

Capítulo 9

Realización de un amplificador de potencia

9.1. Introducción al capítulo

Ya hemos visto que los dispositivos electrónicos, basados en el uso masivo de transistores, son relativamente poco lineales. En el capítulo 10.3 veremos en detalle cómo una respuesta no lineal se convierte en distorsión, que, cuando es grande, produce un efecto audible muy desagradable, cómo a 'roto'. Cuando las señales puestas en juego son de bajo nivel, la no linealidad es baja y la distorsión pequeña. Conforme el nivel crece, el efecto de la no linealidad se hace más patente.

En una cadena de audio, el caso más desfavorable tiene lugar en el amplificador de potencia, donde las señales procesadas tienen niveles de tensión y corriente muy grandes. Por si fuera poco, los componentes pueden cambiar rápidamente de temperatura, y ya hemos visto cómo ésta tiene influencia en el comportamiento de los dispositivos basados en semiconductores. Por estas razones y muchas otras, el campo de los amplificadores de potencia es, aún hoy, muy activo, y hay mucho espacio para la investigación y la innovación. Tal vez resulte sorprendente, porque un amplificador de potencia es un circuito que requiere un número relativamente pequeño de componentes.

Por todo ello, hemos de recordar que en este capítulo solamente haremos una aproximación al problema, y lo haremos cómo viene siendo habitual, con una propuesta de montaje de un amplificador de potencia de calidad.

9.2. Cuestiones preliminares

9.2.1. Qué es un amplificador de potencia

Para un usuario doméstico, acostumbrado a ver equipos de audio de un reducido tamaño, el concepto de amplificador de potencia puede parecer algo difuso. Imaginemos el sistema de sonorización de un teatro. Existe una mesa de mezclas donde entran numerosas fuentes de sonido: micrófonos, lectores de CD, etc, y varias salidas: vías para la sonorización del local para el público y para el propio escenario (ya que de otro modo los artistas no se oirían unos a otros), etc.

Sabemos que, dependiendo de la capacidad del local, y mucho más si es al aire libre, las potencias puestas en juego pueden llegar a ser enormes (centenares de vatios por canal en interiores y miles si es para exteriores). La mesa de mezclas trabaja a un determinado nivel de señal (normalmente unos pocos voltios de pico sobre cargas de 600Ω). Conseguir decenas, centenas o miles de vatios sobre cargas de 4 a 8Ω es una tarea especializada de un artefacto específico: *el amplificador de potencia*.

Normalmente, un amplificador de potencia tiene una entrada de señal, una salida para altavoces, y solo a veces control de ganancia. En ocasiones también incluye indicadores de nivel de salida y/o de sobrecarga.

9.2.2. Altavoces

Antes de introducirnos en el mundo de los amplificadores, debemos hacer una vistia a los altavoces, que son los dispositivos que deben domesticar los amplificadores.

El problema que resuelve el altavoz es el de convertir una corriente eléctrica en *ondas acústicas de presión*. Las ondas de presión se logran mediante el desplazamiento de una superficie, que de este modo mueve el aire¹, y este movimiento se propaga, cubriendo una superficie cada vez mayor, por lo que la presión sonora pierde paulatinamente potencia. Y hemos hablado de ondas *acústicas* porque estas ondas de presión pueden ser detectadas por el oído humano si tienen un nivel y una frecuencia adecuados.

- **Nivel:** es experiencia de todos que si un sonido tiene un nivel excesivamente bajo, no puede ser escuchado. Del mismo modo, si tiene un volumen demasiado grande, puede resultar en extremo desagradable, el oído no lo percibe con calidad, y puede llegar a producir lesiones en el tímpano. Tradicionalmente se considera que el oído tiene un *margen dinámico* de unos 120 dB. Esto quiere decir que entre el ruido casi imperceptible de la hierba mecida por el viento y un avión supersónico hay una relación de potencias de doce órdenes de magnitud².
- **Frecuencia:** el oído de una persona normal puede percibir sonidos entre 20 Hz y 15 kHz. Aunque de forma habitual se considera que la banda de audio llega a 20 kHz, es absolutamente excepcional que un adulto puede llegar a oír esta frecuencia.

Pues bien, ya hemos visto que la misión de un altavoz es la de convertir una señal eléctrica en el movimiento de una superficie con un nivel adecuado, en un rango de frecuencias adecuado, y con una linealidad suficiente.

Sin entrar en demasiados detalles, podemos llegar a los siguientes razonamientos:

- Cuanto más grande sea la superficie en movimiento, mayor cantidad de aire moverá, generando una mayor presión sonora, pero más energía será necesario poner en juego para ello³.
- Cuanto mayor sea la superficie de la membrana, más pesará y más dificultades pondrá para moverse a gran velocidad o lo que es lo mismo, a alta frecuencia.

¹La descripción es válida para cualquier otro medio elástico. Por ejemplo, el *sonar*, es un sistema que emplea ondas de presión en el agua.

²El oído no puede cubrir esta enorme diferencia de manera instantánea. Si entramos en una fábrica muy ruidosa o en una discoteca, y permanecemos un rato, al salir, notamos cómo hemos perdido sensibilidad acústica. Podríamos decir que el oído se ha endurecido para soportar la agresión. Solo de este modo puede cubrir el margen dinámico mencionado.

³Un idea intuitiva es el esfuerzo que supone mover la mano abierta bajo el agua. El aire es más elástico, pero la dificultad es cualitativamente la misma.

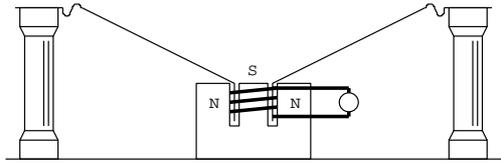


Figura 9.1: Esquema de un altavoz electrodinámico

- La superficie que movemos debe ser elástica. Conforme logramos más y más desplazamiento, el movimiento es menos lineal, en el sentido que fuerza doble no corresponde a movimiento doble sino a algo menos. Es obvio que existe un límite que si se supera, se produce una rotura física.

Con todo esto en la mente, resultará fácil intuir que la construcción de un altavoz no sea una tarea especialmente fácil. Y así es. Más aún, es la tarea más difícil de toda la cadena de procesamiento del sonido, la que más impacto tiene en la calidad final.

La mayor parte de los altavoces que se fabrican actualmente se basan en el *principio electrodinámico*: una corriente eléctrica que se mueve dentro de un campo magnético sufre una fuerza. Este es el principio en el que se basan, por ejemplo, los motores eléctricos. En la figura 9.1 se observa un generador que se conecta a una espira acoplada mecánicamente a una membrana sujeta mediante un material elástico a un soporte fijo, representado en la figura por unas columnas. La espira está inmersa en un poderoso campo magnético creado por un imán permanente. Cuanto más fuerte sea el campo, más fuerza producirá para una misma corriente eléctrica, por lo que el movimiento será más fuerte (el altavoz será más sensible) o se necesitarán menos vueltas de hilo (que pesarán menos).

Eléctricamente, el altavoz es un hilo de mayor o menor longitud. Aunque esté bobinado, el efecto inductivo es bajo comparado con el resistivo, aunque no despreciable (ver apartado 9.6). Por ello, un altavoz es eminentemente resistivo, y el valor de su impedancia es poco dependiente de la frecuencia⁴. Los fabricantes resuelven el compromiso entre la sección del hilo, y el número de vueltas de modo que la resistencia del altavoz es normalmente de 8Ω . Excepcionalmente es de 4Ω para elementos de gran potencia, ó $16/32 \Omega$ en pequeños cascos que trabajan a niveles muy bajos por estar muy cerca del oído.

Para terminar esta brevísima introducción a los altavoces, diremos que es muy difícil construir un altavoz capaz de mover grandes masas de aire (una presión alta) en todo el rango de las frecuencias de audio. Por esta razón, es muy común utilizar al menos una pareja de altavoces dentro de una misma caja. Uno de ellos reproduce las bajas frecuencias (*woofer*) y otro las altas (*tweeter*). Pero poner varios altavoces exige separar mediante filtros las señales que atacan a cada uno de ellos. No trataremos este punto por falta de espacio. Baste decir que no se trata de un tema trivial.

9.2.3. Medida de la potencia

Cuando trabajamos con señales sinusoidales, no vale la fórmula 2.6, que es válida para corriente continua. Para señales sinusoidales (y sólo para señales sinusoidales) se cumple que:

⁴La resistencia no es solo la del hilo, sino que existe una componente debida a la dificultad que existe en mover el aire. En gran medida esto es dependiente de la caja en la que se introduce el altavoz. El diseño de la caja tiene una importancia enorme sobre la calidad del sonido resultante (la respuesta en frecuencia) solo comparable a la calidad del altavoz mismo.

$$P = \frac{1}{2} V_p \cdot I_p \quad (9.1)$$

donde:

P es la potencia eficaz (también llamada *rms*)⁵.

V_p tensión de pico de la senoide

I_p corriente de pico de la senoide

Ejemplo: Imaginemos que tenemos el objetivo de construir un amplificador que entregue hasta 1 W (eficaz) sobre un altavoz de 8 Ω . La fórmula previa puede reescribirse cómo:

$$P = \frac{1}{2} \frac{V_p^2}{R} \quad (9.2)$$

donde R es la resistencia de carga

Resulta pues:

$$V_p = 4 V$$

$$I_p = 0,5 A$$

Es decir, para dar un vatio, necesitamos un amplificador capaz de entregar a su salida una tensión sinusoidal de 4 Voltios de pico sobre una carga de 8 Ω , lo que supondrá una corriente de 0,5 A de pico. A este punto debemos hacer unas observaciones:

- Un amplificador operacional como el TL017 no es capaz de ello. Necesitamos algo con más músculo. Existen amplificadores integrados, pero vamos a investigar un camino más instructivo.
- Se ha especificado corriente y la tensión porque a veces pudiendo dar una, no se puede dar la otra. Ninguno de los amplificadores mostrados hasta el momento es capaz de entregar medio amperio a su salida, aunque sí una señal de 4 V_p sobre una impedancia del alto valor.

