

15. Amplificadores de potencia para audiofrecuencias

Ing. Juan C. Bonello, Ing. Pedro Castro, Ing. Fernando Ubiría

15.1 Definición y cuestiones a resolver

Un amplificador de potencia es un dispositivo capaz de transformar potencia de corriente continua en potencia de corriente alterna, según una señal de información aplicada a su entrada. La parte de potencia de DC que no se transforma en potencia de AC se convierte en un tipo de energía que no nos interesa, pues se pierde en forma de calor. Esta energía se disipa ya sea en los propios componentes del amplificador o bajo la forma de una potencia de DC presente sobre la carga.

En los amplificadores de *pequeña señal*, los parámetros de los dispositivos activos, como ser por ejemplo β , se mantienen esencialmente constantes dentro de un pequeño entorno alrededor del punto de reposo.

En los amplificadores de potencia, los dispositivos trabajan en régimen de *gran señal* con variaciones de tensión y corriente muy grandes. Esto implica que no es posible representar los dispositivos activos mediante un modelo equivalente, ya que los diversos parámetros varían mucho. Por esa razón, nos valdremos del análisis gráfico.

Las principales cuestiones a resolver en los amplificadores de potencia son:

- **La eficiencia de la conversión** de potencia de corriente continua en potencia de corriente alterna útil en la carga.
- **El problema térmico:** Cuando la potencia útil es importante, se debe mantener bajo control el calentamiento de los transistores. El exceso de calor debe ser evacuado a fin de conservar la estabilidad térmica del montaje.
- **La presencia de distorsión:** Los transistores ya no funcionan en régimen lineal, por lo que aparecerá una distorsión. Dicha distorsión se debe limitar, a fin de conservar las propiedades de la señal de entrada al amplificador.

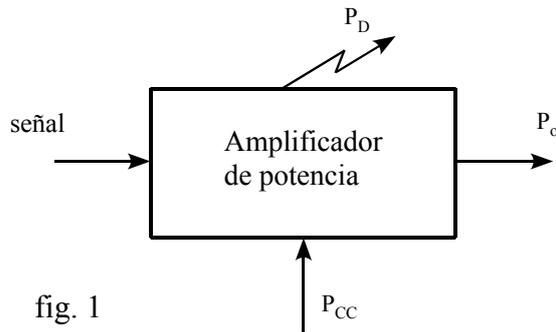


fig. 1

Se hace necesaria una figura de mérito para comparar la eficiencia de la conversión de potencia en los distintos amplificadores. Definimos el *Rendimiento* η como el cociente, expresado en porcentaje, entre la potencia media de AC entregada a la carga P_o y la potencia

media de DC suministrada por la fuente al amplificador P_{CC} :

$$\eta = \frac{P_o}{P_{CC}} \cdot 100 = \frac{P_o}{P_o + P_D} \cdot 100 < 100\% \quad (1)$$

15.2 Clasificación de los amplificadores

Comenzaremos por analizar una etapa en emisor común con excitación senoidal en régimen de gran señal, asumiendo las siguientes hipótesis de idealización:

- i) Las curvas del transistor se suponen rectilíneas, paralelas y equidistantes
- ii) La tensión V_{CE} y la corriente I_C pueden hacerse instantáneamente cero
- iii) La resistencia R_C de polarización y la carga son una sola

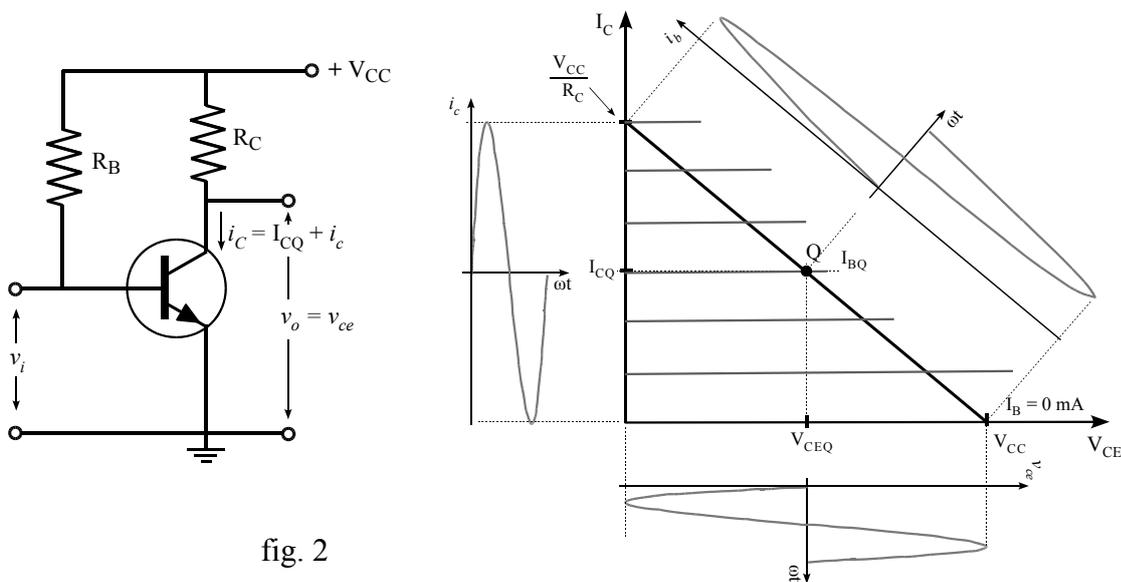


fig. 2

Por estar el punto Q en el medio de la recta de carga, se cumple que:

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2}, \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_C}$$

La potencia media suministrada por la fuente de alimentación es el producto de V_{CC} por el promedio de la corriente que entrega:

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CQ} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_C}$$

Para una máxima excursión de la señal de salida, tenemos que la potencia de CA entregada a la carga será:

$$i_o = \frac{V_{CC}}{2R_C\sqrt{2}} \Rightarrow P_o = v_o \cdot i_o = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_C}$$

$$v_o = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}}$$

Haciendo el cociente entre ambas potencias:

$$\eta_{max} = \frac{P_o}{P_{CC}} \cdot 100 = \frac{V_{CC}^2}{8 \cdot R_C} \cdot \frac{2 \cdot R_C}{V_{CC}^2} \cdot 100 = 25\% \quad (2)$$

Vemos que el rendimiento máximo teórico no sólo es muy bajo, sino que además sólo se lo alcanzaría con una máxima excursión de la señal de salida. Si disminuye la amplitud de la señal de entrada, disminuirá también la potencia útil entregada a la carga P_o , mientras que la potencia P_{CC} suministrada por la fuente de alimentación permanecerá constante, aún en ausencia de señal.

Intuitivamente, vemos que una forma de aumentar la eficiencia sería tratar de disminuir o hacer cero el consumo de energía en ausencia de señal. Es esta la idea que subyace en la siguiente clasificación de los amplificadores de potencia.

Definición: Se dice que un dispositivo electrónico, excitado por una señal armónica, opera en:

clase A cuando su polarización es tal, que la corriente de salida fluye durante el ciclo completo de la señal de entrada

clase B cuando su polarización es tal, que la corriente de salida fluye durante un semiperíodo de la señal de entrada

clase AB cuando su polarización es tal, que la corriente de salida fluye durante más de 180° pero menos que 360° de la señal de entrada

clase C cuando su polarización es tal, que la corriente de salida fluye durante menos de 180° de la señal de entrada

15.3 Regímenes de máxima de los transistores de potencia

Todos los dispositivos semiconductores sufren cambios destructivos si su temperatura sobrepasa cierto límite crítico. Por ese motivo, se asignan a los transistores de potencia varios regímenes para asegurar que dicho límite crítico de temperatura no sea excedido en ningún punto del cristal de silicio.

Regímenes de tensión

Los regímenes máximos de tensión se dan normalmente tanto para la juntura de colector como para la de emisor de un transistor:

V_{EBO} Tensión inversa máxima que se puede aplicar entre emisor y base, estando el colector en circuito abierto.

V_{CBO} Tensión inversa máxima que se puede aplicar entre colector y base, estando el emisor en circuito abierto.

La capacidad de tensión de la juntura de colector se da comúnmente con respecto al emisor, el cual se usa como terminal común en la mayoría de los circuitos transistorizados. La misma se puede especificar de varias maneras:

V_{CEO} Tensión inversa máxima que se puede aplicar entre colector y emisor, estando la base en circuito abierto.

V_{CER} Tensión inversa máxima que se puede aplicar entre colector y emisor, con la base conectada al emisor a través de un determinado resistor.

V_{CES} Tensión inversa máxima que se puede aplicar entre colector y emisor, con la base en cortocircuito con el emisor.

V_{CEX} Tensión inversa máxima que se puede aplicar entre colector y emisor, cuando se conecta un resistor y tensión entre base y emisor.

Si se excede un régimen de tensión, se produce la *ruptura* y circula corriente en sentido inverso. La ruptura a través de la juntura no es uniforme, sino que la corriente se localiza en una o más regiones pequeñas. La corriente aumenta súbitamente y a menos que se la limite a un valor reducido, estos puntos se calentarán y el transistor puede destruirse.

La tensión de ruptura colector-base o emisor-base es una función de la resistividad o concentración de impurezas en la juntura del transistor y de las características del circuito en el cual se lo utiliza.

En la fig. 3 podemos ver curvas características de colector en las que se indican las diferentes tensiones de ruptura. Vemos que a medida que decrece la resistencia entre base y emisor, la característica de colector desarrolla dos puntos de ruptura. Luego de la ruptura inicial, la tensión colector-emisor se reduce y al mismo tiempo aumenta la corriente de colector, hasta que se presenta otra ruptura a una tensión inferior. Esta tensión de ruptura mínima entre colector y emisor se denomina *tensión de sostenimiento*.

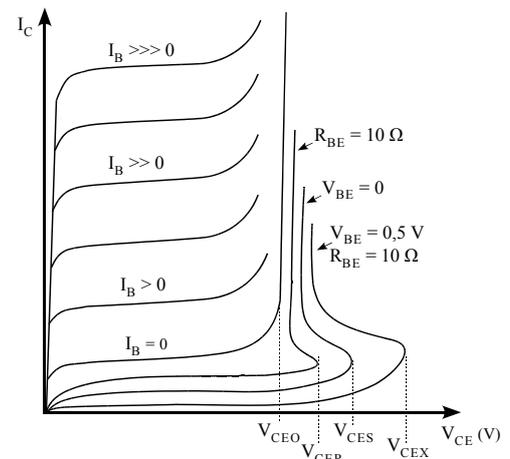


fig. 3

La parte izquierda de las curvas de la fig. 3 muestran las características típicas de colector bajo condiciones normales de polarización directa.

$V_{CE(sat)}$ Para una corriente de base dada, la *tensión de saturación* entre colector y emisor es la tensión mínima requerida para mantener al transistor en condición de plena conducción (o sea, en la región de saturación)

V_{PT} Tensión de perforación, define el valor de tensión colector-emisor para el cual la zona de agotamiento de colector se extiende hasta atravesar toda la base y toca en algún punto al emisor.

Este fenómeno de *perforación* da origen a un camino de baja resistencia entre colector y emisor y provoca un aumento súbito de la corriente. La tensión de perforación no produce necesariamente la destrucción permanente de un transistor, siempre que el circuito externo tenga suficiente impedancia como para limitar la disipación a valores seguros.

Regímenes de corriente y de temperatura

Los mecanismos físicos en los cuales se basa el funcionamiento del transistor son sensibles a la temperatura. Si la polarización no se compensa en función de la temperatura, puede producirse un proceso llamado *embalamiento térmico*. La tensión V_{CE} cae a un valor bajo mientras que la corriente de colector aumenta y es limitada solamente por el circuito externo. Si no hay limitación de corriente, se

puede fundir el silicio y producirse un cortocircuito entre colector y emisor.

$I_{C(max)}$ Máxima corriente DC que puede circular continuamente por el colector.

I_{CM} Valor de pico de la corriente AC que puede circular por el colector, siempre que su valor medio no sobrepase a $I_{C(max)}$.

$T_{j(max)}$ Máxima temperatura que soporta la juntura sin destruirse

El máximo régimen de corriente de un transistor, indica la máxima corriente que puede circular por el colector sin destruir el transistor o sin que β se reduzca por debajo de un valor mínimo arbitrario.

Regímenes de potencia

Un transistor se calienta por la potencia que disipa. Por lo tanto, se da un régimen máximo de potencia para asegurar que la temperatura en todas partes del transistor se mantenga por debajo de un valor que provocaría su degradación, o eventualmente su destrucción.

$P_{C(max)}$ Potencia máxima absoluta que puede disipar el transistor en forma continua sin que la juntura de colector se destruya.

Se puede especificar con respecto a la temperatura ambiente al aire libre, en general a 25°C, o con respecto a la temperatura de la carcasa (para transistores montados sobre disipadores térmicos). Si se dibuja sobre las curvas de colector el lugar geométrico de los puntos en los cuales $V_{CE} \cdot I_C = P_{C\max}$, el mismo será una hipérbola equilátera llamada *hipérbola de máxima disipación*.

El área de funcionamiento de un transistor en emisor común queda determinada por V_{CEO} , $I_{C(max)}$ y dicha hipérbola. Para un funcionamiento lineal, se deben también respetar los valores mínimos $V_{CE(sat)}$ e I_{CEO} . De no hacerlo, el transistor operará también en las zonas de saturación y de corte, produciéndose una distorsión de la señal por recorte de la misma.

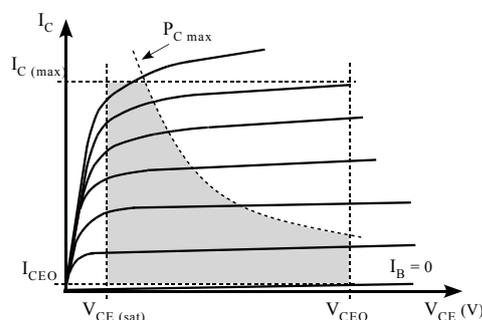


fig. 4

Area de funcionamiento seguro

La disipación de un transistor no está distribuida uniformemente a través de la pastilla del semiconductor. Con tensiones mayores, las concentraciones de corriente se hacen más severas y se pueden desarrollar puntos calientes dentro de la pastilla. En consecuencia, la potencia que puede disipar un transistor disminuye con tensiones altas.

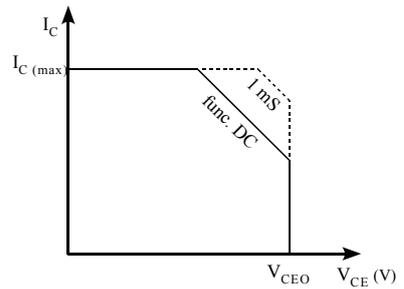


fig. 5

El régimen de potencia de un transistor puede indicarse mediante una curva limitadora, fig. 5, que indica una región de funcionamiento seguro con potencia de pico. Esta curva muestra también la capacidad de admitir potencia cuando se opera en régimen de pulsos muy breves, lo cual no calienta tanto al transistor como lo hace un régimen permanente.

