Comenzamos por hallar la recta de carga del transistor y representándola con la familia de curvas de salida ya vista. La recta de carga es útil dado que nos muestra, en forma gráfica, todos los puntos de trabajo posibles del transistor para una polarización dada.

En la Figura 9 vemos un ejemplo de un circuito con un transistor para el que vamos a obtener la recta de carga.

En zona de corte $i_B \cong 0$, entonces podemos concluir que $v_{BE} \cong V_{BB}$. Por tanto el punto $i_B = 0$, $v_{BE} = V_{BB}$ pertenece a la recta de carga.

Por otro lado si v_{BE} se anulara en algún momento, tendríamos que concluir que:

$$i_B = \frac{V_{BB}}{R_B}$$

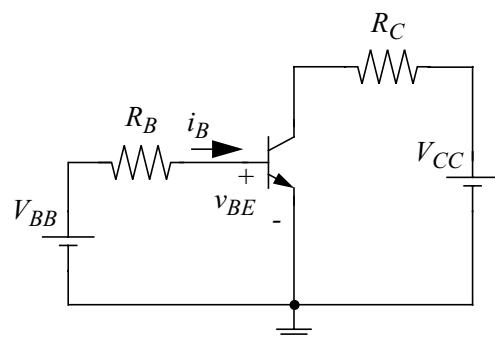


Figura 9 Obtención de la recta de carga.

Y con ayuda de este segundo punto podemos concluir que la expresión general para la recta de carga de este transistor es:

$$v_{BE} = V_{BB} - R_B \cdot i_B$$

Si representamos esta recta junto con la característica de entrada del transistor (Figura 10), el punto de intersección de ambas es el punto de operación del circuito. En caso de que desconociéramos el valor de v_{CE} obtendríamos un conjunto de puntos de operación posibles, en función de v_{CE} . A la tensión e intensidad correspondientes al punto de operación las denominamos v_{BEQ} y i_{BQ} , respectivamente.

Este proceso puede simplificarse si en lugar de la característica de entrada consideramos el modelo correspondiente al diodo ideal con tensión de cut-in E_γ , concretamente a una tensión cut-in: $E_\gamma = 0.6\text{V}$. Entonces, en el ejemplo anterior podemos obtener la intensidad del punto de operación directamente como:

$$i_{BQ} = \frac{V_{BB} - E_\gamma}{R_B}$$

Si no realizamos esta simplificación entonces tendríamos que obtener el punto de operación de modo gráfico, ya que a partir de la ecuación real de un diodo la intensidad i_{BQ} no podría despejarse de forma analítica.

De modo similar al descrito anteriormente podemos dibujar la recta de carga correspondiente junto con la característica de salida¹, lo cual nos permitiría obtener i_{CQ} y v_{CEQ} en función de i_B . El procedimiento (o procedimientos) más conveniente lo dictan los datos de que dispongamos y aquellos que tengamos interés en obtener.

En cualquier caso, siempre resulta posible obtener una polarización que nos permita observar el comportamiento en pequeña señal del transistor, en función del fenómeno que queramos estudiar (para ello podemos utilizar un circuito como el utilizado en el ejemplo anterior, sustituyendo los valores de las fuentes de tensión y de las resistencias según nos convenga, o bien usar otro circuito que resulte adecuado). La tarea de estos *circuitos polarizadores* no es otra que la de hacer que a las distintas entradas del transistor lleguen diferentes tensiones, pero a partir de una única fuente de alimentación, intentando, además, hacer que el parámetro de amplificación β_F (o cociente entre la intensidad del colector i_C y la de base i_B) sea lo más estable posible, es decir, que no varíe con los diversos factores externos que pueden llegar a alterar el mismo. Una vez fijado el punto de operación, para estudiar el comportamiento del transistor en pequeña señal nos basta hacer variar ligeramente la tensión aplicada al mismo en torno a la del punto de trabajo.