Hemos nombrado la potencia con el apellido de eficaz. Este es el único parámetro ingenieril. El resto (potencia de pico, potencia musical, potencia máxima) están relacionados con el marketing, que es un aspecto importante, pero no es el nuestro.

9.2.4. ¿Cuánta potencia?

Cómo la potencia eléctrica se convierte en sensación de volumen sonoro depende de la eficiencia de la caja de altavoces (y no sólo del altavoz). La eficiencia de un altavoz se mide cómo el *nivel de presión sonora* (SPL, *Sound Pressure Level*) medido a un metro del altavoz cuando a este se entrega una potencia eléctrica de 1 W. Cifras típicas de eficiencia varían entre 85 y 95 dB, que corresponde a una sensación sonora entre la cabina de un avión a reacción y un tráfico urbano intenso.

Es decir, que un simple vatio puede hacer mucho ruido a un metro de distancia de la caja de altavoces..

⁵Root mean square, -raíz cuadrática media-, que es la que produciría el mismo calentamiento en una resistencia que el que disipa una potencia continua.

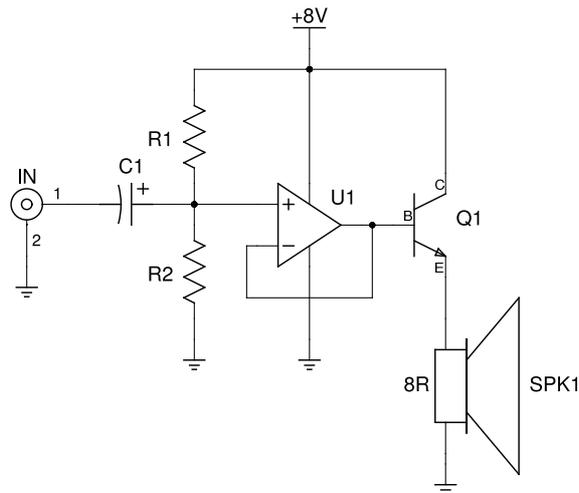


Figura 9.2: Amplificador con seguidor de emisor. No recomendado.

9.3. Una solución no demasiado buena

9.3.1. Amplificador con seguidor de emisor

Podríamos pensar en un amplificador basado en un seguidor de emisor como el que se muestra en la figura 9.2. Tiene su lógica, porque hemos visto que el circuito seguidor de emisor tiene una impedancia de salida muy baja, lo que es decir que puede vérselas con cargas de bajo valor.

Las resistencias R1 y R2 forman un divisor resistivo que polarizan la entrada no inversora en torno a la mitad de la tensión de alimentación. Como el condensador C1 tiene un valor alto, la tensión en este punto será aproximadamente igual a la de la entrada desplazada en torno a la mitad de la tensión de alimentación. La realimentación negativa se encarga de que las dos entradas del operacional sean iguales en todo momento. A causa de esto, en reposo la tensión de salida será de $\frac{V_{cc}}{2}$.

Sin embargo, este circuito plantea un par de problemas:

- El cono del altavoz está permanentemente desplazado, ya que es atravesado por una corriente de 0,5 A, pudiendo variar entre 0 y 1 A. Como los altavoces se diseñan para que el cono tenga la posición de reposo con corriente nula, esta corriente continua provocará una mayor distorsión, y calentamiento del hilo del altavoz, que se ha diseñado para lidiar con señales sinusoidales positivas y negativas.
- La potencia disipada es enorme. Incluso en reposo, el circuito disipa⁶ 4 W, lo que es una potencia considerable, considerando que esto sucede antes de que haya empezado a sonar la música.

Sin embargo, la idea no es mala del todo: es un buen comienzo, porque es un diseño que ofrece baja distorsión.

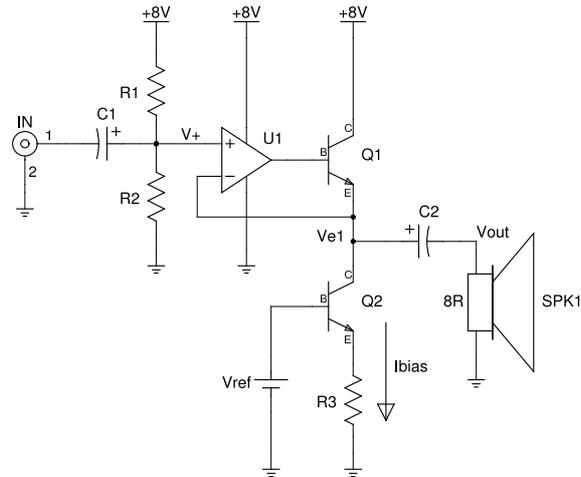


Figura 9.3: Amplificador con seguidor de emisor con desacoplo de continua

9.3.2. Amplificador con seguidor de emisor y salida desacoplada en continua

El circuito de la figura 9.3 incorpora dos novedades respecto a de la figura 9.2): se añade un condensador de salida (C2), y una fuente de corriente constante construida en torno a Q2. Estos dos aditamentos resuelven el problema de la continua en el altavoz, sin dar -por el momento- una solución al problema del excesivo consumo de potencia.

El uso de un condensador de acoplo es una técnica muy usada cuando debemos usar una fuente de alimentación no simétrica, cómo sucede en un aparato con alimentación a pilas o baterías, y por ello nos detendremos en el asunto. Sólo al final del capítulo nos aventuraremos a quitar el condensador de acoplo.

Para comprender el funcionamiento de éste circuito será de gran ayuda el representar mentalmente las tensiones cómo altura. Tenemos que imaginarnos que la tensión de base del transistor sube, y con ella, la tensión de emisor. El condensador, que siempre está cargado a una tensión de $\frac{V_{cc}}{2}$, se representa en todo momento con la misma separación entre armaduras. A la fuente de corriente, le es indiferente la tensión entre sus bornas: es cómo un muelle que puede estirarse mucho o encogerse, siempre sujeto a ciertos límites⁷. La tensión en el altavoz subirá, bajará o llegará a tener una tensión inversa y conforme a ello moverá su membrana. La figura 9.4 representa gráficamente esta variación de tensiones, para entrada de 0, 2 y -2 Voltios de entrada sobre la referencia de $\frac{V_{cc}}{2}$.

Una vez que se ha logrado visualizar mentalmente lo que sucede, es fácil poner números a las tensiones y corrientes:

- En reposo, $V_b = \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} = 0$
- Tensión de entrada positiva: $V_+ = V_{e1} > \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} > 0$. El altavoz exige ser atravesado por una corriente positiva. Cómo la fuente de corriente impone una corriente de polarización, la corriente extra demandada por el altavoz sólo puede provenir de Q1. Ver figura 9.5.

⁶Esta vez, volvemos a potencias de continua $P = IV$ con $I=0,5$ A, $V=8$ V.

⁷La mínima tensión de colector es $V_{Cmin} = V_{ref} - V_{BE} + V_{CEsat} \sim V_{ref} - 0,5$ V

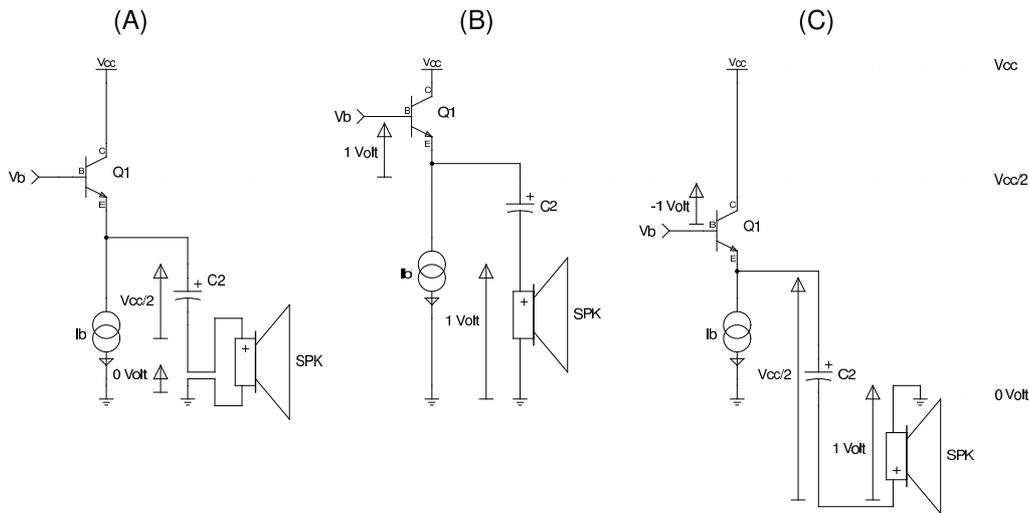


Figura 9.4: Representación gráfica de la variación en el tiempo de la tensión de salida con condensador de acople

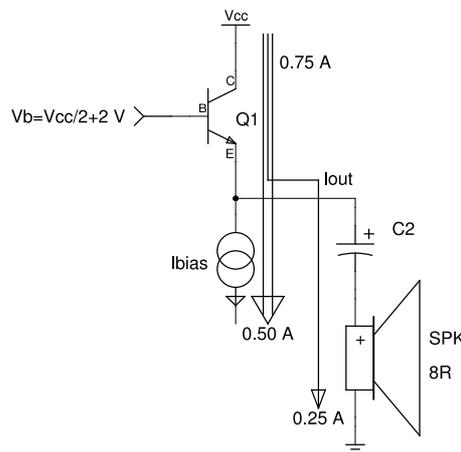


Figura 9.5: Tensiones positivas con condensador de acople salida

- Tensión de entrada negativa: $V_b = V_{e1} < \frac{V_{cc}}{2}$, $V_{out} < 0$. El altavoz exige ser atravesado por una corriente negativa, que sólo puede conseguirse si Q1 proporciona menos corriente de la que se traga Q2. Ver figura 9.6.

