

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 371 107**

51 Int. Cl.:
H03F 3/217

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **07705648 .9**
96 Fecha de presentación: **23.02.2007**
97 Número de publicación de la solicitud: **1987585**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **05.11.2008**

54 Título: **SISTEMA DE CONVERSIÓN DE POTENCIA DE AUDIO.**

30 Prioridad:
24.02.2006 SE 0600410

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
27.12.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
27.12.2011

73 Titular/es:
**BANG & OLUFSEN ICEPOWER A/S
GL. LUNDETOFTEVEJ 1 B, STUEN
2800 LYNGBY, DK**

72 Inventor/es:
PETERSEN, Lars

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

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).

ES 2 371 107 T3

DESCRIPCIÓN

Sistema de conversión de potencia de audio

Campo de la técnica

5 La presente invención se refiere a la conversión de CA - CA y de CC - CA de audio en la que la etapa de inversión (CC - CA) es una etapa de clase D Asimétrica (amplificador de conmutación).

La etapa de CA - CC preferiblemente es una Fuente de Alimentación en Modo Conmutado, pero la invención también se refiere a un sistema de conversión de potencia de audio que utiliza técnicas de fuentes de alimentación lineales.

Antecedentes técnicos

10 Las dos topologías predominantes utilizadas para los amplificadores de clase D son la topología de puente completo y la de medio puente. Una configuración de la técnica anterior de estas dos topologías, incluyendo la fuente de alimentación, se muestra en la figura 2 y en la figura 3.

15 Para los productos de consumo de bajo costo, la topología de medio puente tiene una clara ventaja sobre la de puente completo, puesto que sólo la mitad del número de conmutadores de potencia, de los accionadores y de las inductancias de salida es necesario. A pesar de que la tensión nominal de los conmutadores de potencia se duplica en la topología de medio puente, todavía hay un beneficio de producción y de costo en la reducción. Puesto que los terminales de salida del altavoz están referenciados a tierra, la protección de sobrecarga la sensibilidad de salida se hace más fácil en comparación con la topología de puente completo.

20 El inconveniente de la topología de clase D de medio puente es la necesidad de una alimentación de carril doble, y el hecho de que esta topología bombeará la corriente retornándola al carril de alimentación desde el que se está extrayendo la potencia. Como se muestra en la figura 4, el carril negativo del condensador C2 se cargará por la corriente de inductancia de salida durante el intervalo $t \in [DT, T]$.

La carga suministrada de retorno al carril depende de la impedancia de la carga, de la frecuencia de audio, del nivel de potencia y de la tensión del carril. Estas dependencias se puede expresar como:

$$\Delta Q = \int_0^{t_{Audio}} \frac{V_{Pico} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{Audio} \cdot t)}{2 \cdot R_{Carga}} - \frac{(V_{Pico} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{Audio} \cdot t))^2}{2 \cdot R_{Carga} \cdot V_{Carril}} \cdot dt \quad (1)$$

25

$$\Delta Q = \frac{2 \cdot V_{Audio} - \frac{\pi \cdot V_{Audio}^2}{2 \cdot V_{Carril}}}{4 \cdot \pi \cdot f_{Audio} \cdot R_{Carga}} \quad (2)$$

El bombeo en el peor caso se puede encontrar resolviendo la ecuación $dQ / dV_{Audio} = 0$ para (2):

$$\frac{dQ}{dV_{Audio}} = \frac{2 \cdot V_{Carril} - \pi \cdot V_{Audio}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot V_{Carril}} = 0 \Leftrightarrow V_{Audio} = \frac{2}{\pi} \cdot V_{Carril} \quad (3)$$

La carga en el peor caso se puede encontrar insertando (3) en (2):

$$\Delta Q_{Max} = \frac{V_{Carril}}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_{Audio} \cdot R_{Carga}} \quad (4)$$

30

El tamaño mínimo del condensador para un aumento de la tensión del carril dado (una fracción de la tensión nominal del carril), se puede encontrar entonces como:

$$C_{Min} = \frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot f_{Audio} \cdot \Delta V_{relativo}} \quad (5)$$

La Figura 5 se muestra un ejemplo con una señal de audio de 20 Hz y una impedancia de carga de 4 ohm en la que se determina la capacidad mínima del carril como una función de la perturbación de carril admisible. Si se permite un aumento del 20% de la tensión del carril, la capacidad mínima del carril / canal será de aproximadamente 3000 µF.

5 Para una configuración estéreo con un amplificador de clase D asimétrico, el requisito será de 4 unidades de condensador de 3300 µF para mantener las tensiones de carril dentro del 20%. La variación de carril resultante para el ejemplo anterior se muestra en la figura 5. La tensión nominal de carril es 40 VDC y el carril perturbado se incrementa con aproximadamente 8V (20%). La señal de audio es igual a $2 / \pi$ de la tensión nominal de carril, que es la situación del peor caso.

10 Además, el rendimiento del amplificador se verá afectado por el bombeo del carril, especialmente los amplificadores de clase D no realimentados, en los que la perturbación asimétrica del carril será modulada directamente sobre la señal de audio incrementando espectacularmente la distorsión. Debido a la fuente doble con perturbación asimétrica, cualquier sistema implementado de alimentación positiva tendrá poco o ningún efecto.

15 Los beneficios en lo que se refiere al número de componentes y complejidad del uso del amplificador de clase D asimétrico en comparación con el amplificador de clase D de puente completo desaparecen rápidamente cuando se toman en cuenta los problemas introducidos por el fenómeno de bombeo de carril que se ha explicado más arriba. Estos inconvenientes se pueden resumir en:

- El uso excesivo de condensadores de carril => mayor coste y mayor tamaño físico
- Dispositivos de mayor tensión nominal en términos de condensadores de carril y amplificadores MOSFET => mayor coste y mayor tamaño físico
- Rendimiento de audio inaceptable en los amplificadores de clase D no realimentados y degradación del rendimiento de audio en los amplificadores de clase D realimentados => valor del producto reducido

25 Un diseño de compensación de tensión para un amplificador de clase D asimétrico se sugiere en el documento WO 2005/091497. Este circuito sufre varios inconvenientes que no se encuentran en la invención. Algunas de las desventajas son:

1. El circuito redistribuye la energía de bombeo en una operación de dos pasos. En el primer paso, la energía es almacenada en una inductancia para ser liberada en el segundo paso.
2. El circuito utiliza dos sistemas de control separados.
3. El circuito sólo limitará el bombeo del carril - no lo anula.
4. El circuito no ayudará a utilizar la capacidad de carril en ambos carriles.
5. El circuito se basa en una topología de "transferencia inversa" que es conocida por su deficiente eficiencia de conversión.

