

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 661 600**

51 Int. Cl.:

<b>H03F 1/32</b>	(2006.01)
<b>H03F 1/02</b>	(2006.01)
<b>H03F 1/52</b>	(2006.01)
<b>H03F 3/187</b>	(2006.01)
<b>H03F 3/30</b>	(2006.01)
<b>H03F 3/45</b>	(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **25.02.2010 PCT/US2010/025455**

87 Fecha y número de publicación internacional: **02.09.2010 WO10099349**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **25.02.2010 E 10746855 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.01.2018 EP 2401811**

54 Título: **Amplificador de baja disipación**

30 Prioridad:

**25.02.2009 US 155382 P**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

**02.04.2018**

73 Titular/es:

**THX LTD (100.0%)  
1600 Los Gamos Drive, Suite 130  
San Rafael, CA 94903, US**

72 Inventor/es:

**FINCHAM, LAWRENCE R. y  
JONES, OWEN**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

ES 2 661 600 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Amplificador de baja disipación

**Antecedentes de la invención****1) campo de la invención**

- 5 El campo de la invención se refiere, en general, a los amplificadores y, más específicamente, a un procedimiento mejorado para minimizar la distorsión y la disipación de energía en un amplificador compacto.

**2) Antecedentes**

10 Los amplificadores se usan para muchas aplicaciones, incluyendo el procesamiento de la señal de audio, el procesamiento de vídeo, comunicaciones, sistemas de control, satélites, y así sucesivamente. Basándose en sus características de consumo de energía, un amplificador puede clasificarse en una o más categorías, incluidas las Clases A, B, AB, D, G o H. Pueden encontrarse unos antecedentes generales de diferentes clasificaciones de amplificadores, por ejemplo, en R. Bortoni, y col., "A Analysis, Design and Assessment of Class A, B, AB, G and H Audio Power Amplifier Output Stages Based on MATLAB® Software", 110ª Convención de la Sociedad de ingeniería de audio (AES), 12-15 de mayo de 2001, págs. 1-14, y en "Audio Power Amplification", J. Audio Eng. Soc., Vol. 54, N.º 4, abril de 2006, págs. 319-323.

15 Un amplificador de Clase A se sabe que requiere una cantidad relativamente grande de potencia estacionaria y es ineficiente, y por lo tanto no deseable en muchas aplicaciones que requieren baja disipación de energía. Un amplificador de Clase B puede tener una disipación de energía muy baja pero introduce distorsión. Un amplificador de Clase AB se encuentra entre los dos y usa corrientes de polarización para reducir la distorsión inherente en un amplificador de Clase B. Un amplificador de Clase AB tiene una disipación de energía mayor que un amplificador de Clase B debido a las corrientes de polarización.

20 A medida que el equipo se hace más pequeño, los amplificadores se convierten en una limitación creciente en la capacidad de reducir el tamaño del paquete. La eficacia limitada inevitable de un amplificador conduce a la disipación de energía que debe disiparse mediante un disipador térmico con el fin de evitar que el amplificador se caliente demasiado; sin embargo, un disipador térmico grande puede ocupar una cantidad desproporcionada de espacio en el paquete. Existen técnicas para mejorar la eficacia del diseño de amplificador de Clase AB convencional, y por lo tanto reducir los requisitos del disipador térmico, pero estos enfoques llevan a menudo a compromisos en el rendimiento del ancho de banda, el ruido o la distorsión del amplificador.

25 Hay al menos dos aspectos de la disipación de energía de un sistema de amplificador. El primero se conoce comúnmente como la disipación de reposo o estacionaria, es decir, la energía disipada cuando el amplificador no está suministrando energía a la carga. Con un amplificador lineal convencional, esta disipación permanente, que incluye la corriente de polarización aplicada al amplificador, se concentra principalmente en la etapa de excitación y salida del amplificador y en general se requiere en diseños de amplificadores convencionales para minimizar la distorsión de cruce. En un amplificador de potencia de audio de alto rendimiento con una capacidad de potencia de onda sinusoidal de 100 vatios en una carga de 8  $\Omega$ , por ejemplo, la corriente de reposo puede ser del orden de 100 a 200 miliamperios por canal. Con una tensión de suministro de energía de reposo de normalmente +/-45 voltios, esta corriente de reposo da como resultado aproximadamente 9-18 vatios de disipación de energía de reposo por canal. Esto puede ser un problema significativo para un amplificador estéreo, pero para un amplificador multicanal es un problema aún mayor, ya que la disipación de reposo se vuelve rápidamente excesiva a medida que aumenta el número de amplificadores.

30 En los amplificadores de audio para el hogar, pueden usarse grandes disipadores de calor a menudo para disipar la energía y mantener la temperatura de los dispositivos de baja potencia, pero para aplicaciones con restricciones de tamaño, tales como los sistemas de entretenimiento para automóviles, no se puede tolerar el tamaño y el peso del disipador térmico.

35 La corriente de reposo de un sistema de amplificación debe establecerse, en general, en el momento de la producción para un rendimiento óptimo de distorsión y por lo tanto aumenta los costes de producción. Los requisitos de corriente de reposo también pueden cambiar con la temperatura y la edad. Por lo tanto, con el tiempo o después de un uso prolongado, la calidad de la salida del amplificador puede deteriorarse.

40 Para añadir al problema de disipación de energía en reposo, un amplificador produce una disipación extra, a veces denominada como disipación dinámica, cuando se suministra una señal a la carga. En la práctica, un amplificador de potencia lineal de capacidad nominal 100 vatios puede disipar en el peor caso 40 vatios cuando se suministran señales de onda sinusoidal a una carga. Con la música como fuente de audio para el amplificador, esta cifra es menor ya que la música tiene un factor de cresta más alto que las ondas sinusoidales, pero aún puede acercarse a 30 vatios por canal.

55

Se han empleado diversas técnicas para reducir tanto la disipación de energía en reposo como la disipación de energía dinámica de los amplificadores lineales. Una técnica que puede emplearse para reducir la disipación de energía de reposo es disminuir la corriente de polarización de la etapa de salida. Sin embargo, esto provoca que se incremente la distorsión de cruce, que es difícil de erradicar con la retroalimentación negativa convencional alrededor del amplificador. Además, esta técnica tiene poco efecto en la disipación de energía dinámica.

Otro enfoque que puede reducir tanto la disipación en reposo como la dinámica es usar una configuración de amplificador de Clase 'G'. Esta nomenclatura de 'Clase G' se suele atribuir a Hitachi (véase "Highest Efficiency and Super Quality Audio Amplifier Using MOS Power FETs in Class G Operation", Transacciones IEEE sobre electrónica de consumo, Vol. CE-24, n.º 3, agosto de 1978), aunque la técnica básica parece haberse descrito anteriormente (véase, por ejemplo, la patente de Estados Unidos N.º 3.622.899). Una disposición de amplificador de 'Clase G' mantiene una tensión más baja a través de los dispositivos de salida bajo condiciones de reposo, mientras que también reduce la disipación de energía dinámica garantizando que la tensión a través de los dispositivos de potencia también se reduce cuando se conducen señales a la carga. De esta manera, se reduce tanto la disipación de energía de reposo como la dinámica. Sin embargo, la conmutación de los dispositivos de salida entre los rieles de alimentación a menudo provoca señales deformadas en la forma de onda de salida que aparecen como distorsión. Estas señales deformadas tienen una gran cantidad de energía de alta frecuencia, por lo que son difíciles de corregir mediante una retroalimentación negativa. Un diseño cuidadoso puede reducir este efecto pero no puede eliminarlo y tiende a aumentar la disipación de energía dinámica de alta frecuencia.

Una forma alternativa de reducir la disipación de amplificador es implementar un amplificador de conmutación, y específicamente una llamada arquitectura de 'Clase D'. Con este diseño, el amplificador lineal se reemplaza por conmutadores de potencia que funcionan a varios cientos de kilohercios para un amplificador de audio de alto rendimiento. La eficacia nominal de este diseño en una carga resistiva puede ser teóricamente muy alta, aunque en la práctica las pérdidas de conmutación y las pérdidas del filtro de salida reducen significativamente la eficacia real. La alta frecuencia de conmutación puede provocar importantes problemas EMI que entonces requieren inductores voluminosos para evitar el acoplamiento con las líneas de suministro y la salida de energía, así como una selección cuidadosa para evitar la radiación. Estas adiciones significan que, aunque los componentes básicos del amplificador pueden ser pequeños y de bajo coste, el tamaño total es significativamente mayor y más costoso debido a la necesidad de los componentes inductivos y del filtro. Además, la conmutación continua provoca una corriente de reposo significativa debido a las pérdidas de conmutación dinámicas y al proceso de modulación por ancho de pulso (PWM) usado para generar la señal de conmutación que conduce a un rendimiento de distorsión pobre en comparación con un amplificador lineal.

Un ejemplo de un amplificador de Clase D es el amplificador modelo TDF8590TH disponible en NXP Semiconductors, una empresa con sede en los Países Bajos. Cuando este amplificador está configurado para proporcionar una potencia de onda sinusoidal nominal de 100 vatios a una carga de 8  $\Omega$ , la disipación de reposo es superior a 4 vatios/canal. La distorsión armónica total (THD) está por encima del 0,1 % a 10 kHz en todos los niveles por encima de una salida de 10 W y aumenta drásticamente a niveles de salida más altos, e incluso estas cifras subestiman la distorsión real debido al uso de un filtro AES17 para eliminar el efecto de los componentes de frecuencia de conmutación residual en el equipo de medición. El rendimiento de distorsión de intermodulación (IMD) es mucho peor que en un amplificador lineal bien diseñado. Los inductores de salida también deben ser en general grandes, con el fin de que no se saturen o introduzcan mayor distorsión, y normalmente miden de 4 a 5 centímetros cúbicos, lo que es una barrera para la miniaturización del circuito y del paquete en general.

Por lo tanto, sigue existiendo la necesidad de una topología de amplificador que pueda miniaturizarse fácilmente al tiempo que proporciona una baja disipación de energía. Además, existe la necesidad de un amplificador que sea capaz de proporcionar bajos niveles de disipación de energía dinámica y de reposo, que no requiera un ajuste de polarización y no requiera inductores para un EMI o filtrado. Además, existe la necesidad de un amplificador que suministre niveles de distorsión muy bajos.

El documento US 3 970 953 A describe un amplificador libre de distorsión para señales eléctricas que tiene un amplificador de sección de baja potencia y alta calidad.

### **Sumario de la invención**

La invención se refiere a un sistema de amplificación tal como se expone en las reivindicaciones.