Recapitulemos:

- En los semiciclos positivos, el transistor Q1 proporciona un extra de corriente (sobre el valor de polarización, I_{bias}) que atraviesa el altavoz en sentido positivo. En los semiciclos negativos, Q1 da una corriente inferior a la de polarización, lo que resulta una corriente neta en el altavoz en sentido negativo.
- El condensador C2 actúa como una pila cargada a $\frac{V_{cc}}{2}$. Pero su capacidad de mantener la tensión de la 'pila' intacta es limitada, sólo si debe hacerlo por un periodo de tiempo razonablemente pequeño, o lo que es lo mismo, si la frecuencia de la señal es razonablemente alta. Si la frecuencia es pequeña, los ciclos son muy largos, y puede producirse la descarga paulatina del condensador.

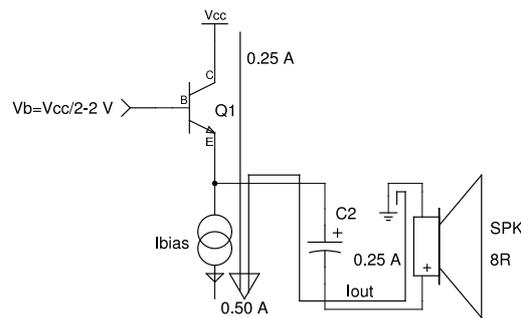


Figura 9.6: Tensiones negativas con condensador de acoplo salida

9.3.3. Condensador de acoplo en la salida

El condensador de salida puede ser visto desde otro punto de vista: la estructura condensador-altavoz corresponde a un filtro paso alto, donde la R es la resistencia del altavoz y la capacidad es $C2$ (ver apartado 2.6.6). La frecuencia de corte de este filtro para los valores mostrados es de 70 Hz.

Merece la pena detenerse un instante en este punto: cómo a 70 Hz la impedancia reactiva del condensador y el altavoz tiene el mismo valor, la tensión de salida se repartirá a partes iguales entre altavoz y $C2$, de modo, que la amplitud de salida será la mitad de la disponible a la salida del amplificador. Además, el filtro provoca un desfase de corriente y tensión. Si en vez de usar señales sinusoidales usamos otra forma de señal -por ejemplo cuadrada-, veremos que la forma de onda de salida está apreciablemente distorsionada para frecuencias por debajo de 1 kHz. En el apartado 10.2.1 hay pistas para poder resolver el enigma.

No sería demasiado complicado estudiar cómo varía en el tiempo la tensión en bornas del condensador con una señal cuadrada de salida, que provoca en la carga corrientes de $\pm I$.

Ejemplo: Si la corriente de salida es una señal cuadrada de $\pm 0,5$ A con una frecuencia de 500 Hz (1 ms por semiperiodo), la variación de la tensión en el condensador de $2200 \mu\text{F}$ es de 0,2 V (frente a los 4 Voltios de la señal). La distorsión de la forma de onda es visible en el osciloscopio.

Por cualquiera de los dos métodos llegaríamos a idénticas conclusiones, porque los *dominios del tiempo* y la *frecuencia* están relacionados entre sí. Son cómo caras de una misma moneda.

Pues bien, si queremos mejorar la respuesta en bajos -en baja frecuencia- del amplificador, debemos incrementar la capacidad del condensador de salida $C2$. Lo óptimo sería eliminarlo, pero no será posible por el momento.

El uso de un condensador en serie con la carga tiene otros inconvenientes, además del mencionado:

- En vista del valor de capacidad requerido, resultará un componente (relativamente) caro y voluminoso, especialmente si el amplificador trabaja con altas tensiones de alimentación.
- El valor de la *resistencia serie efectiva* (ESR) del condensador puede no ser despreciable comparado con la del altavoz. No sólo disminuirá el nivel de salida, sino que a altas potencias el condensador se calentará y disminuirá su vida útil.

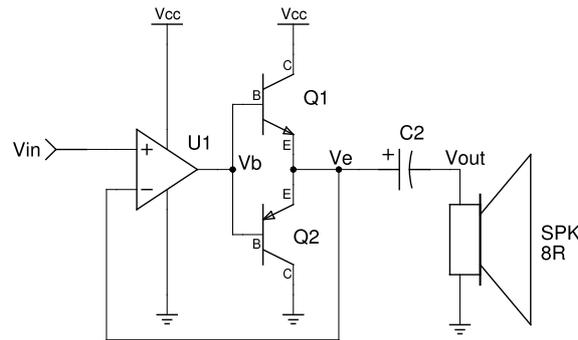


Figura 9.7: Etapa de salida amplificador en clase B. No recomendado.

- Al dar alimentación al amplificador, el condensador está descargado. El proceso de carga produce un 'blop' en el altavoz, que en ocasiones es desagradable.

Por estas razones, los condensadores serie se usan solamente en equipos de baja potencia, alimentados con fuentes no simétricas, pero es excepcionalmente raro ver un amplificador de estas características que no lo use.

9.4. Mejorando la eficiencia

9.4.1. Amplificador en clase B

El amplificador anterior tiene una calidad de sonido sobresaliente. Tanto es así, que arquitecturas similares son usadas en la práctica bajo el nombre de Clase-A, que goza de la aureola de la baja distorsión. Pero los amplificadores en clase A presentan un grave problema: en el ejemplo anterior, un equipo capaz de dar 1 W de potencia, disipa 8 W en reposo, sin entregar señal alguna a la salida. Esto es inaceptable para equipos alimentados por baterías o portátiles, e indeseable cuando están alimentados por la red. Supongamos que queremos hacer una amplificador de 100 W: desalojar tal cantidad de calor no es asunto trivial, exige ventilación forzada -delicada y siempre ruidosa- y disipadores enormes.

Para resolver este problema se inventó la Clase-B de amplificadores. Veamos la figura 9.7. La salida del amplificador operacional ataca las bases de dos transistores complementarios, configurados como seguidores de emisor. Con este sencillo método, hemos logrado que el consumo de corriente en ausencia de señal sea nulo, ya que en estas condiciones no hay circulación de corriente por los transistores o la carga.

Pero la etapa de salida tiene un inconveniente muy grave: debido a los requisitos de polarización de los transistores, la etapa tiene una zona insensible en torno a la mitad de la tensión de alimentación, de modo que tensiones de base con amplitudes inferiores a $1 V_{pp}$, apenas producirían circulación de corriente en las bases de los transistores, y por ende, en la carga. La figura 9.8 representa la tensión de base y de emisor de una etapa AB cuando se inyecta en la base señales sinusoidales. El codo que tiene lugar en la tensión de salida (emisor) en los cruces por cero se denomina *distorsión de cruce* y no existía en los amplificadores en Clase-A.

Podríamos pensar que metiendo la etapa de salida dentro de un bucle de realimentación negativa se podría resolver este problema. Y ciertamente, la distorsión se atenúa, pero hemos de tener en cuenta que la ganancia de la etapa de salida en la zona de cruce

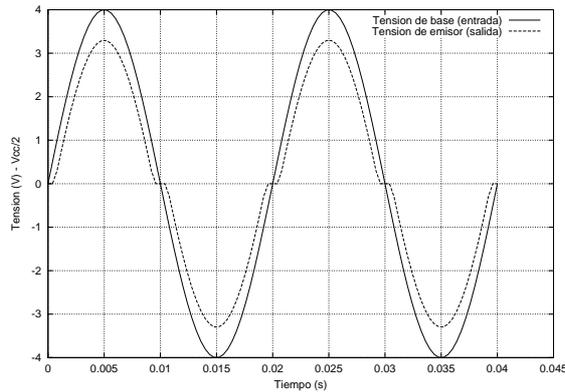


Figura 9.8: Tensión de salida en una etapa en clase B sin realimentación

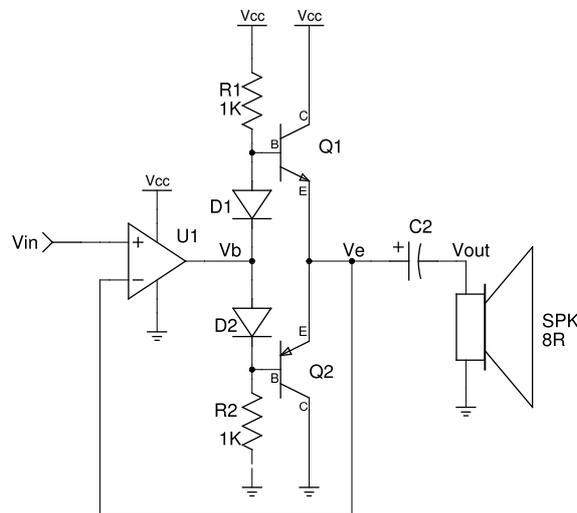


Figura 9.9: Etapa de salida amplificador en clase AB

es muy baja, casi nula, y la realimentación sólo logra sus objetivos cuando la ganancia en lazo abierto es mucho mayor que la deseada. Por muy alta que fuera la ganancia de una etapa previa, la realimentación no podría eliminar completamente la distorsión de cruce. Este tipo de distorsión es bastante desagradable⁸ y afecta más a las señales de bajo nivel que a las de alto⁹.