35 Otra técnica de este tipo se conoce por medio del documento US 2003 / 122615 y de la nota de aplicación AN1042 de 1989 de Motorola Semiconductor titulada " Amplificadores de Audio de Conmutación de Alta Fidelidad Utilizando MOSFET de Potencia TMOS ", por el D. E. Pauly, XP002909168.

Si el bombeo de carril debe ser cancelado con efectividad, una cantidad no insignificante de potencia tiene que ser reciclada entre los carriles. Por la ecuación (4) se puede calcular la potencia media en el caso peor que se tiene que convertir de un carril al otro:

$$P_{Bombeo_Med} = \frac{V_{Carril}^2}{\pi^2 \cdot R_{Carga}} \quad (6)$$

40 Introduciendo el índice de modulación máxima MMax, como la fracción de tensión de salida máxima con respecto a la tensión de carril, la relación entre la potencia media de bombeo y la potencia máxima de salida se puede encontrar como:

$$\frac{P_{\text{Bombeo_Med}}}{P_{\text{Rcarga_Max}}} = \frac{2}{\pi^2 \cdot M_{\text{Max}}^2} \quad (7)$$

En una configuración estéreo de 2 x 125W en 4 ohm con tensiones de carril de + /- 40 V y un índice de modulación máxima de 0,85, la potencia media que se debe redistribuir en la situación del caso peor es de aproximadamente 81 W, lo cual representa el 32% de la potencia suministrada a la carga.

- 5 Para beneficiarse de las ventajas del uso del amplificador de clase D asimétrico el problema de bombeo del carril debe ser abordado de una manera inteligente añadiendo la mínima complejidad y costo al sistema de conversión de potencia de audio.

Objetos de la invención

El objeto de la presente invención es proporcionar un sistema de conversión de potencia de audio con:

- 10
1. Un rendimiento mejorado del sistema, mediante la eliminación o reducción del bombeo de alimentación, lo que mejora la calidad de la alimentación lo cual conduce a un mejor rendimiento de audio.
 2. Una reducción de la complejidad, puesto que la invención permite todos los beneficios de la estructura asimétrica, sin la introducción de los problemas clásicos que surgen con el fenómenos de bombeo de carril.

Además, en algunas realizaciones, la invención también proporcionará:

- 15
3. Eficiencia del sistema mejorada, por una combinación de reducir el bombeo de carril reduciendo así la relación de potencia de pico a promedio de la fuente de alimentación, y la estructura asimétrica del amplificador de clase D (solamente un semiconductor en el circuito de potencia).
 4. Rendimiento EMI mejorado, puesto que la invención permite el uso de técnicas de conmutación por software (ZVS, ZVC) que tienen un impacto beneficioso sobre el ruido de alta frecuencia generado.

Sumario de la invención

Los objetos de la invención se alcanzan por medio de un sistema de conversión de potencia de audio que comprende una fuente de alimentación con un carril positivo de alimentación y un carril negativo de alimentación para suministrar energía a un amplificador de clase D asimétrico. El sistema comprende, además, un circuito de reducción de bomba de alimentación conectado a los carriles de alimentación, adaptado para redistribuir la carga de bombeo de la citada fuente de alimentación, forzando un flujo de corriente desde un carril con una tensión superior a un carril con una tensión menor, utilizando un transformador.

El núcleo de la invención es el circuito de reducción de bomba de alimentación. El circuito funciona como un Espejo de Carril de Alimentación (SRM), que básicamente refleja la tensión del menor valor numérico al otro carril en un momento dado. En el caso de bombeo de carril, el circuito SRM reflejará los carriles de alimentación mediante la redistribución de la carga de bombeo, de tal manera que los carriles de alimentación se harán esencialmente iguales numéricamente.

En la técnica anterior, el bombeo de carril se efectúa durante dos ciclos, en el que el primer ciclo sólo puede redistribuir la carga desde el carril positivo al carril negativo y el segundo ciclo sólo puede redistribuir la carga desde el carril negativo al carril positivo. En los circuitos prácticos, esto significa que sólo el primero o el segundo ciclo es eficaz en la redistribución de la carga.

De acuerdo con la presente invención, el circuito de redistribución se encarga de distribuir siempre carga del carril con la tensión más alta. Esto significa que en los circuitos prácticos, la cancelación de la bomba se produce de forma continua y no se limita a cada otro ciclo, como en la técnica anterior.

Esto también se relaciona con lo eficientes que son los circuitos de cancelación de bomba: si la misma cantidad de carga se debe redistribuir por la invención y por la técnica anterior, la técnica anterior tendrá que mover dos veces la carga de bombeo en cada ciclo, puesto que sólo cada segundo ciclo está activo. Esto se corresponde con corrientes RMS significativamente más altas en la técnica anterior en comparación con la invención, con pérdida de eficiencia como resultado.

Otra ventaja con la presente invención es la simplicidad del circuito y del control. Debido a la topología de SRM y la propiedad de ajuste automático de este enfoque, no se necesitan circuitos de control y cualquier bombeo que produzca cambios de tensión del carril se corrigen de forma autónoma.

5 El circuito de reducción de bomba de alimentación comprende un transformador de alta frecuencia que tiene un primer y un segundo devanado que se pueden conectar alternativamente durante un primer y un segundo ciclo a los citados carriles de alimentación positivo y negativo, para hacer que una corriente migre desde el carril con la tensión más alta al carril con la tensión más baja, mientras equilibra el citado transformador. Un transformador es una manera conveniente de realizar un circuito de redistribución autoajustable de acuerdo con la presente invención. Los devanados del transformador se conectan de manera diferente durante los dos ciclos con el fin de equilibrar el transformador.