Segunda ruptura - Second Breakdown

Es un proceso regenerativo térmico y eléctrico, el cual aparece cuando la energía absorbida por un transistor excede un nivel crítico, produciendo puntos calientes dentro de la pastilla del transistor. La corriente se concentra en una pequeña zona, siendo la combinación de esa elevada corriente y de la tensión a través del transistor la que determina un calentamiento localizado que puede llegar a fundir una diminuta perforación entre colector y emisor, dando lugar a un cortocircuito. Este proceso no se inicia a menos que coincidan ciertos valores elevados de tensión y corriente durante lapsos finitos.

15.4 Amplificador de potencia clase A acoplado por transformador

En el amplificador de la fig. 2, la mitad de la potencia de DC que suministra la fuente de alimentación no llega al colector del transistor, sino que se disipa sobre R_C . Lo ideal sería una resistencia de colector que valiera cero a los efectos de la corriente continua de polarización, pero que presentase el valor de carga adecuado a los efectos de la señal de CA. Este efecto lo podemos lograr acoplando la carga mediante un transformador, tal como se ve en la fig. 6.

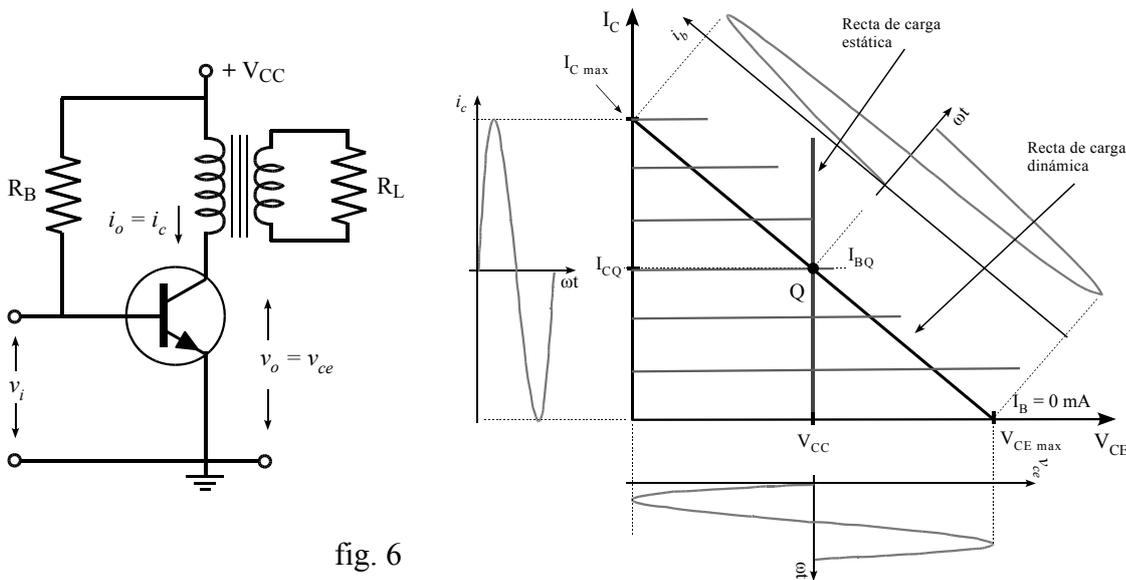


fig. 6

Asumiremos que tanto el transformador como el transistor son ideales. Para obtener una máxima excursión simétrica de la señal de salida, deberá cumplirse:

$$V_{CE\ max} = 2 \cdot V_{CC} \quad , \quad I_{C\ max} = 2 \cdot I_{CQ}$$

Vemos que la tensión máxima de colector es el doble que V_{CC} . Físicamente, lo que ocurre es que al variar i_C se induce una tensión en el primario del transformador, la cual según la ley de Lenz se suma a V_{CC} cuando i_C disminuye y viceversa.

La potencia media suministrada por la fuente es: $P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CQ}$

Para una máxima excursión de la señal de salida, tenemos que la potencia de CA entregada a la carga será:

$$i_o = \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} \Rightarrow P_o = v_o \cdot i_o = \frac{V_{CC} \cdot I_{CQ}}{2}$$

$$v_o = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}}$$

Haciendo el cociente entre ambas potencias:

$$\eta_{max} = \frac{P_o}{P_{CC}} \cdot 100 = \frac{V_{CC} \cdot I_{CQ}}{2 \cdot V_{CC} \cdot I_{CQ}} \cdot 100 = 50\% \quad (3)$$

El acoplamiento por transformador permite entonces duplicar el rendimiento máximo teórico de un amplificador clase A. Surge entonces la pregunta: Para una determinada potencia de salida, que relación hay entre ésta, los regímenes de máxima del transistor y la relación de espiras del transformador ?

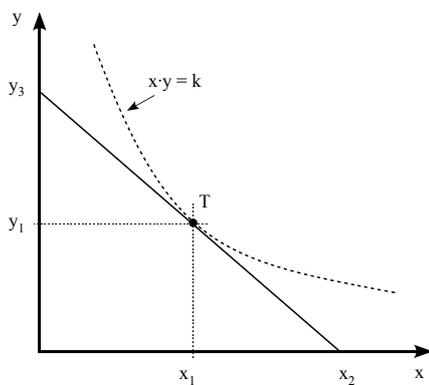


fig. 7

Comenzaremos estudiando la relación entre una hipérbola equilátera $x \cdot y = k$ y una recta cualquiera tangente a la misma.

$$\Rightarrow y = \frac{k}{x} \Rightarrow \frac{dy}{dx} = -\frac{k}{x^2}$$

Si trazamos la tangente en el punto T:

$$-\frac{k}{x_1^2} = \frac{y_1 - 0}{x_1 - x_2} \Rightarrow x_2 = 2 \cdot x_1$$

$$x_1 \cdot y_1 = k$$

En forma similar: $y_3 = 2 \cdot y_1$

En consecuencia, si se elige una recta de carga dinámica que sea tangente a la hipérbola de máxima disipación en el punto de reposo Q, tendremos una máxima excursión simétrica de la señal. Además, por estar la recta de carga por debajo de dicha hipérbola, la potencia instantánea disipada en el transistor será

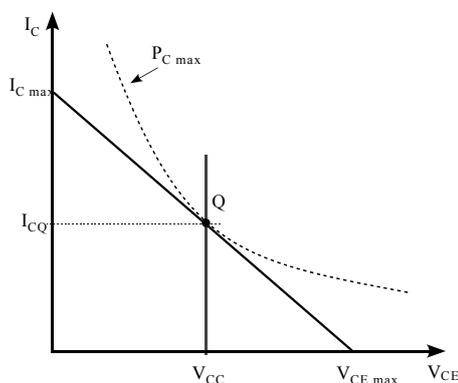


fig. 8

siempre inferior a P_{Cmax} excepto en el punto Q, donde será igual a P_{CC} . El transistor operará en un área segura con respecto a la potencia disipada. Con plena excitación la potencia de salida será:

$$\Rightarrow P_{o\ max} = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} = \frac{P_{Cmax}}{2} = \frac{P_{CC}}{2}$$

Bajo las condiciones de idealización asumidas, los regímenes de máxima del transistor serán entonces:

$$\begin{aligned} P_{C(\max)} &\geq 2 \cdot P_o \\ V_{CEO} &\geq 2 \cdot V_{CC} \\ I_{C(\max)} &\geq 2 \cdot I_{CQ} \end{aligned} \quad (4)$$

La resistencia de carga R_L se presentará al transistor como una impedancia reflejada Z_{in} que estará determinada por la relación de espiras del transformador y que responderá a la recta de carga dinámica escogida:

$$Z_{in} = \frac{v_o}{i_o} = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{2}}{I_{CQ}} = a^2 R_L \Rightarrow a = \sqrt{\frac{V_{CC}}{I_{CQ} R_L}} \quad (5)$$

Al dimensionar el núcleo del transformador se debe tener en cuenta que, debido a la presencia de I_{CQ} , la excitación magnética H en el punto de reposo no es cero. Por ese motivo, la excursión dentro de la zona lineal de la curva de magnetización del núcleo no será simétrica.

Efecto de R_E y R_P

En un amplificador real, el circuito de polarización incluirá normalmente una resistencia de emisor R_E y la resistencia R_P del primario del transformador no será cero.

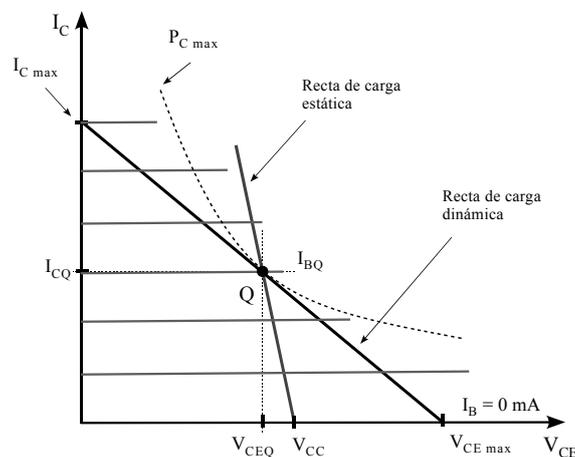
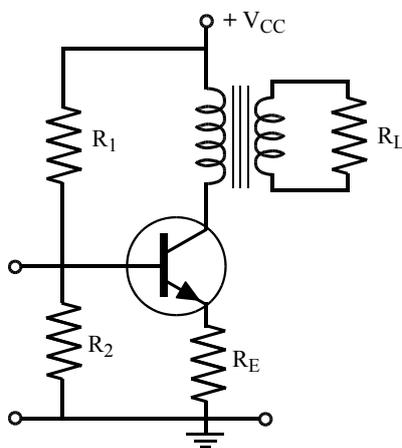


fig. 9

Para el cálculo de la polarización, se suele estimar que la caída de tensión en R_E y R_P es alrededor del 10 al 15 % de V_{CC} .

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_E + R_P)$$

$$P_{CC} = [V_{CEQ} + I_{CQ}(R_E + R_P)] I_{CQ}$$

Tenemos en este caso que: $V_{CE\max} = 2 \cdot V_{CEQ}$ siendo $V_{CEQ} < V_{CC}$

El efecto de ambas resistencias se desprecia en el análisis de CA, por ser su suma mucho menor que la carga reflejada en el primario del transformador: $R_E + R_P \ll a^2 R_L$

Efecto de $V_{CE\min}$ e $I_{C\min}$

En un transistor real, tanto $V_{CE\min}$ como $I_{C\min}$ serán distintos de cero. A fin de obtener una máxima excursión simétrica de la señal de salida, será necesario escoger un punto de reposo Q que en la mayoría de los casos no coincidirá con el punto de tangencia, tal como ocurre en la fig. 10.

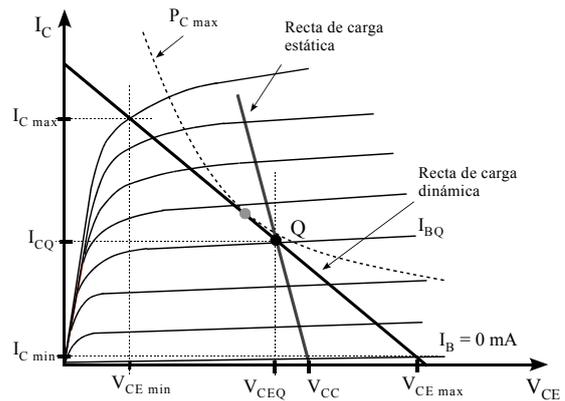


fig. 10

$$i_o = \frac{I_{C\max} - I_{C\min}}{2\sqrt{2}} \Rightarrow P_o = v_o \cdot i_o = \frac{(V_{CE\max} - V_{CE\min})(I_{C\max} - I_{C\min})}{8} \quad (6)$$

$$v_o = \frac{V_{CE\max} - V_{CE\min}}{2\sqrt{2}}$$

Tanto $V_{CE\min}$ como $I_{C\min}$ tienen el efecto de disminuir la potencia de salida y por lo tanto el rendimiento. Sin embargo, por ser I_{CEO} muy pequeña, su efecto pasa más desapercibido que el de $V_{CE\min}$, que siempre será mayor o igual que $V_{CE(sat)}$. Por este motivo, para obtener una potencia de salida dada, es conveniente que V_{CC} sea lo más alta posible y que I_{CQ} sea lo más baja posible.

Esto presenta otras dos ventajas adicionales:

- 1) La fuente de alimentación es más económica, ya que los requerimientos para filtrar una corriente baja son menores.
- 2) El valor del β de un transistor disminuye para valores grandes de la corriente de colector. Al mantener I_C acotada dentro de un entorno relativamente moderado, β será más constante, lográndose una menor distorsión no lineal.

Estimación de la potencia de excitación

La impedancia de entrada de un amplificador con transistor bipolar es relativamente baja, por lo que la etapa excitadora deberá ser capaz de entregar una cierta potencia de excitación. Para su estimación no basta con la familia de curvas características de colector, sino que se requiere además la curva de la juntura Base-Emisor, en la que se representa $I_B = f(V_{BE})$. Esta última es en realidad una familia de curvas para distintos valores de V_{CE} , pero las mismas se encuentran tan próximas entre sí que se puede suponer que es una sola, fig. 11.

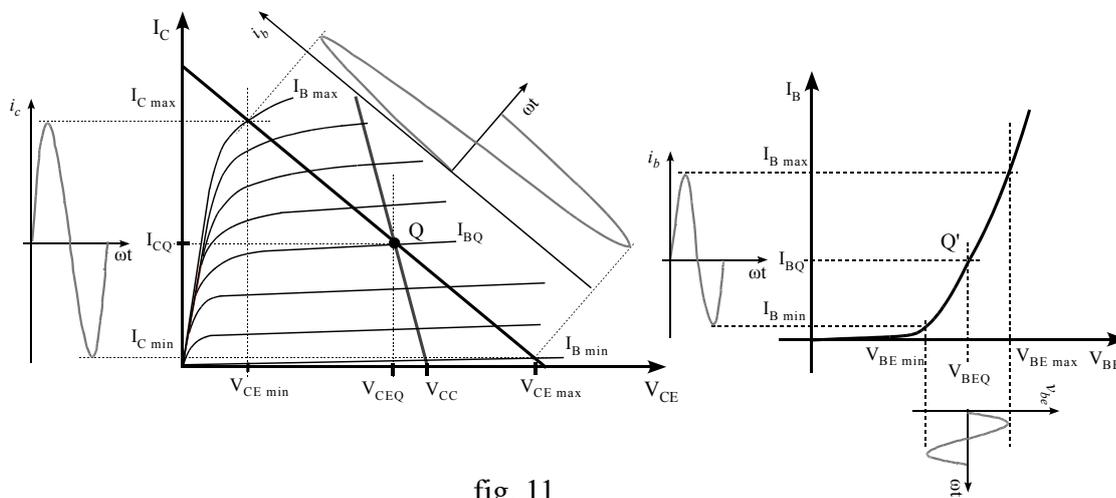


fig. 11

Debido a la alinealidad de la curva de entrada, al excitar al transistor con una tensión simétrica v_{be} , la variación de la corriente de base i_b no será simétrica. Esta es la principal fuente de distorsión del transistor, si bien tiende a compensarse con la disminución de β para valores grandes de I_C . Es posible hallar un valor óptimo de la resistencia de salida de la etapa excitadora, para el cual la distorsión es mínima. La corriente y la tensión eficaces que deberá entregar la etapa excitadora se calculan mediante la ec. (7). Se le debe sumar además la potencia absorbida por la red de polarización del transistor de potencia.

$$i_B = \frac{I_{B\max} - I_{B\min}}{2\sqrt{2}} \tag{7}$$

$$V_{BE} = \frac{V_{BE\max} - V_{BE\min}}{2\sqrt{2}}$$

Cuando no se dispone de las curvas características, se pueden estimar la corriente y la tensión de excitación para un transistor de silicio mediante la ec. (8).

$$i_B = \frac{i_C}{\beta_{\min}} \tag{8}$$

$$V_{BE} \approx \frac{1,5V}{2\sqrt{2}}$$

15.5 Distorsión no lineal

Hasta aquí hemos considerado al transistor como un dispositivo lineal. En general y debido a la alinealidad de la curva de entrada y a que las curvas de colector no son líneas rectas equidistantes para incrementos constantes de la señal de excitación, la característica de transferencia dinámica del transistor será alineal. En consecuencia, la forma de la señal de salida será diferente a la de la señal de entrada. Este tipo de distorsión se llama *distorsión no lineal*.