Concentrémonos ahora en la aplicación a la base del transistor de la pequeña señal, mediante el empleo de una fuente de tensión dependiente del tiempo $v_s(t)$. En principio se nos pueden ocurrir dos formas de conectar la misma: bien en serie (Figura 11a), bien en paralelo (Figura 11b). Sin embargo ninguno de estos métodos funcionaría. En el primer caso (conexión en serie), la señal $v_s(t)$ perturbaría el circuito, y por tanto el punto de operación del transistor. En la conexión en paralelo podríamos eliminar la fuente de tensión V_{BB} y la resistencia R_B sin alterar en circuito (pues la tensión aplicada a la base sería independiente de la intensidad que circulara por R_B y vendría dada

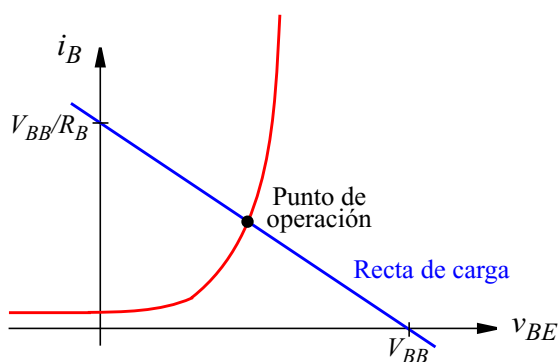


Figura 10 Recta de carga.

¹ Para la característica de salida nos interesa que la recta de carga relacione la tensión v_{CE} con la corriente del colector i_C . Para el circuito del ejemplo estudiado, razonando de forma análoga podemos llegar a la conclusión de que tal recta de carga tomaría la forma: $v_{CE} = V_{CC} - R_C \cdot i_C$.

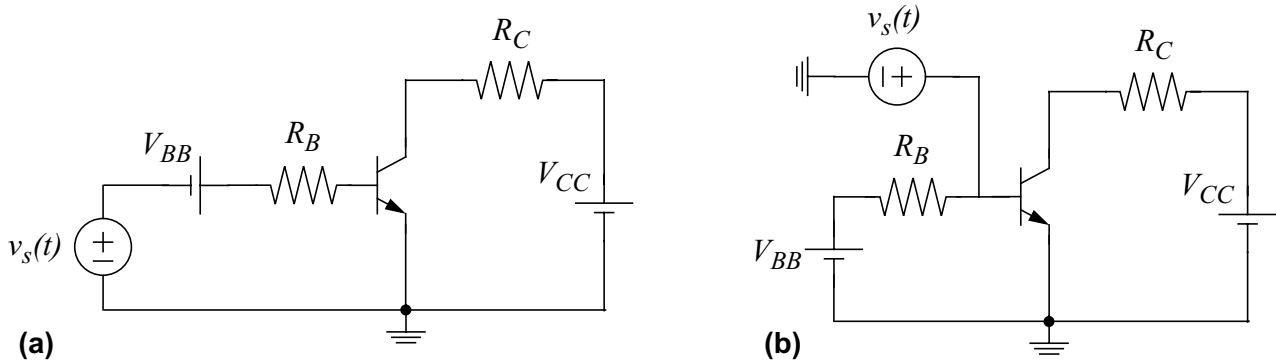


Figura 11 Posibles conexiones de la señal variable con el tiempo, ambas incorrectas.

única y exclusivamente por $v_s(t)$). Entonces evidentemente podemos apreciar que de nuevo el punto de operación del transistor habría cambiado.

El modo correcto de establecer la conexión viene mostrado en la Figura 12, en donde hemos colocado $v_s(t)$ en paralelo con V_{BB} y R_B , pero utilizado en dicha conexión un condensador. Entonces, si la capacidad C_B del condensador es suficientemente grande, la señal sinusoidal pasará sin perturbarse (por tratarse de un filtro paso de alta).

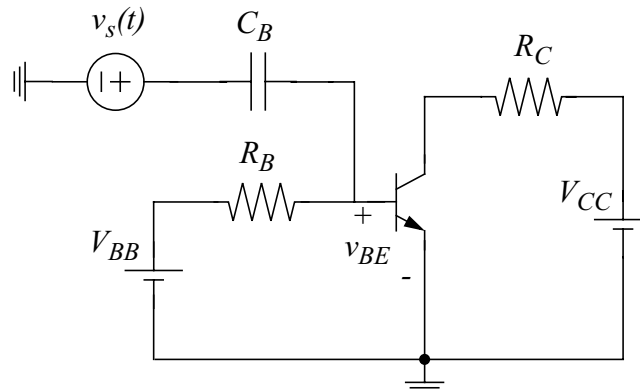


Figura 12 Modo correcto de conectar la señal variable.

Veamos con detalle el modelo en pequeña señal así obtenido, considerando para ello que la capacidad C_B es suficientemente grande como para que cualquier señal $v_s(t)$, por muy baja que sea su frecuencia, pase sin atenuar (lo que equivale a decir que el condensador actúa prácticamente como un cortocircuito).