10 El circuito de reducción de bomba de alimentación puede comprender, además, un medio de conmutación para conectar, durante el citado primer ciclo, el citado primer devanado entre el citado carril positivo de alimentación y la tierra, y el citado segundo devanado entre el citado carril negativo de alimentación y la tierra, y, durante el citado segundo ciclo, el citado segundo devanado entre el citado carril positivo de alimentación y la tierra, y el citado primer devanado entre el citado carril negativo de alimentación y la tierra.

15 Tal conmutación reflejará con efectividad los dos carriles de alimentación uno con el otro. Esto tiene dos ventajas. En primer lugar, cualquier variación en las dos tensiones de carril se iguala (cancelación de la bomba). En segundo lugar, este circuito utiliza de manera efectiva la capacidad de ambos carriles, lo que significa que la potencia dinámica suministrada desde los condensadores de carril se hace igual a la utilizada en una única alimentación de carril con la misma cantidad de capacidad.

20 El medio de conmutación puede comprender conmutadores controlados, tales como MOSFET. El patrón de accionamiento simple de los MOSFET también permite una forma sencilla de implementar las técnicas de conmutación por software de los transistores. El circuito puede comprender entonces un sistema de control de conmutador para proporcionar dos trenes de impulsos con impulsos de igual longitud, igualmente espaciados, que no se superponen, para el control de los conmutadores controlados.

Además, el circuito puede incluir un filtro de separación que permite que la unidad de SRM se acople a cualquier alimentación de carril doble, al mismo tiempo que mantiene las características de conmutación por software.

25 El medio de conmutación también puede incluir conmutadores no controlados, tales como diodos, para reducir la complejidad. Esta versión también permite las técnicas de conmutación por software.

30 El circuito de reducción de bomba de alimentación puede estar integrado en la fuente de alimentación principal para un amplificador de clase D asimétrico. Este tipo de circuito integrado suministrará la potencia al amplificador, al mismo tiempo que redistribuye la energía de bombeo. Las características de conmutación por software se pueden mantener en este circuito, adaptando el diseño de control simple de los convertidores básicos de SRM.

Breve descripción de los dibujos

La realización preferida de la presente invención se describirá adicionalmente en lo que sigue, con referencia a los dibujos adjuntos.

35 La figura 1 muestra un sistema de conversión de potencia de audio de la técnica anterior que utiliza un amplificador de clase D asimétrico.

La figura 2 muestra una combinación de la técnica anterior de una fuente de alimentación de carril único y un amplificador de clase D puenteado.

La figura 3 muestra una combinación de la técnica anterior de una fuente de alimentación de carril doble y un amplificador de clase D asimétrico.

40 La figura 4 muestra el mecanismo detrás del efecto de bombeo de la alimentación.

La figura 5 es un gráfico de la capacidad del carril como una función del recorrido del carril de tensión para una carga de 4 ohmios de la señal de audio de 20Hz en el peor caso.

La figura 6 es una simulación del bombeo de carril en el caso de una señal de audio de 20Hz en el peor caso, con una carga de 4 ohmios con 3300 μ F en cada carril.

45 La figura 7 muestra un sistema de conversión de potencia de audio con un circuito de alimentación de cancelación de bomba unidos a los carriles de alimentación (SRM).

La figura 8 muestra una realización preferida de la invención.

La figura 9 es la misma figura 8, pero con un filtro de separación de carril adicional.

La figura 10 muestra otra realización preferida de la invención.

La figura 11 muestra un diagrama de bloques del convertidor de cancelación de bomba integrado en la fuente de alimentación principal.

Las figuras 12 - 14 muestra de realización preferida de la invención, como se muestra en la figura 11.

5 La figura 15 muestra la temporización de las señales de control para los conmutadores en las modalidades preferidas.

La figura 16 muestra el efecto de añadir un circuito de cancelación de bomba a un sistema con condensadores de 2 x 125W 4 ohmios sin salida (o poca).

Descripción detallada de una realización preferida

10 Un bloque esquemático de un sistema de conversión de potencia de audio se muestra en la figura 1. La fuente de alimentación (1) puede ser una alimentación de modo conmutado o de tipo lineal. Dependiendo del tipo de amplificador al que está suministrando la alimentación, la salida será una alimentación de carril único o de carril doble. El amplificador de clase D (2) típicamente será una topología de medio puente (asimétrica) o de puente completo. El número de canales en (2) puede variar desde uno a múltiples canales. La carga (3) típicamente será un altavoz electro dinámico, pero puede ser cualquier tipo de transductor que transforme la señal eléctrica desde el amplificador a una señal acústica. La fuente de alimentación (4) puede ser una fuente de CA, por ejemplo, la red de servicios públicos, o podría ser una batería (por ejemplo, equipos portátiles de automóviles). La salida de la fuente de alimentación (4) es una tensión de CC (o casi), lo que significa que en caso de una entrada de fuente de CA, el medio para rectificar y estabilizar la tensión está incluido en (4). La parte eléctrica del sistema de conversión de potencia de audio se define como (3).

20 Dado que el amplificador de clase D (2) es de tipo asimétrico, la fuente de alimentación (1) para soportar esta topología será una fuente de carril doble. El objeto principal de la invención es superar que el bombeo de carril sea una alimentación de carril doble. El objeto principal de la invención será que la estructura del amplificador de clase D asimétrico sea más atractiva. En una realización preferida de la invención el convertidor de SRM (6) (Espejo de Carril de Alimentación) opera en paralelo con la fuente de alimentación (2).

25 Una implementación preferida de la invención se muestra en la figura 8. El carril positivo de alimentación se conecta a la unión entre un primer condensador (15) y el terminal de drenaje de un primer par de MOSFET (8) y (9). El terminal de fuente (8) está conectado a un terminal de un primer devanado (12) de transformador, y el terminal de fuente (9) está conectado a un primer terminal en un segundo devanado (13) de transformador. El segundo terminal de los dos devanados (12) y (13) de transformador está conectado a un punto común (0). Los dos devanados están acoplados entre sí entre un núcleo de transformador de material magnético (14). El carril negativo de alimentación está conectado a la unión entre un segundo condensador (15) y el terminal de fuente de un segundo par de MOSFET (10) y (11). El terminal de drenaje (10) está conectado a la unión entre el devanado (12) del transformador, y el terminal de fuente de (8). El terminal de drenaje (11) está conectado a la unión entre el devanado (13) del transformador, y el terminal de fuente de (9). Los dos condensadores están conectados a los dos devanados de transformador en un punto común (0).