Si se excita al amplificador con una señal armónica, se obtendrá a la salida una señal periódica de igual frecuencia pero distorsionada, la cual se puede expresar mediante una

serie de Fourier, cuya
$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad (9)$$

forma general es:

Supongamos ahora que la señal de excitación es cosenoidal. Cuando se desplaza el punto de funcionamiento entre el punto Q y el punto 1, el trayecto es el mismo en ambas direcciones, lo cual significa que la forma de onda de la corriente de salida durante el cuarto de ciclo en el que el

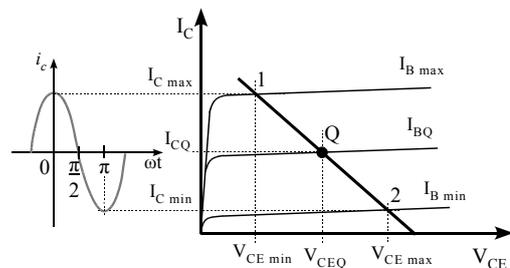


fig. 12

punto se mueve del Q al 1, es simétrica a la que se obtiene cuando se mueve del punto 1 al Q. Lo mismo sucede para los dos cuartos de ciclo en que se desplaza entre los puntos Q y 2. Matemáticamente, esto significa que la señal de salida es una *función par* del tiempo (simétrica con respecto a $\omega t = 0$). Así, por tratarse de una función par, la serie de Fourier que expresa la corriente de salida se compone sólo de

términos coseno:
$$i_o(\omega t) = I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + I_3 \cos(3\omega t) + \dots \quad (10)$$

Esto significa físicamente, que la señal de salida además de contener un término fundamental de la misma frecuencia de entrada y amplitud I_1 , contiene una componente constante I_0 e infinitas componentes armónicas coseno cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la fundamental. Este término constante I_0 sumado a la corriente de reposo I_{CQ} , da la corriente media de salida en presencia de señal, cuyo valor es entonces $I_{CQ} + I_0$.

Para estimar los coeficientes de Fourier, se asume que las componentes armónicas con una amplitud significativa son las n primeras y que las restantes son cero. Para el cálculo de estos n coeficientes, es necesario conocer los valores de la corriente de salida en n instantes diferentes de la señal de entrada, instantes que se eligen de modo que estén distribuidos a iguales intervalos de amplitud. A partir de estos valores, se plantea y resuelve un sistema de ecuaciones.

Distorsión del 2º armónico

Para n igual a 3, es posible determinar el término constante, la fundamental y la componente de distorsión de 2ª armónica. Los instantes que se eligen en este caso son $\omega t = 0, \pi/2$ y π rad. Utilizando la curva de entrada, se determinan a partir de la tensión de excitación cosenoidal los valores $I_{B \max}$, I_{BQ} e $I_{B \min}$ correspondientes a dichos instantes, fig. 13. Luego, mediante la familia de curvas de colector, se hallan los valores correspondientes de I_C , fig. 12.

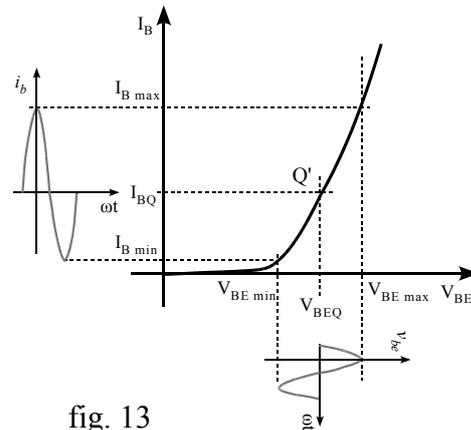


fig. 13

Estos valores de I_C son el resultado de la suma de las tres componentes de $i_C(\omega t)$ en los tres instantes elegidos. Sustituyendo los valores de ωt y de $i_C(\omega t)$ en la ec. (10), se obtiene la ec. (11)

$$\begin{aligned}
 \omega t = 0 &\Rightarrow i_C(0) = I_{C \max} = I_{CQ} + I_0 + I_1 + I_2 \\
 \omega t = \frac{\pi}{2} &\Rightarrow i_C\left(\frac{\pi}{2}\right) = I_{CQ} = I_{CQ} + I_0 + 0 - I_2 \\
 \omega t = \pi &\Rightarrow i_C(\pi) = I_{C \min} = I_{CQ} + I_0 - I_1 + I_2
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

Basta ahora resolver ese sistema de ecuaciones para obtener los coeficientes correspondientes a las amplitudes de las distintas componentes, ec. (12):

$$\begin{aligned}
 I_0 &= \frac{i_C(0)}{4} - \frac{i_C(\pi/2)}{2} + \frac{i_C(\pi)}{4} \\
 I_1 &= \frac{i_C(0)}{2} - \frac{i_C(\pi)}{2} \\
 I_2 &= \frac{i_C(0)}{4} - \frac{i_C(\pi/2)}{2} + \frac{i_C(\pi)}{4}
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

Armónicos de orden superior

Normalmente, los términos de orden superior al 4º son muy pequeños y se los puede despreciar. Tomando n igual a 5, es posible determinar el término constante, la componente fundamental y las componentes de distorsión de 2ª, 3ª y 4ª armónica. Los instantes que se eligen en este caso son $\omega t = 0, \pi/3, \pi/2, 2\pi/3$ y π radianes. Planteando el sistema de ecuaciones como en el caso anterior y resolviéndolo, se obtienen las amplitudes de las distintas componentes, ec. (13)

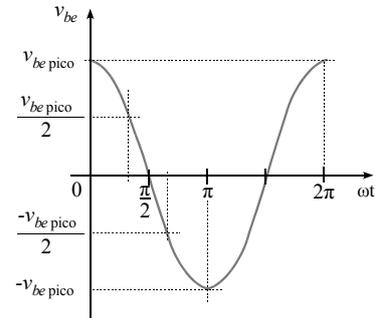


fig. 14

$$\begin{aligned}
 I_0 &= \frac{i_c(0)}{6} + \frac{i_c(\pi/3)}{3} - \frac{i_c(\pi/2)}{2} + \frac{i_c(2\pi/3)}{3} + \frac{i_c(\pi)}{6} \\
 I_1 &= \frac{1}{3} [i_c(0) + i_c(\pi/3) - i_c(2\pi/3) - i_c(\pi)] \\
 I_2 &= \frac{i_c(0)}{4} - \frac{i_c(\pi/2)}{2} + \frac{i_c(\pi)}{4} \\
 I_3 &= \frac{i_c(0)}{6} - \frac{i_c(\pi/3)}{3} + \frac{i_c(2\pi/3)}{3} - \frac{i_c(\pi)}{6} \\
 I_4 &= \frac{i_c(0)}{12} - \frac{i_c(\pi/3)}{3} + \frac{i_c(\pi/2)}{2} - \frac{i_c(2\pi/3)}{3} + \frac{i_c(\pi)}{12}
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

Se define el porcentaje de distorsión debido a un armónico particular n como la relación entre la amplitud de ese armónico y la fundamental en tanto por ciento. La distorsión armónica total D se define mediante la ec. (14) :

$$\begin{aligned}
 D_n &= \frac{I_n}{I_1} \cdot 100\% \\
 D &= \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}}{I_1} \cdot 100\% \tag{14}
 \end{aligned}$$

15.6 Distorsión de intermodulación

Si la característica de transferencia dinámica del amplificador presenta una curvatura apreciable y se aplican simultáneamente dos o más señales de distintas frecuencias, aparecerán además a la salida otras señales cuyas frecuencias resultarán ser la suma y diferencia de las frecuencias de las señales originales.

Esta *distorsión de intermodulación* se puede reducir utilizando realimentación negativa para mejorar la linealidad.

15.7 Amplificador en contrafase clase A

Debido a que el transistor opera en régimen de gran señal, el porcentaje de distorsión de un amplificador clase A con salida simple es inherentemente elevado. Además de permitir obtener una mayor potencia salida, el circuito de la fig. 15 presenta varias ventajas, entre las que se cuenta una menor distorsión.

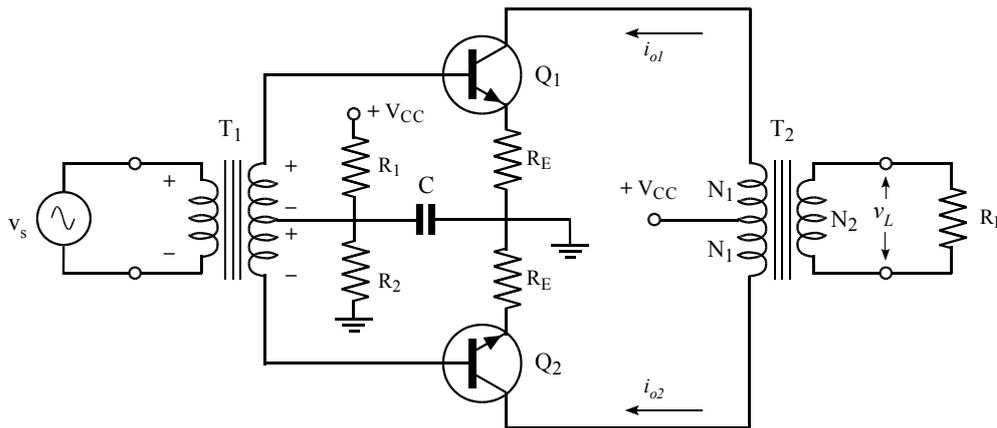


fig. 15

El punto medio del secundario del transformador de excitación T_1 está conectado a tierra a través del condensador C , de modo que ambos transistores son excitados por señales idénticas pero en oposición de fase. R_1 y R_2 están en paralelo con el condensador y no consumen potencia de excitación.

La tensión de salida v_L será proporcional a la diferencia de los flujos magnéticos ϕ_1 y ϕ_2 , generados en cada mitad del primario del transformador de salida T_2 . Estos dependerán a su vez del

número de espiras N_1 de cada mitad, así
$$v_L = k(N_1 \cdot i_{o1} - N_1 \cdot i_{o2}) \quad (15)$$

como de la corriente que las recorre:

Asumiendo que los transistores son idénticos, ambos producirán la misma distorsión y por lo tanto aplicando la ec. (10) sus corrientes de salida serán:

$$i_{o1} = I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) + I_3 \cos(3\omega t) + \dots$$

$$\begin{aligned} i_{o2} &= I_{CQ} + I_0 + I_1 \cos(\omega t + \pi) + I_2 \cos[2(\omega t + \pi)] + I_3 \cos[3(\omega t + \pi)] + \dots = \\ &= I_{CQ} + I_0 - I_1 \cos(\omega t) + I_2 \cos(2\omega t) - I_3 \cos(3\omega t) + \dots \end{aligned}$$

Sustituyendo estas expresiones de i_{o1} e i_{o2} en la ec. (15) se obtiene la ec. (16)

$$v_L = 2 \cdot k \cdot N_1 [I_1 \cos(\omega t) + I_3 \cos(3 \omega t) + I_5 \cos(5 \omega t) + \dots] \quad (16)$$

Vemos que en el transformador T_2 se cancela la parte del flujo magnético debido a las componentes de continua y a las armónicas pares, reduciendo sensiblemente la distorsión con respecto al amplificador de salida simple. Al cancelarse también las componentes de continua, la excitación magnética H en el punto de reposo es cero, estando entonces el punto de reposo magnético en el centro de la curva de magnetización del núcleo de T_2 . Esto redundará en un núcleo de menores dimensiones que en el caso de un amplificador de igual potencia con salida simple. Asimismo, también se cancelará el zumbido debido a la fuente de alimentación, ya que una eventual variación en la tensión de alimentación V_{CC} producirá variaciones iguales de i_{o1} e i_{o2} .

La potencia entregada por la fuente de alimentación es: $P_{CC} = V_{CC} \cdot 2 \cdot I_{CQ}$

La potencia entregada por cada transistor individualmente a la carga P_{os} es:

$$P_{os} = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CC} \cdot I_{CQ}}{2}$$

y la potencia de salida total P_o es entonces:

$$P_o = 2 \cdot P_{os} = V_{CC} \cdot I_{CQ}$$

El rendimiento máximo total es el cociente entre ambas potencias y es igual al de cada amplificador simple considerado por separado

$$\eta_{max} = \frac{P_o}{P_{CC}} \cdot 100 = 50\% \quad (17)$$

El amplificador en contrafase se proyecta calculando los amplificadores con salida simple que lo componen y cuya potencia de salida es la mitad de la total. La impedancia Z_{in_s} que el transformador T_2 refleja como carga a cada transistor es la mitad de la impedancia reflejada entre los extremos del primario Z_{in_c} :

$$Z_{in_s} = \frac{Z_{in_c}}{2} \Rightarrow Z_{in_c} = \left(\frac{N_{1c}}{N_2}\right)^2 R_L = 2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L$$

De allí se deducen las expresiones que relacionan al transformador “ visto “ por cada transistor, con el número de espiras N_{1c} y la inductancia del primario L_{pc} del transformador de salida T_2 real, ec. (18)

$$\Rightarrow \begin{aligned} \frac{N_{1c}}{N_2} &= \frac{\sqrt{2} \cdot N_1}{N_2} \\ \frac{L_{pc}}{L_s} &= \frac{2 \cdot L_{ps}}{L_s} \end{aligned} \quad (18)$$

15.8 Amplificador clase B con simetría complementaria

Junto a la baja eficiencia de la conversión de potencia, el mayor inconveniente de los amplificadores de potencia hasta ahora estudiados radica en el uso de un transformador para acoplar la carga. Si se desea una baja distorsión, el tamaño y peso del núcleo serán considerables, aún para potencias moderadas. Además, una respuesta de frecuencia plana dentro del margen de audiofrecuencias requerirá una construcción muy cuidadosa y costosa.