También se describen otras realizaciones, alternativas y variaciones en el presente documento o se ilustran en las figuras adjuntas.

### **Breve descripción de los dibujos**

La figura 1 es un diagrama esquemático genérico de un amplificador lineal convencional como se conoce en la técnica anterior.

La figura 2 es un diagrama esquemático de un amplificador que muestra, entre otras cosas, una disposición de impedancia.

La figura 3 es un diagrama esquemático de la realización de un amplificador similar al de la figura 2, pero que

tiene un bucle de retroalimentación adicional.

La figura 4 es una gráfica que muestra un ejemplo de rendimiento de distorsión que puede lograrse mediante un amplificador construido de acuerdo con los principios desvelados en el presente documento, bajo ciertos parámetros de carga.

5 La figura 5 es un diagrama de bloques de otro diseño de amplificador que usa una técnica de cascada de amplificador.

La figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra otro ejemplo de un diseño de amplificador de acuerdo con diversas realizaciones como se desvela en el presente documento.

10 La figura 7a es un diagrama esquemático de un circuito limitador de corriente como se conoce en la técnica anterior, mientras que 7b es un diagrama esquemático de un circuito limitador de corriente alternativo que puede usarse junto con diversas realizaciones como se desvela en el presente documento.

Las figuras 8a y 8b son diagramas que comparan las respuestas de frecuencia de diferentes diseños de amplificadores.

### **Descripción detallada de las realizaciones preferidas**

15 De acuerdo con una o más realizaciones, se proporciona un amplificador de baja potencia que tiene al menos un primer amplificador configurado como o que incluye una etapa de excitación y un segundo amplificador configurado como o que incluye una etapa de salida principal, situada en los modos operativos en los que se extraen muy poca energía de reposo, pero también consumen muy poca energía dinámica cuando están activos. Una pluralidad de  
20 redes de impedancia proporciona, entre otras cosas, unas trayectorias de retroalimentación desde las salidas del primer amplificador y el segundo amplificador hasta el primer amplificador, permitiendo en parte la capacidad del bajo amplificador para combatir la distorsión. Las redes de impedancia también proporcionan una trayectoria de acoplamiento desde la salida del segundo amplificador que incluye la etapa de salida principal hasta la carga, y otra trayectoria de acoplamiento desde la salida del primer amplificador que incluye el amplificador de etapa de  
25 excitación hasta la carga. Las redes de impedancia son preferentemente resistencias, condensadores o combinaciones de red de los mismos.

Una trayectoria de retroalimentación adicional también puede proporcionarse desde la carga a la entrada del primer amplificador. La trayectoria de retroalimentación adicional puede incluir un filtro de paso bajo y más específicamente una red en T de dos resistencias y un condensador, y puede ayudar a aplanar la respuesta de frecuencia del  
30 amplificador de bajas frecuencias. También puede agregarse una etapa de amplificador intermedio entre el amplificador de etapa de excitación y la etapa de salida principal para proporcionar una versatilidad adicional y una reducción de la distorsión.

Los amplificadores primero y segundo se operan ambos preferentemente en los modos de baja disipación de energía, aunque en algunas realizaciones donde la disipación de energía no es tan crítica, uno o ambos de los  
35 amplificadores puede operarse en un modo de alta disipación de energía con el fin de, por ejemplo, simplificar el diseño, reducir más la distorsión (si es necesario) o por otras razones. Como se usa en el presente documento, un modo de baja disipación de energía o un modo de baja disipación en general incluye aquellos modos operativos en los que la disipación de corriente estacionaria o de reposo se mantiene baja, y por lo tanto incluiría en general los modos de Clase B, G y H, y potencialmente el modo de Clase AB en ciertas configuraciones.

40 Como un ejemplo, el primer amplificador que incluye la etapa de amplificación de excitación puede operarse en un modo de Clase AB, mientras que el segundo amplificador que incluye la etapa de salida principal puede operarse en un modo de Clase B y/o Clase G o H. Por lo tanto, la extracción total de energía del amplificador puede mantenerse muy baja. El segundo amplificador puede operarse alternativamente en el modo de Clase AB a expensas de una mayor disipación de energía, lo que puede reducir aún más la distorsión. Como otro ejemplo, tanto el primer como el  
45 segundo amplificador pueden operarse en el modo de Clase G, u operarse ambos en el modo de Clase H, o uno en el modo de Clase G y el otro en el modo de Clase H. Los nuevos diseños de amplificador desvelados y enseñados en el presente documento proporcionan, por lo tanto, una gran flexibilidad y versatilidad en términos de selección del modo operativo y la configuración del diseño general. El diseño del amplificador puede adaptarse para fines específicos que incluyen una disipación de energía extremadamente baja, una distorsión muy baja, una estructura compacta, etc., o combinaciones de los mismos.

50 La figura 1 es un diagrama esquemático genérico de un ejemplo de un amplificador 100 lineal convencional como se conoce en la técnica anterior. Como se muestra en la figura 1, el amplificador 100 lineal incluye una etapa 110 de entrada, una etapa 120 de excitación y una etapa 150 de salida que puede incluir, por ejemplo, un par de transistores 131 y 132 (también etiquetados como Q1 y Q2 en la figura 1) acoplados a los rieles 130, 135 de tensión positivo y negativo (también etiquetados como +V y -V en la figura 1). La etapa 110 de entrada, la etapa 120 de  
55 excitación y la etapa 150 de salida están conectadas en una disposición en serie. La etapa 110 de entrada recibe una señal 106 de entrada de una fuente 105 de señal de entrada. Los transistores Q1, Q2 de etapa de salida están normalmente polarizados por una fuente 128 de tensión (también etiquetada como Vb) en operación de Clase B o Clase AB. Aunque se muestran en la figura 1 como transistores únicos, los transistores Q1 y Q2 de etapa de salida pueden estar incorporados como diferentes tipos de circuitos, tales como transistores únicos, disposiciones de transistores compuestos o FET. La etapa 150 de salida proporciona una señal 140 de salida amplificada a una carga  
60 145 (representada como una impedancia en la figura 1).

También en la figura 1, un condensador 124 de retroalimentación (también etiquetado como Z2 en la figura 1) aplica una retroalimentación local alrededor de la etapa 120 de excitación garantizando la estabilidad al mismo tiempo que introduce una reducción de octavo/6dBa a la respuesta de frecuencia de bucle abierto del amplificador 100. La etapa 120 de excitación está normalmente polarizada en una operación de Clase A. La etapa 110 de entrada se implementa normalmente como una etapa de transconductancia. Las resistencias 115 y 112 adicionales (también etiquetadas como R4 y Rg en la figura 1) proporcionan una retroalimentación negativa general alrededor del amplificador completo.

Como se ha mencionado anteriormente, un amplificador de este tipo genérico sufre en general de un funcionamiento pobre de disipación en reposo y dinámico cuando está polarizado en la operación de Clase AB, y un rendimiento de distorsión pobre cuando está polarizado en la operación de Clase B. La disipación puede reducirse operando en el modo de Clase G, pero a continuación se introducen más mecanismos de distorsión que son difíciles de abordar por medio de la retroalimentación negativa convencional.

Como se ha explicado por ejemplo en conexión con la figura 2, la distorsión se reduce significativamente a lo largo del amplificador lineal convencional de la figura 1, proporcionando una trayectoria de señal de la etapa X1 de ganancia/conductor a la salida por medio de una red Z3 de impedancia, mientras que también se introduce otra red Z1 de impedancia. La figura 2 es un diagrama esquemático de un nuevo diseño de amplificador, que ilustra una disposición útil de redes de impedancia y otros circuitos amplificadores por medio de un ejemplo. En la figura 2, un amplificador 200 incluye, entre otras cosas, una etapa 210 de ganancia/excitación (también etiquetada como X1 en la figura 2) y una etapa 250 de salida que puede incluir, por ejemplo, un par de transistores 231 y 232 (también etiquetados como Q1 y Q2 en la figura 2) acoplados, de manera similar a la figura 1, a los rieles de tensión positiva y negativa +V y -V (no mostrados en la figura 2). La etapa 210 de ganancia/excitación recibe una señal 206 de entrada de una fuente 205 de señal de entrada. Mientras que en la figura 2 se muestran como transistores únicos, como en la figura 1 y en todas las demás realizaciones que se describirán en el presente documento, los transistores Q1 y Q2 de la etapa de salida pueden incorporarse como diferentes tipos de circuitos tales como transistores únicos, disposiciones de transistores compuestos o FET. La etapa 250 de salida proporciona una señal 240 de salida amplificada a una carga 245 (representada como una impedancia en la figura 2).

De manera más general, la etapa 210 de ganancia/excitación, mientras que conceptualmente se muestra como un solo amplificador en la figura 2, puede construirse de múltiples etapas de amplificación o puede incluirse como parte de un bloque amplificador más grande. Asimismo, la etapa 250 de salida, aunque se muestra como que consiste principalmente en los transistores Q1 y Q2, puede incluirse como parte de un bloque amplificador más grande que puede contener una o más etapas, y también se entendería que incluyese unos componentes de polarización, elementos de protección y otras características convencionales que no se muestran en detalle en la figura 2 en aras de la simplicidad. Los expertos en la materia apreciarán que hay muchas formas diferentes de implementar la etapa 210 de ganancia/excitación y la etapa 250 de salida del amplificador 200.

Como se ha observado anteriormente, se proporciona una red 290 de impedancia (también etiquetada como Z3 en la figura 2) entre la salida de la etapa 210 de ganancia/excitación y la carga 245. Otra red 280 de impedancia (también etiquetada como Z1 en la figura 2) se proporciona entre la etapa 250 de salida y la carga 240. Otra red 270 de impedancia (también etiquetada como Z2 en la figura 2) se proporciona desde la salida de la etapa 210 de ganancia/excitación a una de las entradas diferenciales de la etapa 210 de ganancia/excitación. Una cuarta red 260 de impedancia (también etiquetada como Z4 en la figura 2) se proporciona desde la etapa 250 de salida a la misma entrada diferencial de la etapa 210 de ganancia/excitación. Las redes 260 y 270 de impedancia están acopladas a tierra (o a algún otro potencial de referencia) mediante otra red 212 de impedancia (también etiquetada como Zg en la figura 2).

En el ejemplo de la figura 2, la red 290 de impedancia está incorporada como un condensador 291 y una resistencia 292 conectados en paralelo. La red 280 de impedancia está incorporada como una resistencia 281. La red 270 de impedancia también está incorporada como una resistencia 271. La red de impedancia 260 está incorporada como una resistencia 262 y un condensador 261 conectados en serie.