35 Cuando está operativo, y los transistores 8 - 11 se ponen en CONEXIÓN / DESCONEXIÓN de acuerdo con la figura 15, el circuito cancelará el bombeo de alimentación mediante la reflexión de los dos carriles de alimentación uno con el otro. En un primer ciclo, los transistores 8 y 11 se pondrán en CONEXIÓN. El carril positivo de alimentación a través del condensador 15, se pondrá entonces a través del devanado 12 del transformador. De la misma manera, la tensión negativa de alimentación en el condensador 16 se pondrá a través del devanado 13 del transformador. Puesto que los dos devanados están acoplados entre sí en una relación de 1:1, cualquier diferencia en la magnitud de la tensión de los carriles positivo y negativo producirá una corriente de carga que emigra del carril con la mayor magnitud al otro carril. En el siguiente ciclo se realiza la misma operación, pero ahora los transistores 9 y 10 estarán en CONEXIÓN. Esta acción asegura el equilibrio del transformador 14.

45 En una realización preferida de la invención, los transistores 8 - 11 se conectan y desconectan con una condición de Conmutación de Tensión Cero (ZVS). Al conmutar los transistores en esta condición, las pérdidas asociadas con las transiciones de CONEXIÓN / DESCONEXIÓN se pueden eliminar. Es posible lograr una Conmutación de Tensión Cero de los transistores mediante el ajuste de la inductancia de magnetización de la configuración del transformador (14) de tal manera que la tensión entre los transistores es totalmente invertida antes de que se produzca la siguiente transición. Para permitir que la ZVS sea completada, es necesario disponer de un corto tiempo muerto entre las señales de CONEXIÓN del transistor, como se muestra en la figura 15.

50 La corriente de magnetización necesaria para invertir totalmente la tensión entre los transistores dentro de la ventana de tiempo muerto está dada por:

$$I_{\text{Magnetización}} \geq C_{\text{Nodo}} \cdot \frac{V_{\text{DS}}}{t_{\text{Tiempo_muerto}}} \quad (8)$$

en la que C_{Nodo} es la carga capacitiva acumulada del nodo del circuito y V_{DS} es la magnitud de la tensión en este nodo particular que tiene que ser invertida en el tiempo muerto. La ecuación (8) es una aproximación y solamente es válida siempre y cuando el tiempo muerto sea mucho menor que el tiempo de conmutación. También hay que tener en cuenta que la capacidad C_{Nodo} puede ser muy dependiente de la tensión (por ejemplo, la capacidad de salida de los MOSFET y la capacidad ánodo - cátodo de los diodos)

La corriente de magnetización se traduce en una inductancia de magnetización de:

$$L_{\text{Magnetización}} \leq \frac{V_{\text{DS}} \cdot t_{\text{CONEX}}}{2 \cdot I_{\text{Magnetización}}} \quad (9)$$

Sustituyendo (8) en (9):

$$L_{\text{Magnetización}} \leq \frac{t_{\text{Tiempo_muerto}} \cdot t_{\text{CONEX}}}{2 \cdot C_{\text{Nodo}}} \quad (10)$$

La inductancia de magnetización del transformador no ideal (14) puede ser utilizada para facilitar la transición de ZVS. Puesto que el transformador práctico también exhibe acoplamiento no ideal entre los devanados, este flujo del transformador no acoplado puede ser considerado como una inductancia parásita en serie con los devanados del transformador. Esta inductancia es normalmente conocida como inductancia de fuga.

De acuerdo con la invención, también es posible conformar la corriente en el SRM de manera que la Conmutación de Tensión Cero (ZCS) sea posible (sin tener en cuenta la corriente de magnetización del transformador). La ZCS es posible mediante la creación de un tanque resonante utilizando la inductancia de fuga del transformador y los condensadores 15 y 16. La resonancia de corriente debe pasar a través de una oscilación de onda completa, lo que significa que la forma ideal de la corriente será la de un cuadrado sinusoidal. El tanque resonante debe obedecer:

$$t_{\text{CONEX}} \cong 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{\text{Fuga}} \cdot (C_{15} + C_{16})} \quad (11)$$

En algunas aplicaciones, no es posible controlar los valores de los condensadores 15 y 16 para acomodar la transición de corriente resonante. En tal caso, de acuerdo con la invención, se puede aplicar un filtro que separa los condensadores 15 y 16 de los carriles de alimentación en términos de influencia de alta frecuencia (figura 9). La separación se realiza añadiendo la inductancia 17 entre el condensador 15 y el carril positivo de alimentación y añadiendo la inductancia 18 entre el condensador 16 y el carril negativo de alimentación. De esta manera, el comportamiento del circuito de HF y por lo tanto de la frecuencia de resonancia entre los condensadores 15 y 16 y la inductancia de fuga, se puede controlar.

Otra realización preferida de la invención se muestra en la figura 10. Los transistores 30 y 31 forman una configuración de medio puente con los condensadores 28 y 29. El devanado 23 del transformador está conectado entre la unión del transistor 30, 31 y los condensadores 28, 29. El primer terminal de devanado 21 del transformador está conectado al ánodo del diodo 26 y al cátodo del diodo 25. El segundo terminal de devanado 22 del transformador está conectado al ánodo del diodo 27 y al cátodo del diodo 24. El segundo terminal del devanado 21 del transformador y el primer terminal del devanado 22 del transformador están conectados entre sí y con el punto común 0. Los cátodos de los diodos 26 y 27 están conectados a la salida del condensador 28, al transistor 31 y al condensador 33, que a su vez está conectado al carril positivo de alimentación. Los ánodos de los diodos 24 y 25 están conectados a la salida del condensador 29, al transistor 30 y al condensador 32, que a su vez está conectado al carril negativo de alimentación. La unión de los condensadores 33 y 32 está conectada al punto común 0.