No debería por tanto sorprendernos que en el esquema de la figura se haya incluido la etapa de salida dentro del lazo de realimentación porque un amplificador así solo podría funcionar realimentado, a causa de la la distorsión de cruce.

Para concluir, baste decir que la arquitectura mostrada en la figura 9.7 no se usa en la práctica.

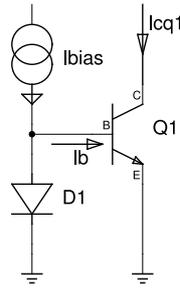


Figura 9.10: Polarización etapa de salida

9.4.2. En el término medio está la virtud

La combinación de lo mejor de la clase A con la Clase B, resulta en... la clase AB. En la figura 9.9 se muestra un ejemplo de una etapa de salida en clase AB. Un par de diodos polarizan las bases de los transistores de salida, que de este modo se encuentran en el punto de conducción. Cada uno de los transistores se comporta como un seguidor de emisor en la mitad de los semiciclos de la señal. Pero no vayamos tan deprisa. Hemos dicho que los diodos polarizan los transistores en el punto de conducción... ¿exactamente en el punto de conducción?. Más aún ¿cual es el punto de conducción?. En estas preguntas se haya el nudo gordiano de la cuestión, por lo que merece que nos detengamos un poco en este asunto.

9.4.3. Lo importante es polarizar

La corriente de polarización es lo que distingue la clase AB de las clases A y B. Una corriente de polarización alta nos permitirá obtener una linealidad muy buena a costa de un consumo elevado, y una polarización muy baja disminuye el consumo en reposo a costa de una mayor distorsión. Nos gustaría poder fijar la polarización de la etapa de salida -o lo que es lo mismo, su corriente de reposo- de forma estable y precisa, sin dependencias de la carga, temperatura o envejecimiento.

Si nos fijamos en la etapa de salida de la figura 9.9, y tenemos en cuenta que en reposo el circuito es perfectamente simétrico, en virtud de esta simetría podemos intuir que la tensión V_e es igual a V_b . Por ello, podemos unir estos dos puntos y, simplificando el esquema llegamos a la figura 9.10, que nos resulta más fácil de analizar.

Nos gustaría ver de qué parámetros depende la corriente de reposo de colector¹⁰ I_{CQ1} .

La caída de tensión en el diodo y en la unión base emisor es aproximadamente la misma (entre 0,6 y 0,7 V). La primera depende de una corriente forzada externamente (I_{BIAS}), y la segunda de la corriente de base, o lo que es lo mismo, de la de colector y de la ganancia en corriente. Y ambas de la temperatura.

$$V_{D1}(I_{BIAS}, T_{D1}) = V_{BE1}\left(\frac{h_{FE}}{I_{CQ1}}, T_{Q1}\right)$$

Esta dependencia con la temperatura es problemática:

⁸No todas las formas de distorsión suenan igual de mal.

⁹La distorsión puede modelarse como una señal indeseada que se suma a una señal perfecta, suma que es igual a la señal obtenida. Como la distorsión se produce en los pasos por cero de la señal y tiene un nivel bastante independiente del nivel de salida, la relación de potencias entre la distorsión y la señal de salida disminuye con niveles crecientes de señal.

¹⁰ I_{CQ1} porque es la corriente de reposo -quiet- del colector de Q1

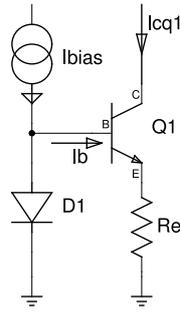


Figura 9.11: Polarización mejorada de etapa de salida

- Una unión semiconductor tiene dependencias fuertes de la corriente con la temperatura. Para una misma caída de tensión, una variación de temperatura de 30 °C multiplica por 16 la corriente.
- Un amplificador de potencia se calienta al manejar potencias considerables¹¹. Por más que intentemos acoplar térmicamente¹² transistor y diodo -cosa que debe hacerse cuando las potencias son grandes- el transistor siempre estará más caliente que el diodo porque el transistor es fuente de calor.

Una solución mejorada es la que se muestra en la figura 9.11. Una resistencia de emisor de bajo valor permite una regulación mayor de la corriente de colector, ya que es esta, y no la de base, la que entra a formar parte de la ecuación.

$$V_{D1}(I_{BIAS}, T_{D1}) = V_{BE1}\left(\frac{h_{FE}}{I_{CQ1}}, T_{Q1}\right) + R_e \cdot I_{CQ1}$$

Cuanto mayor peso tenga el segundo término del sumatorio, menor influirá en la corriente de colector de Q1 la ganancia en corriente (que es variable con la tensión de colector) y la temperatura de Q1, que hemos visto está sujeta a variaciones fuertes.

Sin embargo, considerando que la corriente de salida está determinada por la potencia requerida, un valor demasiado alto para R_e provocará una reducción de la tensión de salida (está en serie con el altavoz, de bajo valor ohmico), y calentamiento. Se trata pues de un valor de compromiso.

Ejemplo: Si $R_e=1 \Omega$, $I_{BIAS}= 1 \text{ mA}$, I_{CQ1} varía entre 1,32 mA (0°C) y 1,13 mA (60°C) de forma aproximadamente lineal. Estos datos se han obtenido por simulación.

Si el valor de R_e tiene un margen estrecho de variación, lo óptimo sería regular la corriente de reposo (I_{CQ1}) con la tensión de base¹³. Esta idea, podría realizarse de dos posibles maneras:

- Diodo y resistencia (figura 9.12): El esquema es bastante intuitivo: la corriente de polarización (I_{BIAS}) fija la tensión de base (V_B), que a su vez determina la corriente de polarización. Tras complejos cálculos, se pueden llegar a relaciones de corrientes que minimizan la dependencia de la corriente de polarización con la temperatura.

¹¹Un simple vatio produce un calentamiento apreciable en un transistor de baja o media potencia.

¹²Unirlos para que estén a la misma temperatura, o al menos, muy similar

¹³La corriente obtenida en el ejemplo anterior es demasiado baja para reducir notablemente la distorsión de cruce.

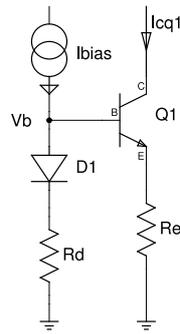


Figura 9.12: Opción para mejorar control de corriente de polarización salida

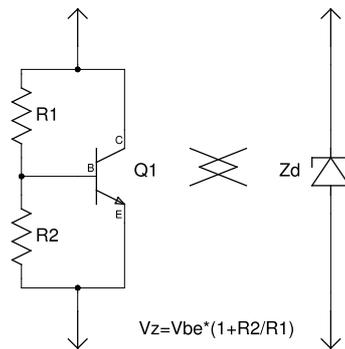


Figura 9.13: Diodo zener sintético

- Diodo de tensión variable (figura 9.13): este circuito se comporta como un diodo zener con una tensión de avalancha que no depende de su construcción como aquellos, sino del cociente entre dos resistencias. Basta sustituir alguna de las resistencias por un potenciómetro para lograr el deseado ajuste. Esta técnica es muy usada.

La corriente de polarización no es fácilmente predecible mediante calculos aproximados pues resultan ecuaciones con términos exponenciales que no sabemos resolver. La forma más sencilla de abordar el problema es por simulación (mediante el programa SPICE¹⁴) o por prototipado. En última instancia nuestra capacidad predictora no es tan decisiva -para eso tenemos herramientas poderosas- pero una aproximación analítica al problema nos permite estar seguros de que el resultado obtenido va a ser estable y repetible en una producción en serie o ante la sustitución de un componente por otro. Y esto es algo que la simulación o el prototipado ciego son incapaces de precisar.

Ejemplo: La simulación del circuito de la figura 9.12 con I_{bias} de $900 \mu A$, $D1=1N4148$, $R_e=1 \Omega$, $D1$ y $Q1$ usando los modelos del 1N4148 y BD135 suministrados por los fabricantes indican el siguiente resultado: I_{CQ1} 19 mA @ $0^\circ C$, 15 mA @ $60^\circ C$; $V_B=750$ mV @ $0^\circ C$, 640 mV @ $60^\circ C$. Estas corrientes de reposo son muy adecuadas para combatir la distorsión de cruce.

¹⁴SPICE, *Simulation Program with IC Emphasis*, no es UN programa, sino EL programa de simulación electrónica por excelencia. Una de sus mayores virtudes es la de contar con modelos bastante completos de dispositivos electrónicos básicos como transistores y diodos. Y los defectos son varios: habituales problemas de convergencia, su manejo no trivial, la necesidad de disponer de parámetros adecuados de los dispositivos a simular. Para ciertas aplicaciones insustituible, y para otras, el método más eficiente de perder el tiempo. Fue desarrollado por la Universidad de Berkeley en los años 70 para dar soporte al desarrollo de circuitos integrados. Existen versiones de dominio público para casi todos los sistemas operativos, porque el código es pseudo-abierto.