Al seleccionar los valores de las redes Z1, Z2, Z3, Z4 de impedancia, de tal manera que satisfagan la relación  $Z1(s) \cdot Z2(s) = Z3(s) \cdot Z4(s)$ , la distorsión en el amplificador 200 puede reducirse significativamente en comparación con un amplificador de retroalimentación convencional del tipo mostrado en la figura 1. Como se ha observado anteriormente, en este ejemplo la red Z1 de impedancia está incorporada preferentemente como una resistencia, la red Z2 de impedancia está incorporada preferentemente como un condensador, la red Z3 de impedancia está incorporada preferentemente como una combinación en paralelo de resistencia y condensador, y la red Z4 de impedancia está incorporada preferentemente como una combinación en serie de resistencia y condensador, aunque pueden usarse otras redes de impedancia equivalentes. La constante de tiempo de la red Z3 de impedancia coincide preferentemente con la de la red Z4 de impedancia. A bajas frecuencias, por debajo de la frecuencia a la que la impedancia de Z3 se vuelve capacitiva, la red Z3 de impedancia parece de naturaleza resistiva y la red Z4 de impedancia parece ser capacitiva. La presencia de la red Z3 de impedancia suaviza el punto de cruce de la etapa 250 de salida en virtud de la etapa de excitación para cargar la conexión de salida a través de la red Z3 de impedancia.

Con el fin de obtener la máxima reducción de distorsión, preferentemente la red Z4 de impedancia es capacitiva en naturaleza de tal manera que la relación de impedancias de Z2:Z4 es igual a Z3:Z1. Sin embargo, esto significa que la ganancia de bucle abierto del bucle de retroalimentación alrededor de la etapa 250 de salida ya no cae con la frecuencia. La incorporación de una resistencia en serie dentro de Z4 restablece la caída en la ganancia con la frecuencia por encima del punto de corte en el que Z4 deja de parecer capacitiva y se convierte en resistiva en naturaleza. La resistencia 262 en la red Z4 de impedancia se elige para establecer una frecuencia de ganancia de bucle unitario que garantiza la estabilidad.

Para conservar una reducción de distorsión completa, la red Z3 de impedancia debería realizarse para parecer capacitiva en naturaleza a altas frecuencias; de ahí la coincidencia de las constantes de tiempo de las redes Z3 y Z4 de impedancia. En general, hay una elección libre de la constante de tiempo para los componentes de las redes Z3 y Z4 de impedancia. Sin embargo, cuanto mayor es la constante de tiempo, mayor debe ser el condensador en la red Z3 de impedancia, y mayor es la corriente que se extraerá de la etapa 210 de ganancia/excitación (es decir, X1) a altas frecuencias. Para minimizar el tamaño del amplificador 200, la constante de tiempo para las redes Z3 y Z4 de impedancia debe mantenerse baja.

El balance de las redes de impedancia trabajará incluso en la presencia de elementos parásitos en las redes de impedancia. Por ejemplo, una inductancia parásita en serie con la resistencia 281 puede balancearse colocando una resistencia de valor adecuado en serie con el condensador 291. Como se refleja en el ejemplo de la figura 2, todos los componentes de las redes Z1-Z4 de impedancia se realizan como resistencias, condensadores o combinaciones de los mismos (excluidos los elementos parásitos). Este enfoque de diseño puede conducir a un paquete de amplificador muy compacto. El término "resistencia" en este contexto incluye cualquier elemento resistivo que muestre una relación de impedancia sustancialmente constante a lo largo del intervalo de frecuencia operativa aplicable, y normalmente, pero no necesariamente, implicará un componente de resistencia discreto convencional.

Por sí misma, la elección y disposición de las redes de impedancia en la figura 2 funciona adecuadamente pero puede mejorarse. Por ejemplo, la incorporación del condensador 262 en serie dentro de la red Z4 de impedancia significa que debajo de la frecuencia de interrupción formada por su combinación de resistencia/condensador en serie de los elementos 261 y 262, la ganancia de bucle cerrado del amplificador 200 completo aumenta a 6dB/octava cuando la frecuencia disminuye. Adicionalmente, la ganancia de bucle abierto alrededor de los transistores Q1, Q2 debido a la disposición de las redes Z2 y Z4 de impedancia y la etapa 210 de ganancia/excitación se vuelve constante a bajas frecuencias en lugar de elevarse a 6dB/octava con la frecuencia en disminución como con el amplificador de retroalimentación convencional. Por lo tanto, la reducción de distorsión alrededor de los transistores Q1 y Q2 por medio de la retroalimentación negativa se reducirá en comparación con un amplificador convencional con esta elección de redes de impedancia. Aún se logrará una reducción de distorsión adicional en virtud de la incorporación de la red Z3 de impedancia en el amplificador 20, pero todavía hay margen de mejora, como se explicará con más detalle a continuación. Además, la resistencia de salida del amplificador 200 es aproximadamente igual a la combinación en paralelo de las redes Z1 y Z3 de impedancia. En el caso donde la primera red Z1 de impedancia está incorporada como una resistencia, la resistencia de salida del amplificador 200 a bajas frecuencias es en general más alta de lo que sería el caso para un amplificador de retroalimentación puramente convencional tal como se ilustra en la figura 1.

La figura 3 ilustra cómo pueden hacerse mejoras adicionales para el rendimiento de distorsión y la respuesta de bucle cerrado en el diseño de amplificador fundamental de la figura 2. En la figura 3, los elementos etiquetados 3xx corresponden, en general, a los elementos similares etiquetados 2xx en la figura 2. En la figura 3, un amplificador 300 recibe una señal 306 de entrada desde una fuente 305 de señal de entrada. Similar al amplificador 200 de la figura 2, el amplificador 300 de la figura 3 incluye una etapa 310 de ganancia/excitación, una etapa 350 de salida que comprende los transistores 331 y 332 (también etiquetados como Q1 y Q2), y unas redes 360, 370, 380 y 390 de impedancia (también etiquetadas respectivamente como Z4, Z2, Z1 y Z3 en la figura 3). Una red 356 que comprende las resistencias 352, 353 (también etiquetadas como R5, R6 en la figura 3) y un condensador 354 (también etiquetado como C7 en la figura 3) se han agregado al amplificador 300 para formar un bucle de retroalimentación adicional. La retroalimentación se toma de la salida 340 final del amplificador 300 en lugar de la etapa 350 de salida directamente aunque a continuación se alimenta al mismo terminal de entrada de retroalimentación de la etapa 310 de ganancia/excitación como el circuito de retroalimentación existente que está basado en las redes Z2 y Z4 de impedancia. A pesar de esto, esta conexión del bucle de retroalimentación extra no altera las condiciones requeridas para una reducción de distorsión máxima.

La simple adición de otra trayectoria de retroalimentación resistiva a la disposición de amplificador de la figura 2 por lo general produciría una respuesta de frecuencia no plana debido a que el bucle de retroalimentación extra se coloca alrededor del sistema de bucle cerrado de la figura 2, y la ganancia de bucle cerrado no es lo suficientemente grande como para garantizar que la respuesta de bucle cerrado final del amplificador sea independiente del valor de la ganancia de bucle cerrado de la figura 2. Sin embargo, diseñando la red 356 de retroalimentación extra para tener una respuesta de filtro de paso bajo con una frecuencia de corte que coincide con la frecuencia de punto de interrupción de las redes Z3 y Z4 de impedancia y con una ganancia apropiada, entonces puede diseñarse el amplificador 300 global para tener una respuesta plana. Por lo tanto, la respuesta de baja frecuencia ascendente del sistema de amplificador de la figura 2 se compensa perfectamente mediante las adiciones de diseño de la figura 3.

El bucle de retroalimentación extra de la figura 3 proporcionado por la adición de la red 356 de retroalimentación también reduce adicionalmente la distorsión a bajas frecuencias, compensando el rendimiento de distorsión de baja frecuencia comprometido de la aplicación del amplificador de la figura 2. Además, este bucle de retroalimentación extra también reduce la impedancia de salida del amplificador a bajas frecuencias, ya que la retroalimentación se toma directamente a través de la carga 345 y, por lo tanto, la red Z1 de impedancia está dentro de este bucle de retroalimentación.

Al tener una frecuencia general adicional que depende del bucle de retroalimentación para disminuir la impedancia de salida del amplificador 300, permite que la red Z1 de impedancia puente tenga una impedancia más alta de lo que sería posible de otro modo, dentro de las limitaciones de las pérdidas de energía dentro de la resistencia 381 de la red Z1 de impedancia; por lo tanto, la impedancia del elemento Z3 puede aumentarse de manera similar para disminuir el valor de la capacitancia en paralelo y con ella la corriente de alta frecuencia que debe conseguirse a partir de la etapa 310 de ganancia/excitación.

Las opciones disponibles de los valores de condensador y resistencia para las redes Z1-Z4 de impedancia significa que el balance en los intervalos de alta frecuencia puede alcanzarse con mayor precisión, ya que los condensadores y resistencias de los valores usados para el diseño del amplificador de la figura 3 pueden obtenerse fácilmente con tolerancias de fabricación cercanas. La tensión que aparece a través del condensador 391 dentro de la red Z3 de impedancia es bastante pequeña (solo es la pérdida de ganancia/error en la etapa de salida más el producto de la corriente de salida por la impedancia de Z1) y por tanto, su tamaño de paquete, dados los requerimientos de bajo voltaje del condensador 391, también es proporcionalmente pequeño, permitiendo la miniaturización del amplificador 300. Pueden colocarse múltiples amplificadores que usen el diseño mostrado en la figura 3 en cercana proximidad con poca interacción entre las redes de impedancia, debido a que la falta de inductores de balance significa que hay menos posibilidades de acoplamiento magnético entre los amplificadores.

El uso de las redes Z1, Z3 y Z4 de impedancia adicionales y del bucle de retroalimentación extra proporcionado por la adición de la red 356 de retroalimentación permite que la distorsión de alta frecuencia del amplificador 300 sea significativamente más baja que en un amplificador de retroalimentación convencional y por tanto la etapa 350 de salida podría operarse potencialmente, por ejemplo, en el modo de Clase B mientras se evita la distorsión de cruce. Por lo tanto, la disipación de energía de reposo que normalmente se produce debido a la corriente inactiva necesaria para polarizar una etapa de salida de amplificador convencional en el modo de Clase AB se elimina mediante el diseño de la figura 3. Esto podría ser de uso limitado si se requiriera que la etapa 310 de ganancia/excitación del amplificador 300 tuviera un alto drenaje de corriente de reposo. Sin embargo, la etapa 310 de ganancia/excitación en este ejemplo opera a una potencia mucho menor que la etapa 350 de salida principal basada en los transistores Q1 y Q2, y por tanto, la etapa 310 de ganancia/excitación puede configurarse con una etapa 350 de salida de Clase AB que tiene dispositivos de salida rápida y lineales (transistores Q1 y Q2) y, por tanto, operará con una baja distorsión en comparación con la etapa 350 de salida principal. De este modo, la disipación en la etapa 310 de ganancia/excitación también puede ser muy baja.

