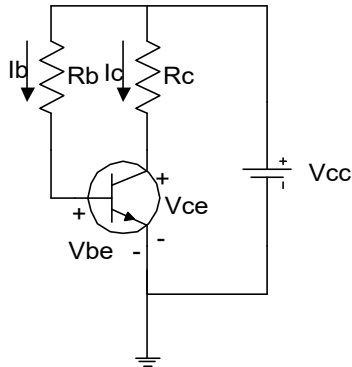


Polarización De Transistores De Unión Para Señal Débil.

1- POLARIZACIÓN FIJA

Para establecer el funcionamiento adecuado de un transistor, la unión base-emisor deberá estar polarizada en forma directa, y la unión colector-base inversa. El siguiente circuito, se denomina de *polarización fija*, proporciona al BJT la polarización adecuada para su funcionamiento normal.

Vamos a determinar el punto de trabajo Q o punto de reposo del BJT, los valores con subíndice Q se refieren al punto de trabajo.



La suma de tensiones de la batería a tierra, a través de R_B es:

$$V_{CC} = I_B \cdot R_B + V_{BE}$$

Para el punto de reposo entonces la corriente de base será:

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

De manera similar, en el circuito de colector tenemos:

$$V_{CC} = I_C \cdot R_C + V_{CE}$$

Si se conoce el β del transistor, la corriente de colector en reposo viene dada por: $I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ}$

Ahora Podemos calcular la tensión colector-emisor en reposo:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C$$

Vemos que si se conocen los valores de tensión de alimentación, las resistencias de polarización y el β del transistor, se puede determinar de manera sencilla el punto de trabajo.

Y a la inversa, definido el punto de trabajo, podemos calcular los valores de las resistencias de polarización, si conocemos V_{CC} , el β y I_C .

2- AUTOPOLARIZACIÓN

En la practica el fabricante suele especificar un rango de valores para β . Dicho de otro modo, para un mismo transistor existe un rango muy amplio de β , por lo que si se emplea el método anterior de polarización fija, al reemplazar el transistor por otro del mismo tipo lo más probable es que no amplifique porque tiene un β diferente al original del diseño.

Entonces, como podemos ver toda variación de β hace que varíe drásticamente el punto de trabajo. Otro problema importante se refiere a la sensibilidad térmica del transistor, recordemos que en la relación entre las corrientes de base y colector, existe un factor que implica la corriente inversa de saturación I_{CO} :

$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) \cdot I_{CO} \quad (1)$$

La corriente inversa de saturación del colector se duplica cada 10°C en el incremento de la temperatura de la unión, además este incremento se multiplica por β . Por lo tanto la corriente de colector dependerá en gran medida de la temperatura de funcionamiento.

Para indicar hasta que punto se ha erradicado la posibilidad de embalamiento térmico, se ha definido una medida numérica llamada factor de estabilidad térmica S en la forma:

$$S_{Ico} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} = (1 + \beta) \frac{1 + R_b/R_e}{1 + \beta + R_b/R_e} \quad (2)$$

De esta definición, vemos que cuanto menor sea S para un β dado, menos probable será el embalamiento térmico.

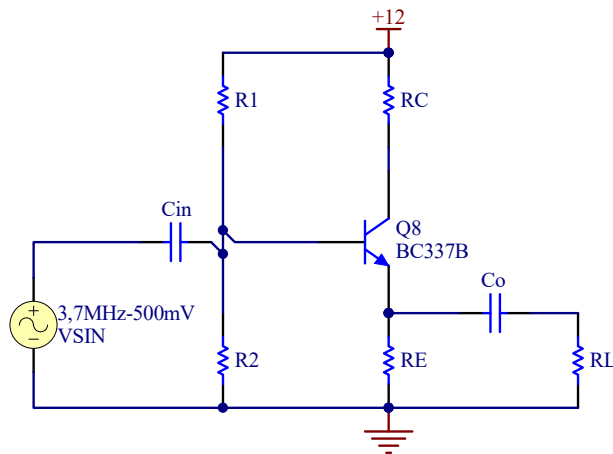
En diseño de circuitos de polarización, también se emplea otra definición de S , que se deduce de la ecuación anterior, y es el siguiente:

$$S_\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta} = \frac{I_{Cm} S_{Ico}}{\beta_m (1 + \beta_M)} \quad (3)$$