- **Comportamiento en pequeña señal en la entrada:**

La tensión v_{BE} variará ligeramente en torno a la posición de equilibrio:

$$v_{BE}(t) = v_{BEQ} + v_{eq}(t) \cong v_{BEQ} + v_s(t)$$

donde hemos aproximado esta variación a la propia $v_s(t)$, al considerar como acabamos de mencionar que la pequeña señal pasa prácticamente sin ser atenuada.

Entonces podemos aproximar para la corriente de base:

$$i_B(t) = f[v_{BE}(t)] \cong \frac{I_S}{\beta_F} (e^{v_{BE}(t)/U_i} - 1) \cong \frac{I_S}{\beta_F} \cdot e^{v_{BE}(t)/U_i} = \frac{I_S}{\beta_F} \cdot e^{\frac{v_{BEQ} + v_s(t)}{U_i}}$$

Y desarrollando en serie esta última expresión obtenemos finalmente:

$$i_B(t) \cong \frac{I_S}{\beta_F} \cdot e^{v_{BEQ}/U_t} + \frac{1}{U_t} \cdot \frac{I_S}{\beta_F} \cdot e^{v_{BEQ}/U_t} \cdot v_s(t) + \dots$$

Podemos observar que el primer término de este desarrollo corresponde a la corriente de base del punto de equilibrio i_{BQ} , lo que implica que el segundo sumando es el correspondiente a la pequeña señal.

Por tanto podemos representar este comportamiento con el modelo lineal de la Figura 13, donde la resistencia r_π podemos obtenerla a partir del segundo sumando del desarrollo en serie de la corriente de base como:

$$r_\pi = \left(\frac{1}{U_t} \cdot \frac{I_S}{\beta_F} \cdot e^{v_{BEQ}/U_t} \right)^{-1} \cong \frac{U_t}{i_{BQ}}$$

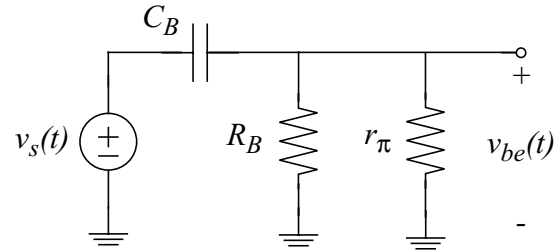


Figura 13 Modelo equivalente para la entrada.

• **Comportamiento en pequeña señal en la salida:**

Por un proceso similar al seguido anteriormente la corriente del colector será:

$$i_C(t) = i_{CQ} + i_c(t) = I_S \cdot e^{v_{BE}(t)/U_t} = I_S \cdot e^{\frac{v_{BEQ} + v_s(t)}{U_t}} \cong i_{CQ} + \frac{1}{U_t} \cdot i_{CQ} \cdot v_{be}(t)$$

Lo que nos lleva al modelo representado en la Figura 14, con un valor de g_m :

$$g_m \cong \frac{i_{CQ}}{U_t}$$

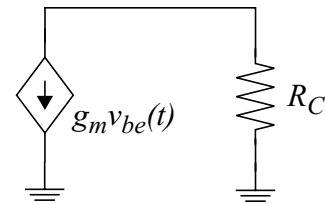


Figura 14 Modelo equivalente para la salida.

Utilizando ambos modelos podemos sustituir el transistor como un amplificador en el circuito original:

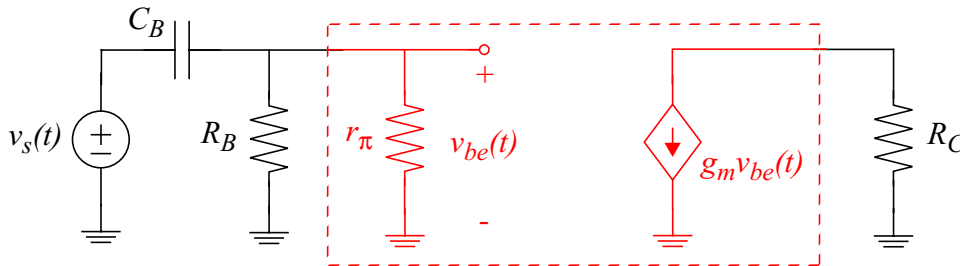


Figura 15 Modelo del transistor completo.

Si consideramos que la capacidad del condensador es prácticamente infinita, podemos calcular que la amplificación de este dispositivo viene dada por la expresión:

$$A_v = -g_m \cdot R_C$$

Vemos que no se trata ni de un amplificador ideal de tensión ni de uno de transconductancia, ya que r_π no tiende a infinito y R_C no tiende a cero. De hecho no se trata de ninguno de los amplificadores ideales vistos al principio del tema, puesto que es un modelo real.