Utilizando dos transistores complementarios apareados, o sea uno de tipo NPN y otro PNP con iguales parámetros, es posible construir un amplificador cuya carga esté acoplada directamente. El esquema de principio puede verse en la fig. 16. En ausencia de señal, $V_{BE1} = V_{BE2} = 0$, por lo que ambos transistores están al corte y no circula corriente por la carga.

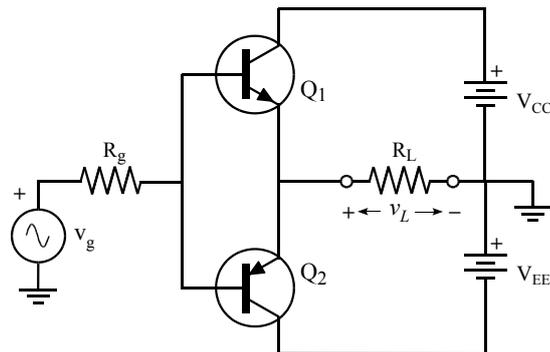


fig. 16

$$V_{CC} = V_{EE}$$

Consideremos ahora que los transistores son ideales, teniendo por lo tanto una tensión umbral $V_{BE\ on} = 0\ V$ y que la señal de excitación v_g es senoidal.

Durante el semiciclo positivo, $v_g > 0$ y el transistor Q_1 comienza a conducir, mientras que Q_2 queda bloqueado, fig. 17a .

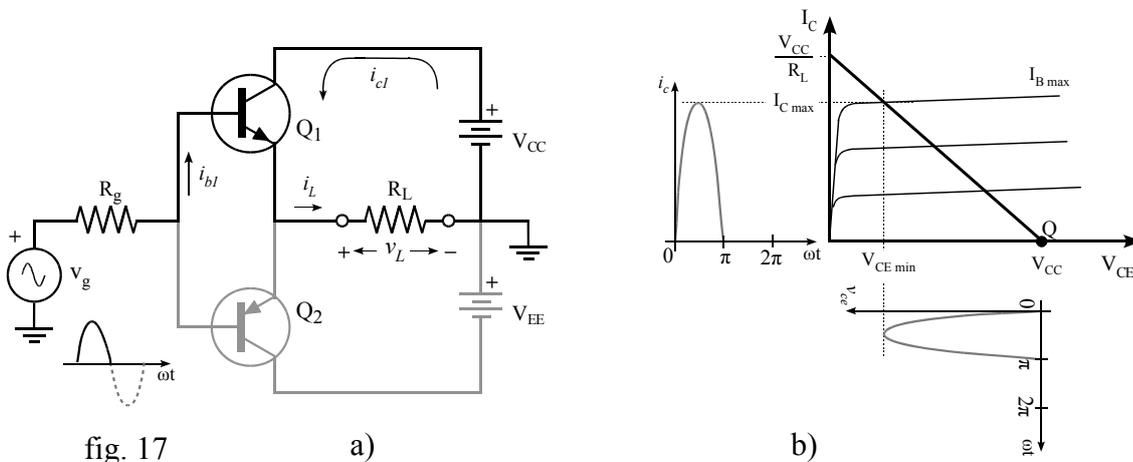


fig. 17

a)

b)

El punto de operación se moverá sobre la recta de carga correspondiente a Q_1 :

$$V_{CC} = V_{CE1} + I_{C1} \cdot R_L$$

I_{C1} aumentará hasta alcanzar $I_{C \max}$, disminuyendo al mismo tiempo V_{CE1} hasta $V_{CE \min}$

$$I_{C \max} = \frac{V_{CC} - V_{CE \min}}{R_L} \quad (19)$$

siendo la corriente a través de R_L : $i_L \approx i_{c1} = I_{C \max} \text{sen}(\omega t)$, $0 \leq \omega t \leq \pi$ (20)

Estudiaremos ahora la relación entre v_L y v_g :

$$v_g = i_{B1} R_g + v_{BE1} + \beta i_{B1} R_L \Rightarrow i_{B1} = \frac{v_g - v_{BE1}}{R_g + \beta R_L}$$

Como en general, $\beta R_L \gg R_g$, si se cumple que $v_g \gg v_{BE1}$, entonces

$$\Rightarrow v_L = \frac{\beta R_L}{R_g + \beta R_L} (v_g - v_{BE1}) \quad (21)$$

$v_L \approx v_g$, pudiendo alcanzar un valor máximo de pico positivo igual a V_{CC} .

Durante el semiciclo negativo, $v_g < 0$ y el transistor Q_2 comienza a conducir, mientras que Q_1 queda bloqueado, fig. 18a.

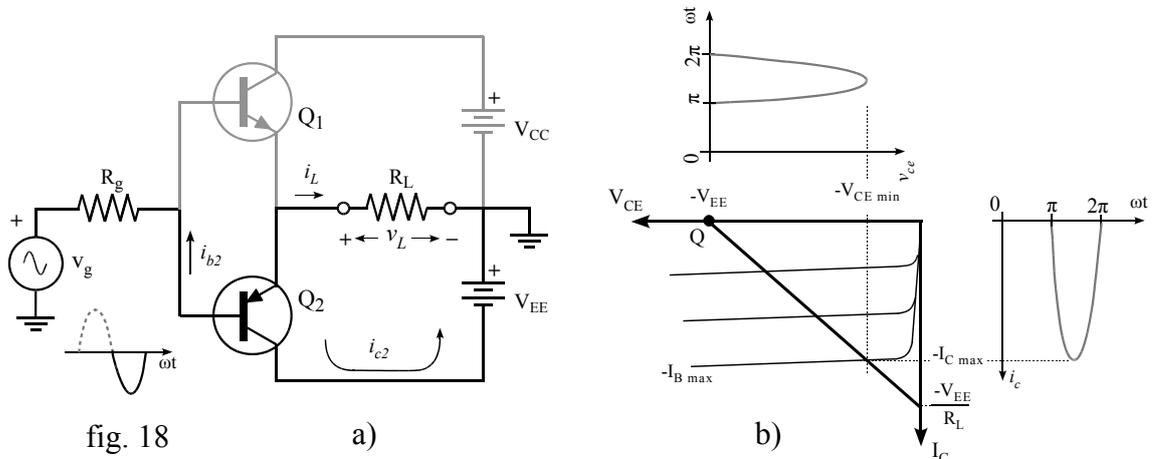


fig. 18

a)

b)

El punto de operación se moverá sobre la recta de carga correspondiente a Q_2 :

$$-V_{EE} = V_{CE2} + I_{C2} \cdot R_L$$

I_{C2} aumentará hasta alcanzar $-I_{C \max}$, disminuyendo al mismo tiempo V_{CE2} hasta $-V_{CE \min}$

$$-I_{C \max} = \frac{-V_{EE} - V_{CE \min}}{R_L} \quad (22)$$

siendo la corriente a través de R_L : $i_L \approx -i_{c2} = I_{C \max} \text{sen}(\omega t)$, $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ (23)

Como en el semiciclo positivo, si $v_g \gg v_{BE2}$ entonces $v_L \approx v_g$, pudiendo alcanzar un valor máximo de pico negativo igual a $-V_{EE}$.

Potencia de salida

La corriente a través de la carga es la suma de las ec. (20) y (23) :

$$i_L = i_{c1} - i_{c2} = I_{Cmax} \text{ sen}(\omega t) \quad , \quad 0 \leq \omega t \leq 2\pi$$

Tomando el valor eficaz de i_L y

sustituyendo I_{Cmax} por la ec. (19)

$$P_o = \left(\frac{I_{Cmax}}{\sqrt{2}}\right)^2 \cdot R_L = \frac{(V_{CC} - V_{CEmin})^2}{2 \cdot R_L} \quad (24)$$

obtenemos la potencia de salida:

Con plena excitación, V_{CEmin} puede llegar teóricamente a

ser cero, siendo así la máxima potencia de salida posible:

$$P_{o\ max} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} \quad (25)$$

Potencia entregada por la fuente de alimentación

La potencia P_{CC} de la fuente de alimentación será la suma de las potencias medias entregadas por cada fuente.

La fuente V_{CC} entrega un pulso de corriente i_{C1} durante el semiperíodo

$$I_{C10} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{Cmax} \text{ sen}(\omega t) d\omega t = \frac{I_{Cmax}}{\pi}$$

$0 \leq \omega t \leq \pi$, cuyo valor medio es I_{C10} ,

siendo la potencia media entregada por la fuente:

$$P_{CC1} = V_{CC} \cdot \frac{I_{Cmax}}{\pi} \quad (26)$$

La fuente V_{EE} entrega un pulso de corriente i_{C2} durante el semiperíodo

$$I_{C20} = \left| \frac{1}{2\pi} \int_\pi^{2\pi} I_{Cmax} \text{ sen}(\omega t) d\omega t \right| = \frac{I_{Cmax}}{\pi}$$

$\pi \leq \omega t \leq 2\pi$, cuyo valor medio es I_{C20} ,

siendo la potencia media entregada por la fuente:

$$P_{CC2} = V_{EE} \cdot \frac{I_{Cmax}}{\pi} \quad (27)$$

Recordando que $V_{CC} = V_{EE}$, la potencia total suministrada por las fuentes será:

$$P_{CC} = P_{CC1} + P_{CC2} = 2 \cdot V_{CC} \frac{I_{Cmax}}{\pi} = 2 \cdot V_{CC} \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{\pi \cdot R_L} \quad (28)$$

Rendimiento

El rendimiento del amplificador está dado por el cociente entre las ec. (24) y (28):

$$\eta = \frac{P_o}{P_{CC}} = \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{V_{CC}} \cdot \frac{\pi}{4} \quad (29)$$

El máximo rendimiento teórico posible corresponde al caso en que que $V_{CEmin} = 0$ V :

$$\eta_{max} = \frac{P_o}{P_{CC}} \cdot 100 = \frac{\pi}{4} \cdot 100 \approx 78,5\% \quad (30)$$

Potencia disipada en los transistores

Suponiendo que los transistores estén perfectamente apareados, cada uno de ellos disipará la

misma potencia de colector P_C :

$$P_C = \frac{P_{CC} - P_o}{2} = \frac{V_{CC} (V_{CC} - V_{CEmin})}{\pi \cdot R_L} - \frac{(V_{CC} - V_{CEmin})^2}{4 \cdot R_L} \quad (31)$$

En ausencia de señal no circula corriente por los transistores y por lo tanto éstos no disipan potencia. Al aplicar la señal de excitación, la potencia disipada P_C variará en función del valor de V_{CEmin} y los transistores deberán ser capaces de disipar el máximo valor que la ec. (31) pueda asumir.

Para estudiar esta función, primero la re-escribiremos como:

$$P_C = \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{V_{CC} \cdot R_L} \left[\frac{V_{CC}^2}{\pi} - \frac{(V_{CC} - V_{CEmin}) V_{CC}^2}{4 \cdot V_{CC}} \right] \quad (32)$$

Aplicando a la ec. (32) un cambio de variable:

$$x = \frac{V_{CC} - V_{CEmin}}{V_{CC}} \Rightarrow P_C = \frac{V_{CC}^2}{R_L} x \left(\frac{1}{\pi} - \frac{x}{4} \right) \quad (33)$$

Se deriva a continuación la ec. (33) con respecto a x , obteniendo así la siguiente función derivada

$$\frac{dP_C}{dx} = \frac{V_{CC}^2}{R_L} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{x}{2} \right)$$

La derivada se anula en $x = 2/\pi$, siendo positiva para $x < 2/\pi$ y negativa para $x > 2/\pi$, por lo cual la potencia disipada P_C tendrá un máximo en $x = 2/\pi$

Sustituyendo este valor en la ec. (33)

$$P_{Cmax} = \frac{V_{CC}^2}{R_L} \cdot \frac{2}{\pi} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2\pi} \right) = \frac{V_{CC}^2}{R_L} \cdot \frac{1}{\pi^2} \approx 0,2 \cdot P_{o max} \quad (34)$$

Cada transistor deberá entonces ser capaz de disipar un 20 % de la potencia máxima teórica para la que ha sido proyectado el amplificador.

Regímenes de máxima del par complementario

Resumiendo lo arriba estudiado, los regímenes de máxima de los transistores que integran el par complementario deberán ser entonces:

$$\begin{aligned} V_{CEO} &\geq 2 \cdot V_{CC} \\ I_{C(max)} &\geq \frac{V_{CC}}{R_L} \\ P_{C(max)} &\geq \frac{P_{o max}}{5} \end{aligned} \quad (35)$$

Distorsión

Estudiaremos ahora la función de transferencia $v_L = f(v_g)$ del par complementario.

Cuando $v_g > 0$, Q_1 conduce y Q_2 está bloqueado. Por la ec. (21) sabemos que:

$$v_L = \frac{\beta R_L}{R_g + \beta R_L} (v_g - v_{BE1})$$

Esta es la ecuación de una recta cuya pendiente es aproximadamente 1. Como Q_1 recién comienza a conducir cuando v_g alcanza una cierta tensión umbral $V_{BE\ on}$, la recta está desplazada hacia la derecha en ese valor. Si v_g alcanza un valor muy grande, el transistor se saturará y la tensión en la carga será aproximadamente igual a V_{CC} . Esta parte de la función se representa en la fig. 19a.

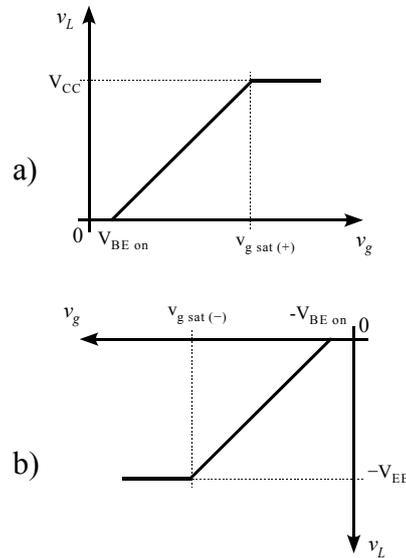


fig. 19

Cuando $v_g < 0$, Q_2 conduce y Q_1 está bloqueado. También ahora la relación entre v_L y v_g tiene la forma de la ec. (21). Esta segunda parte de la función de transferencia se representa en la fig. 19b.

$$v_L = \frac{\beta R_L}{R_g + \beta R_L} (v_g - v_{BE2})$$

La combinación de las fig. 19 a) y b) conforma la característica teórica de transferencia. Como en la realidad los transistores no se pueden asimilar exactamente ni a un circuito abierto para $|v_g| < V_{BE\ on}$, ni a un cortocircuito cuando se encuentran en saturación, la característica real de transferencia tendrá la forma mostrada en la fig. 20.