Mediante la incorporación de una etapa de salida de Clase AB de energía internamente dentro de la etapa 310 de ganancia/excitación, la distorsión introducida en la señal de error por la operación de Clase AB de la etapa 310 de ganancia/excitación puede hacerse extremadamente pequeña. Normalmente, para un amplificador de potencia de audio de acuerdo con el diseño mostrado en la figura 3 capaz de suministrar una potencia de salida nominal de 100 vatios en una carga de 16 ohmios, la etapa 310 de ganancia/excitación puede configurarse para operar, por ejemplo, con solo 1-2 miliamperios de corriente inactiva, que es bastante baja.

Dada la reducción significativa en la distorsión de alta frecuencia de la etapa 350 de salida, la disipación de energía dinámica del amplificador 300 también puede reducirse empleando una arquitectura de Clase G o Clase H. A diferencia de un amplificador de retroalimentación convencional, los componentes de distorsión de alta frecuencia introducidos por las transiciones de conmutación de riel de Clase G o el esquema de seguimiento de Clase H se reducirán usando las configuraciones de retroalimentación de amplificador de algunas de las realizaciones descritas en el presente documento de tal manera que puede realizarse un amplificador con una distorsión muy baja, una disipación de energía en reposo muy baja y una disipación de energía dinámica baja. Un ejemplo de un suministro de potencia de seguimiento que puede usarse junto con los diseños de amplificador desvelados en el presente documento para proporcionar ahorros de energía adicionales se describe en la solicitud de patente de Estados Unidos en tramitación junto con la presente N.º 12/253.047 presentada el 16 de octubre de 2008, cedida al cesionario de la presente invención. El uso de una arquitectura de Clase G o H para el primer amplificador que contiene la etapa de ganancia/entrada puede tener el potencial para introducir no linealidades en el sistema, que podrían necesitar controlarse o tener en cuenta de otro modo.

Cuando se aplica una arquitectura de Clase G o H a ambos amplificadores primero y segundo, pueden proporcionarse diferentes rieles de alimentación (con diferentes niveles de voltaje) al primer amplificador y al segundo amplificador para, por ejemplo, ayudar al aislamiento, reducir las no linealidades, y minimizar la disipación de energía.

La figura 4 muestra un ejemplo del rendimiento de distorsión que puede lograrse por un amplificador construido de acuerdo con los principios perfilados anteriormente, cuando se tiene la capacidad de conducir una señal pico de 56

voltios a una carga de 16 ohmios usando un diseño de amplificador construido de acuerdo con la figura 3. Como se muestra en la figura 4, la distorsión armónica total es bastante baja a frecuencias relativamente bajas (generalmente oscila entre 0,0003 y 0,0010 por ciento de nivel de distorsión a 1 kHz), y permanece baja incluso a frecuencias más altas (generalmente oscila entre 0,0020 a 0,0050 por ciento de nivel de distorsión a 10 kHz).

5 Las figuras 8a y 8b son gráficas de respuestas de frecuencia ideales que muestran el efecto del bucle 356 de retroalimentación adicional en la realización de la figura 3. La figura 8a muestra que a frecuencias relativamente bajas, la ganancia global del amplificador disminuye, entonces se aplana en una región de plataforma, y a continuación más tarde cae de nuevo con una frecuencia creciente. Al usar el bucle de retroalimentación adicional de la figura 3, esta respuesta de frecuencia puede alterarse como se muestra en la figura 8b. La respuesta de baja  
10 frecuencia está perfectamente compensada por el bucle de retroalimentación externo, lo que da como resultado una respuesta de frecuencia plana a frecuencias relativamente altas. El bucle de frecuencia externo también puede usarse para fines adicionales, tales como para extender el intervalo de operación del amplificador a través de la introducción de un cero y un polo adicionales a altas frecuencias.

15 Otras modificaciones o mejoras pueden hacerse también a las arquitecturas del amplificador descritas anteriormente. Por ejemplo, aunque puede hacerse que la distorsión de la etapa 310 de ganancia/excitación de la Clase AB sea baja en comparación con la de la etapa 350 de salida, todavía generará alguna distorsión residual. Para superar esto, la etapa 310 de ganancia/excitación de Clase AB puede emplear por sí misma la misma técnica de reducción de distorsión que se usa alrededor de la etapa 250 de salida como se ha perfilado anteriormente en relación con la figura 2.

20 Este enfoque "en cascada" se ilustra en el diseño del amplificador mostrado en la figura 5. Los elementos en la figura 5 etiquetados como "5xx" corresponden en general a los elementos similares etiquetados "3xx" en la figura 3. En la figura 5, un amplificador 500 recibe una señal 506 de entrada de una fuente 505 de señal de entrada. Similar al diseño de la figura 3, el amplificador 500 incluye una etapa 510 de ganancia/excitación, una etapa 550 de salida que comprende los transistores 531 y 532 (también etiquetados como Q1 y Q2), y las redes 560, 570, 580 y 590 de impedancia (también etiquetadas respectivamente como Z4, Z2, Z1 y Z3 en la figura 5). Una red 556 de retroalimentación adicional que comprende las resistencias 552, 553 (también etiquetadas como R5, R6 en la figura 5) y un condensador 554 (también etiquetado como C7 en la figura 5) está incluida en el amplificador 500, que tiene la misma finalidad general que en la figura 3, tomándose la retroalimentación a partir de la salida 540 final del amplificador 500 y alimentada al terminal de entrada de retroalimentación de la etapa 350 de ganancia/excitador.  
25 También se agrega en la figura 5 una etapa 542 intermedia, que en un aspecto puede actuar como una segunda o suplementaria etapa de excitación, que comprende los transistores 543 y 544 (también etiquetados como Q3 y Q4) y los componentes 546 y 547 de polarización de tensión. Los transistores 543 y 544 están acoplados al riel de tensión positivo +V y al riel de tensión negativo -V respectivamente, y pueden estar polarizados en el modo de operación Clase AB por los componentes 546 y 547 de polarización.

35 La salida de la etapa 542 intermedia está acoplada a la entrada de la etapa 550 de salida a través de una resistencia 529 (también etiquetada como Z1i en la figura 5). Una resistencia 528 adicional (también etiquetada como Z3i) está conectada desde la entrada de la etapa 550 de salida a la entrada de la etapa 542 intermedia. La retroalimentación tomada desde la red 590 (Z3) de impedancia pasa de este modo a través de la resistencia 528 para fines de la etapa 542 intermedia, aunque todavía se aplica directamente a la entrada de la etapa 550 de salida. Se proporciona un condensador adicional 548 (también etiquetado Z2i en la figura 5) desde la salida de la etapa 510 de ganancia/excitación al terminal de entrada de retroalimentación de la misma. La retroalimentación obtenida de la red 570 (Z2) de impedancia se toma desde la salida de la etapa 542 intermedia en lugar de la salida de la etapa 510 de ganancia/excitador. Los elementos 529, 548 y 528 (Z1i, Z2i y Z3i) adicionales forman parte de un bucle de retroalimentación interno, mientras que la red 570 (Z2) de impedancia comparte su operación entre los bucles de retroalimentación internos y externos.  
40

Tanto la etapa 510 de ganancia/excitación y la etapa 542 intermedia proporcionan algún aspecto de la operación de prealimentación, en la que ambas proporcionan corriente a la carga cuando la etapa 550 de salida principal está relativamente en reposo, y por lo tanto ambas pueden verse como que tienen una función de excitación hasta cierto grado. Ambas etapas también pueden proporcionar ganancia. A este respecto, la designación de etapas específicas como etapas de "ganancia" o "excitación" no pretende ser limitante.  
45

En el ejemplo mostrado en la figura 5, los componentes 529, 548 y 528 (Z1i, Z2i y Z3i) de bucle internos se han elegido, junto con la red 570 (Z2) de impedancia, de tal manera que el bucle interno realiza la condición de reducción de distorsión descrito para el diseño de amplificador de la figura 3, con la etapa de Clase AB (es decir, la etapa de salida interna de la etapa 510 de ganancia/excitación, en ciertas realizaciones) que retiene una respuesta de tipo integrador con respecto a la acción vista por el bucle externo. Se ha agregado una resistencia 572 (R2) a la red 570 (Z2) de impedancia para ayudar a garantizar la estabilidad del bucle de retroalimentación interno alrededor de los transistores Q3 y Q4, mientras que se ha agregado otra resistencia 592 (R3i) a la red 590 (Z3) de impedancia para compensar el bucle de retroalimentación externo para el cero introducido en la respuesta de integrador por la resistencia 572. Esta disposición hace posible que los otros componentes de bucle externo de las redes Z1-Z4 de impedancia permanezcan iguales que en el ejemplo ilustrado en la figura 3. La retención de la reducción de alta frecuencia de la etapa de excitación mejorada que comprende la etapa 510 de ganancia/excitación y la etapa 542  
55  
60

intermedia permite la estabilidad del bucle de retroalimentación alrededor de la etapa 550 de salida, y el bucle de retroalimentación global final todavía permite una baja impedancia de salida del amplificador 500 a frecuencias de audio.

5 Otras disposiciones de las redes de impedancia de bucle interior también son posibles. Por ejemplo, si se introduce una etapa de ganancia extra antes de la etapa 510 de ganancia/excitación, entonces se podría prescindir del condensador 571 (C2) en la red 570 (Z2) de impedancia y reemplazarse la resistencia 528 (Z3i) por un condensador. La ganancia de este bucle interno sería plana con la frecuencia, por tanto la etapa de ganancia extra podría recibir una respuesta de integrador y los componentes Z4, R5, R6, C7, Zg de puente externos y de bucle podrían conectarse a la entrada de la etapa de ganancia de integrador.