Esto nos da el valor de S_β para una dispersión de β dada por el fabricante. Donde β_m es el valor mínimo y β_M es el valor máximo de β . I_{Cm} es la corriente de colector mínima para el diseño. (Véase Millman y Halkias – Polarización y estabilización)

Entonces, para diseñar el circuito debemos conocer: V_{cc} , I_C , β , S , R_C

Veamos un ejemplo:



Datos:

$Q_8 = \text{BC337B}$

$V_{cc} = 12\text{V}$

$V_o = 1\text{V pico}$

$F_o = 3.7\text{MHz}$

$P_o = 25\text{mW}$ (Carga)

En este caso la carga está conectada al **emisor** del transistor a través de un capacitor de desacople para continua, C_o . Por lo que la R_L real sería.

$$R'_L = R_L + X_C = R_L + \frac{1}{\omega C}$$

Si consideramos X_C lo suficientemente chica para la frecuencia de trabajo $F_o = 3.7\text{MHz}$, podremos despreciar su influencia sobre la carga, entonces

$$R'_L = R_L$$

Conocemos la potencia a suministrar a la carga R_L y la tensión a aplicar a la carga V_o . Por lo que podemos calcular la R_L . El valor RMS de V_{pico}

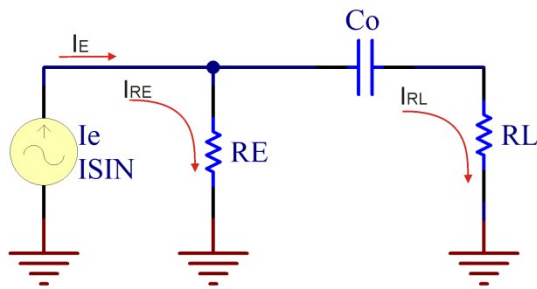
$$V_{Orms} = \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707\text{V}$$

$$R_L = \frac{V_{Orms}^2}{P_{Orms}} = \frac{0.707^2}{25 \cdot 10^{-3}} = 20\Omega$$

Por el teorema de máxima transferencia, y a fin de no complicar demasiado los cálculos, vamos a suponer que $R_E = R_L$, por lo que:

$$R_E = 20\Omega$$

Para determinar la máxima corriente de emisor que se debe generar para satisfacer el requerimiento de diseño, recordemos que, por el teorema de máxima transferencia de potencia, tenemos que:



$$P_{Orms} = I_{RLrms}^2 \cdot R_L$$

$$I_{RLrms} = \sqrt{\frac{P_{Orms}}{R_L}} = \sqrt{\frac{25 \cdot 10^{-3}}{20}} = 35.35mA$$

Y dado que $R_E = R_L$:

$$I_{Emax} = 2 \cdot I_{RLrms} = 70.7mA$$

Esta es la corriente de emisor que debe entregar el transistor para lograr que a la carga se entreguen los 25mW requeridos.

En este momento hay que considerar lo siguiente: en condiciones de trabajo la corriente de emisor varía conforme lo hace la señal de entrada. Esta variación produce cambios en la tensión sobre R_E . A su vez también se producen cambio en V_{BE} y en la tensión de base V_B .

Analizando estos cambios, podemos inferir que si la tensión V_{RE} , cae demasiado, la juntura base-emisor deja de conducir, y el transistor se corta, debido a que debe existir una corriente mínima de base-emisor. Por otra parte si la tensión V_{BE} se reduce, se corre riesgo de que el diodo base-emisor trabaje en la zona no lineal, produciendo deformaciones en la señal.