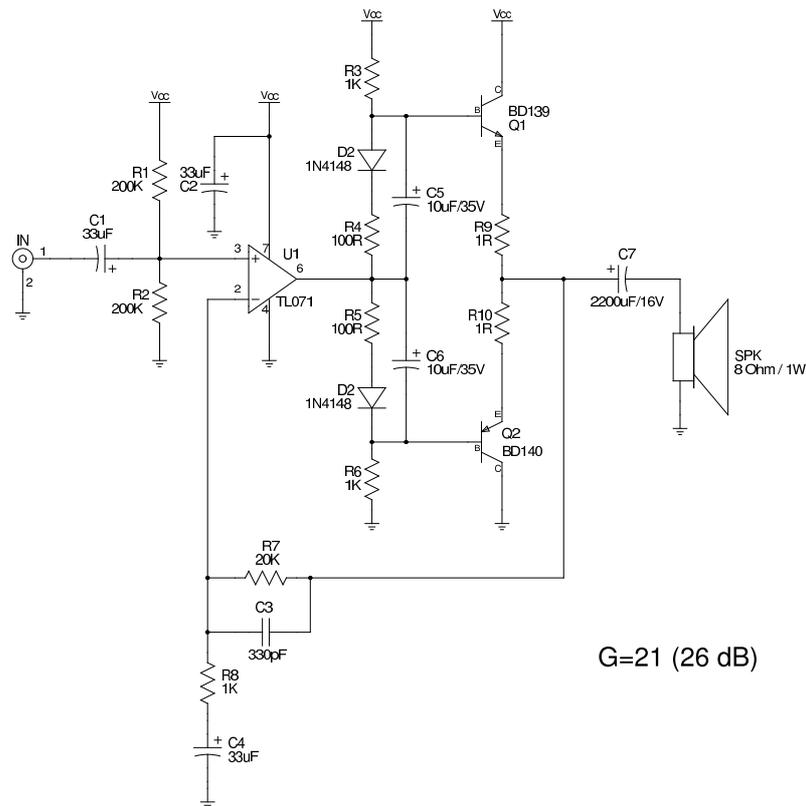


Figura 9.14: Esquema completo de un amplificador en clase AB

9.4.4. Esquema ¿final?

En la figura 9.14 se muestra el esquema final de un amplificador de potencia en clase AB, en el que se resumen los avances que hemos ido haciendo.

Ya hemos visto en los anteriores ejemplos que el lazo de realimentación incluye la etapa de salida, pero no debe sorprendernos porque sabemos que a realimentación hará un buen trabajo de reducción de la distorsión, y más concretamente, de la distorsión de cruce, que aunque mejorada en una etapa de salida de clase AB, sigue estando presente. Y siempre que hay realimentación debemos preguntarnos por la estabilidad. Cómo la etapa de salida funciona cómo un seguidor de emisor, su ganancia es levemente inferior a la unidad, y el ancho de banda muy grande. Esto quiere decir que el polo dominante del amplificador asegura la estabilidad del sistema, o dicho de otro modo: la ganancia en lazo abierto del amplificador operacional y la etapa de salida es muy similar a la del operacional solo.

El amplificador operacional está configurado para una ganancia no inversora de 21 (26 dB). Nada impediría convertir la resistencia R7 en un potenciómetro para controlar la ganancia y por ende, el volumen de salida, pero muchas veces no es necesario¹⁵. Además, hacerlo de este modo impediría obtener ganancia nula, lo que siempre sería deseable.

Las resistencias R1 y R2 polarizan la entrada inversora del amplificador a la mitad de la tensión de alimentación, lo que permite obtener el máximo margen dinámico en la

¹⁵El autor ha usado este amplificador para la salida de audio de un PC. Si el control de volumen se hace desde el ordenador de forma cómoda, no es necesario introducir más elementos de control de ganancia.

salida. El condensador C1 permite que la entrada inversora esté polarizada a $\frac{V_{cc}}{2}$ (y por ende, la salida de la etapa antes del condensador de acoplo C7) pero en alterna, unida a la masa de la señal.

El condensador C3 reduce el ancho de banda del amplificador, dotándole de una respuesta paso bajo¹⁶. La frecuencia de corte es $F_c = \frac{1}{2\pi \cdot R7 \cdot C3}$. Una respuesta extendida mucho más allá de la banda audible no mejora la calidad del sonido y es vía libre para el ruido y la distorsión.

Pueden llamarnos la atención los condensadores C5 y C6. Éstos permiten que las bases de transistores estén virtualmente unidos a la salida del operacional en alterna. Esto evita la caída de tensión en la componente resistiva en el circuito de polarización, mejorando por tanto la linealidad de la etapa de salida.

9.4.5. Prestaciones

Al prototipar el circuito nos llevamos la desagradable sorpresa de que la tensión de salida máxima sin distorsión del circuito es de $1,9 V_p$, lo que suponen 0,2 W de potencia en el altavoz. El amplificador suena alto y claro, pero la autoestima ha quedado por los suelos: ¿quien puede presumir con algo así?. Parece que la única posibilidad es decir que tiene doscientos milvatios, con la esperanza de que alguien escuche doscientos mil vatios. Mientras tanto, seguiremos peleando.

El recorte del margen dinámico se debe a la incapacidad de la etapa de salida de dar la elevada corriente que se requiere. Veamos cual es la situación: los BD139/140 tienen una ganancia en corriente (h_{FE}) de 25 (mínimo). En la figura 9.15 se muestra la distribución de corrientes cuando la salida del operacional está a tensiones cercanas a la alimentación, intentando sacar el máximo nivel de salida. Supongamos que la tensión de salida es de 1V, lo que exige una corriente de colector de 125 mA. La corriente de base será inferior a 5 mA. Esta corriente, sobre la resistencia de polarización de la base de 1 K Ω corresponde a 5 V. La tensión de base no puede subir más¹⁷. Podríamos intentar bajar su valor, pero entonces nos encontraremos con que el amplificador operacional limita su margen dinámico al serle demandado más corriente de salida de la que puede dar.

Hay muchas posibles soluciones la problema, pero necesitamos una solución contundente.

9.5. ¡Mas madera!

9.5.1. Supertransistores

El problema es el de una baja ganancia de corriente de los transistores de salida. Los transistores de potencia, por cómo son construidos para soportar altas corrientes, tienen necesariamente baja ganancia. Si lo que se pretende es aumentar la ganancia en corriente, la solución natural es la de unir dos transistores, de modo que la corriente de colector de uno se aplique a la base del siguiente, lográndose una multiplicación neta de las ganancias de ambos. Podríamos pensar en construir un super-transistor de alta ganancia. Hay varias formas de abordar el problema, y entre ellas las siguientes:

¹⁶Dejamos al lector el ejercicio de sustituir la impedancia equivalente del paralelo de R7 y C3 en las ecuaciones de la ganancia.

¹⁷Que en el prototipo se haya obtenido mayor nivel de salida se debe a que los transistores usados tienen mayor ganancia en corriente del valor mínimo especificado por el fabricante. Un diseño robusto exige trabajar con los parámetros peores y no con los típicos.

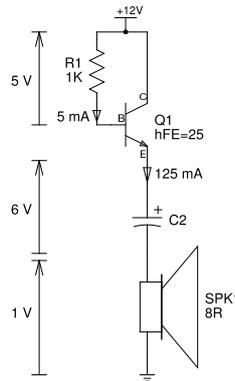


Figura 9.15: Detalle tensiones de pico en el amplificador Clase AB

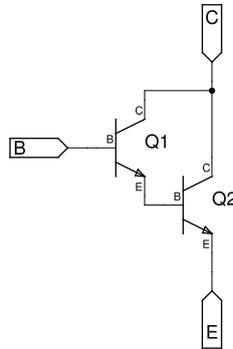


Figura 9.16: Supertransistor darlington NPN

- *Etapa darlington* (figura 9.16). Es una idea muy intuitiva, y en esto reside su mayor virtud. El supertransistor tiene una tensión de base-emisor aproximadamente doble (por lo que perdemos margen dinámico), pero no es este su único inconveniente, sino que este nuevo transistor es muy lento, y en la banda de audio presenta ya problemas de ancho de banda.
- *Transistores complementarios*: si hacemos uso de un transistor PNP y uno NPN, podemos construir un nuevo transistor NPN, mostrado en la figura 9.17. La unión base-emisor del supertransistor es la de Q1. La corriente de colector de Q1 pasa toda por la base de Q2 que la multiplica por su ganancia en corriente. La corriente de emisor del super transistor es la suma de las corrientes de emisor de Q1 y colector de Q2, siendo esta última la dominante.

Algunas características del super-transistor complementario son:

- $V_{BEsuper} = V_{BEQ1}$
- $V_{CEsatSuper} = V_{BEQ2} + V_{CEsatQ1} \sim 0,9 V$
- La ganancia en corriente es aproximadamente igual al producto de las ganancias $h_{FEsuper} \sim h_{FEQ1} \cdot h_{FEQ2}$. Tendrá cierta dependencia con la corriente de colector, porque ninguna de las dos ganancias es demasiado lineal.

Y de nuevo nos encontramos con una cierta deficiencia al trabajar a alta frecuencia: si crece la tensión de base-emisor de Q1, la corriente de colector sube rápidamente. Pero

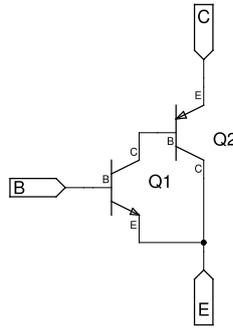


Figura 9.17: Supertransistor complementario NPN

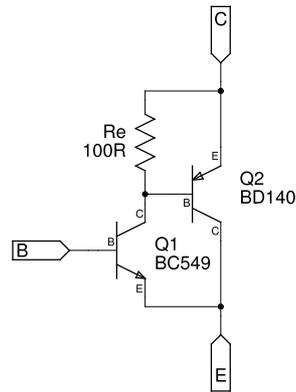


Figura 9.18: Supertransistor complementario NPN mejorado

si la tensión base-emisor de Q1 baja súbitamente, el transistor Q1 se corta, dejando de suministrar corriente a la base de Q2, y la capacidad parásita que hay en la unión base-emisor de Q2 (C_{be} , de unas decenas de pF) mantiene por unos instantes la corriente de colector de Q2.