10 Una disposición de este tipo se detalla en la figura 6. Los elementos en la figura 6 etiquetados como "6xx" en general corresponden a los elementos similares etiquetados "5xx" en la figura 5. En la figura 6, un amplificador 600 recibe una señal 606 de entrada desde una fuente 605 de señal de entrada. Similar a la figura 5, el amplificador 600 incluye una etapa 610B de ganancia/excitación, una etapa 642 intermedia que comprende los transistores 643 y 644 (también etiquetados como Q3 y Q4) y los componentes 646 y 647 de polarización de tensión, y una etapa 650 de salida que comprende los transistores 631 y 632 (también etiquetados como Q1 y Q2), junto con las redes 660, 670, 680 y 690 de impedancia (también etiquetadas respectivamente como Z4, Z2, Z1 y Z3 en la figura 6). Se ha agregado una etapa 610A de ganancia adicional (también etiquetada como X2 en la figura 6) antes de la etapa 610B de ganancia/excitación. El amplificador 600 incluye además una red 656 de retroalimentación externa que comprende las resistencias 652, 653 (etiquetadas como R5, R6) y el condensador 654 (etiquetado como C7), que tiene un fin similar al de las figuras 3 y 5, tomándose la retroalimentación de la salida 640 final del amplificador 600 y alimentándose a un terminal de entrada de retroalimentación de la etapa 610A de ganancia. En este caso, la red 670 (Z2) de impedancia está colocada entre la salida de la etapa 610A de ganancia y el terminal de entrada de retroalimentación de la etapa 610A de ganancia. De manera similar, la red 660 (Z4) de impedancia está colocada entre la salida de la etapa 650 de excitación y el terminal de entrada de retroalimentación de la etapa 610A de ganancia.

La retroalimentación desde la salida de la etapa 610B de ganancia/excitación sigue funcionando a través del condensador 648 (Z2i) en el terminal de entrada de retroalimentación de la etapa 610B de ganancia/excitación. También se realiza una conexión de retroalimentación desde la salida de la etapa 642 intermedia al terminal de entrada de retroalimentación de la etapa 610B de ganancia/excitación. En este caso, el elemento de retroalimentación es una resistencia 619 (también etiquetada como R2), y se ha agregado otra resistencia 618 (también etiquetada como Rgi) acoplando el terminal de entrada de retroalimentación de la etapa 610B de ganancia/excitación a tierra (o a algún otro potencial de referencia) El condensador 628 y la resistencia 629 (también etiquetados como Z3i y Z1i respectivamente) realizan funciones similares a sus equivalentes en la figura 5, ambos formando parte del circuito de retroalimentación interno.

35 En el diseño de la figura 6, la etapa 610A de ganancia añadida está configurada con una respuesta de integrador (usando el condensador 671 de la red Z2 de impedancia), y los componentes Z4, R5, R6, C7, Zg de puente exterior y de bucle están conectados a la entrada de retroalimentación de la etapa 610A de ganancia añadida en lugar de a la etapa 610B de ganancia/excitación. La ganancia del bucle de retroalimentación interno que incluye las resistencias 618 y 619 (Rgi y R2) es plana con la frecuencia.

40 Al igual que con la figura 5, en el ejemplo de la figura 6 se han elegido los otros componentes 629, 648 y 628 (Z1i, Z2i y Z3i) de bucle interiores, junto con la red 670 (Z2) de impedancia, de tal manera que el bucle interno advierte la condición de reducción de distorsión descrita para el diseño de amplificador de la figura 3, con la etapa de Clase AB (es decir, la etapa de salida interna de la etapa 510 de ganancia/excitación, en algunas realizaciones) que conserva una respuesta de tipo integrador con respecto a la acción vista por el bucle externo. La elección de los valores de red de impedancia de bucle exterior para garantizar la máxima reducción de distorsión tiene que tener en cuenta ahora la ganancia del bucle interno que aumenta la impedancia efectiva de Z2 mediante la relación  $[R2 + Rgi] / Rgi$ . No se necesita una resistencia en la red 670 (Z2) de impedancia para la estabilidad del bucle de retroalimentación interno alrededor de los transistores Q3 y Q4. Esta disposición hace posible de nuevo que los otros componentes de bucle exterior de las redes Z1-Z4 de impedancia del diseño del amplificador de la figura 3 permanezcan iguales. La retención de la reducción de alta frecuencia del subsistema amplificador interno que comprende la etapa 610A de ganancia, la etapa 610B de ganancia/excitación y la etapa 642 intermedia, permite la estabilidad del bucle de retroalimentación alrededor de la etapa 650 de salida, y el bucle de retroalimentación global final todavía permite una baja impedancia de salida del amplificador 600 en frecuencias de audio.

55 Si la impedancia de salida del subsistema amplificador interno es un valor apreciable en comparación con la impedancia de Z3, entonces la red Z3 de impedancia puede modificarse (es decir, aumentarse) para garantizar la reducción de distorsión correcta.

60 Mediante el uso de estas disposiciones de red extras en los diseños del amplificador de las figuras 5 y 6, la disipación de la etapa excitadora de Clase AB (es decir, la etapa de salida interna de la etapa 510 o 610B de ganancia/excitación, en algunas realizaciones) puede hacerse incluso más baja al reducir aún más la corriente inactiva de Clase AB, ya que su distorsión puede reducirse considerablemente con las técnicas descritas. La etapa

de Clase AB de la etapa 510 o 610B de ganancia/excitación podría por sí misma polarizarse en la Clase B, lo que da como resultado una reducción de la disipación de reposo.

Una reducción adicional en la disipación de reposo puede obtenerse operando la etapa 210, 310, 510 o 610B de ganancia/excitación en el modo Clase G o H, ya que la tensión de suministro de energía inactiva para la etapa de ganancia/excitación será inferior a la que sería en el caso contrario. Esto podría hacerse también sin la red(es) extra de la figura 5 o 6, pero se necesitaría un cuidado especial con el fin de eliminar cualquier pico de conmutación del suministro de energía que afecte a la salida de la etapa de ganancia/excitación. La circuitería de red adicional permite que cualquier distorsión de conmutación introducida en la etapa de ganancia/excitación se reduzca significativamente.

Los amplificadores incorporan en general pequeñas resistencias de detección de corriente en serie con los transistores de salida con el fin de proporcionar circuitos de protección de corriente limitantes. La red Z1 de impedancia empleada en los diversos diseños de amplificador de las figuras 2, 3, 5 y 6 puede usarse para reemplazar estas resistencias de detección de corriente como se representa en las figuras 7a y 7b. La figura 7a muestra una disposición de circuito limitador de corriente convencional en el que una etapa 700 de salida de arrastre y extracción comprende el transistor 711 de tipo n y el transistor 712 de tipo p (también etiquetados como Q1 y Q2) que están interconectados con una combinación de circuitos que incluyen los transistores 721, 722 y 723 (también etiquetados como Q3, Q4 y Q5 respectivamente), la fuente 724 de corriente (también etiquetada como I1) y las resistencias 714 y 715 a través de las que pasa la señal de salida para alcanzar la salida 720 final de la etapa 700 de salida. La cantidad de corriente que puede emitirse desde el transistor 711 está limitada por la corriente que pasa a través de la resistencia 714, y esa cantidad de corriente está a su vez determinada por la tensión de base a emisor del transistor 721. La resistencia 715 y el transistor 722 operan de una manera similar para proteger el transistor 712 de una corriente de salida excesiva.

La figura 7b, por otro lado, muestra una disposición de circuito limitante de corriente modificada que se aprovecha de la presencia de la red Z1 de impedancia para prescindir de las resistencias 714 y 715. En la figura 7b, la etapa 750 de salida comprende un transistor 731 de tipo n y un transistor 732 de tipo p (también etiquetados como Q1 y Q2) que están interconectados de nuevo con una combinación de circuiterías que incluyen los transistores 751, 752 y 753 (también etiquetados como Q3, Q4 y Q5 respectivamente), la fuente 754 de corriente (también etiquetada como I1), y, en este caso, la resistencia 781 que puede ser la resistencia en la red Z1 de impedancia de cualquiera de las realizaciones anteriores descritas en el presente documento. En este caso, cuando el transistor 731 (Q1) está ENCENDIDO, entonces la resistencia 781 sirve para limitar la corriente de salida de la misma manera que la resistencia 714, es decir, usando la tensión de base a emisor relativamente fija del transistor 751 de tipo n para limitar la corriente de salida, y cuando el transistor 732 (Q2) está ENCENDIDO, entonces la resistencia 781 limita la corriente de salida de la misma manera que la resistencia 715, es decir, usando la tensión de emisor a base relativamente fija del transistor 752 de tipo p para limitar la corriente de salida.

La invención se ha ilustrado o tratado, en general, haciendo referencia específica a un amplificador de potencia de audio, pero no está de ningún modo limitada a esta área de aplicación. Las técnicas desveladas se aplican también, por ejemplo, a los amplificadores de audio de baja potencia, los amplificadores de video y los amplificadores de radiofrecuencia, entre otros.

De acuerdo con las diversas realizaciones como se desvela en el presente documento, se proporciona un amplificador de potencia que tiene baja disipación de energía y, más específicamente, que es capaz de tener unos bajos niveles de disipación de energía en reposo y dinámica. El amplificador de potencia puede no requerir un ajuste de polarización y, además, puede no requerir inductores para un EMI o filtrado. El amplificador de potencia también puede suministrar niveles de distorsión muy bajos.

En ciertas realizaciones descritas en el presente documento, un amplificador de baja potencia y de baja distorsión incluye una etapa de ganancia/excitación, una etapa intermedia opcional, y una etapa de salida en una disposición en cascada. Una trayectoria de acoplamiento, que en un aspecto puede verse como una trayectoria de prealimentación, se proporciona desde la salida de la etapa de ganancia/excitación a la carga, a través de una red de impedancia de prealimentación que puede incluir un condensador y una resistencia conectados en paralelo. La etapa de salida puede estar acoplada a la carga por otra red de impedancia tal como una resistencia. La etapa de salida también puede estar acoplada a la entrada de la etapa de ganancia/excitación por otra red de impedancia, que puede tomar la forma de un condensador y una resistencia en una disposición en serie. La salida de la etapa de ganancia/excitación también puede estar acoplada a su entrada por otra red de impedancia, que puede tomar la forma de un condensador.

Además, se proporciona una red de retroalimentación desde la carga a la entrada de la etapa de ganancia/excitación para la estabilización, que puede tener el efecto de aplanar la respuesta de frecuencia general a bajas frecuencias dejando la respuesta sin cambios en frecuencias más altas. La red de retroalimentación adicional puede tomar la forma de un filtro de paso bajo y, más específicamente, de una red en T de dos resistencias en serie y un condensador conectado entre su nodo común y un potencial de referencia (tal como tierra). La red de retroalimentación adicional puede usarse para contrarrestar la naturaleza resistiva de la respuesta de frecuencia de la red de impedancia de prealimentación en bajas frecuencias. Debido a que la red de retroalimentación adicional se

alimenta en la entrada negativa de la etapa de ganancia/excitación, esto cancela de manera efectiva el componente de baja frecuencia de la respuesta de frecuencia del amplificador aportada por la red de impedancia de prealimentación.