Sí mediante esta curva se proyecta una señal senoidal v_g para obtener la tensión de salida v_L , se obtiene una señal distorsionada para los valores en que $-V_{BE\ on} < v_g < V_{BE\ on}$.

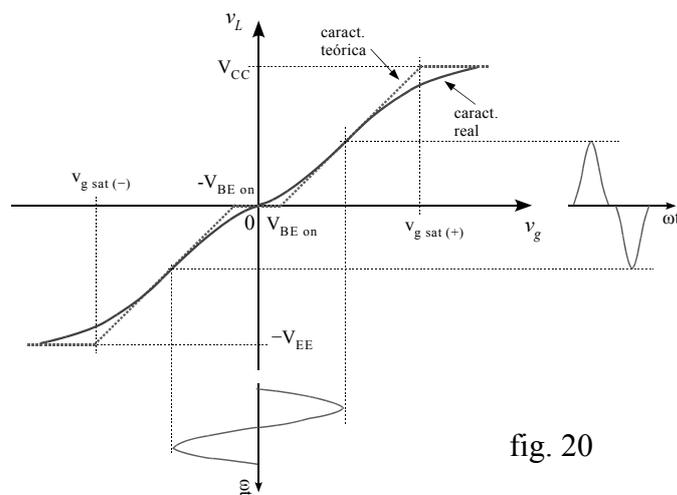


fig. 20

Este tipo de distorsión se denomina *Distorsión de cruce*. Para corregirla, se

polarizan los transistores ligeramente por encima del corte. El montaje opera ahora en clase AB y su rendimiento será un poco menor que en clase B.

Si los transistores están perfectamente apareados, las componentes de distorsión de orden par se anularán, igual que en el amplificador en contrafase clase A. Esto se puede demostrar desarrollando en serie de Fourier i_{C1} e i_{C2} y haciendo luego su diferencia para hallar i_L . Para reducir los componentes de distorsión de orden impar, se debe agregar un lazo de realimentación negativa.

Configuración básica

En la fig. 21 puede verse el montaje básico del amplificador. El par complementario de salida es excitado mediante Q_3 , el cual opera en clase A. El diodo D_1 y la resistencia R_D proporcionan la polarización necesaria para corregir la distorsión de cruce. Es preferible que D_1 esté acoplado térmicamente a los transistores del salida, de modo de ajustar automáticamente la polarización para compensar las variaciones de V_{BE} con la temperatura.

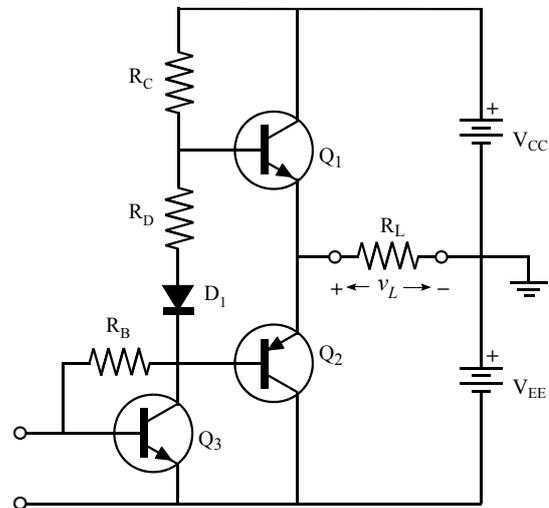


fig. 21

La resistencia R_C debe ser lo suficientemente baja como para suministrar la corriente de base necesaria para saturar a Q_1

Conociendo $V_{CE1\ min}$, $I_{C1\ max}$ y β_{\min} de Q_1 :

$$R_C < \frac{V_{CE1\ min} - V_{BE}}{I_{C1\ max}} \cdot \beta_{\min} \quad (36)$$

Regímenes de máxima del excitador

Para Q_3 se cumple que su corriente de reposo es $I_{CQ} = V_{CC} / R_C$. Por operar en clase A, disipa la máxima potencia cuando se encuentra en el punto Q, o sea que $P_{C(max)} = V_{CC} \cdot I_{CQ}$

$$\Rightarrow \begin{aligned} V_{CEO} &\geq 2 \cdot V_{CC} \\ I_{C(max)} &\geq \frac{2 \cdot V_{CC}}{R_C} + I_{B2\ max} \\ P_{C(max)} &\geq \frac{V_{CC}^2}{R_C} \end{aligned} \quad (37)$$

Ejemplo

Proyectar un amplificador en base al circuito de la fig. 21, capaz de entregar una potencia eficaz de 5 W sobre una carga de 8 Ω . Asumir para Q_1 y Q_2 $\beta_{\min} = 100$

$$V_{CC} - V_{CE1 \min} = \sqrt{P_o \cdot 2 \cdot R_L} = \sqrt{5 \text{ W} \cdot 2 \cdot 8 \Omega} \approx 9 \text{ V} \Rightarrow \text{elegimos } V_{CC} = 11 \text{ V}$$

$$I_{C1 \max} = \frac{V_{CC} - V_{CE1 \min}}{R_L} = \frac{9 \text{ V}}{8 \Omega} = 1,125 \text{ A}$$

$$R_C < \frac{V_{CE1 \min} - V_{BE}}{I_{C1 \max}} \cdot \beta_{\min} = \frac{2 \text{ V} - 0,7 \text{ V}}{1,125 \text{ A}} 100 = 115 \Omega \Rightarrow R_C = 100 \Omega$$

$$I_{CQ3} = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{11 \text{ V}}{100 \Omega} = 110 \text{ mA} \quad I_{B1 \max} = \frac{I_{C1 \max}}{\beta_{\min}} = \frac{1,125 \text{ A}}{100} = 11,25 \text{ mA}$$

Los regímenes de máxima para los dispositivos son entonces:

par Q_1 / Q_2

excitador Q_3

$$V_{CEO} \geq 2 \cdot V_{CC} = 22 \text{ V}$$

$$V_{CEO} \geq 2 \cdot V_{CC} = 22 \text{ V}$$

$$I_{C(\max)} \geq \frac{V_{CC}}{R_L} = 1,375 \text{ A}$$

$$I_{C(\max)} \geq \frac{2 \cdot V_{CC}}{R_C} + I_{B2 \max} \approx 231 \text{ mA}$$

$$P_{C(\max)} \geq \frac{P_o \max}{5} = 1 \text{ W}$$

$$P_{C(\max)} \geq \frac{V_{CC}^2}{R_C} = 1,21 \text{ W}$$

El circuito básico presenta algunos inconvenientes:

- El excitador Q_3 y su resistencia de colector R_C disiparán una potencia excesiva, lo cual se advierte fácilmente en el ejemplo precedente.
- La referencia de masa para la señal de entrada es el punto común entre las fuentes divididas. Cualquier tensión de rizado presente en la fuente V_{EE} se sumaría a la señal de entrada y excitaría al amplificador a través de Q_3 .
- Debido al bajo valor de R_C , la ganancia de tensión de Q_3 será baja. Además, como los tres transistores operan en régimen de gran señal, su impedancia de entrada y su β varían según el valor instantáneo de la corriente. Esto dificulta estimar con alguna exactitud la ganancia de tensión del amplificador.

15.8.1 Configuración con fuente simple

Para potencias bajas y moderadas de hasta a lo sumo 20 W, suelen usarse amplificadores con una sola fuente de alimentación y la carga acoplada en CA, como en la fig. 22.

R_{E3} está ahora conectada a masa, quedando así la señal de entrada aplicada entre base y emisor de Q_3 .

Las resistencias de emisor R_{E1} y R_{E2} contribuyen a la estabilización térmica del montaje, estando su valor alrededor de unos $0,5 \Omega$.

En reposo, la corriente de polarización mantiene la tensión en el nodo E igual a $V_{CC}/2$, por lo cual C_L también está cargado a dicha tensión.

Al aplicar la señal, durante la alternancia positiva Q_1 se bloquea y Q_2 se vuelve muy conductor, descargándose C_L a través de Q_2 y R_L . Se debe escoger C_L de modo tal, que el tiempo de descarga (o de carga) del circuito sea al menos comparable al semiperíodo de la señal de entrada. Así,

$$R_L \cdot C_L \geq \frac{1}{2 \cdot f_1} \quad (38)$$

la tensión entre las armaduras de C_L será prácticamente constante y toda la variación de tensión alterna aparecerá sobre la resistencia de carga R_L . El circuito se comporta como si tuviera dos fuentes de alimentación.

Debido a la presencia de C_L , la carga será capacitiva a bajas frecuencias. A consecuencia del defasaje entre tensión y corriente, la recta de carga dinámica será ahora una curva cerrada. El par Q_1 / Q_2 funcionará sin peligro siempre que esta línea de carga caiga dentro del Area de funcionamiento seguro del mismo. El capacitor C_{Bo} y los resistores R_{Bo1} y R_{Bo2} conforman el circuito *Bootstrap*, usualmente $R_{Bo1} = R_{Bo2}$. En reposo, C_{Bo} se carga a una tensión aproximadamente igual a $V_{CC}/4$. En presencia de señal, la tensión de salida es realimentada al

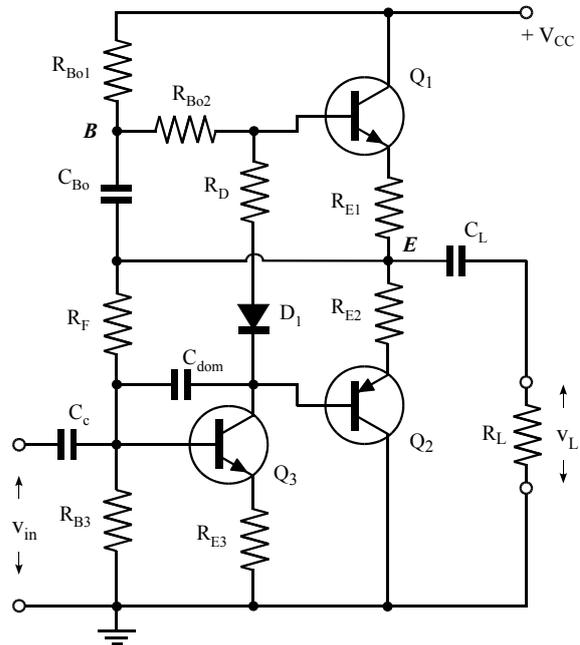


fig. 22

nodo **B** a través de C_{Bo} , permaneciendo así la tensión entre los nodos **B** y **E** esencialmente constante e igual a $V_{CC}/4$. El valor de R_{Bo2} se calcula de modo de poder suministrar la corriente de base necesaria para excitar a Q_1

$$R_{Bo2} = \frac{V_{CC}/4 - (V_{BE} + I_{C1max} \cdot R_{E1})}{I_{C1max}} \cdot \beta_{min} \quad (39)$$

La capacidad de C_{Bo} debe ser tal, que permita suminis-

trar la corriente necesaria durante un semiperíodo de la señal a la menor frecuencia de trabajo del amplificador:

$$R_{Bo2} \cdot C_{Bo} \geq \frac{1}{2 \cdot f_1} \quad (40)$$

Por el TM de Miller, si la ganancia de tensión del par complementario es Av_{pc} , la R_{Bo2} presentará al colector de Q_3 una carga equivalente:

$$R_{eq} = \frac{R_{Bo2}}{1 - Av_{pc}}$$

Por trabajar Q_1 y Q_2 en gran señal, es difícil determinar

Av_{pc} con total exactitud. Empero, por tratarse de una configuración en colector común, es razonable esperar valores entre 0,9 y 0,95. Esto significa, que la resistencia equivalente tendrá entre 10 y 20 veces el valor de R_{Bo2} , lo cual implica una mayor ganancia de tensión de la etapa excitadora Q_3 .

El resistor R_F proporciona la realimentación de CC necesaria para mantener al nodo **E** a una tensión aproximadamente igual a $V_{CC}/2$. Nótese que R_F también introduce realimentación negativa de CA, pero su monto depende también de la impedancia de salida de la fuente de señal.

Normalmente se agrega a este circuito una etapa de entrada y un lazo de realimentación negativa desde la salida a la etapa de entrada, lazo que además de reducir la distorsión permite fijar la ganancia de tensión total del amplificador.

El capacitor C_{dom} conectado entre colector y base de Q_3 , multiplicado por el efecto Miller, limita la respuesta de alta frecuencia del amplificador de modo de obtener una caída de la ganancia de 6 dB/octava desde alrededor de los 50 KHz. Esto permite aplicar una fuerte realimentación negativa para reducir la distorsión, sin comprometer la estabilidad.

El valor del resistor R_D se puede estimar suponiendo que sobre él caerán aproximadamente unos 0,5 V. De ser necesario, el valor así obtenido se puede luego ajustar durante el ensayo del prototipo.