Para atenuar este problema, se puede añadir una resistencia de bajo valor en paralelo de la unión BE de Q2, que se encargaría de acelerar la descarga del condensador parásito C_{BE} de Q2, tal y cómo se muestra en la figura 9.18.

Esta resistencia añade una novedad en la polarización: para que el super-transistor funcione correctamente, es necesario polarizar la unión BE de Q2, y por tanto una corriente extra de colector de Q1, lo que implica una leve corriente de polarización de la base de Q1, que se suma a la necesaria para la polarización general. Nada dramático, en definitiva.

Ejemplo: Si R_1 es 100Ω , necesitaremos $I_{CQ1} > 6 \text{ mA}$ para polarizar Q2. Si $h_{FE1} > 200$, la corriente de base extra para polarizar Q2 es inferior a $30 \mu\text{A}$.

Una vez que disponemos ya de un supertransistor, vamos a ver cómo incorporarlo a la etapa de salida. Una forma de resolver el problema, una de las *muchas* que hay, se puede ver en la figura 9.19, en la que se muestra una evolución del concepto.

9.5.2. A la conquista del vatio

Con tan poderoso componente parece que está ya logrado el ansiado objetivo de obtener (al menos) una potencia de 1 W sobre una carga de 8Ω . Si repetimos los cálculos en

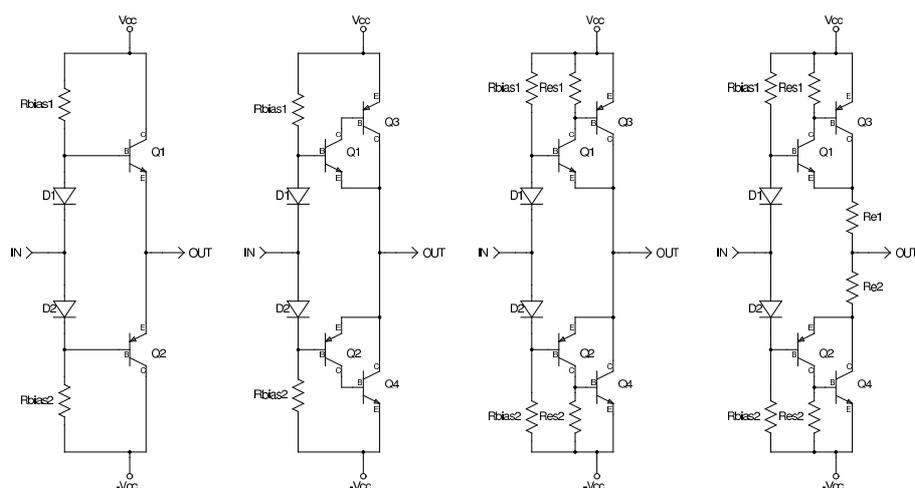


Figura 9.19: Teoría de la evolución

las tensiones de pico, llegamos a la conclusión de que tenemos músculo suficiente para conseguir 4 V de pico en la carga con una alimentación de 12 Voltios, es decir, 1 W. El esquema del amplificador se muestra en la figura 9.20.

Y sin embargo, nos encontramos con que llegamos a este valor por un estrecho margen, cuando los cálculos nos permiten estimar tensiones de salida más altas.

La razón no está en la etapa de salida, sino en el amplificador operacional TL071, que recorta crestas cuando la salida del operacional todavía se encuentra lejos de las alimentaciones. Para lograr potencias más altas será necesario utilizar componentes con mayor margen dinámico de salida. Un ejemplo -entre otros muchos- puede ser el TLE2141, de Texas Instruments. No es fácil de conseguir en las tiendas, pero es posible pedirlo al fabricante a través de su portal internet¹⁸, y en pocos días lo recibiremos por correo urgente en la dirección indicada sin coste alguno. Conviene hacer notar que esta opción no ha sido prototipada por el autor, aunque tiene grandes probabilidades de llegar a buen puerto.

9.5.3. Más potencia

Con el camino recorrido, es fácil intuir lo difícil que es conseguir potencias por encima de 1 W cuando disponemos de una alimentación de 12 Voltios, cómo sucede en equipos alimentados con baterías de plomo, en los coches, por ejemplo, o bajas tensiones en general. Si queremos más potencia podemos:

- Subir la tensión de alimentación
- Usar nuevos circuitos que consigan tensiones de salida iguales a la alimentación (aunque si $V_P=6$ V, $P_{MAXrms} = 2,25$ W sobre 8Ω)
- Bajar la impedancia de los altavoces (se fabrican altavoces de 4Ω , que permiten duplicar potencias, a costa de duplicar la corriente). Conforme la impedancia del altavoz baja, más efecto tiene la resistencia del cable del altavoz¹⁹.

¹⁸<http://www.ti.com>

¹⁹Para conseguir una menor impedancia, se debe usar cable más grueso -más peso del cono- o menos vueltas de hilo -menos campo magnético-, lo que redundará en peor respuesta en frecuencia y menor sensibilidad, menor nivel de presión acústica para misma potencia eléctrica. También se usa cable de sección cuadrada, que mejora la resistencia a alta frecuencia.

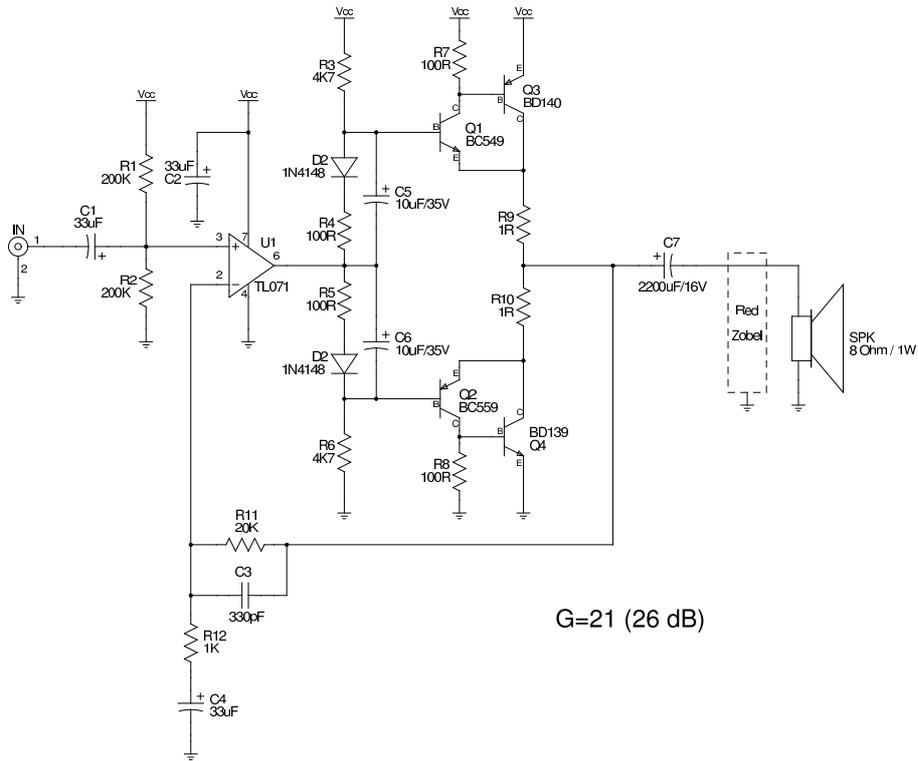


Figura 9.20: Amplificador de 1 W

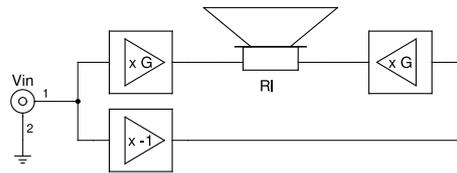


Figura 9.21: Amplificador en puente

- Usar *amplificadores en puente*.

9.5.4. Amplificadores en puente o cómo lograr que uno más uno sean cuatro

En los circuitos previos, el altavoz tenía conectada a masa uno de sus terminales. En el esquema de la figura 9.21, se conecta el altavoz entre dos amplificadores invertidos. Esto quiere decir que cuando una salida está a A voltios, la otra está a -A Voltios. Esto consigue que la tensión en bornas del altavoz se duplique y por tanto, que la potencia se multiplique por cuatro.

Estamos acostumbrados a pensar en las tensiones cómo variaciones de altura. Veamos la figura 9.22. Cómo las tensiones en bornas del altavoz están invertidas, podríamos pensar que las tensiones de salida evolucionan cómo los extremos de un balancín: cuando una sube la otra baja exactamente la misma distancia. La tensión en los puntos intermedios de los devanados que forman la espira del altavoz (ver figura 9.1) está representada por valores próximos al eje. Justo a la mitad del devanado, la tensión es virtualmente igual a cero: está siempre a masa. Podríamos usar unas tijeras -virtuales

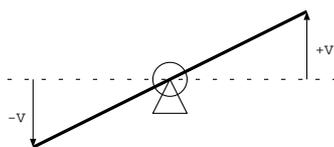


Figura 9.22: Balancín

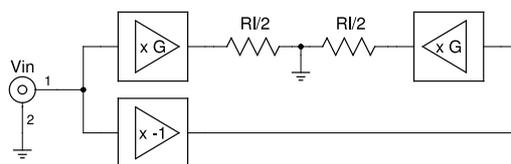


Figura 9.23: Circuito equivalente amplificador en puente

por supuesto-, cortar el hilo y unir estos dos puntos a masa, y eléctricamente todo sería igual. Dicho de otro modo: podríamos concebir la carga igual a dos cargas idénticas en serie, en la que el punto de unión está puesto a masa. Dicho de una nueva manera: un altavoz de $8\ \Omega$ queda convertido en dos altavoces de $4\ \Omega$, cada uno de los cuales está gobernado por uno de los amplificadores, y el punto central conectado a masa. Ver figura 9.23.