5 En algunas realizaciones, puede proporcionarse una etapa de amplificador intermedia adicional, que funciona en algunos aspectos como una etapa de excitación, y tiene una trayectoria de prealimentación que se acopla a la carga a través del tercer elemento de impedancia.

10 En ciertas realizaciones, la etapa de salida principal se opera en el modo de Clase B, mientras que la etapa de ganancia/excitación se opera en el modo de Clase AB, conduciendo de este modo a una configuración de baja disipación de energía. En niveles de señal bajos, la etapa ganancia/excitación (y/o una etapa de amplificador intermedia) puede proporcionar la excitación para la señal de salida a través de la prealimentación o el acoplamiento entre la etapa de ganancia/excitación (y/o la etapa de amplificador intermedia) y la carga, a través de la red Z3 de impedancia, mientras que a niveles de señal superiores la etapa de salida principal excita la carga. En las realizaciones alternativas, una o ambas de las etapas de ganancia/excitación y la etapa de salida principal pueden operarse en modo de Clase G o H, con la adición de un suministro de energía apropiado para el amplificador. En las realizaciones alternativas, la etapa de salida principal puede operarse en el modo de Clase AB, o en el modo de Clase A. Al hacerlo puede aumentar la disipación de energía, esta configuración aún puede aprovechar otros beneficios proporcionados por los nuevos diseños tratados en el presente documento.

20 Las nuevas realizaciones del amplificador de potencia de las figuras 2, 3, 5 y 6 pueden realizarse en un paquete muy pequeño y, en particular, pueden implementarse totalmente en un solo chip, con la posible excepción del componente capacitivo de la red Z3 de impedancia que, en algunos casos, puede ser grande pero aún relativamente pequeño en comparación con un inductor, permitiendo por lo tanto un tamaño de paquete global más pequeño. Debido a la baja disipación de energía del amplificador, pueden incluirse múltiples amplificadores (tal como cuatro, ocho o posiblemente más) en un solo chip sin el riesgo de sobrecalentamiento. Un chip de este tipo puede ser específicamente conveniente para un sistema amplificador multicanal tal como se usa en aplicaciones de audio o para otros fines.

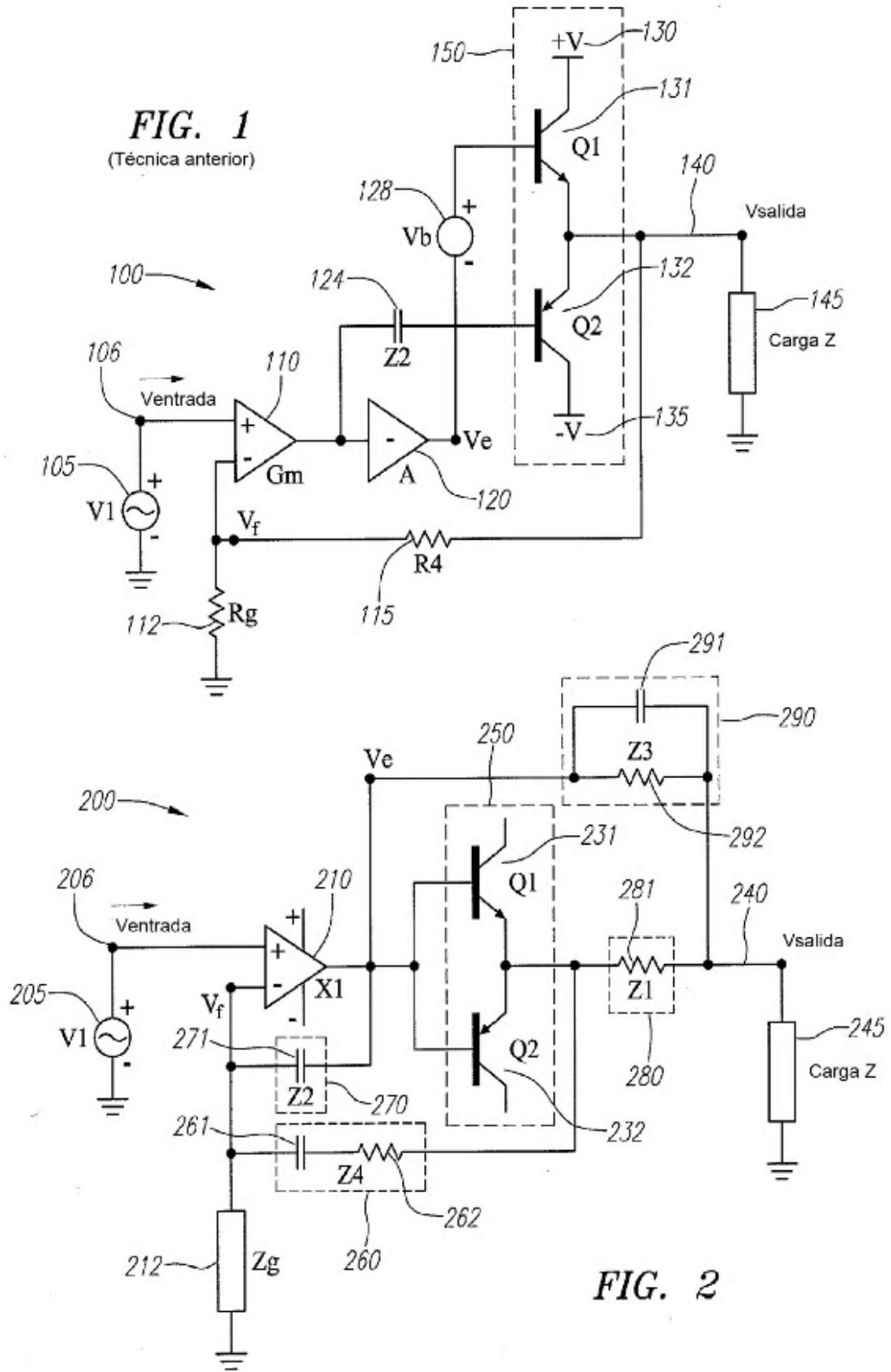
30 Como se ha observado anteriormente, los diseños de amplificadores de acuerdo con la invención pueden ser adecuados para muchos tipos diferentes de aplicaciones, incluyendo audio o reproducción de sonido, comunicaciones, satélites, y otras aplicaciones. Los novedosos diseños de amplificadores pueden tener potencialmente un intervalo de frecuencia muy amplio con ganancias sustancialmente planas o constantes, mientras que mantienen una baja disipación de energía y una baja distorsión. Por ejemplo, el amplificador puede proporcionar una ganancia relativamente plana o constante en el intervalo de 20 Hz a 20 KHz para aplicaciones de audio, pero no es tan limitado, y conceptualmente puede proporcionar una ganancia plana o constante sobre una banda de paso mucho más grande, en función de la aplicación específica.

35 Aunque se han descrito las realizaciones preferidas de la invención en el presente documento, son posibles muchas variaciones que permanecen dentro del concepto y el ámbito de la invención. Tales variaciones llegarán a ser claras para un experto en la materia después de la inspección de la especificación y los dibujos. Por lo tanto, la invención no debe restringirse excepto dentro del ámbito de cualquier reivindicación adjunta.

**REIVINDICACIONES**

1. Un sistema de amplificación, que comprende:
  - un primer amplificador (210, 310, 510) operable para recibir una señal (205, 305, 505) de fuente de entrada;
  - un segundo amplificador (250, 350, 550) conectado corriente abajo del primer amplificador;
  - 5 una primera red Z1 de impedancia que acopla el segundo amplificador a una carga (245, 345, 545);
  - una segunda red Z2 de impedancia operativa para proporcionar una señal de retroalimentación negativa indicativa de una salida del primer amplificador a una entrada ( $V_i$ ) del primer amplificador;
  - una tercera red Z3 de impedancia que acopla la salida del primer amplificador a la carga en un nodo común con la primera red Z1 de impedancia; y
  - 10 una cuarta red Z4 de impedancia operativa para proporcionar una señal de retroalimentación negativa indicativa de una salida del segundo amplificador a la entrada del primer amplificador;

en el que todas las redes Z1, Z2, Z3 y Z4 de impedancia mencionadas incluyen resistencias, condensadores o combinaciones de red de los mismos; **caracterizado porque** ninguna de las redes Z1, Z2, Z3 y Z4 de impedancia incluye un inductor de balance; y la impedancia de la tercera red de impedancia es capacitiva.
- 15 2. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, en el que la primera red Z1 de impedancia que proporciona dicha primera trayectoria de acoplamiento comprende una primera resistencia (281, 381, 581) conectada entre la salida de dicho segundo amplificador y la carga.
3. El sistema de amplificación de la reivindicación 2, en el que la segunda red Z2 de impedancia comprende un segundo condensador (271, 371, 571).
- 20 4. El sistema de amplificación de la reivindicación 3, en el que la tercera red Z3 de impedancia que proporciona dicha segunda trayectoria de acoplamiento comprende una segunda resistencia (292, 392, 592) conectada en paralelo con dicho condensador (291, 391, 591) entre la salida del primer amplificador y la carga.
5. El sistema de amplificación de la reivindicación 4, en el que la cuarta red Z4 de impedancia comprende un tercer condensador (261, 361, 561) y una tercera resistencia (262, 362, 562) conectados en serie.
- 25 6. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, en el que la tercera red Z3 de impedancia incluye al menos un primer condensador (291, 391, 591).
7. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, en el que dicho segundo amplificador (250, 350, 550) está configurado para operar en modo de Clase B, modo de Clase G o modo de Clase H.
8. El sistema de amplificación de la reivindicación 7, en el que dicho primer amplificador (210, 310, 510) está configurado para operar en modo de Clase AB.
- 30 9. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, en el que el filtro de paso bajo comprende una red en T de dos resistencias y un condensador conectados entre su nodo común y el potencial de referencia.
10. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, en el que cada una de dichas redes Z1, Z2, Z3 y Z4 de impedancia primera, segunda, tercera y cuarta consisten solamente en una o más resistencias, uno o más condensadores o combinaciones de red de los mismos.
- 35 11. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, que comprende además una quinta red (356, 556) de impedancia que proporciona una trayectoria de retroalimentación desde la carga a la entrada de dicho primer amplificador, comprendiendo dicha quinta red de impedancia un filtro (R6, C7) de paso bajo.
12. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, en el que los valores de las redes Z1, Z2, Z3 y Z4 de impedancia primera, segunda, tercera y cuarta satisfacen la relación  $Z1(s) \cdot Z2(s) = Z3(s) \cdot Z4(s)$ .
- 40 13. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, en el que una constante de tiempo de la tercera red Z3 de impedancia coincide con una constante de tiempo de la cuarta red Z4 de impedancia.
14. El sistema de amplificación de la reivindicación 13, en el que a altas frecuencias una característica de impedancia de la red Z3 de impedancia parece de naturaleza capacitiva.
- 45 15. El sistema de amplificación de la reivindicación 14, en el que a bajas frecuencias por debajo de las que la característica de impedancia de dicha tercera red Z3 de impedancia parece capacitiva, la característica de impedancia de la tercera red Z3 de impedancia parece resistiva.
16. El sistema de amplificación de la reivindicación 1, en el que la cuarta red Z4 de impedancia comprende una resistencia (262, 362, 562) en serie y un condensador (261, 361, 561) en serie, y en el que se selecciona un valor de la resistencia en serie para proporcionar una frecuencia de ganancia de bucle unitario para facilitar la estabilidad del sistema de amplificación.
- 50