Los transistores son operados de acuerdo con la figura 15 con un ciclo de trabajo no superpuesto de casi el 50%. En el caso de bombeo de alimentación, cualquiera de las tensiones entre los condensadores 33 o 32 se incrementará. Este aumento de la tensión también se encuentra en los condensadores 28 y 29 pero debido a la configuración del circuito, el incremento de tensión se dividirá entre los dos. La conexión del transistor 30 pone la tensión del condensador 29 a través del devanado 23 del transformador. Si el condensador 33 se bombea, la corriente del conden-

sador 29 se transforma a través del devanado 23 al devanado 22 y a un condensador de carga 32 entre el diodo 24. En el siguiente ciclo, el transistor 31 pondrá la tensión del condensador 28 a través del devanado 23 del transformador. Suponiendo que el condensador 33 se bombea, la corriente del condensador 28 se transformará entre el devanado 23 al devanado 21 y un condensador de carga 32 a través del diodo 25. El bombeo del condensador 32 producirá una operación similar a la descrita más arriba, pero siendo activos los diodos 26 y el 27 en lugar de los diodos 24 y 25.

En cuanto a la implementación previa de la invención, este circuito también facilita la ZVS de los transistores de una manera similar.

La operación de la ZCS del circuito que se muestra en la figura 10 también es posible. El tanque resonante en este circuito está formado por los condensadores 28 y 29 junto con la inductancia de fuga del transformador 14. La corriente de resonancia es una media onda sinusoidal y se traducirá en una Conmutación de Tensión Cero (ZCS), si:

$$t_{CONEX} \equiv \pi \cdot \sqrt{L_{Fuga} \cdot (C_{28} + C_{29})} \quad (12)$$

Otra realización preferida de la invención se muestra en la figura 11. En esta implementación, el SRM y la fuente de alimentación están integrados en una única etapa. Todas las implementaciones de la invención que se han presentado hasta el momento se pueden cambiar a una fuente de alimentación SRM integrada. La transformación es muy sencilla y se realiza mediante la adición de un devanado (o devanados) a la configuración del transformador (14).

Una realización preferida de la invención, en la que la fuente de alimentación y el SRM se han integrado, se puede ver en la figura 12. El sistema de circuitos adicionales en comparación con el SRM independiente que se muestra en la figura 9 puede ser fácilmente identificado como dos devanados del transformador adicional 34 y 35 y una configuración en contrafase implementada por los transistores 36 y 36. La invención no se limita a utilizar circuitos primarios en contrafase, sino que puede ser implementada como cualquier circuito del lado primario de referencia como la configuración de medio puente que se muestra en la figura 13 y la configuración de puente completo que se muestra en la figura 14.

Como se explicado previamente, la figura 6 muestra la variación de la tensión de carril para una configuración estéreo con 2 x 125W en 4 ohmios. La capacidad del carril en este ejemplo era de 2 x 3300 µF en cada carril (4 x 3300 µF total). Al añadir el circuito de cancelación de la bomba de la figura 9 y la eliminación de los condensadores del carril (2 x 22 µF restantes) las variaciones de tensión han desaparecido prácticamente, como se muestra en la figura 16. La ligera variación que se puede ver es causada por las caídas de tensión de resistencia en los conmutadores no ideales, inductancias y devanados del transformador.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema de conversión (3) de potencia de audio, que comprende:

una fuente de alimentación (1) que tiene un carril positivo de alimentación (100) y un carril negativo de alimentación (200) para suministrar energía a un amplificador de clase D asimétrico (2),

5 un circuito de reducción de bomba de alimentación (6) conectado a los carriles de alimentación (100, 200) y adaptado para redistribuir una carga de bombeo desde la citada fuente de alimentación, forzando un flujo de corriente desde un carril con una tensión superior a un carril con una tensión más baja, **que se caracteriza porque** el citado circuito de reducción de alimentación de la bomba comprende un transformador (14) de alta frecuencia que tiene unos devanados primero y

10 segundo (12, 13, 21, 22) que se pueden conectar alternativamente durante unos ciclos primero y segundo a los citados carriles de alimentación positivo y negativo (100, 200), con el fin de provocar que una corriente emigre desde el carril con la máxima tensión al carril con la tensión más baja, mientras equilibran el citado transformador.
2. El sistema de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el circuito de reducción de bomba de alimentación comprende, además, un medio de conmutación para conectar, durante el citado primer ciclo, el citado primer devanado entre el citado carril positivo de alimentación y la tierra, y el citado segundo devanado entre el citado carril negativo de alimentación y la tierra, y, durante el citado segundo ciclo, el citado segundo devanado entre el citado carril positivo de alimentación y la tierra, y el citado primer devanado entre el citado carril negativo de alimentación y la tierra.
3. El sistema de acuerdo con las reivindicaciones 1 ó 2, que comprende, además, los condensadores (15, 16) conectados en paralelo a los citados devanados primero y segundo del transformador,.
4. El sistema de acuerdo con la reivindicación 2, en el que el citado medio de conmutación incluye conmutadores controlados (8, 9, 10, 11).
5. El sistema de acuerdo con la reivindicación 4, que comprende, además un sistema de control de conmutador para proporcionar dos trenes de impulsos con impulsos igualmente espaciados, no superpuesto, de igual longitud, para controlar los citados conmutadores controlados.
6. El sistema de acuerdo con la reivindicación 5, en el que los impulsos de control son modulados en PWM.
7. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 2 - 6, en el que el citado medio de conmutación comprende, además, los conmutadores no controlados (24, 25, 26, 27).
8. El sistema de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el circuito de reducción de bomba de alimentación (6) comprende:

un primer condensador (15) conectado entre un primer punto común (0) y un segundo punto común (100),

35 un primer conmutador conectado entre el citado segundo punto común (100) y un primer terminal del primer devanado (12) del transformador,

un segundo conmutador conectado entre el citado segundo punto común (100) y un segundo terminal del segundo devanado (13) del transformador,

un segundo condensador (16) conectado entre el citado primer punto común (0) y un tercer punto común (200),

40 un tercer conmutador (10) conectado entre el citado tercer punto común (200) y el citado primer terminal en el citado primer devanado del transformador (12),

un cuarto conmutador (11) conectado entre el citado tercer punto común (200) y el citado segundo terminal en el citado segundo devanado (13) del transformador, y

45 en el que un segundo terminal del citado primer devanado (12) del transformador y un primer terminal del citado segundo devanado (13) del transformador están conectados al citado primer punto común (0).
9. (figura 9) El sistema de acuerdo con la reivindicación 8, en el que el citado circuito de reducción de bomba de alimentación (6) comprende, además:

50 una primera inductancia de filtro de separación (17) conectada entre un primer punto común (100) y el carril positivo de alimentación y

una segunda inductancia de filtro de separación (18) conectada entre un segundo punto común (200) y el carril negativo de alimentación.

