



Práctica 1: Amplificador de audio clase AB

IMPORTANTE: La lectura y comprensión de este enunciado se considera como “trabajo previo” por parte del alumno. Dicho conocimiento será evaluado durante la sesión práctica.

1 Introducción

1.1 Carga en un circuito amplificador de audio: Altavoz

Un altavoz es un transductor electroacústico utilizado para la reproducción de sonido. La transducción sigue un doble procedimiento: eléctrico-mecánico-acústico. En la primera etapa convierte las ondas eléctricas en energía mecánica, y en la segunda convierte la energía mecánica en ondas de frecuencia acústica.

Desde el punto de vista eléctrico, el altavoz ofrece una impedancia variable con la frecuencia como puede apreciarse en la Fig. 1. En esta figura pueden destacarse varios puntos de interés:

- El valor de la impedancia en continua viene determinado por la resistencia parásita de la bobina de voz (bobina del alambre unida al ápice del cono móvil del altavoz)
- Frecuencia de resonancia mecánica del altavoz: punto de baja frecuencia en el que la impedancia alcanza un máximo. Los altavoces suelen usarse a partir de ese punto (por debajo de la frecuencia de resonancia el módulo de la respuesta en frecuencia suele decrecer rápidamente)
- Impedancia nominal: valor mínimo de impedancia que se alcanza tras el pico de resonancia. Es por ello que los circuitos amplificadores de audio se diseñan pensando en este valor.

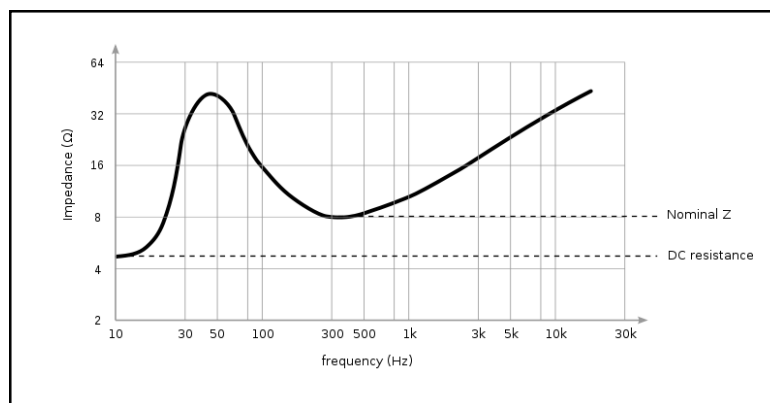


Fig. 1: Impedancia nominal de un altavoz

Idealmente un altavoz debe de ser capaz de reproducir el rango de frecuencias audible, esto es, entre 20Hz y 20KHz. Sin embargo, las frecuencias más bajas requieren de altavoces voluminosos y caros, es por ello que en equipos de bajo coste la respuesta en frecuencia no suele bajar de los 100Hz.

En audio suele emplearse mucho el denominado “damping factor” (DF) como medida de calidad de un amplificador. El DF se define como el cociente entre la impedancia nominal del altavoz (impedancia de carga del amplificador) y la impedancia de salida del amplificador. Por lo tanto, en condiciones de máxima transferencia de potencia (impedancia nominal del altavoz = resistencia de salida del amplificador) $DF=1$.

Al contrario de lo que podría pensarse, en aplicaciones de audio se prefieren DF superiores a 1. El motivo es el siguiente:



La membrana del altavoz es un elemento mecánico que al vibrar produce ondas acústicas. Como todo elemento mecánico posee inercia, esto es, una vez iniciada la vibración el altavoz tiende a seguir vibrando durante un tiempo incluso después de la desaparición del estímulo eléctrico.

Dicha vibración (aparte de distorsionar el sonido añadiendo algo parecido a un eco) hace que la bobina de voz genere una señal llamada *Back Electro Motive Force (BEMF)*. Esta señal viaja de vuelta a la salida del amplificador y vuelve de nuevo al altavoz. Al poseer una polaridad opuesta al movimiento del altavoz amortigua la vibración del mismo, reduciendo así el efecto de la inercia del cono. Se puede demostrar que cuanto menor sea la impedancia de salida del amplificador, mayor es el efecto de la señal *BEMF* sobre el altavoz y por lo tanto mayor es la calidad del sonido.