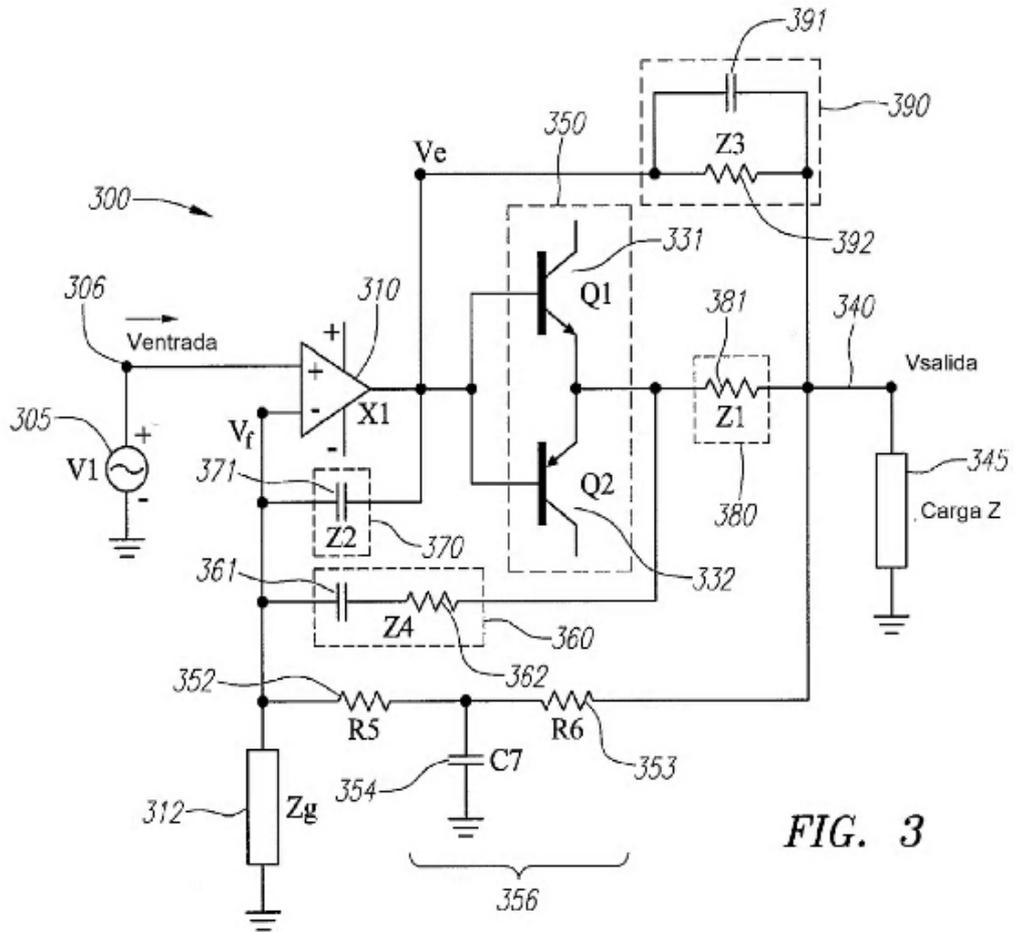


FIG. 3

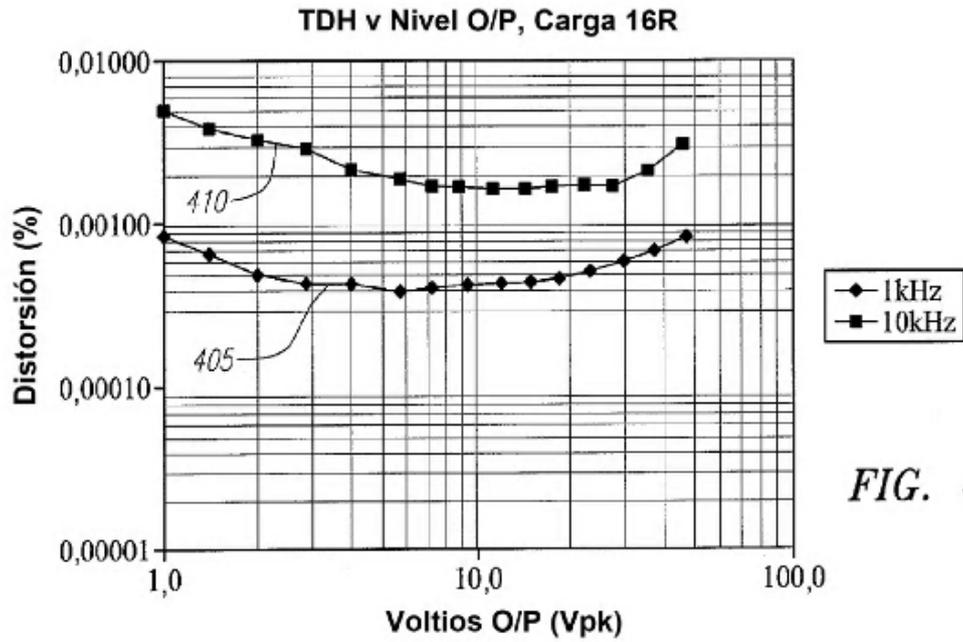


FIG. 4

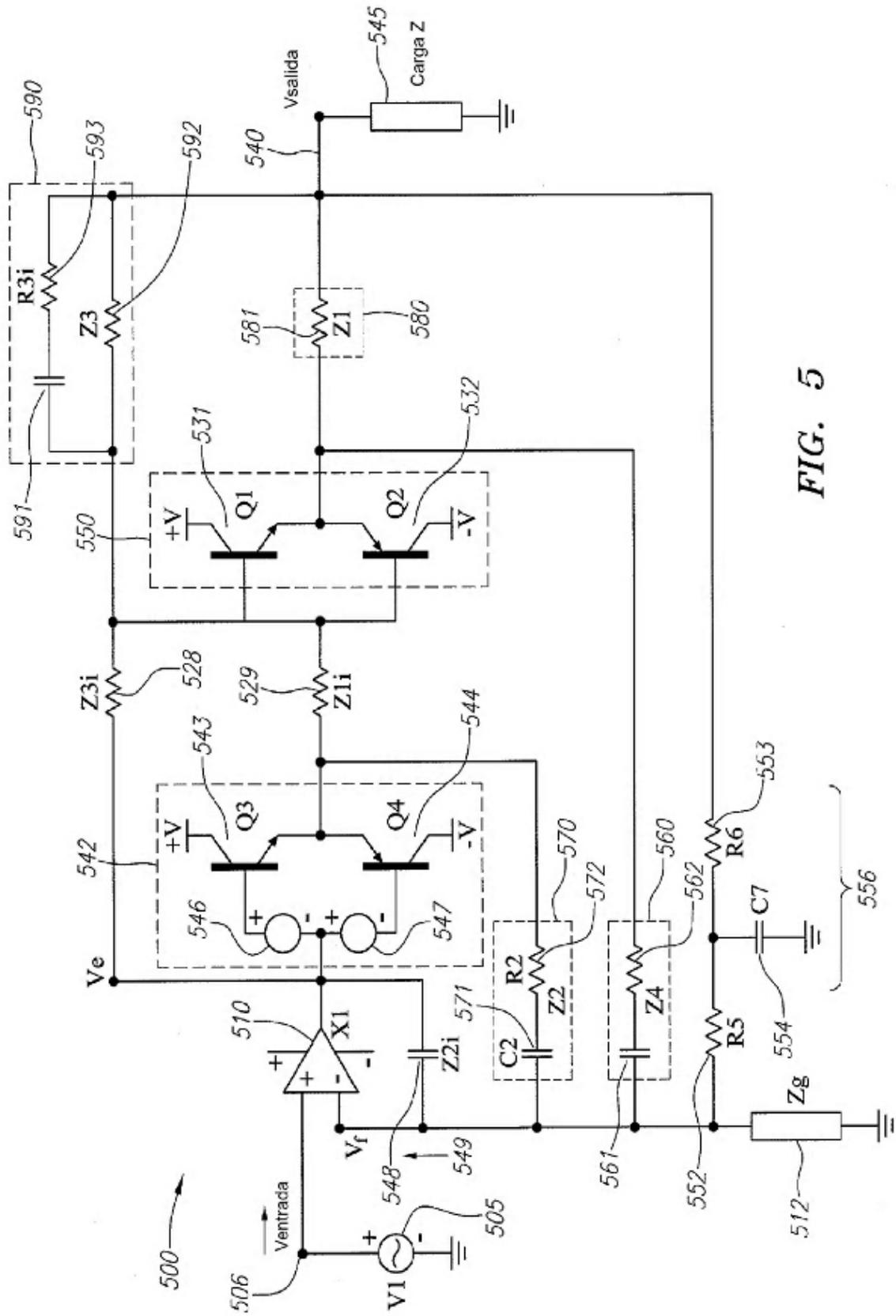


FIG. 5

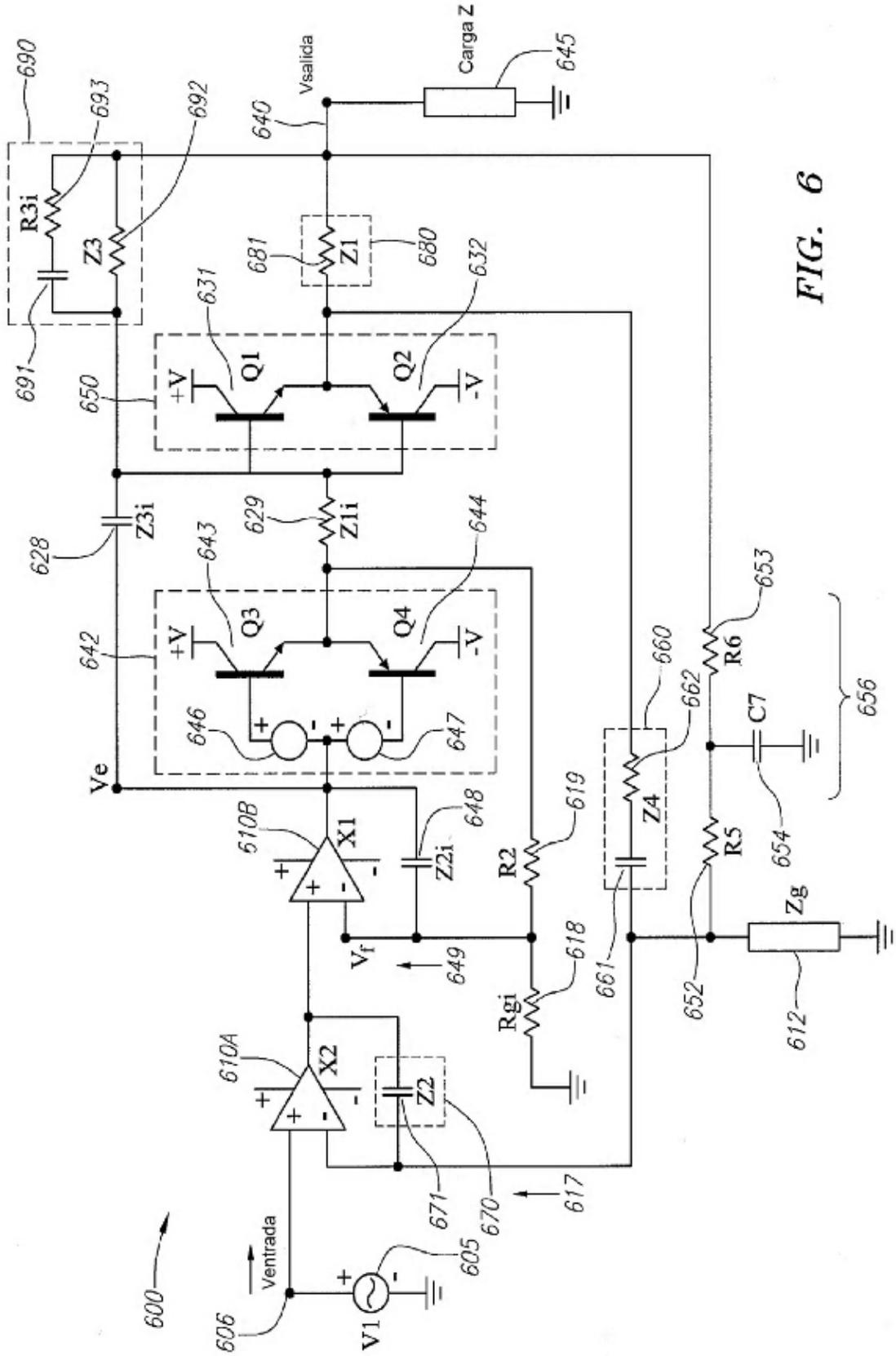
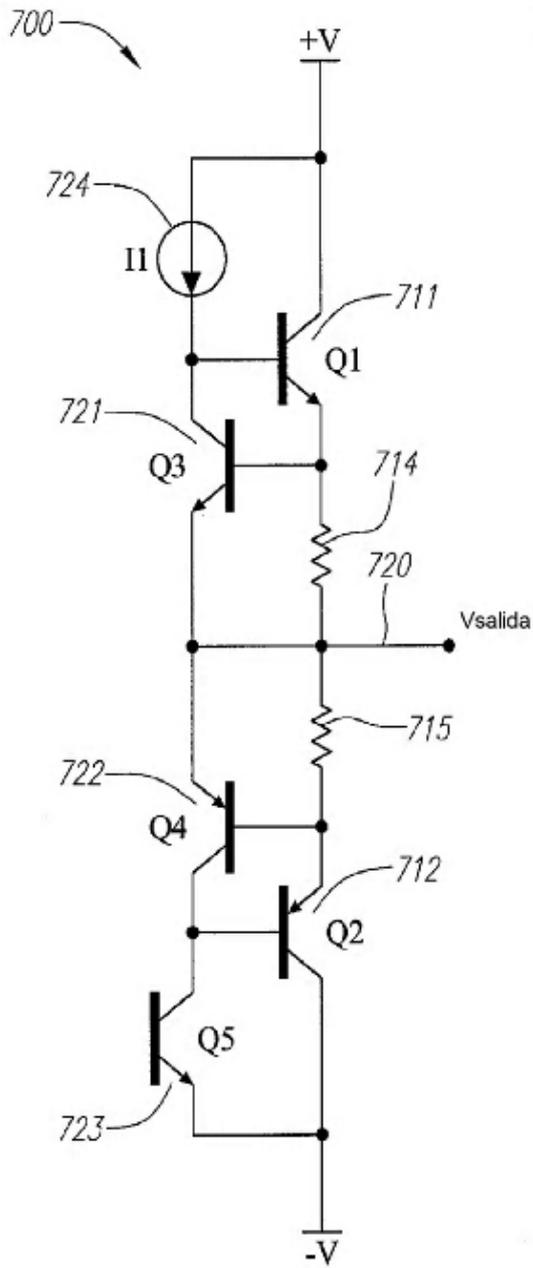