10. (figura 10) El sistema de acuerdo con la reivindicación 1, en el que el circuito de reducción de bomba de alimentación (6) comprende:

- 5 un primer condensador conectado entre un primer punto común (0) y un segundo punto común (100),
un primer diodo (26) que tiene un cátodo conectado al citado segundo punto común (100) y un ánodo conectado a un primer terminal del citado primer devanado (21) del transformador,
10 un segundo diodo (27) que tiene un cátodo conectado al citado segundo punto común (100) y un ánodo conectado a un segundo terminal de un segundo devanado (22) del transformador,
un segundo condensador conectado entre el citado primer punto común (0) y un tercer punto común (200),
un tercer diodo (24) que tiene un ánodo conectado al citado tercer punto común (200) y un cátodo conectado al citado segundo terminal del citado segundo devanado (22) del transformador,
15 un cuarto diodo (25) que tiene un ánodo conectado al citado tercer punto común (200) y un cátodo conectado al citado primer terminal del citado primer devanado (21) del transformador,
en el que un segundo terminal del citado primer devanado (21) del transformador y un primer terminal del citado segundo devanado (22) del transformador están conectados al citado primer punto común (0),
20 un tercer condensador (28) conectado entre el citado segundo punto común (100) y un primer terminal del citado tercer devanado (23) del transformador,
un cuarto condensador (29) conectado entre el citado primer terminal del citado tercer devanado del transformador y el citado tercer punto común (200),
un primer conmutador (31) conectado entre el citado segundo punto común (100) y un segundo terminal del citado tercer (23) devanado del transformador,
25 y
un segundo conmutador (30) conectado entre el citado segundo terminal del citado tercer devanado del transformador y el citado tercer punto común (200).

- 30 11. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el citado circuito de reducción de bomba de alimentación (6) está integrado en la fuente de alimentación (7).

12. El sistema de acuerdo con la reivindicación 8, en el que el citado transformador tiene unos devanados tercero y cuarto (34, 35), de transformador y en el que el citado circuito de reducción de bomba de alimentación (6) comprende, además:

- 35 un quinto conmutador (36) que tiene un primer terminal conectado al citado tercer devanado (34) de transformado y un segundo terminal conectado a una fuente de alimentación (4),
un sexto conmutador (37) que tiene un primer terminal conectado al citado cuarto devanado (35) de transformador y un segundo terminal conectado a la citada fuente de alimentación (4).

13. El sistema de acuerdo con la reivindicación 8, en el que el citado transformador tiene un tercero devanado (38), de transformador y en el que el citado circuito de reducción de bomba de alimentación (6) comprende, además:

- 40 un tercero condensador (39) conectado entre un primer terminal del citado tercer devanado (38) y una fuente de alimentación (4),
un quinto conmutador (41) conectado entre un segundo terminal del citado tercer devanado (38) y la citada fuente de alimentación (4),
45 un cuarto condensador (40) conectado entre el citado primer terminal del citado tercer devanado (38) y la citada fuente de alimentación (4),
un sexto conmutador (42) conectado entre el citado segundo terminal del citado tercer devanado (38) y la citada fuente de alimentación (4).

14. El sistema de acuerdo con la reivindicación 8, en el que el citado transformador tiene un tercer devanado (43) de transformador, y en el que el citado circuito de reducción de bomba de alimentación (6) comprende, además:

5 un quinto conmutador (44) conectado entre un primer terminal del citado tercer devanado (38) y una fuente de alimentación (4),

 un sexto conmutador (46) conectado entre un segundo terminal del citado tercer devanado (38) y la citada fuente de alimentación (4),

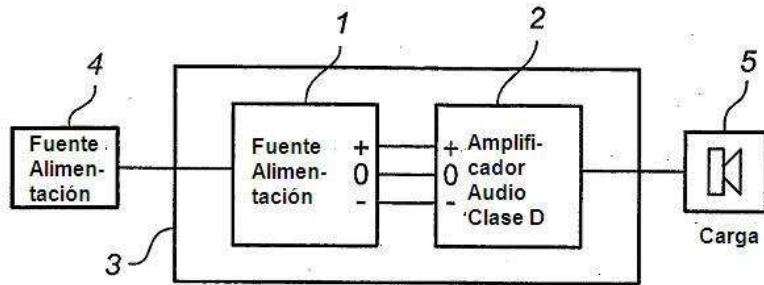
 un séptimo conmutador (45) conectado entre el citado primer terminal del citado tercer devanado (38) y la citada fuente de alimentación (4),

10 un octavo conmutador (47) conectado entre el citado segundo terminal del citado tercer devanado (38) y la citada fuente de alimentación (4).

15. El sistema de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, que se caracteriza porque los citados devanados de transformador están acoplados magnéticamente entre sí en un núcleo (14) de transformador de un material magnético.