La carga, vista desde el emisor, en condiciones dinámicas será:

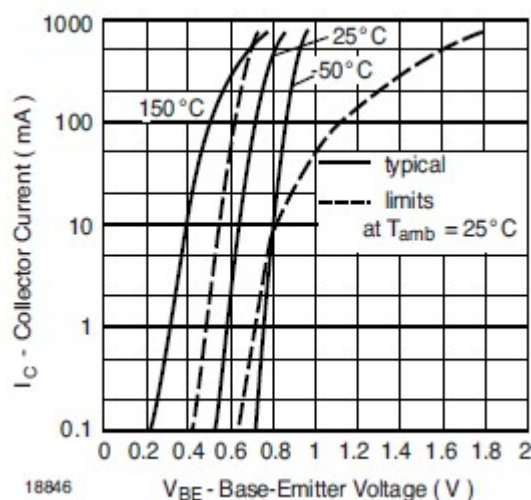
$$R'_E = \frac{R_E \cdot R_L}{R_E + R_L} = \frac{R_L}{2} = 10\Omega$$

Recuerden que la tensión de pico sobre la carga es de 1v, los que nos da 2v pico a pico.

Entonces, cuando la señal tome el valor mínimo, sobre la R'_E , circularan -100mA. Y cuando alcance el valor máximo, sobre R'_E circularan +100mA, ambos valores referidos a la corriente de reposo del emisor ($I_{EQ} \cong I_{CQ}$)

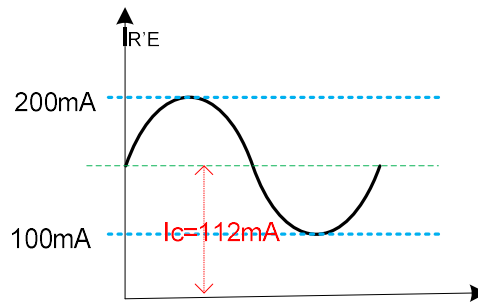
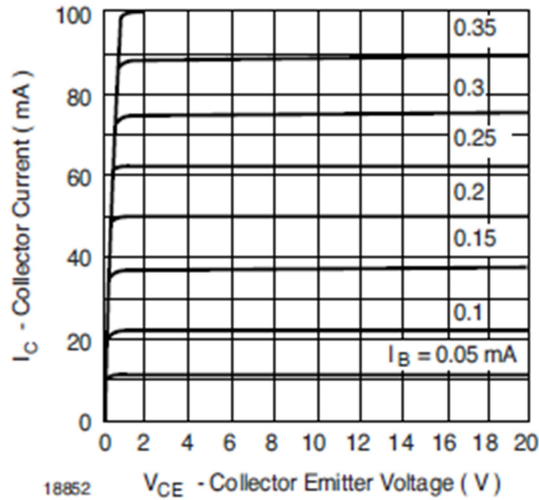
En otras palabras, el transistor trabajará sobre la recta de carga “dinámica”, la que tendrá mayor pendiente que la recta de carga “estática”.

Entonces, la corriente de reposo debe ser tal que permita la variación de corriente entre picos y no tan pequeña que haga que el transistor deje de conducir cuando llega al valor mínimo.



De la hoja de datos podemos sacar de la gráfica $V_{BE}-I_C$, que la mínima I_C es de $100\mu A$, para mantener la juntura base emisor en la zona lineal. Teniendo en cuenta este dato y sabiendo que existe una dispersión de valores en la fabricación de los componentes, vamos a tomar un valor mayor al límite de la curva.

Entonces, la corriente mínima que circulará por R'_E cuando la señal alcance su valor mínimo será de 1mA. Por lo que la corriente de reposo de nuestro circuito estará establecida en 101mA como mínimo



Para el BC337B, el fabricante indica una dispersión de β entre 160 y 400, y como no tenemos idea de cuál pueda ser el β “nominal” del transistor que vamos a utilizar, podemos calcular I_{BM} o I_{Bm} siguiendo dos caminos, que nos llevan al mismo resultado.

$$I_{BM} = \frac{I_{CM}}{\beta_{MAX}} \quad I_{Bm} = \frac{I_{Cm}}{\beta_{min}}$$

Notar que I_{BM} es I_B para el máximo valor de β , y I_{Bm} es el valor de I_B para el mínimo valor de β .

Por otro lado, por criterio de diseño no queremos que nuestra variación de I_C sea mayor al 5% alrededor del punto de reposo. Por lo que:

$$I_{CM} = 101mA + (5\%)101mA = 106,05mA$$

o

$$I_{Cm} = 101mA - (5\%)101mA = 95,95mA$$

Que son las variaciones permitidas de la corriente de colector.