La mencionada cuadruplicación de potencia se debe a que:

- Cada amplificador ve una resistencia de carga mitad que antes, por lo que si mantiene una salida con la misma tensión de pico de antes, debe duplicar su salida de corriente.
- Hay dos amplificadores que dan cada uno el doble de potencia de antes.

Y el doble de dos veces es cuatro veces. Por tanto, también la fuente de alimentación debe entregar el cuádruple de la potencia.

Además, cómo valor añadido, se ha eliminado el condensador de acoplo.

Con este esquema, con una alimentación de 12 Voltios, se puede dar un máximo de 9 W sobre $8\ \Omega$. Y 9 W es una señora potencia, más aún dentro de un vehículo cerrado.

9.6. La red de Zobel

Cuando terminamos los experimentos y sustituimos la carga de resistencias de $8\ \Omega$ por un altavoz²⁰, muy probablemente nos llevaremos una sorpresa: el amplificador oscila a alta frecuencia²¹.

El origen de esta oscilación está en la componente inductiva que presenta todo altavoz²². Si el altavoz presentara una componente capacitiva, unida ésta a la resistencia de salida del amplificador, produciría un desfase adicional en la señal realimentada, comprometiendo la estabilidad. Pero una inductancia provoca un adelanto de la fase

²⁰Nadie construye un amplificador de audio para calentar resistencias.

²¹El prototipo construido por el autor del amplificador de la figura 9.20 arrancaba a oscilar a los pocos segundos de conectar la alimentación, oscilación que era detectable solo en el osciloscopio porque tiene lugar a una frecuencia inaudible. Esta oscilación no es una excepción, sino la norma.

²²Un circuito equivalente típico puede ser de $8\ \Omega$ en serie con $500\ \mu\text{H}$.

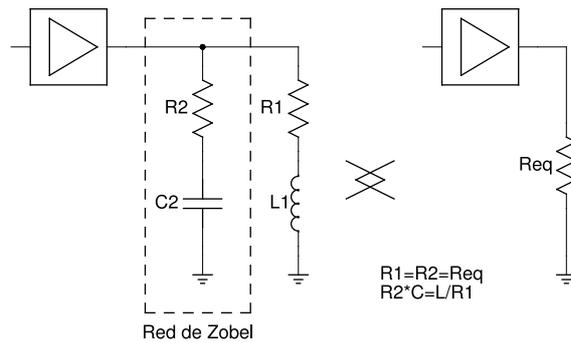


Figura 9.24: Red de Zobel

y en consecuencia, mejora de la estabilidad. La respuesta al problema no es trivial, y queda fuera del alcance de este libro.

Cómo vaticina la Ley de Murphy²³, el amplificador oscila, y si el problema se debe a la componente inductiva de la carga, algo debemos hacer para anular, o al menos atenuar este efecto.

La solución más clásica es la *red de Zobel*. Consiste en un circuito serie RC que se coloca paralelo con la carga (ver figura 9.24). Esta red tiene la propiedad de lograr que la carga parezca puramente resistiva, que es lo que más le gusta a nuestro amplificador.

Aunque en teoría habría una solución óptima para cada altavoz, en la práctica se utiliza invariablemente, una red formada por una resistencia de 10 Ω y un condensador de 100 nF. Son una pareja de valores muy razonables, aunque no permiten una compensación perfecta de la inductancia, valores más altos de la capacidad, además del precio y volumen, elevarían la disipación en R2 a altas frecuencias, con lo que esto supondría de problemas térmicos y de pérdida de eficiencia. Los valores antes mencionados funcionan muy bien en la práctica.

En nuestro amplificador con $V_{out-max} = 4V_p$, la potencia disipada en la resistencia a 20 kHz puede llegar a ser de 20 mW, por lo que puede usarse sin problemas una resistencia de 1/4 de W.

9.7. Poca distorsión ¿cuánta de poca?

La calidad de sonido de nuestro amplificador es muy grande: resulta impresionante cuando se usa con un buen altavoz. En este apartado se indican algunas medidas obtenidas con instrumental que está fuera del alcance de un aficionado. En concreto, han sido realizadas con el medidor de audio TM5006 de Tektronix. Este aparato cuenta con dos módulos: un generador de señal de alta pureza y un medidor de nivel y distorsión. En el apartado 10.3 se indica cómo funciona un aparato así. Por el momento, quedémonos con el hecho de que puede medir la relación entre el nivel de la señal deseada y la presencia de ruido y distorsión (SINAD)²⁴.

Las medidas se hacen alimentando el amplificador de la figura 9.20 a 12 Volt y cargándolo con una resistencia de 8 Ω .

²³Uno de los enunciado de la ley es: "si algo puede fallar, fallará", que en nuestro caso se puede expresar como "si un amplificador puede oscilar, oscilará irremediablemente".

²⁴SINAD (*Signal to Noise and Distorsion*), relación de potencias entre la señal deseada y la suma del ruido y la distorsión

Si medimos con un tono de 1 kHz con un nivel de entrada tal que la sinusoide de salida alcanza su nivel máximo, un poco por debajo del punto en el que las crestas de salida empiezan a estar recortadas, obtenemos las siguientes medidas:

Medida	Resultado
Tensión de entrada, V_{in}	105 mV
Tensión de salida, V_{out}	2,34 mV
Distorsión	0,025 %

De las dos primeras medidas se concluye que la ganancia de entrada a salida es de 22^{25} .

Las medidas obtenidas a diferentes frecuencias son:

Frecuencia tono	Distorsión
1 kHz	0,025 %
5 kHz	0,11 %
10 kHz	0,22 %

El aumento de la distorsión con la frecuencia se debe a la disminución de la ganancia en lazo abierto con la frecuencia, lo que redundará en una menor capacidad de la realimentación de combatir la distorsión.

Las medidas obtenidas con diferentes niveles de señal son:

Tensión entrada	Distorsión
105 mVrms	0,02 %
110 mVrms	0,1 %
115 mVrms	0,9 %
120 mVrms	2,3 %
125 mVrms	3,7 %

Cómo puede verse, leves aumentos de la amplitud de la señal de entrada, producen fuertes aumentos de la distorsión. Esto se debe al hecho de que, a partir de 110 mV de entrada, el amplificador empieza a recortar la crestas de salida, lo que es un fenómeno fuertemente no lineal que produce gran distorsión.

Las medidas obtenidas con niveles bajos de señal de entrada son:

Tensión entrada	Distorsión
0,5 mVrms	0,3 %
5 mVrms	0,2 %
12,5 mVrms	0,06 %
25 mVrms	0,03 %

La razón de que la distorsión con señales de muy bajo nivel sea alta se debe a dos factores:

- La distorsión de cruce cobra una importancia comparativamente mayor, conforme el nivel de la señal deseada baja
- El instrumento utilizado mide distorsión *más* ruido. Todo amplificador de este mundo genera, en mayor o menor medida, ruido. Este tiene un nivel constante. Cuanto más bajo es el nivel de señal, menor es la relación de potencias entre la señal y el ruido. Ver apartado 10.3.

²⁵Algo por encima del valor esperado, pero nada extraño si consideramos que en la realización del prototipo se han usado resistencias del 5%.

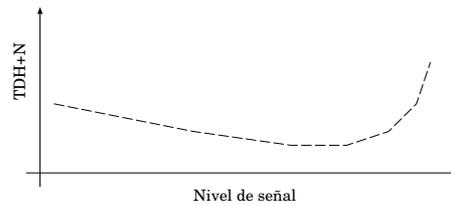


Figura 9.25: Variación típica de la distorsión en un amplificador a transistores

Esto hace que la distorsión varíe con el nivel en forma de 'bañera', cómo se muestra en la figura 9.25 en la que se representa en ordenadas, el nivel de señal de salida, y en abscisas, la distorsión armónica total y el ruido²⁶.

9.8. Notas finales

9.8.1. Componentes para amplificadores de potencia

No es común utilizar amplificadores operacionales en los amplificadores de potencia. Lo más común es usar componentes discretos. Lo hemos hecho por razones didácticas, y el resultado ha sido satisfactorio.

9.8.2. Regulación de la alimentación

Si estamos pensando en construir un amplificador autónomo, una caja que incorpore su propia fuente de alimentación (un amplificador de guitarra, altavoces de un PC, etc) sería razonable incluir en la misma caja una fuente de alimentación dedicada. En tal caso, podríamos usar una fuente simétrica, y eliminar el condensador de salida. Ver figura 9.26. Ya hemos visto que un regulador lineal no es muy eficiente y puede suponer notables pérdidas de potencia. Por ello, cuando se trabaja con potencias altas es muy común no regular la fuente de alimentación, o en todo caso, sólomente las etapas previas a la de salida. Sin embargo, para un amplificador de baja potencia cómo el nuestro, la regulación bien puede merecer la pena pues permite lograr mejoras en ruido y calidad de sonido en bajos.