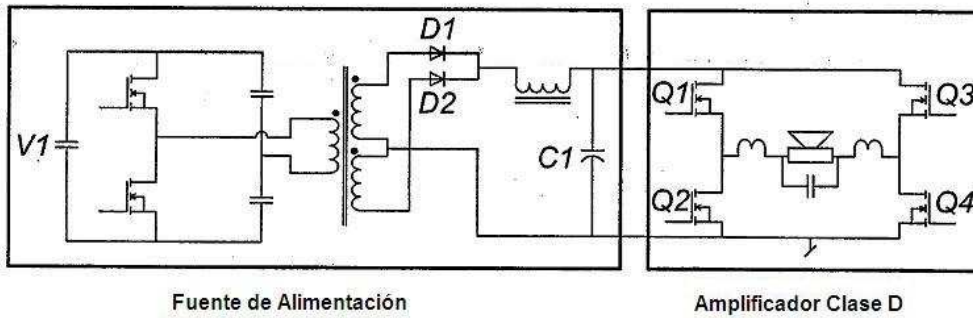
15

5



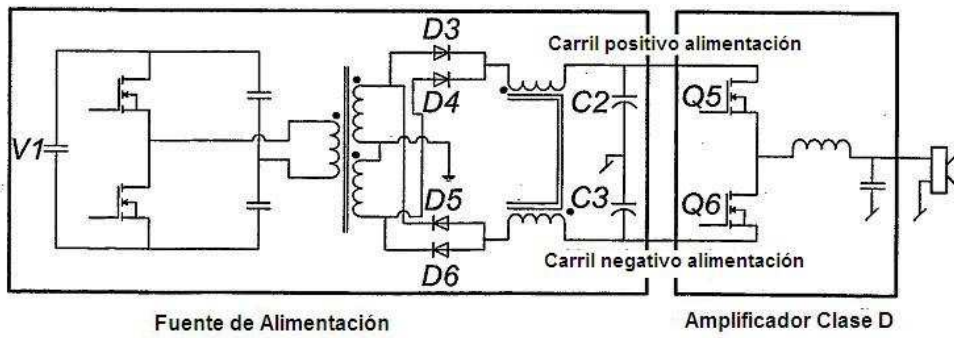
(Técnica Anterior)

Fig. 1



(Técnica Anterior)

Fig. 2



(Técnica Anterior)