Es por ello que los amplificadores de alta calidad suelen tener DF muy superiores a 1 (entre 15-20)

1.2 Amplificador Clase B

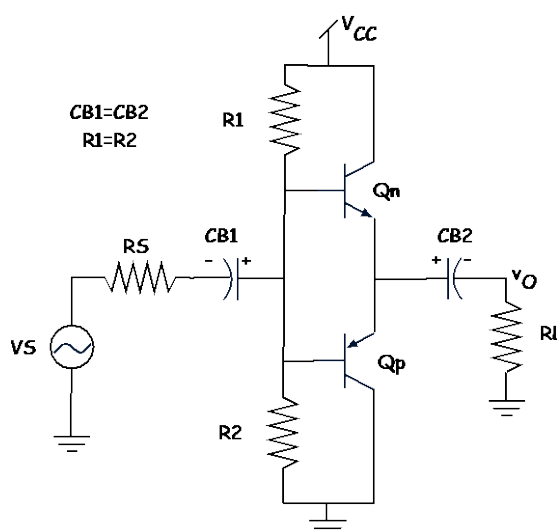


Fig. 2: Amplificador clase B

El circuito de la Fig. 2 corresponde a un amplificador de clase B de doble etapa:

- Cuando la entrada es positiva el transistor PNP se encuentra en corte mientras que el NPN se comporta como un colector común, es decir, un buffer capaz de atacar a la carga de salida.
- Cuando la entrada es negativa ocurre lo contrario: el NPN está en corte mientras que el PNP es ahora el colector común.

Es decir, si no tenemos en cuenta la V_{γ} de los transistores, cada etapa conduce y amplifica durante un semiperiodo de la señal de entrada, comportándose idealmente como un amplificador clase B cuya eficiencia teórica ronda el 78.5%. En ausencia de señal de entrada ambos transistores están en corte, el único consumo existente en nuestro montaje es por lo tanto el de las dos resistencias de $R1$ por las cuales circula intensidad proveniente de la fuente de alimentación.

Debido a la V_{γ} de los transistores, estos no conducen durante todo el semiperiodo de la señal de entrada, por lo que en realidad cada etapa se comporta realmente como un *Clase C¹* y aparece la conocida distorsión de cruce (ver Fig. 3) lo que lo hace totalmente inservible para aplicaciones que requieran de una elevada linealidad, como por ejemplo un amplificador de audio.

¹ A pesar de ello en muchos libros de texto se sigue llamando Clase B, esto es debido a que la amplitud de salida de estos circuitos suele ser muy elevada (respecto de V_{γ}) por lo que la distorsión de cruce es despreciable

Si analizamos cada etapa por separado, podemos ver que se comportan como amplificadores en colector común, esto es:

- Ganancia en tensión cercana a la unidad
- Impedancia de entrada del orden de h_{fe} veces la resistencia de carga
- Impedancia de salida del orden de la resistencia equivalente vista en la base de los transistores dividida por h_{fe} (El circuito de la Fig. 2, normalmente $R_s \ll R_L$ y por lo tanto la resistencia de salida es del orden de R_s/h_{fe})

Cabe señalar que **este amplificador no amplifica tensiones**, se comporta como un buffer capaz de dar una elevada intensidad a una carga pequeña.

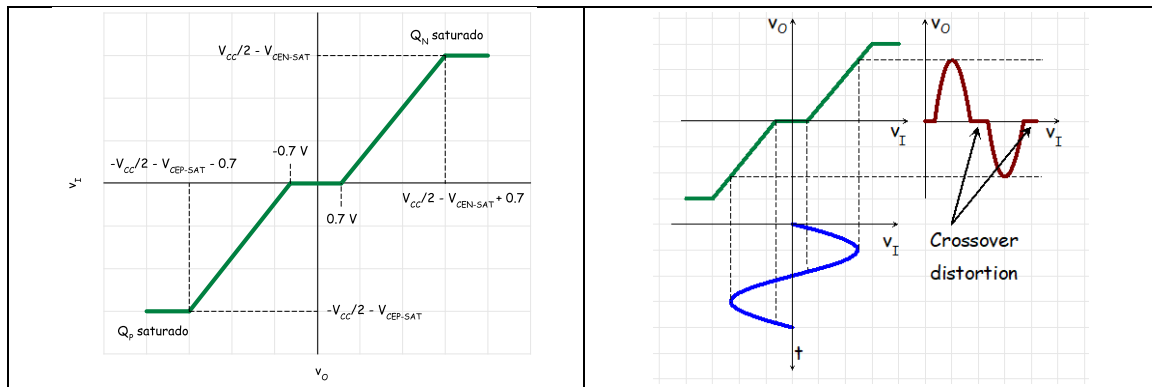


Fig. 3: Curva de transferencia y distorsión de cruce

1.3 Amplificador Clase AB

Para aumentar la linealidad del montaje 1, se puede aumentar la polarización de la base de los transistores para que siempre estén conduciendo (V_{BE} ligeramente superior a V_T). Con esto conseguiremos hacer desaparecer la distorsión de cruce a cambio de un aumento del consumo, es decir, una reducción de la eficiencia. Cada etapa conducirá durante más tiempo, más de un semiperiodo, convirtiéndose en un clase AB.