9.8.3. Desacoplo

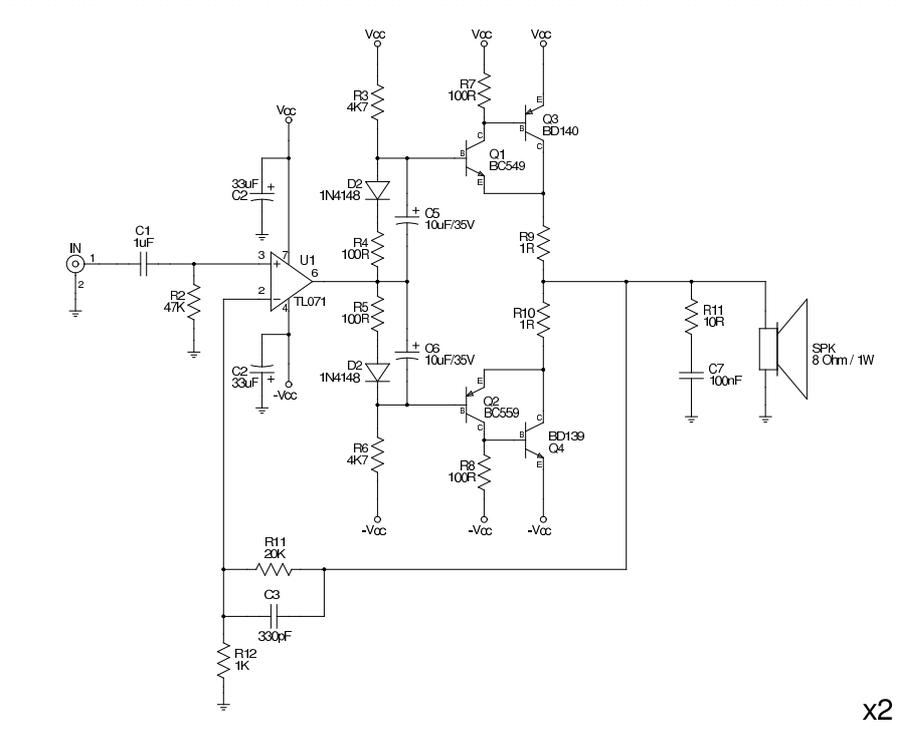
Nunca está de más reiterar la importancia del desacoplo de las alimentaciones. El desacoplo debe ser efectivo a alta y baja frecuencia, por lo que conviene combinar condensadores electrolíticos y cerámicos. Es mucho mejor prevenir que curar y un desacoplo razonable nunca es perjudicial.

9.8.4. Bucles de masa

Aunque estamos acostumbrados a considerar al cobre de los cables o de las pistas del circuito impreso cómo material superconductor, no lo es²⁷, y cuando se ponen en

²⁶THD, *Total Harmonic Distortion*. El ruido se denomina *noise*.

²⁷La resistencia de un conductor de longitud L y sección S se calcula como $R = \rho \frac{L}{S}$. El cobre tiene una resistividad ρ de $1,724 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot cm$. Un cuadrado de circuito impreso (altura típica de 0,036 mm) de cualquier



x2

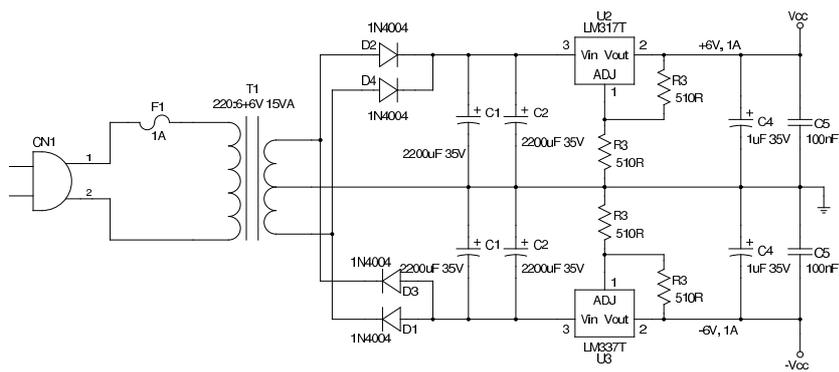


Figura 9.26: Amplificador con alimentación simétrica

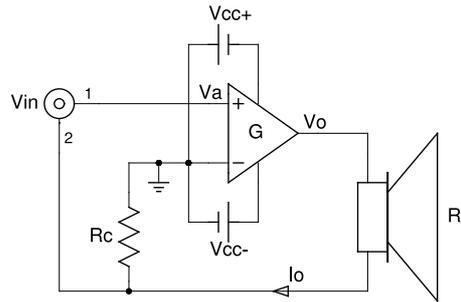


Figura 9.27: Modelo de circuito con bucle de masa

juego corrientes altas, las caídas de tensión en una pista o un cable no demasiado largo pueden no ser despreciables. Un amplificador de potencia es uno de estos sitios en los que las corrientes alcanzan valores significativos.

Veamos el circuito de la figura 9.27. En él se observa un amplificador de ganancia G que mueve un altavoz. En este ejemplo simplificado, la entrada de señal y la masa del altavoz están unidas por un cable de resistencia despreciable, pero el conector que une estos dos puntos con la masa del referencia del amplificador tiene una resistencia R_C no despreciable. La corriente de salida del amplificador (I_o) -que es alta cuando la potencia es alta y la impedancia de carga baja, cómo suele ser habitual- va de la alimentación a la salida del amplificador y atraviesa el altavoz, la resistencia modelada cómo R_C y después a masa, cerrándose el bucle. Esta corriente produce una caída de tensión en la pista o cable usado que se suma a la tensión de entrada, de modo que, a todos los efectos, se suma con la tensión de entrada. Veamos someramente: refiriendo todas las tensiones a masa:

$$V_{in} = V_a - I_o R_C$$

Desarrollando la ecuación llegamos a:

$$\frac{V_o}{V_{in o}} = G \cdot \frac{1}{1 - G \cdot \frac{R_c}{R_L}} \quad (9.3)$$

Es decir, la relación entre tensiones de entrada (V_{in}) y salida (V_o) ya no es la ganancia del amplificador G , sino que aparece un nuevo factor corrector.

Ejemplo: Si $R_C = 0,08 \Omega$, $R_L = 8 \Omega$ y $G = 100$, el divisor de la ecuación vale cero y el sistema es inestable: oscila. Tenemos un ejemplo de realimentación positiva (ver capítulo 8.10).

La mencionada realimentación puede comprometer, y de hecho compromete, la estabilidad del sistema. La solución al problema es la conexión en estrella (ver figura 9.28): en la medida de lo posible, todos los puntos que van a masa²⁸, pero cómo mínimo aquellos por los que hay fuerte circulación de corriente, se unirán entre sí en un único punto, y esta conexión se hará con cable grueso. Esta técnica es imprescindible para amplificadores de más de una decena de vatios.

tamaño tiene una resistencia de $0,48 m\Omega$, de modo que una pista de 1 mm de ancho, tiene una resistividad de $4,8 m\Omega/cm$.

²⁸Alimentaciones, altavoz, red de Zobel, y referencia del circito amplificador.

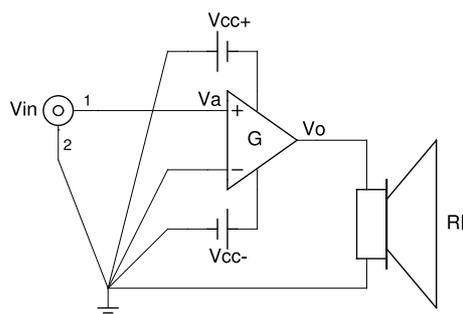


Figura 9.28: Cableado en estrella

9.9. Para aprender más

Algunos consejos para profundizar más en este campo:

- Ver muchos esquemas de amplificadores de potencia en revistas. También en internet hay algunos lugares interesantes, el primero de ellos, con multitud de otros enlaces:
 - <http://links.epanorama.net/links/audiocircuits.html>
 - <http://users.ece.gatech.edu:80/~mleach/lowtim/index.html>
- Un libro interesante es '*Audio Power Amplifier Design Handbook*' de Douglas Self, editorial Newness, ISBN: 0 7506 2788 3. Es un autor que ha publicado otros libros y escribe asiduamente en la revista *Electronics World* artículos de calidad.

9.10. Resumen del capítulo

A continuación se indican algunos de los puntos más importantes aprendidos en el capítulo:

- De toda la cadena de audio, los puntos más sensibles a la distorsión son el amplificador de potencia y el altavoz. Este último es el que más condiciona la calidad de sonido final.
- El altavoz es el elemento más frágil de la cadena de audio.
- La misión de un altavoz es la de convertir una señal eléctrica en ondas de presión acústica.
- La impedancia de un altavoz es típicamente de 8Ω eminentemente resistivos, aunque con una leve componente inductiva.
- El rango audible se extiende de 20 Hz a 15 kHz. La alta fidelidad considera típicamente una banda extendida hasta 20 kHz.
- Con un solo altavoz es difícil cubrir con calidad toda la banda audible.
- Las clases de amplificadores de audio son:
 - Clase A: baja distorsión, alto consumo de potencia

- Clase B: alta distorsión, bajo consumo de potencia
 - Clase A: medio distorsión, medio consumo de potencia, compromiso regulable, bastante óptimo.
-
- La corriente de colector de reposo de una etapa de salida en clase AB tiene una importancia decisiva en la distorsión de la misma.
 - Hay configuraciones de varios transistores que constituyen circuitos mejorados.
 - La simulación de circuitos es una técnica poderosa si se usa con precaución.
 - Una forma de multiplicar por cuatro la potencia disponible en un amplificador es usando un amplificador en puente.
 - La distorsión crece con la frecuencia, y sube fuertemente cuando la salida rebasa el punto en el que las crestas empiezan a recortarse.
 - La rez Zobel resuelve los problemas de inestabilidad de los amplificadores de potencia.
 - La resistencia de un conductor o una pista de circuito impreso puede no ser despreciable.
 - Para potencias por encima del vatio, las uniones a masa deben hacerse con cable grueso y a un solo punto.