Ejemplo

Proyectar un amplificador en base al circuito de la fig. 22, capaz de entregar una potencia eficaz de 5 W sobre una carga de 8Ω , $R_{E1} = R_{E2} = 0,68 \Omega$, $f_1 = 50 \text{ Hz}$

$$V_{L \text{ pico}} = \sqrt{P_o \cdot 2 \cdot R_L} = \sqrt{5 \text{ W} \cdot 2 \cdot 8 \Omega} \approx 9 \text{ V} \Rightarrow I_{C1 \text{ max}} = \frac{V_{L \text{ pico}}}{R_L} = \frac{9 \text{ V}}{8 \Omega} = 1,125 \text{ A}$$

$$\frac{V_{CC}}{2} - V_{CE1 \text{ min}} = I_{C1 \text{ max}} (R_L + R_{E1}) = 1,125 \text{ A} \cdot 8,68 \Omega = 9,77 \text{ V} \Rightarrow V_{CC} = 24 \text{ V}$$

Para el par Q_1 / Q_2 ==> elegimos un par BD139/140 -10

$V_{CEO} \geq V_{CC} = 24 \text{ V}$	$V_{CEO} = 80 \text{ V}$
$I_{C(\text{max})} \geq \frac{V_{CC}}{2(R_L + R_{E1})} \approx 1,39 \text{ A}$	$I_{C(\text{max})} = 1,5 \text{ A}$
$P_{C(\text{max})} \geq \frac{P_o \text{ max}}{5} = 1 \text{ W}$	$P_{C(\text{max})} = 12,5 \text{ W}$
	$\beta_{\text{min}} = 63$

por ec. (39) $R_{Bo2} = \frac{6 \text{ V} - (0,7 \text{ V} + 1,125 \text{ A} \cdot 0,68 \Omega)}{1,125 \text{ A}} \cdot 63 = 254 \Omega \approx 270 \Omega$

$$I_{CQ3} = \frac{V_{CC}/2}{R_{Bo1} + R_{Bo2}} = \frac{12 \text{ V}}{540 \Omega} = 22 \text{ mA} \quad I_{B1 \text{ max}} = \frac{I_{C1 \text{ max}}}{\beta_{\text{min}}} = \frac{1,125 \text{ A}}{63} = 17,9 \text{ mA}$$

Para el excitador Q_3 ==> elegimos un BC547C

$V_{CEO} \geq V_{CC} = 24 \text{ V}$	$V_{CEO} = 45 \text{ V}$
$I_{C(\text{max})} \geq \frac{V_{CC}}{R_{Bo1} + R_{Bo2}} + I_{B2 \text{ max}} \approx 62 \text{ mA}$	$I_{C(\text{max})} = 100 \text{ mA}$
$P_{C(\text{max})} \geq \frac{(V_{CC}/2)^2}{R_{Bo1} + R_{Bo2}} = 267 \text{ mW}$	$P_{C(\text{max})} = 500 \text{ mW}$
	$h_{FE} = h_{fe} = 400$
	$h_{ie} = 3,2 \text{ K}$

elegimos $V_{RE3} = 0,33 \text{ V} \Rightarrow R_{E3} = \frac{0,33 \text{ V}}{22 \text{ mA}} = 15 \Omega \quad R_D = \frac{0,5 \text{ V}}{22 \text{ mA}} \approx 22 \Omega$

$$R_{B3} = \frac{V_{BE3} + V_{RE3}}{15 \cdot I_{CQ3}} h_{FE3} = \frac{0,93 \text{ V}}{15 \cdot 22 \text{ mA}} 400 = 1127 \Omega \approx 1 \text{ K}$$

$$R_F = \frac{V_{CC}/2 - V_{RB3}}{16 \cdot I_{CQ3}} h_{FE3} = \frac{12 \text{ V} - 0,93 \text{ V}}{16 \cdot 22 \text{ mA}} 400 = 12,58 \text{ K} \approx 12 \text{ K}$$

$$C_L \geq \frac{1}{R_L \cdot 2 \cdot f_1} = \frac{1}{8 \Omega \cdot 100 \text{ Hz}} = 1250 \mu\text{F} \approx 1000 \mu\text{F}$$

$$C_{Bo} \geq \frac{1}{R_{Bo2} \cdot 2 \cdot f_1} = \frac{1}{270 \Omega \cdot 2 \cdot 50 \text{ Hz}} = 37 \mu\text{F} \approx 47 \mu\text{F}$$

15.8.2 Configuración con fuente dividida

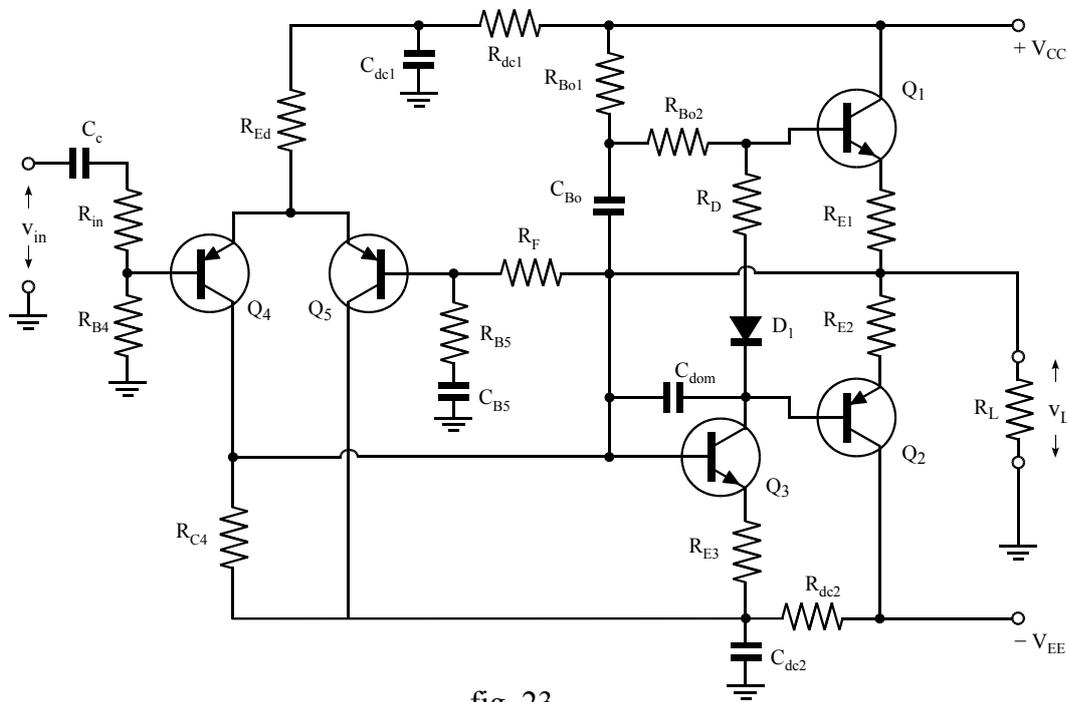


fig. 23

Para potencias medianas y altas, se suelen utilizar amplificadores con fuente de alimentación dividida y la carga acoplada en CC, como en la fig. 23.

El circuito de *Bootstrap* es simi-

lar al ya estudiado, sólo que ahora $R_{Bo2} = \frac{V_{CC}/2 - (V_{BE} + I_{C1max} \cdot R_{E1})}{I_{C1max}} \cdot \beta_{min}$ (41)
 R_{Bo1} y R_{Bo2} se calcularán como:

Para que estos resistores tengan un valor alto, se requiere un alto valor de β_{min} . Por ello lo usual es que, para potencias a partir de los 15 W, Q_1 y Q_2 sean dispositivos compuestos como lo son el par Sziklai y el Darlington.

El acoplamiento directo de la carga asegura un buen comportamiento en bajas frecuencias, pero requiere que la salida del amplificador se mantenga a potencial cero en reposo, para todas las condiciones ambientales y variaciones de los parámetros de los dispositivos. La manera más directa y sencilla de satisfacer esta condición, es implementando la etapa de entrada mediante el amplificador diferencial Q_4 y Q_5 . Q_4 está polarizado mediante el resistor R_{B4} a masa. Q_5 está polarizado mediante un resistor R_F de igual valor conectado a la salida del amplificador. La tensión de *offset* que pueda aparecer a la salida consistirá en la

diferencia entre las tensiones V_{BE} de ambos transistores y la diferencia entre las corrientes de base multiplicada por R_F .

Los resistores R_F y R_{B5} forman un lazo de realimentación negativa de la salida a la entrada. En presencia de

$$B = \frac{R_{B5}}{R_{B5} + R_F} \quad (42)$$

señal, este lazo realimentará a la base de Q_5 una tensión de similar amplitud y en fase con la presente en la base de Q_4 . Así, por ser proporcional a la diferencia entre dos señales muy semejantes, la componente alterna i_b de la corriente de base será muy pequeña. En consecuencia, el amplificador diferencial presentará una alta impedancia de entrada. Para el amplificador con etapa de entrada diferencial tendremos entonces:

$$Z_{in} \approx R_{in} + R_{B4} \quad (43)$$

El lazo de realimentación estabilizará la ganancia de tensión Av_{fT} del amplificador, la que estará determinada por éste y por el divisor de tensión de la entrada R_{in} y R_{B4} :

$$Av_{fT} \approx \frac{R_{B4}}{R_{in} + R_{B4}} \cdot \frac{1}{B} \quad (44)$$

La función de $R_{dc1} - C_{dc1}$ y $R_{dc2} - C_{dc2}$ es filtrar la alimentación de Q_4 y Q_5 .

Ejemplo

Proyectar un amplificador en base al circuito de la fig. 23, capaz de entregar una potencia eficaz de 5 W sobre una carga de 8Ω , $R_{E1} = R_{E2} = 0,68 \Omega$, $f_1 = 20 \text{ Hz}$, $Z_{in} = 20 \text{ K}$, tensión de entrada para plena excitación $v_{in} = 250 \text{ mV}$

$$V_{L \text{ pico}} = \sqrt{P_o \cdot 2 \cdot R_L} = \sqrt{5 \text{ W} \cdot 2 \cdot 8 \Omega} \approx 9 \text{ V} \Rightarrow I_{C1 \text{ max}} = \frac{V_{L \text{ pico}}}{R_L} = \frac{9 \text{ V}}{8 \Omega} = 1,125 \text{ A}$$

$$V_{CC} - V_{CE1 \text{ min}} = I_{C1 \text{ max}} (R_L + R_{E1}) = 1,125 \text{ A} \cdot 8,68 \Omega = 9,77 \text{ V} \Rightarrow V_{CC} = V_{EE} = 12 \text{ V}$$

Para el par Q_1 / Q_2 ==> elegimos un par BD139/140 -10

$$V_{CEO} \geq V_{CC} + V_{EE} = 24 \text{ V}$$

$$V_{CEO} = 80 \text{ V}$$

$$I_{C(\text{max})} \geq \frac{V_{CC}}{(R_L + R_{E1})} \approx 1,39 \text{ A}$$

$$I_{C(\text{max})} = 1,5 \text{ A}$$

$$P_{C(\text{max})} \geq \frac{P_o \text{ max}}{5} = 1 \text{ W}$$

$$P_{C(\text{max})} = 12,5 \text{ W}$$

$$\beta_{\text{min}} = 63$$

por ec. (41) $R_{B02} = \frac{6 \text{ V} - (0,7 \text{ V} + 1,125 \text{ A} \cdot 0,68 \Omega)}{1,125 \text{ A}} \cdot 63 = 254 \Omega \approx 270 \Omega$

$$I_{CQ3} = \frac{V_{CC}}{R_{Bo1} + R_{Bo2}} = \frac{12V}{540\Omega} = 22\text{mA} \quad I_{B1\text{max}} = \frac{I_{C1\text{max}}}{\beta_{\text{min}}} = \frac{1,125A}{63} = 17,9\text{mA}$$

Para el excitador Q_3 \Rightarrow elegimos un BC547C

$$\begin{aligned} V_{CEO} &\geq V_{CC} + V_{EE} = 24V & V_{CEO} &= 45V \\ I_{C(\text{max})} &\geq \frac{V_{CC} + V_{EE}}{R_{Bo1} + R_{Bo2}} + I_{B2\text{max}} \approx 62\text{mA} & I_{C(\text{max})} &= 100\text{mA} \\ P_{C(\text{max})} &\geq \frac{V_{CC}^2}{R_{Bo1} + R_{Bo2}} = 267\text{mW} & P_{C(\text{max})} &= 500\text{mW} \\ & & h_{FE} = h_{fe} &= 400 \\ & & h_{ie} &= 3,2K \end{aligned}$$

elegimos $V_{RE3} = 0,33V \Rightarrow R_{E3} = \frac{0,33V}{22\text{mA}} = 15\Omega \quad R_D = \frac{0,5V}{22\text{mA}} \approx 22\Omega$

$$R_{C4} = \frac{V_{BE3} + V_{RE3}}{15 \cdot I_{CQ3}} h_{FE3} = \frac{0,93V}{15 \cdot 22\text{mA}} 400 = 1127\Omega \approx 1K$$

$$I_{CQ4} = \frac{V_{BE3} + V_{RE3}}{R_{C4}} + I_{BQ3} = \frac{0,93V}{1K} + 55\mu A = 985\mu A \quad I_{BQ3} = \frac{I_{CQ3}}{h_{FE3}} = 55\mu A$$

Para el amplif. dif. Q_4 y Q_5 \Rightarrow elegimos el 2N4403

$$\begin{aligned} V_{CEO} &= 40V & h_{FE} &= 100 \\ I_{C(\text{max})} &= 600\text{mA} & 60 \leq h_{fe} \leq 500 \\ P_{C(\text{max})} &= 625\text{mW} & 1,5K \leq h_{ie} \leq 15K \end{aligned}$$

$Z_{in} \approx R_{in} + R_{B4} = 20K$ elegimos $R_{in} = 1K8$ y $R_{B4} = R_F = 18K$

$$R_{Ed} + R_{dc1} = \frac{V_{CC} - (V_{BE4} + I_{BQ4} \cdot R_{B4})}{I_{CQ4} + I_{CQ5}} = \frac{11,2V}{1,97\text{mA}} = 5,68K \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} R_{Ed} &= 5K6 \\ R_{dc1} &= 82\Omega \end{aligned}$$

elegimos $R_{dc2} = 10\Omega$, la caída de tensión sobre la misma serán 240 mV

para calcular R_{B5} necesitamos conocer la ganancia del lazo de realimentación B, para lo cual se debe tener también en cuenta la atenuación en la entrada Av_0

a plena potencia $v_L = \frac{V_{L\text{pico}}}{\sqrt{2}} = 6,36V \Rightarrow Av_{FT} = \frac{v_L}{v_{in}} = \frac{6,36V}{250\text{mV}} = 25,44$

$$Av_0 = \frac{R_{B4}}{R_{in} + R_{B4}} = 0,91 \Rightarrow Av_{FT} = Av_0 \cdot \frac{1}{B} \Rightarrow B = \frac{Av_0}{Av_{FT}} = \frac{0,91}{25,44} = 0,036$$

$$B = \frac{R_{B5}}{R_F + R_{B5}} \Rightarrow R_{B5} = \frac{B \cdot R_F}{1 - B} = \frac{0,036 \cdot 18K}{1 - 0,036} = 672\Omega \approx 680\Omega$$

Se debe ahora comprobar que la ganancia de lazo abierto $B \cdot (A_{V_1} \cdot A_{V_2} \cdot A_{V_3}) \gg 1$, la verificación se hace asumiendo los valores mínimos para h_{fe} y h_{ie}

$$A_{V_1} = - \frac{h_{fe4} \cdot [R_{C4} // (h_{ie3} + (h_{fe3} + 1)R_{E3})]}{h_{ie4} + h_{ie5} + (R_{in} // R_{B4}) + R_{B5}} = -10,25$$

$$A_{V_2} = - \frac{h_{fe3} \cdot [10 \cdot R_{Bo2} // (\beta_1 + 1)(R_{E1} + R_L)]}{h_{ie3} + (h_{fe3} + 1)R_{E3}} = -20$$

asumiendo que $A_{V_3} \approx 0,9 \Rightarrow B \cdot A_{V_1} \cdot A_{V_2} \cdot A_{V_3} = 6,64 \gg 1$

$$C_{Bo} \geq \frac{1}{R_{Bo2} \cdot 2 \cdot f_1} = \frac{1}{270 \Omega \cdot 2 \cdot 20 \text{ Hz}} = 93 \mu\text{F} \approx 100 \mu\text{F}$$

Al calcular C_{dom} se debe tener en cuenta que la realimentación negativa aumenta el ancho de banda, o sea $f_{2f} = f_{2oL} \cdot (1 + B \cdot A)$

$$A_{V_{ToL}} = A_{V_0} \cdot A_{V_1} \cdot A_{V_2} \cdot A_{V_3} = 168$$

$$f_{2oL} = \frac{f_2}{1 + B \cdot A_{V_{ToL}}} = \frac{50 \text{ KHz}}{1 + 0,036 \cdot 168} = 7,1 \text{ KHz}$$

La capacidad dominante debida al efecto Miller será la reflejada hacia la base de Q_3

$$C_M = \frac{1}{2\pi(R_{C4} // Z_{in3}) \cdot f_{2oL}} = \frac{1}{2\pi(1 \text{ K} // (3,2 \text{ K} + 401 \cdot 15 \Omega)) \cdot 7,1 \text{ KHz}} = 24,85 \text{ nF}$$

$$C_{dom} = \frac{C_M}{1 - A_{V_2}} = \frac{24,85 \text{ nF}}{21} = 1,18 \text{ nF} \approx 1 \text{ nF}$$

15.8.3 Circuito de protección

En los amplificadores de potencia, los dispositivos de salida se usan siempre cerca de sus límites. Éstos pueden ser excedidos bajo condiciones anormales de funcionamiento, tales como la sobreexcitación o un cortocircuito en la salida.