3.4. Fenómenos de segundo orden

Consideremos ahora que en el circuito anterior disponemos una transferencia de información del circuito de salida al de entrada, es decir, conectamos ambos mediante una resistencia r_μ . Entonces ahora tenemos que añadir al modelo componentes dinámicos, debido al retraso en la transferencia de información de unos componentes del circuito a otros.

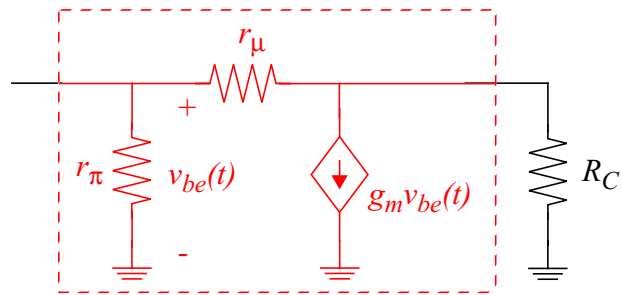


Figura 16 Conexión de los circuitos de salida y entrada.

En la Figura 17 está representado el modelo del transistor, con los componentes dinámicos correspondientes.

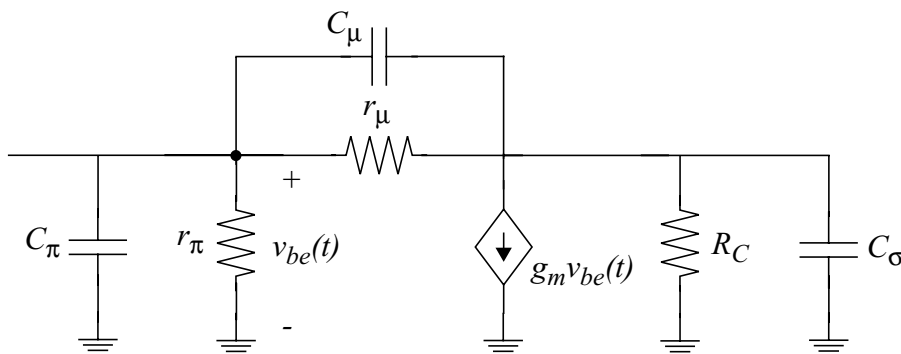


Figura 17 Modelo dinámico del transistor BJT.

Para estudiar el efecto de estos componentes dinámicos nos vamos a centrar en el estudio del circuito representado en la Figura 18.

$$i_{CQ} = I_{CC}$$

$$i_{BQ} = \frac{i_{CQ}}{\beta_F}$$

$$i_{BQ} \cong \frac{I_S}{\beta_F} \cdot e^{v_{BEQ}/U_t} \Rightarrow v_{BEQ} \cong U_t \cdot \ln\left(\frac{\beta_F \cdot i_{BQ}}{I_S}\right)$$

$$\frac{V_{BB} - v_{BEQ}}{R_S} = i_{BQ}$$

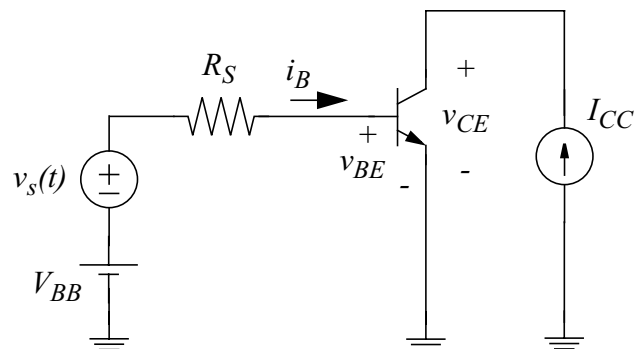


Figura 18

Estamos fijando $i_{CQ} = I_{CC}$, pero si consideramos el modelo de salida ideal de un transistor en zona activa directa (recta de pendiente cero en la característica de salida) nos es imposible fijar el valor de v_{CEQ} , que puede tomar cualquier valor según dicha gráfica. Por tanto resulta necesario tener en cuenta la pequeña inclinación de estas líneas, para así poder fijar el punto de operación.

Supongamos a partir de ahora que nos encontramos en un punto de operación. Substituimos el

circuito equivalente de salida mediante su equivalente Thévenin.