Para el cálculo de I_B , optaremos por usar I_{Cm}

$$I_B = \frac{I_{Cmin}}{\beta_{min}} \cong \frac{I_{Emin}}{\beta_{min}} = \frac{95,95mA}{160} = 599,68\mu A \cong 600\mu A$$

De la ecuación (3), despejamos S_{Ico} :

$$S_{Ico} = \frac{\beta_m(1 + \beta_M)}{I_{Cm}} \cdot \frac{\Delta I_C}{\Delta \beta}$$

$$S_{Ico} = \frac{160(1 + 400)}{95,95mA} \cdot \frac{106,05mA - 95,95mA}{400 - 160} = 28,14$$

Despejando R_B de la ecuación (2), usando β_M y reemplazando el valor de S_{Ico} obtenido antes:

$$R_B = R_E \cdot (1 + \beta_M) \cdot \frac{S_{Ico} - 1}{1 + \beta_M - S_{Ico}}$$

$$R_B = 20\Omega \cdot (1 + 400) \cdot \frac{28,14 - 1}{1 + 400 - 28,14} = 583,76\Omega$$

Calculamos V_B

$$V_B = I_B \cdot R_B + V_{BE} + (I_B + I_{Cmin}) \cdot R_E$$

$$V_B = 600\mu A \cdot 583,76\Omega + 0,75V + (600\mu A + 95,95mA) \cdot 20\Omega = 3,03V$$

Ahora calculamos los valores de las otras resistencias de polarización, para las condiciones calculadas en el modelo equivalente

$$R_1 = R_B \cdot \frac{V_{CC}}{V_B} = 583,76\Omega \cdot \frac{12V}{3,03V} = 2310,96\Omega \cong 2400\Omega$$

Y

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B} = \frac{2400\Omega \cdot 583,76\Omega}{2400\Omega - 583,76\Omega} = 771,38\Omega \cong 750\Omega$$

Los valores de R_1 y R_2 seleccionados, corresponden a valores estándar de tolerancia 5% (E24). Nos resta calcular R_C , para ello recurrimos a las curvas del transistor.

Calculado R_C para la corriente de I_C dada:

$$V_{RC} = V_{CC} - V_{RE} - V_{CE} = 12V - 1,93V - 6V = 4,07V$$

A fin de limitar la IC, y proteger la juntura colector-base, podemos introducir una RC cuyo valor será:

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{Cmin}} = \frac{4,07V}{95,95mA} = 42,43\Omega \cong 43\Omega$$

Los capacitores C_O y C_{IN} , se calculan de tal manera que sus respectivas impedancias sean despreciables para la frecuencia de trabajo.

$$Z_{in} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{2400\Omega \cdot 750\Omega}{2400\Omega + 750\Omega} = 571,42\Omega$$

$$X_{Cin} = \frac{1}{\omega \cdot C} \ll Z_{in}$$

Supongamos que hacemos que X_{Cin} sea el 1% de Z_{IN}

$$C_{In} = \frac{1}{\omega \cdot X_{Cin}} = \frac{1}{2\pi F \cdot 1\%Z_{IN}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3.7E^6 \cdot 5,71\Omega} = 7,52nF \cong 8,2nF$$

Y para C_{OUT} hacemos lo mismo:

$$Z_{OUT} = Z_E = \frac{R_E \cdot R_L}{R_E + R_L} = 10\Omega$$

$$X_{Cout} = \frac{1}{\omega \cdot C} \ll Z_{OUT}$$

$$C_{OUT} = \frac{1}{\omega \cdot X_{COUT}} = \frac{1}{2\pi F \cdot 1\%Z_{OUT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3.7E^6 \cdot 0,1\Omega} = 430,14nF \cong 470nF$$

Y para C_C :

$$X_{CC} = \frac{1}{\omega \cdot C} \ll R_C$$

$$C_{OUT} = \frac{1}{\omega \cdot X_{CC}} = \frac{1}{2\pi F \cdot 1\%R_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3.7E^6 \cdot 0.43\Omega} = 100.03nF \cong 100nF$$