Para asegurarse de que los dispositivos operen dentro del Área de funcionamiento seguro, es necesario supervisar simultáneamente I_C y V_{CE} .

En la fig. 24, Q_6 y Q_7 sensan la tensión sobre R_{E1} y R_{E2} respectivamente. Cuando I_C supera un cierto valor de seguridad, Q_6

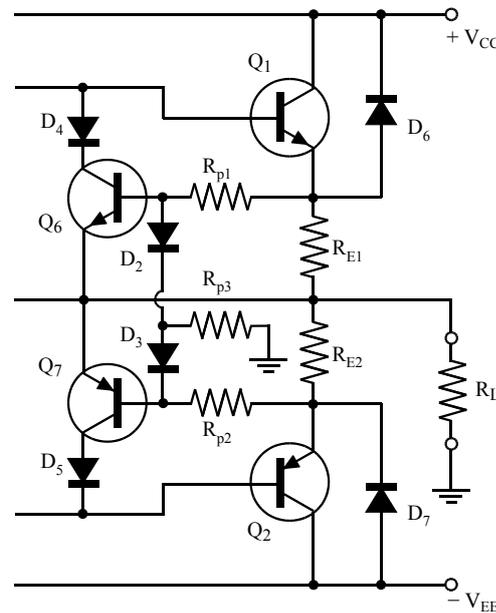


fig. 24

o Q_7 comienza a conducir, reduciendo así la excitación del correspondiente transistor de salida. Este valor seguro de I_C no es fijo, sino que depende en forma lineal de la tensión de salida (y así indirectamente de la tensión colector-emisor de Q_1 y Q_2). Durante el semiciclo

positivo y despreciando la corriente de base de Q_6 , tendremos que:

$$V_{BE6} = I_{C1} \cdot R_{E1} - V_{Rp1}$$

$$V_{Rp1} \approx \frac{[I_{C1}(R_{E1} + R_L) - V_{D2}] \cdot R_{p1}}{R_{p1} + R_{p3}} \quad (45)$$

Con la salida en corto-circuito, casi toda la tensión de la fuente V_{CC} caerá sobre Q_1 , D_2 estará abierto e I_C será limitada a un valor :

$$I_{Cmin} \approx \frac{V_{BE6\ on}}{R_{E1}} \quad (46)$$

El comportamiento es similar en el semiciclo negativo.

Sí por el contrario $R_L > 0$ pero su valor es muy bajo, o sí simplemente el amplificador es sobreexcitado, se puede permitir una corriente de colector mayor sin destruir el transistor, ya que parte de la tensión de la fuente V_{CC} caerá sobre la carga. En ese caso, D_2 y/o D_3 conducirán, introduciendo una relación lineal entre V_{CE} e I_C que limitará la potencia disipada en el transistor, manteniéndolo dentro de su Área de funcionamiento seguro. Se alcanzará el valor I_{Cmax} en el instante en que $V_{CE} = 0$ V y toda la potencia instantánea se disipe sobre la carga,

o sea, cuando $I_{C1} (R_{E1} + R_L) = V_{CC}$

Sustituyendo este valor en la ec. (45) :

$$I_{Cmax} \approx \frac{1}{R_{E1}} \left(V_{BE6\ on} + \frac{V_{CC} \cdot R_{p1}}{R_{p1} + R_{p3}} \right) \quad (47)$$

Este sistema de protección hace posible que exista un desfase entre v_L e i_L , permitiendo así al amplificador alimentar cargas reactivas de valores razonables. En la fig 25 se representa la zona de valores permitidos para v_L e i_L , el límite en el semiplano superior lo establece el circuito de protección de Q_1 , mientras que en el semiplano inferior actúa la protección de Q_2 .

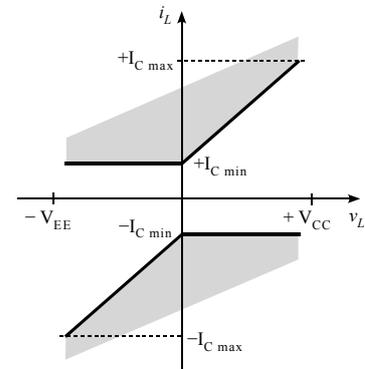


fig. 25

En condiciones de cortocircuito, la disipación promedio de potencia en los dispositivos de salida aumenta considerablemente. El tiempo que el amplificador puede soportar el estar en cortocircuito, depende estrictamente de la capacidad de los disipadores de calor de la etapa de salida.

La función de los diodos D_4 y D_5 es evitar que las junturas colector-base de Q_6 y Q_7 eventualmente se polaricen directamente durante la operación normal.

Al actuar la protección, el excitador queda conectado a la carga a través de Q_7 . Para limitar la corriente a través de Q_3 , se puede intercalar una resistencia entre el colector de Q_3 y la base de Q_2 , o agregar un circuito limitador de I_{C3} que sense la tensión sobre R_{E3} .

Los diodos D_6 y D_7 protegen a Q_1 y Q_2 contra posibles picos transitorios de tensión que podrían aparecer a la salida en el caso de una carga inductiva.

15.8.4 Estabilización de la impedancia de carga

Los amplificadores de audio incluyen usualmente un lazo de realimentación negativa para reducir la distorsión. Para las frecuencias bajas la carga será, en condiciones normales, igual a la resistencia de carga nominal y gracias al acoplamiento directo se puede asumir que el ángulo de fase de la señal realimentada es de 180°. Para las frecuencias altas en cambio es necesario compensar la carga, ya que si la misma es reactiva puede introducir un corrimiento de fase tal, que el amplificador se vuelva inestable y entre en oscilación.

Compensación de la inductancia del altoparlante

Los altoparlantes son transductores que convierten energía eléctrica en sonido, siendo el tipo más común el llamado altavoz de bobina móvil. El mismo presenta al amplificador una impedancia compleja, la cual se puede representar mediante el modelo electroacústico de la fig. 26 :

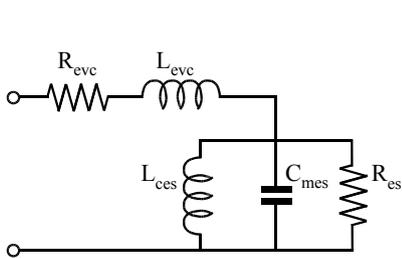


fig. 26

- R_{evc} - resistencia de la bobina
- L_{evc} - inductancia de la bobina
- L_{ces} - equivalente eléctrico de la compliancia mecánica de la suspensión
- C_{mes} - equiv. eléctrico de la masa del cono y la bobina
- R_{es} - equivalente eléctrico de la resistencia mecánica de la suspensión

Las gráficas de la fig. 27 representan la impedancia en función de la frecuencia de un parlante con: $R_{evc} = 8 \Omega$, $L_{evc} = 135\mu H$, $L_{ces} = 2,25 \text{ mH}$, $C_{mes} = 246\mu F$, $R_{es} = 27 \Omega$

La frecuencia de resonancia del parlante es de unos 200 Hz , comportándose a las frecuencias más altas como un circuito RL.

Para las frecuencias altas usaremos entonces un modelo simplificado compuesto solamente por R_{evc} y L_{evc} . Para cancelar la parte reactiva de la impedancia del parlante, se conecta en paralelo con el mismo

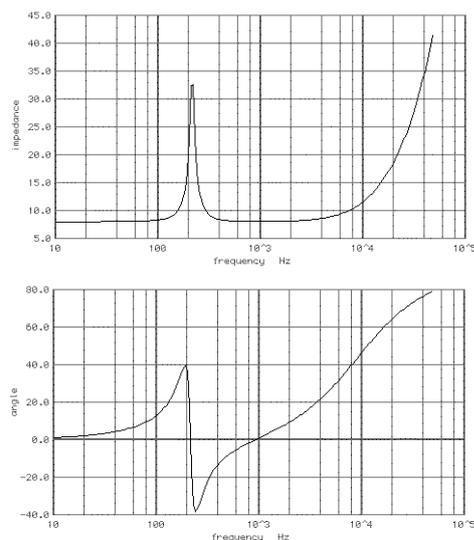


fig. 27

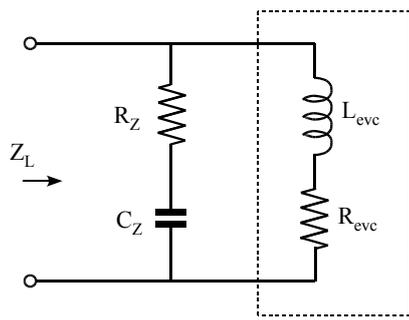


fig. 28

una red RC llamada *Filtro de Zobel* , fig. 28.

La impedancia de carga Z_L presentada ahora al amplificador será:

$$Z_L = \frac{(R_Z + 1/j\omega C_Z) \cdot (R_{evc} + j\omega L_{evc})}{R_Z + 1/j\omega C_Z + R_{evc} + j\omega L_{evc}}$$

Introduciendo ahora la condición $R_Z = R_{evc}$

y llamando a L_{evc} simplemente L tenemos que:

$$Z_L = \frac{R_Z [2(R_Z^2 + L/C_Z) + (\omega L - 1/\omega C_Z)^2] + j[(R_Z^2 - L/C_Z) \cdot (\omega L - 1/\omega C_Z)]}{4 \cdot R_Z^2 + (\omega L - 1/\omega C_Z)^2} \quad (48)$$

Para que la impedancia de carga sea resistiva pura, el término imaginario de la ec. (48) deberá ser nulo, lo cual ocurrirá independientemente de la frecuencia si se cumple la condición $R_Z^2 = L_{evc}/C_Z$, siendo en ese caso $Z_L = R_{evc}$

En las frecuencias altas, una parte importante de la potencia de salida se disipará sobre R_Z , lo cual deberá tenerse en cuenta para estimar su capacidad de disipación. También se debe recordar que, en un programa musical normal, la distribución de potencia en el espectro de frecuencias no es uniforme.

La red de Zobel se omite a menudo en las cajas acústicas de una vía con un solo parlante de rango extendido, en general sin causar problemas de estabilidad.

En los sistemas de altavoces de dos o más vías, es habitual compensar la impedancia del “woofer” o reproductor de bajos, a fin de lograr que el mismo presente a la red de cruce su impedancia nominal también en el margen de frecuencias altas, lo cual facilita el correcto funcionamiento de dicha red.

Ejemplo

Para $R_{evc} = 8 \Omega$ \implies $R_Z = R_{evc} = 8 \Omega$
 $L_{evc} = 135 \mu H$ $C_Z = \frac{L}{R_Z^2} = \frac{135 \mu H}{(8 \Omega)^2} = 2,1 \mu F \approx 2,2 \mu F$

Red estabilizadora de la carga

Excepto por aquellos sistemas de amplificador y altavoz integrados en el mismo gabinete, en la mayoría de los casos el proyectista no conoce con precisión las características del parlante que será conectado al amplificador. Por ello, para aislar las variaciones de la carga de modo que ésta no comprometa la estabilidad del amplificador, se incluye entre la salida de la etapa de potencia y el parlante una red adicional como la de la fig. 29, donde

R_L es la resistencia de carga nominal.

La rama R_1C proporciona una carga efectiva de baja impedancia para las frecuencias altas, por ejemplo en previsión de que el parlante utilizado sea un altavoz dinámico sin red de compensación, o de que el mismo se haya desconectado accidentalmente.

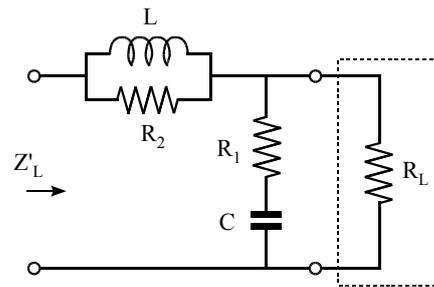


fig. 29

Dependiendo de su longitud, el cable que alimenta al parlante puede tener una capacidad apreciable. La capacidad de un cable gemelo AWG-16 ($1,3 \text{ mm}^2$) es de unos 90 pF/m , mientras que la de algunos cables para “audiófilos” llega a ser de 2 nF/m . El inductor L en serie con la salida reduce el efecto de una carga capacitiva, mejorando la estabilidad. Su núcleo debe ser de aire, para evitar la saturación. Este inductor reduce además el problema de la interferencia de radiofrecuencia, la cual es captada por el cable del parlante que actúa como antena y que llegaría a la etapa de entrada a través del lazo de realimentación.

Buscaremos las condiciones de proyecto para lograr que, independientemente de la frecuencia, Z'_L sea igual a R_L . En principio R_1 y R_2 pueden tomar cualquier valor, correspondiendo los valores $R_1 = \infty$ y $R_2 = 0$ a una conexión directa entre el amplificador y la carga.

En el caso general, la impedancia de entrada Z'_L de la red está dada por:

$$Z'_L = \frac{R_2 \cdot j\omega L}{R_2 + j\omega L} + \frac{R_L(R_1 + 1/j\omega C)}{R_L + R_1 + 1/j\omega C} = \frac{R_2 \cdot j\omega L}{R_2 + j\omega L} + \frac{R_L(1 + j\omega C R_1)}{1 + j\omega C(R_1 + R_L)} \quad (49)$$

En el caso particular en el que $R_1 = 0$ y $R_2 = R_L$, tendremos que:

$$Z'_L = \frac{R_L \cdot j\omega L}{R_L + j\omega L} + \frac{R_L \cdot 1/j\omega C}{R_L + 1/j\omega C} = R_L \cdot \frac{R_L + j\omega L + j\omega L(1 + j\omega C R_L)}{R_L + j\omega L + j\omega L(\frac{C \cdot R_L^2}{L} + j\omega C R_L)}$$

Para que Z'_L sea igual a R_L para cualquier valor de ω , deberá cumplirse la relación:

$$\frac{C \cdot R_L^2}{L} = 1 \Rightarrow C = \frac{L}{R_L^2} \quad (50)$$

A medida que aumenta la frecuencia, llega menos energía a la carga R_L y se disipa más energía en R_2 . A fin de obtener una baja atenuación a las frecuencias de interés, la frecuencia angular de transición ω_0 de esta red de cruce debe estar bien por encima de la banda de audiofrecuencias.

$$\omega_0 = \frac{R_L}{L} = \frac{1}{R_L \cdot C} \quad (51)$$

Usualmente se fija que $60 \text{ KHz} < f_0 < 200 \text{ KHz}$.

