

Ejemplo de diseño de una etapa amplificadora en emisor común

Ing. María Isabel Schiavon – Ing. Daniel Crepaldo

A continuación se presenta el diseño de una etapa amplificadora utilizando como elemento activo un transistor de unión bipolar, conocido habitualmente como BJT. Este transistor puede estar construido utilizando como material semiconductor germanio o silicio. Si bien el germanio ofrece alguna ventaja, tal como su menor tensión de umbral ($V_{BEON} \approx 0,2V$), su mayor dependencia con la temperatura y la mayor disponibilidad del silicio en la naturaleza ha hecho que estos dispositivos fueran reemplazados casi totalmente por los transistores de silicio.

Efectivamente, partiendo de las ecuaciones de Ebers y Moll podemos llegar a la expresión de la corriente de colector en la zona activa:

$$I_C = \beta I_B + I_{CO}$$

I_{CO} es la corriente inversa de saturación de la juntura colector-base, cuya pequeña magnitud hace que normalmente no la tomemos en cuenta. Sin embargo, para cualquiera de los materiales mencionados su valor se duplica cada diez grados de aumento de la temperatura. Dado que I_{CO} es del orden de los microamperes para el germanio y de los nanoamperes para el silicio, en el caso del germanio esta corriente tomará valores apreciables para temperaturas mucho menores, lo que reduce su rango de utilización.

Los requerimientos planteados para esta etapa son:

- Ganancia de tensión igual o mayor a 5
- Máximo valor admisible de entrada: 100 mV

Como primera medida se debe seleccionar la topología del circuito de polarización. Existen distintas posibilidades para este circuito, algunas de las cuales se muestran en la figura 1.

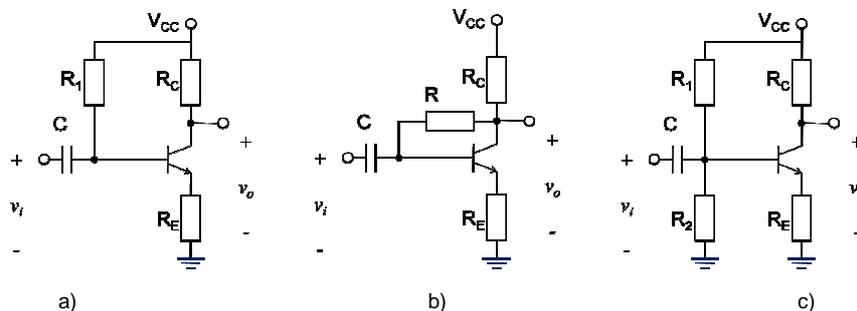


Figura 1

De entre estas opciones se elige la c) dado que permite establecer el punto de trabajo minimizando el efecto de la dispersión (independencia del β del transistor, siempre y cuando sea lo suficientemente grande, $\beta \gg 1$) y las posibles variaciones por temperatura (I_{CO} y V_{BE}).

El paso siguiente será definir la ubicación del punto de trabajo, lo que significa plantear los valores deseados de $I_C \approx I_E$ y V_{CE} . Estos valores se obtienen a partir de una solución de compromiso entre las prestaciones deseadas para el amplificador, el consumo del mismo, la respuesta en frecuencia deseada, la interrelación con otras etapas, etc.

Existe un amplio rango de valores de corriente de colector que podemos elegir para fijar el punto de trabajo del dispositivo. Los transistores de señal de silicio pueden funcionar correctamente con valores de I_C entre algunos microamperes y algunos cientos de miliamperes. Valores cercanos al límite superior de corriente de colector (I_{CMAX}) indicado por el fabricante no son recomendables debido a que se produce una disminución del valor de β . Además, si el valor de I_C es grande se producirá una disipación excesiva de potencia que no mejora las características del amplificador. Por otra parte, si el valor elegido de I_C es muy pequeño el amplificador así

construido se verá muy limitado en su capacidad de excitar una etapa amplificadora posterior, que es habitualmente la función que cumplen estos circuitos. Teniendo en cuenta estas limitaciones, y como solución de compromiso, se adopta para I_C un valor de 0,5 mA.

Esta corriente de 0,5 mA circulará también por la resistencia R_E , por lo que el valor de la misma definirá el valor de la tensión del emisor respecto de masa. Una posibilidad es adoptar el valor de esta tensión para realizar la determinación de R_E . La importancia de esta decisión radica en que, en condiciones de independencia del β ($R_1/R_2 \ll \beta R_E$ o su condición equivalente $I_{R1R2} \gg I_B$) la corriente de emisor viene dada por:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{\frac{V_{CC}R_2}{R_1+R_2} - V_{BE}}{R_E}$$

Si bien V_{BE} es la caída de una juntura en polarización directa, y en silicio su valor está entre 0,5 y 0,7 V para valores de corriente del orden de los mA, no hay certeza de su valor exacto, el cual además presenta una disminución con el aumento de la temperatura del orden de 2mV/°C. En consecuencia, resulta conveniente que la caída de tensión en R_E enmascare esa incerteza por lo cual se considera que un valor de V_E en las cercanías del voltio es un valor aceptable, en este caso el posible error en I_E resulta como máximo de un 10%, admisible para una aplicación de propósitos generales.