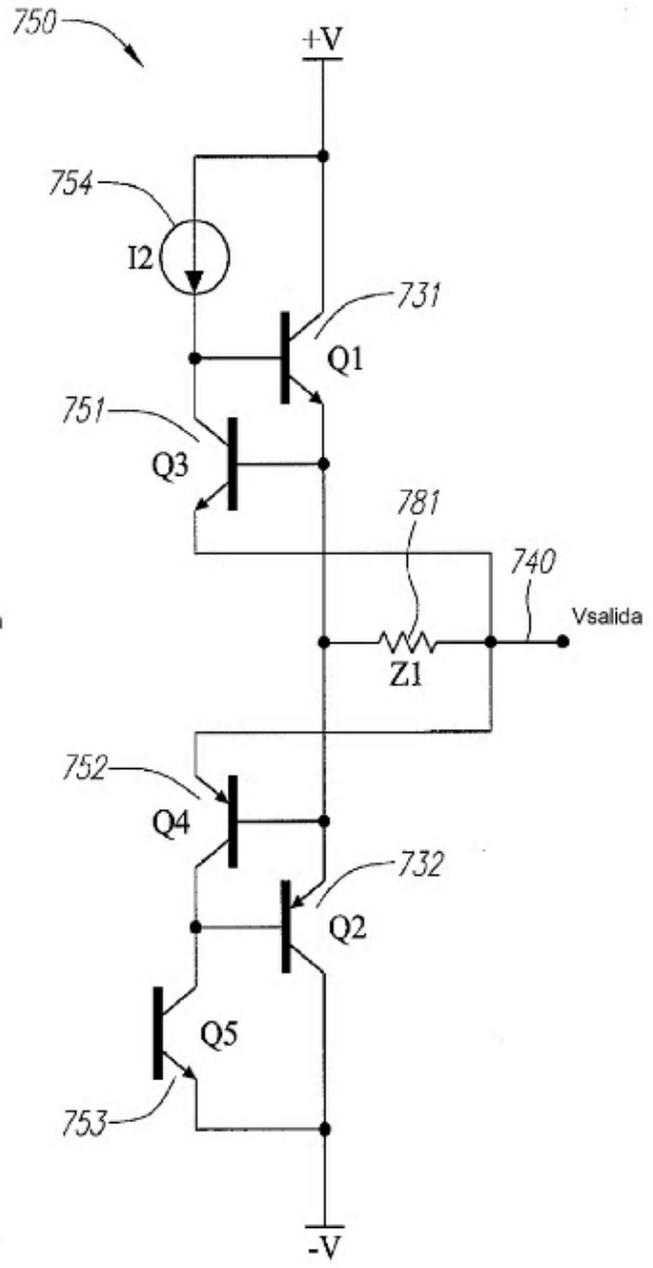


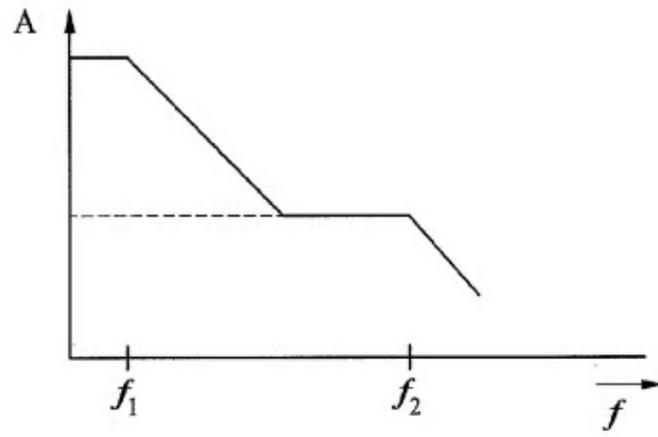
FIG. 6



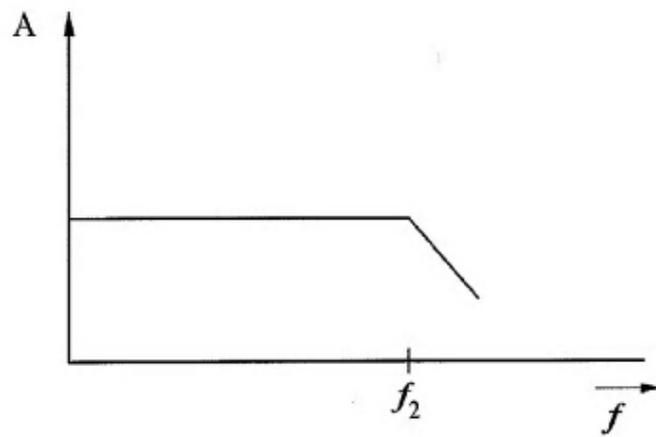
**FIG. 7A**  
(Técnica anterior)



**FIG. 7B**



*FIG. 8A*



*FIG. 8B*