Sustituyendo ahora la expresión de C de la ec. (50) en la ec. (49), obtenemos para el caso general:

$$Z'_L = \frac{R_2 \cdot j\omega L}{R_2 + j\omega L} + \frac{R_L(1 + j\omega L R_1/R_L^2)}{1 + j\omega L(\frac{R_1 + R_L}{R_L^2})} \quad (52)$$

Fijaremos ahora como condición una relación entre los valores de R_1 y R_2 y la resistencia de carga nominal R_L :

$$R_2 = \frac{R_L^2}{R_1 + R_L} \quad (53)$$

Sustituyendo este valor de R_2 en la ec. (52) obtenemos

$$Z'_L = \frac{R_L^2 \cdot j\omega L}{R_L^2 + j\omega L(R_1 + R_L)} + \frac{R_L(R_L^2 + j\omega L R_1)}{R_L^2 + j\omega L(R_1 + R_L)} = R_L \quad (54)$$

Las ec. (50), (51) y (53) permiten obtener una familia de soluciones para las cuales se cumple que $Z'_L = R_L$ independientemente de la frecuencia. Aunque es posible fijar una atenuación determinada para por ejemplo 20 KHz y a partir de ella calcular f_0 , un método práctico usual es:

$$\begin{aligned} C &\approx 100 \text{ nF a } 330 \text{ nF} \\ L &= R_L^2 \cdot C \\ R_L &\leq R_1 \leq 1,25 \cdot R_L \\ R_2 &= \frac{R_L^2}{R_1 + R_L} \end{aligned} \quad (55)$$

Ejemplo

$$\begin{aligned} C &= 100 \text{ nF} \Rightarrow f_0 = 199 \text{ KHz} \\ L &= (8 \Omega)^2 \cdot 100 \text{ nF} = 6,4 \mu\text{H} \\ \text{Para } R_L &= 8 \Omega \Rightarrow R_1 = 10 \Omega \\ R_2 &= \frac{(8 \Omega)^2}{10 \Omega + 8 \Omega} \approx 3,6 \Omega \end{aligned}$$

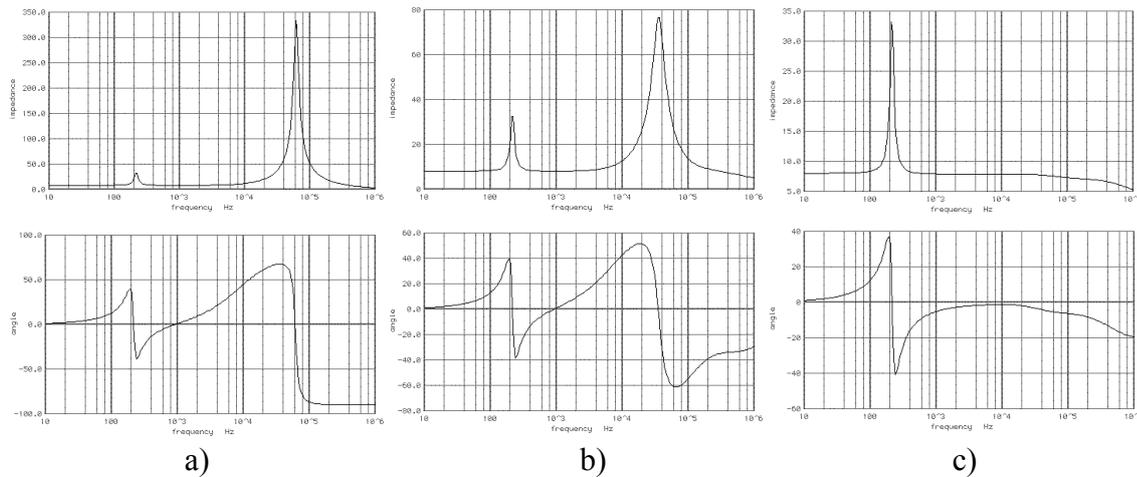


fig. 30

La fig. 30a representa la impedancia “vista” por la etapa de potencia cuando se le conecta directamente el altoparlante del ejemplo, mediante un cable cuya capacidad parásita es de 50 nF. En la fig 30b se ha intercalado entre el cable y el amplificador la red estabilizadora de la carga arriba calculada. Finalmente, en la fig. 30c se ha conectado además en paralelo con el altoparlante el correspondiente filtro de Zobel.

15.9 Disipación del calor

En estado de equilibrio termodinámico, un sistema aislado tiene una temperatura idéntica a la del medio ambiente. Si consideramos, por ejemplo, un resistor al que se le aplica tensión a partir de un instante t_0 , éste se calentará gradualmente. Si la potencia consumida es inferior a la potencia nominal del resistor, en algún momento se alcanzará una temperatura de equilibrio, estableciéndose así un estado estable. La temperatura no será la misma en todos los puntos del resistor, sino que será menor en la superficie que en medio del cuerpo del mismo. La temperatura es entonces una función del tiempo y del espacio, en este apartado sólo nos ocuparemos del estado estable, donde las temperaturas son constantes en el tiempo.

La temperatura de equilibrio se alcanza, cuando la potencia eléctrica transformada en potencia térmica es igual a la potencia térmica que el sistema entrega al medio exterior. Esta potencia térmica que el sistema entrega al exterior, está ligada a las condiciones de propagación del calor entre el sistema y el medio exterior. *La propagación siempre tiene lugar desde el cuerpo más caliente*

hacia el más frío. No se estudiarán aquí los fenómenos de transferencia de calor (conducción, convección y radiación), pues nuestro interés se centra únicamente en la elevación de temperatura debida a la potencia disipada.

Resistencia térmica

Se ha relevado experimentalmente que en un transistor en estado estable, el aumento de temperatura en la juntura colector-base con respecto a la temperatura ambiente, es proporcional a la potencia eléctrica disipada en dicha juntura:

$$\Delta T = T_J - T_A = R_{\theta} \cdot P_C \quad (56)$$

donde T_J y T_A son respectivamente la temperatura de la juntura y ambiente en °C y P_C la potencia disipada en Watts en la juntura de colector. Al coeficiente de proporcionalidad R_{θ} se lo denomina *resistencia térmica* y su unidad es el °C/W.

Aunque la resistencia térmica varía con la temperatura, su variación a las temperaturas de funcionamiento de los dispositivos de estado sólido es muy pequeña en la mayoría de los materiales y se la puede despreciar en los cálculos.

Capacidad de disipación

Las propiedades térmicas de un dispositivo, se pueden representar mediante un circuito eléctrico análogo al circuito térmico. La potencia P_C disipada dentro del cristal del transistor produce una circulación de calor desde el cristal hacia el exterior ($4,186 \text{ W} = 1 \text{ cal/s}$), que es análoga a la circulación de carga eléctrica.

La resistencia térmica es análoga a la eléctrica, mientras que la diferencia de temperatura entre dos puntos equivale a la diferencia de potencial eléctrico.

El circuito térmico de la fig. 31 representa a un transistor en contacto con el aire ambiente.

$R_{\theta JC}$ resistencia térmica juntura - cápsula

$R_{\theta CA}$ resistencia térmica cápsula - ambiente

$R_{\theta JA}$ resistencia térmica juntura - ambiente

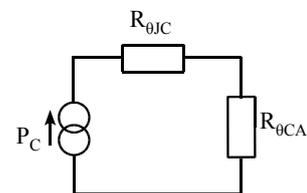


fig. 31

Siendo $R_{\theta CA} \gg R_{\theta JC}$.

$$R_{\theta JA} = R_{\theta JC} + R_{\theta CA} = \frac{T_J - T_A}{P_C} \text{ °C/W} \quad (57)$$

En estado estable, la máxima capacidad de disipación de un transistor depende de la temperatura ambiente T_A , de $T_{J(max)}$ y de $R_{\theta JA}$

$$P_{C(max)} = \frac{T_{J(max)} - T_A}{R_{\theta JA}} \quad (58)$$

Ejemplo: Calcular la máxima capacidad de disipación para $T_A = 50^\circ\text{C}$ de un 2N4403, cuyos parámetros térmicos son:

$$\begin{aligned} P_{C(max)} (T_A=25^\circ\text{C}) &= 625 \text{ mW} \\ T_{J(max)} &= 150^\circ\text{C} \\ R_{\theta JA} &= 200^\circ\text{C/W} \end{aligned}$$

$$P_{C(max)} = \frac{150^\circ\text{C} - 50^\circ\text{C}}{200^\circ\text{C/W}} = 500 \text{ mW}$$

Para las potencias por encima de unos cientos de mW, no es práctico aumentar el tamaño de la cápsula para disminuir $R_{\theta CA}$, por lo que la mayoría de los transistores de potencia se diseñan para ser montados sobre un disipador de calor externo. El propósito principal de un disipador térmico es aumentar la superficie efectiva de disipación de calor, proporcionando un camino adicional de baja resistencia térmica de la cápsula al aire ambiente, como en la fig. 32.

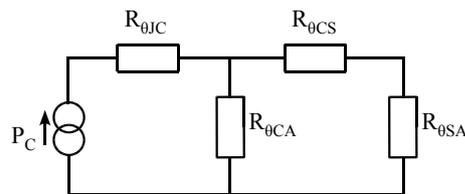


fig. 32

La resistencia térmica del disipador consta de dos elementos en serie:

$R_{\theta CS}$ resistencia térmica cápsula - disipador

$R_{\theta SA}$ resistencia térmica disipador - ambiente

En la práctica, la cápsula debe estar aislada del disipador, excepto en los circuitos con el colector a masa. $R_{\theta CS}$ incluye por lo tanto dos componentes:

- i) La arandela requerida para la aislación, por ej. una arandela de mica para un encapsulado TO-3 tiene una R_{θ} del orden de los $0,4^\circ\text{C/W}$
- ii) Las irregularidades en las superficies, que se pueden reducir aplicando grasa siliconada

Cuando se utiliza un transistor con disipador, la pérdida de calor por convección y radiación a través de la cápsula es muy pequeña comparada con la pérdida a través del disipador.

$$P_{C(max)} \approx \frac{T_{J(max)} - T_A}{R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}} \quad (59)$$

Ejemplo: Calcular la máxima resistencia térmica que puede tener el disipador térmico para que un transistor BD139, cuyos parámetros térmicos se dan a continuación, pueda disipar en estado estable una potencia de 2 W para $T_A = 60\text{ }^\circ\text{C}$.

$$P_{C\max} (T_A=25^\circ\text{C}) = 1,25\text{ W}$$

$$P_{C\max} (T_C=25^\circ\text{C}) = 12,5\text{ W}$$

$$\text{Derate above } 25^\circ\text{C } 100\text{mW}/^\circ\text{C}$$

$$T_{J(\max)} = 150\text{ }^\circ\text{C}$$

$$R_{\theta JC} = 10\text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$$

Suponer que $R_{\theta CS} = 0,5\text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$

$$\text{De la ec. (59)} \quad R_{\theta SA} = \frac{T_{J(\max)} - T_A}{P_{C(\max)}} - (R_{\theta JC} + R_{\theta CS})$$

$$\Rightarrow R_{\theta SA} \leq \frac{150^\circ\text{C} - 60^\circ\text{C}}{2\text{ W}} - (10^\circ\text{C}/\text{W} + 0,5^\circ\text{C}/\text{W}) = 34,5^\circ\text{C}/\text{W}$$

Bibliografía

Phillip Cutler, Análisis de Circuitos con Semiconductores

Millman y Halkias, Dispositivos y Circuitos Electrónicos

André Lantz, Amplificateurs fondamentaux et opérationnels

John D. Ryder, Electrónica – Fundamentos y Aplicaciones

RCA, Circuitos de Potencia de Estado Sólido / Manual para Proyectistas / SP-52

RCA, Manual de Transistores, Tiristores y Diodos / SC-15

Motorola, Diseño de circuitos de audio con pares complementarios de silicio

Edward Cherry, Ironing out Distortion – Electronics & Wireless World, Enero 1995 y Julio 1997

Ivor Brown, Between amplifier and speaker - Electronics & Wireless World, Febrero 1995

A. N. Thiele, Load circuit stabilizing networks for audio amplifiers – Proc. IREE Aust., Sept. 1975

Problemas

1) En base al circuito de la fig. 21, proyectar un amplificador capaz de entregar una potencia de 6 W a una carga $R_L = 8 \Omega$. Asumir que $\beta_1 = \beta_2 = 75$
 A fin de mantener baja la distorsión, V_L no debe superar el 80 % de V_{CC}
 Determinar: V_{CC} , regímenes de máxima de Q_1 y Q_2 , R_{C3} y el rendimiento η

2) El circuito de la fig. es a veces usado en amplificadores de baja potencia, por ejemplo en receptores a baterías

i) Explicar su funcionamiento

ii) Sea $V_{CC} = 6 V$, $R_L = 8 \Omega$

$P_o = 250 mW$

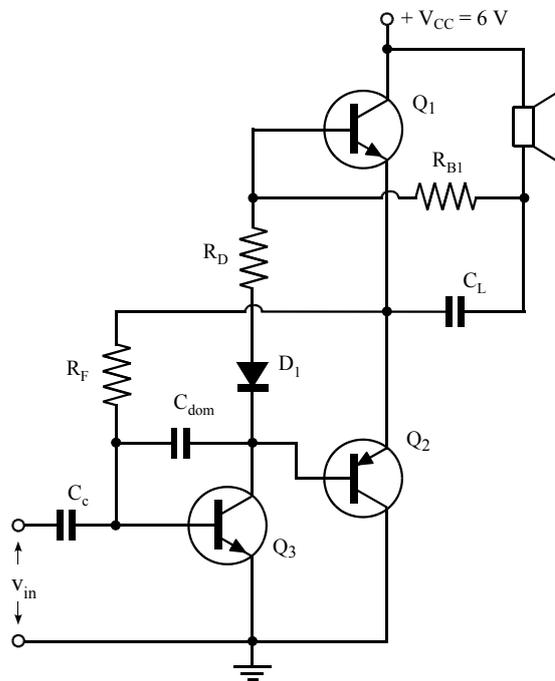
$Q_1 = BC338$

$Q_2 = BC328$

$Q_3 = BC548$

Investigar si estos transistores son adecuados

Determinar: R_{B1} , R_F y R_D



3) Un transistor de potencia debe disipar 20 W.

i) Determinar la resistencia térmica del disipador térmico necesario para que pueda operar dentro del margen de temperaturas de 0 °C a 60 °C.

$T_{J(max)} = 200 \text{ °C}$, $R_{\theta JC} = 1,5 \text{ °C/W}$, $R_{\theta CS} = 0,5 \text{ °C/W}$

ii) Calcular T_J y T_C cuando $T_A = 50 \text{ °C}$