El montaje 2 puede verse en la Fig. 4. La polarización de la base de los dos transistores se consigue mediante dos diodos, que al estar en directa fuerzan una caída de $\approx 0.7V$ entre la base y el emisor del NPN ($-0.7V$ en el caso del PNP)

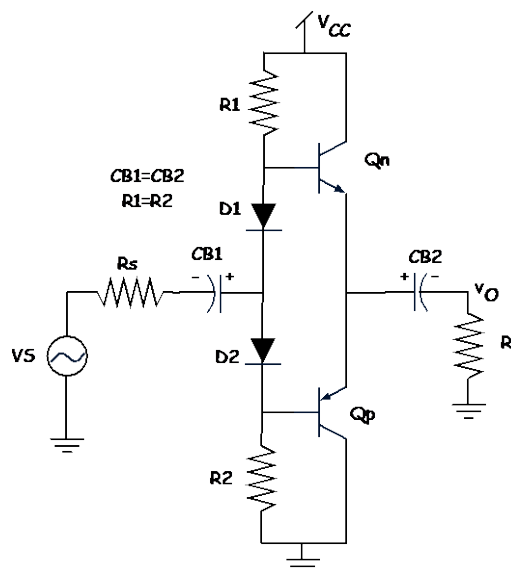


Fig. 4: Amplificador Clase AB



Aunque el montaje 2 presenta unas excelentes propiedades en cuanto a distorsión, junto con una eficiencia moderadamente buena, en la práctica presenta algunos inconvenientes:

- No amplifica la tensión de entrada: los amplificadores comerciales suelen tener una etapa inicial de preamplificación para subir la tensión de entrada.
- Inestabilidad térmica o "Thermal runaway": En los transistores bipolares un incremento de la temperatura provoca un aumento de la corriente de polarización, creándose una realimentación positiva (a mayor corriente $\rightarrow$ mayores las pérdidas por disipación $\rightarrow$ mayor la temperatura $\rightarrow$ mayor corriente) que puede llegar a destruir el dispositivo.

Este efecto puede controlarse añadiendo pequeñas resistencias de emisor (del orden de 1Ω) a los transistores de la Fig. 4 lo que provoca una pérdida de eficiencia y de rango dinámico a la salida.

2 Amplificador clase AB con preamplificación

Un montaje que trata de resolver algunos de los problemas anteriores puede verse en la Fig. 5. En este montaje el transistor Q_{n2} de la entrada actúa como amplificador de tensión (emisor común, inversor) y los dos transistores Q_{n1} y Q_p como amplificador de potencia clase AB.

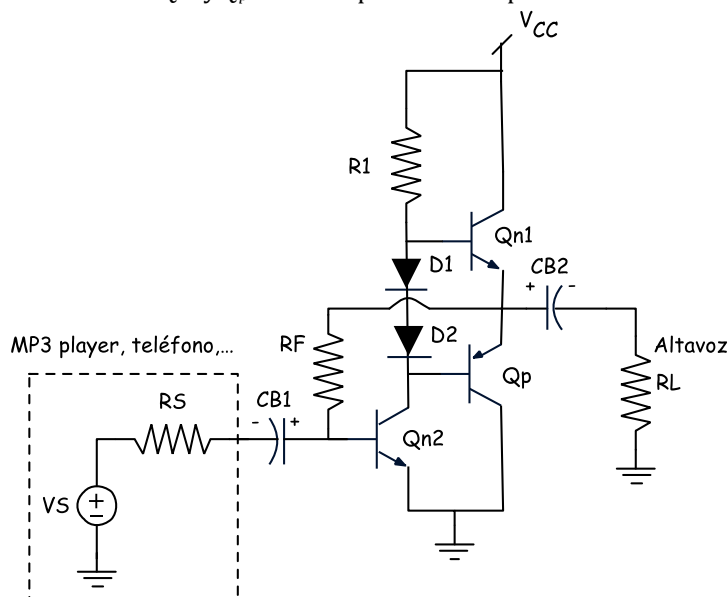


Fig. 5: Amplificador de audio Clase AB

Al emplear una etapa en emisor común como preamplificador podría pensarse que el circuito presenta una gran dependencia con la β del transistor ya que es bien sabido que dicho parámetro tiene una gran variabilidad debido a la tecnología (por ejemplo, en un transistor 2n2222 discreto la β puede variar fácilmente entre 100 y 300) En el caso de un emisor común el valor de β afecta directamente al valor de la tensión de polarización del colector. En el caso del circuito de la Fig. 5 la tensión e polarización del colector de Q_{n2} puede calcularse como²:

$$V_{CQ_{n2}} = V_{CC} - 1.4 - R_1 I_{CQ_{n2}} = V_{CC} - 1.4 - R_1 \beta I_{BQ_{n2}} \quad \text{Eq. 1}$$