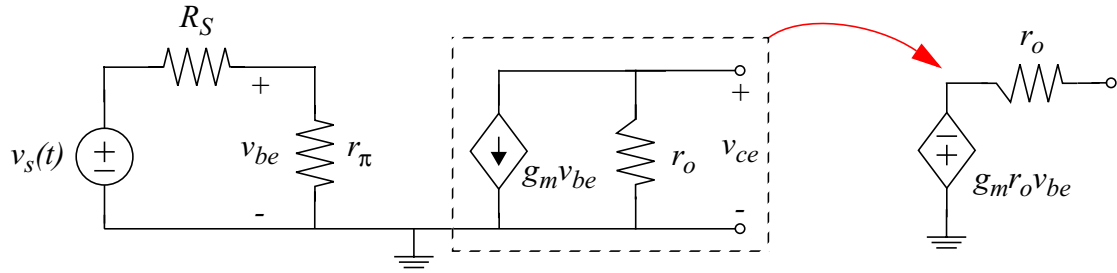


Figura 19 Cambio del equivalente de salida a Thévenin.

Entonces:

$$A_v = \frac{v_{CE}}{v_s} = \frac{v_{CE}}{v_{BE}} \cdot \frac{v_{BE}}{v_s} = (-g_m r_o) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_S}{r_\pi}}$$

Como $g_m = \frac{i_{CQ}}{U_t}$ y $r_o = \frac{V_A}{i_{CQ}}$, sustituyendo:

$$A_v = -\frac{1}{1 + \frac{R_S}{r_\pi}} \cdot \frac{V_A}{U_t}$$

donde el término V_A/U_t nos da idea de la capacidad de ganancia del transistor.

Para finalizar compliquemos ligeramente el modelo en pequeña señal, según el esquema de la Figura 20.

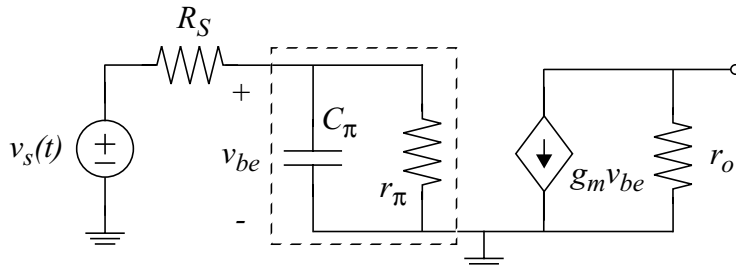


Figura 20

La admitancia equivalente de los elementos marcados es $sC_\pi + g_\pi$, según lo que vimos en temas anteriores.

Considerando que la entrada es una señal exponencial, la relación de la amplitud forzada de salida y la amplitud de entrada vendrá dada por:

$$A_{v(s)} = -g_m r_o \cdot \frac{G_s}{G_s + g_\pi + sC_\pi}$$

Haciendo $s = j\omega$:

$$A_{v(j\omega)} = -g_m r_o \cdot \frac{G_s / (G_s + g_\pi)}{\left(\frac{G_s + g_\pi + s \cdot C_\pi}{G_s + g_\pi} \right)} = -g_m r_o \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_S}{r_\pi}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_\pi}{G_s + g_\pi}}$$

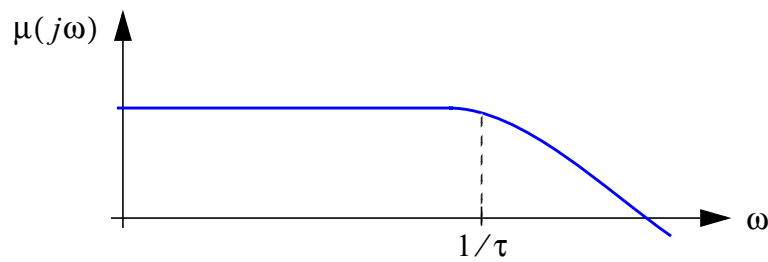


Figura 21

siendo constante de tiempo:

$$\tau = \frac{C_{\pi}}{G_s + g_{\pi}}$$

Imaginemos que tenemos una señal de entrada de la forma $v_s(t) = \rho \cos(\omega t)$. La señal de salida será de la forma $v_{CE}(t) = \rho \cdot \mu(j\omega) \cdot \cos[\omega t + \phi(j\omega)]$, donde observamos que ha cambiado tanto la amplitud como la fase. La función $\mu(j\omega)$ tendrá la forma mostrada en la Figura 21, manteniéndose prácticamente constante en un rango de frecuencia, para posteriormente dejar de amplificar a partir de una frecuencia determinada.