Adoptando entonces $V_E \approx 1V$, el valor de R_E necesario para que circulen 0,5 mA con esa tensión resulta de 2K Ω . Este valor no se encuentra en la lista de valores estándar de resistencias que se consiguen en el comercio, debiendo elegir entre los dos valores estándar más cercanos: 1K8 o 2K2.

Si se elige $R_E = 1K8$, para una corriente de 0,5mA la tensión en V_E sería igual a 0,9V. Si se elige la de 2K2 la tensión en V_E superaría el V. Esta adopción influye en el diseño del divisor de tensión que fija el potencial en polarización en la base del BJT. Por otra parte, teniendo en cuenta que la ganancia de tensión de este circuito se puede aproximar con la expresión $A_V \approx -\frac{R_C}{R_E}$, un mayor valor de R_E tiende a reducir la ganancia. Se decide adoptar $R_E = 1K8$.

Para conseguir la ganancia deseada el valor de R_C debería ser mayor o igual que $5R_E = 9K$. Nuevamente no hay un valor comercial que cumpla exactamente esta relación. En este caso, teniendo un requisito de ganancia mínima es conveniente recurrir a los valores por encima de 9K, $R_C = 9K1$ o $R_C = 10 K\Omega$. Se adopta este último valor obteniendo una ganancia teórica de 5,5.

Para poder definir la tensión de la fuente de alimentación falta adoptar un valor para la tensión V_{CEQ} . Para esto se tienen en cuenta las siguientes consideraciones:

La tensión de la fuente de señal v_i provoca variaciones en la tensión del terminal de base que se transfieren al terminal de emisor, generando variaciones del valor de I_C . Estas variaciones de tensión en la base del transistor, que son la base del proceso de amplificación, provocan variaciones en el valor de la tensión en bornes de R_C (y por lo tanto en el valor de V_C) y en consecuencia, variaciones de señal en la tensión de salida del circuito v_o . Estas variaciones producen una variación en la tensión colector emisor del dispositivo. Cuando la tensión V_{CE} se reduce el dispositivo se acerca a la zona de saturación, por lo que debe adoptarse un valor lo suficientemente grande de V_{CEQ} para que aun en el peor caso el dispositivo se mantenga en la zona activa, o sea $V_{CE} > V_{BE} \approx 0,6V$.

Dado que la máxima variación de tensión de colector v_C será $v_{cm\acute{a}x} = A_v \cdot v_{im\acute{a}x} = 5.100mV = 500mV$ bastaría con elegir $V_{CE} > 1,1V$, y la mínima tensión de alimentación necesaria resulta

$$V_{CC} = V_E + V_{CE} + V_C = 0,9V + 1,1V + 5V = 7V.$$

Para poder utilizar una fuente de alimentación comercial, se adopta para V_{CC} un valor de 9V, por lo que queda $V_{CE} \approx 3,1V$.

Sólo falta diseñar el divisor resistivo conformado por R_1 y R_2 . Para esto se deben considerar las siguientes relaciones (asumiendo para el β del transistor un valor mínimo de 100):

$$V_{R2} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} = V_{RE} + V_{BE} = 0,9V + 0,6V = 1,5V$$

Teniendo en cuenta que este circuito debe fijar la corriente de emisor, para asegurar la independencia del β , o lo que es lo mismo el funcionamiento del divisor de tensión independientemente de posibles fluctuaciones en la corriente de base del transistor, se debe asegurar que la corriente que circula por el divisor sea lo suficientemente grande respecto a la máxima corriente de base, $I_{Bm\acute{a}x}$. Tomando la corriente por el divisor de tensión al menos 10 veces mayor que la máxima corriente de base que podría circular por el transistor está condición queda salvada:

$$I_{Bm\acute{a}x} = \frac{I_C}{\beta_{m\acute{i}n}} \ll I_{R1R2} \approx \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Adoptando

$$I_{R1R2} = 12I_{Bm\acute{a}x} = 12 \frac{0,5mA}{100} = 60\mu A$$

Resulta

$$R_1 + R_2 = \frac{9V}{60\mu A} = 150K\Omega \quad R_2 = \frac{(R_1 + R_2)V_{R2}}{V_{CC}} = \frac{150K\Omega \cdot 1,5V}{9V} = 25K\Omega \rightarrow R_1 = 125K\Omega$$

Resta adoptar para R_1 y R_2 valores comerciales aproximados a los obtenidos mediante cálculo. R_1 podría ser 120K o 150K y R_2 18K o 22K. A modo de ejemplo, se adopta $R_1 = 120K\Omega$ y $R_2 = 22K\Omega$, y sin tener en cuenta la dispersión de las resistencias se obtienen para el circuito final de la figura 2 los siguientes valores teóricos:

$$V_{R2} = 1,39V \quad I_{R1R2} = 63\mu A \quad I_C = 0,44mA \quad V_{CE} = 3,8V \quad A_v = 5,55$$

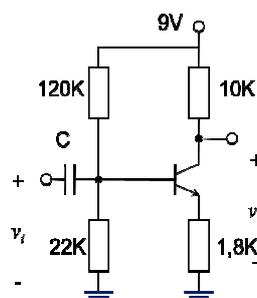


Figura 2

Es interesante, como práctica, analizar los resultados que se obtendrían utilizando las otras posibles combinaciones de R_1 y R_2 , y extraer conclusiones de los resultados obtenidos, así como analizar la influencia de la dispersión de las resistencias elegidas (sugerencia dispersión 10%).