Suponiendo una resistencia R_1 del orden de $K\Omega$, una intensidad de base de decenas de μA , la tensión de polarización del colector del transistor Q_{n2} puede variar **hasta 2V** dependiendo de si β vale 100 o 300.

² Suponiendo Q_{n2} en activa, despreciando las intensidades de base de Q_p y Q_{n1} , y suponiendo los dos diodos en directa con una caída de 0.7V cada uno de ellos. Estas simplificaciones serán usadas con normalidad a lo largo de este enunciado.



La resistencia R_F reduce precisamente la dependencia del punto de polarización con la β del transistor mediante una realimentación negativa. Intuitivamente: si V_{CQn2} crece $\rightarrow$ la tensión de salida crece $\rightarrow$ debido a R_F la tensión V_{BQn2} crece $\rightarrow I_{CQn2}$ crece $\rightarrow V_{CQn2}$ disminuye.

Suponiendo ganancia en tensión 1 para la etapa *Clase AB*, puede deducirse fácilmente del circuito que:

$$V_{CQn2} = \frac{V_{CC} + 0.7 \left(1 - \frac{R_1 \beta}{R_F}\right)}{1 + \frac{R_1 \beta}{R_F}} - 0.7 \quad \text{Eq. 2}$$

Como puede observarse, cuanto mayor es la resistencia R_F menor es la dependencia de la tensión de colector con β . Sin embargo R_F no puede ser arbitrariamente grande: para maximizar el rango dinámico, deberemos situar la tensión de polarización de los emisores de los transistores de salida en $V_{CC}/2$. O lo que es lo mismo, despejando de la ecuación anterior:

$$\frac{R_1 \beta}{R_F} = 1 \quad \text{Eq. 3}$$

Esta última condición hace que la tensión de polarización V_{CQn2} siga dependiendo de la β del transistor, aunque mucho menos que si R_F no existiera.

Una desventaja de este montaje es que la ganancia de la etapa preamplificadora viene determinada por los requisitos de polarización. Puede verse fácilmente que para nuestra etapa la ganancia en tensión es:

$$\frac{v_{cqn2}}{v_{bqn2}} = -g_m R_1 = -\frac{I_{CQn2}}{V_T} R_1 \quad \text{Eq. 4}$$

Al fijar la tensión de polarización a $V_{CC}/2$ en los emisores de Q_{n1} y Q_p , todas las tensiones de polarización del circuito están determinadas, como por ejemplo: $V_{BQn1} = 0.7 + V_{CC}/2$ o $V_{BQp} = -0.7 + V_{CC}/2$. Esto implica a su vez que la intensidad $I_{CQn2} = (V_{CC}/2 - 0.7)/R_1$. Por lo tanto:

$$\frac{v_{cqn2}}{v_{bqn2}} = -\frac{\frac{V_{CC}}{2} - 0.7}{V_T} \quad \text{Eq. 5}$$

Es decir, la ganancia de nuestro amplificador está predeterminada y no puede ser un parámetro de diseño.

Esta etapa sigue teniendo problemas de inestabilidad térmica que como ya hemos dicho antes puede controlarse añadiendo pequeñas resistencias de emisor (del orden de 1Ω) a los transistores de la etapa de salida. Por simplicidad en esta práctica no tendremos en cuenta dichas resistencias.

Por último, el valor de la resistencia R_1 influye en varios parámetros de nuestro circuito:

- **Determina la impedancia de salida del amplificador:** Despreciando la resistencia de los diodos en directa y suponiendo muy grande la resistencia r_o del transistor Q_{n2} , puede verse que la resistencia equivalente en la base de los transistores de salida es R_1 . Como hemos dicho antes, la impedancia de salida en un colector común es del orden de esta resistencia dividida por h_{fe} , es decir, nos interesa una resistencia R_1 pequeña.
- **Determina el consumo del circuito preamplificador:** Cuanto mayor es la R_1 , menor será el consumo.