Fig. 3

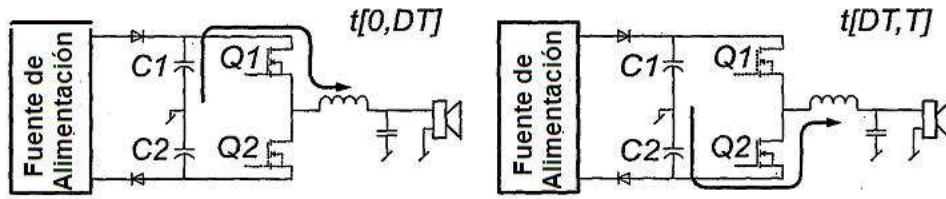


Fig. 4

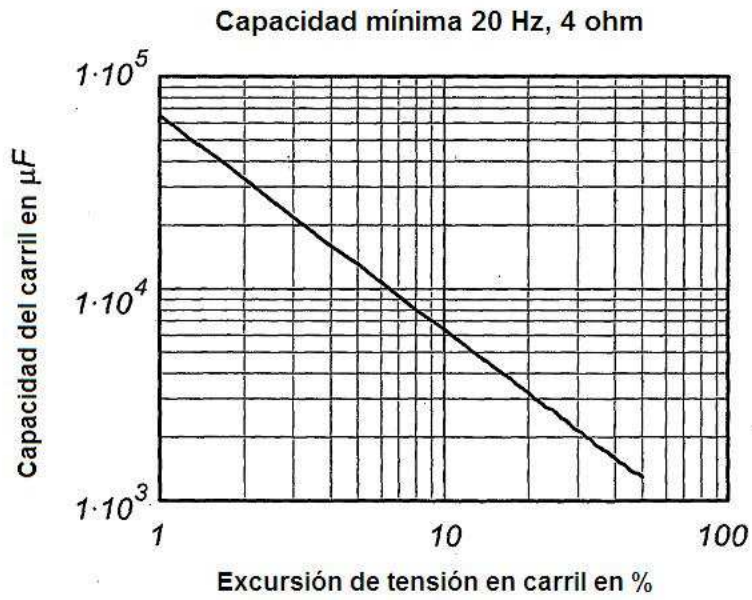


Fig. 5

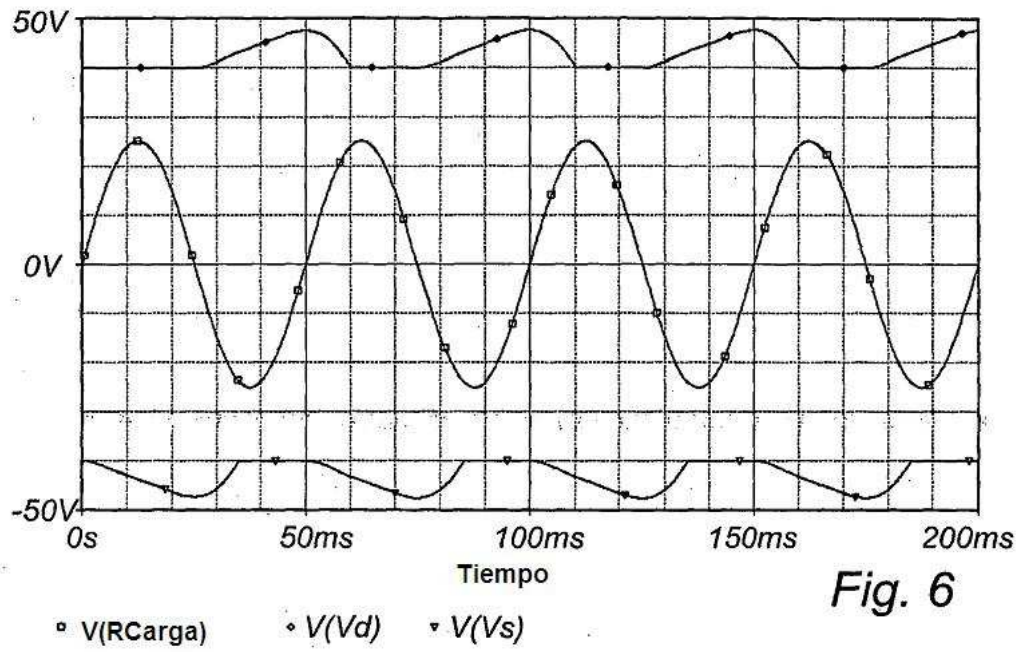


Fig. 6

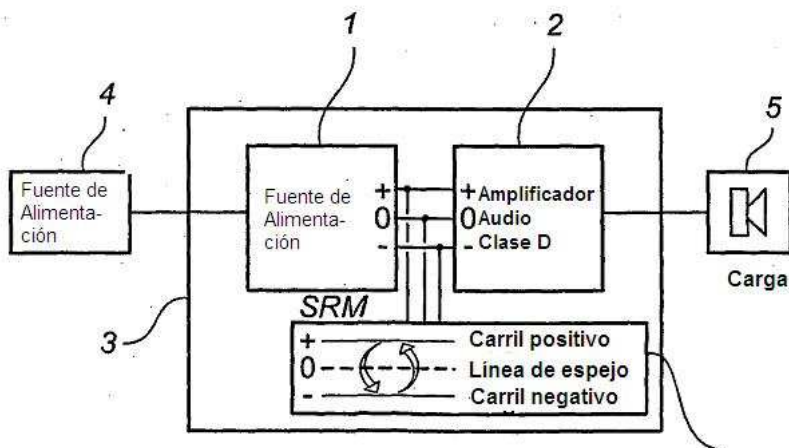


Fig. 7

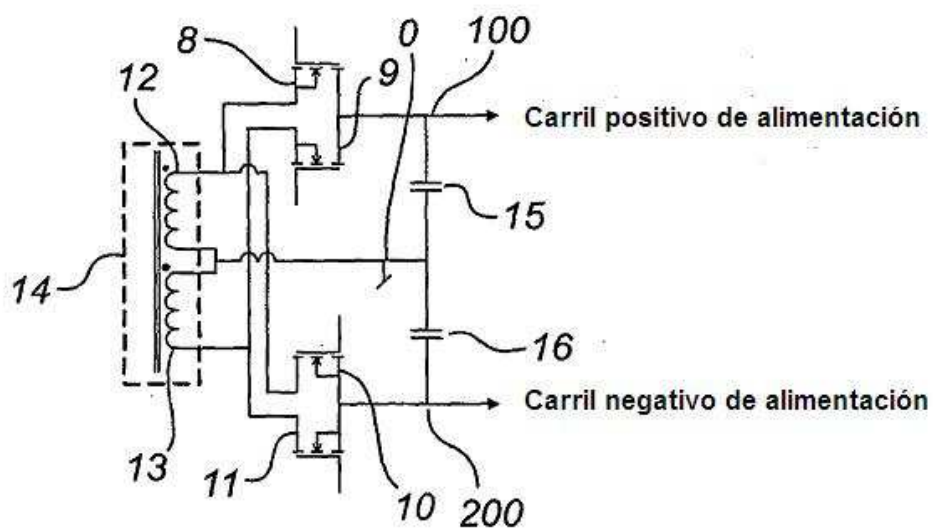


Fig. 8

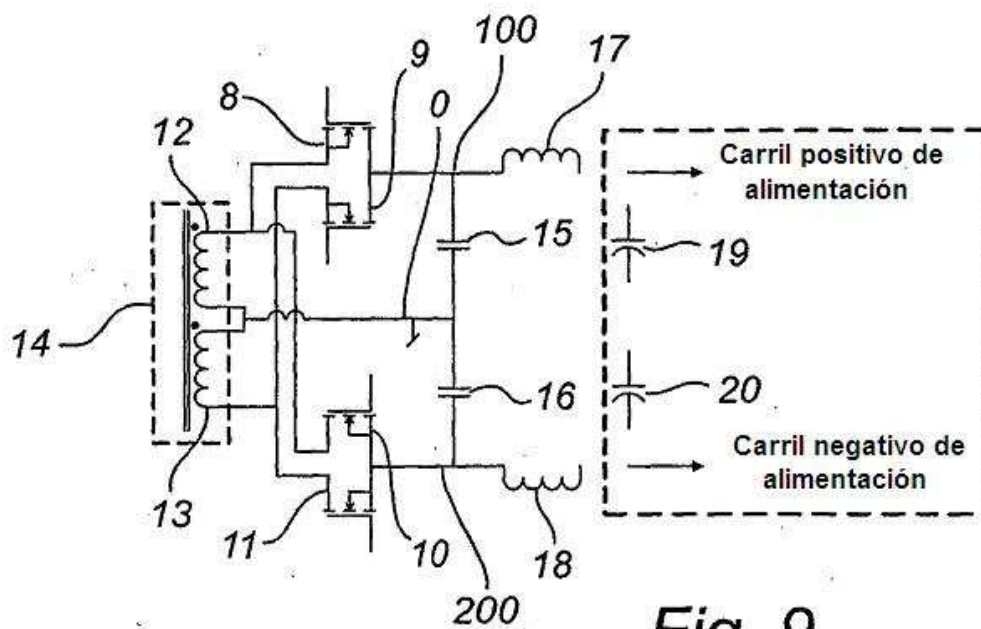


Fig. 9

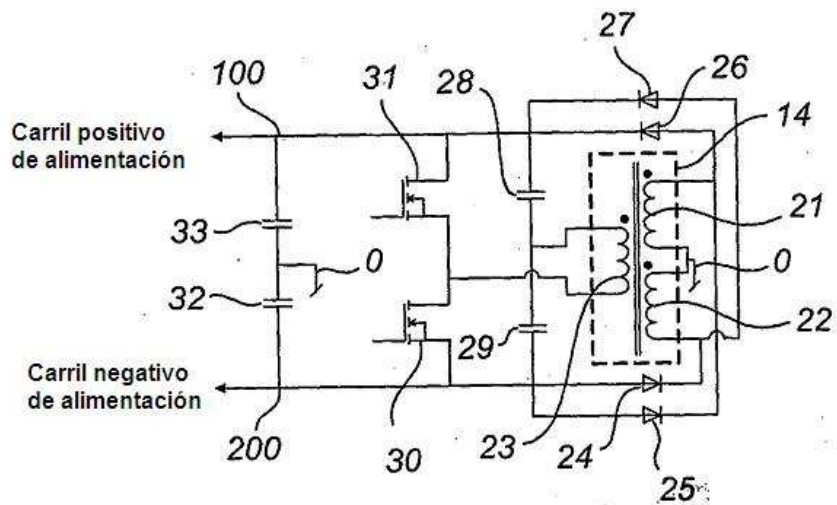


Fig. 10

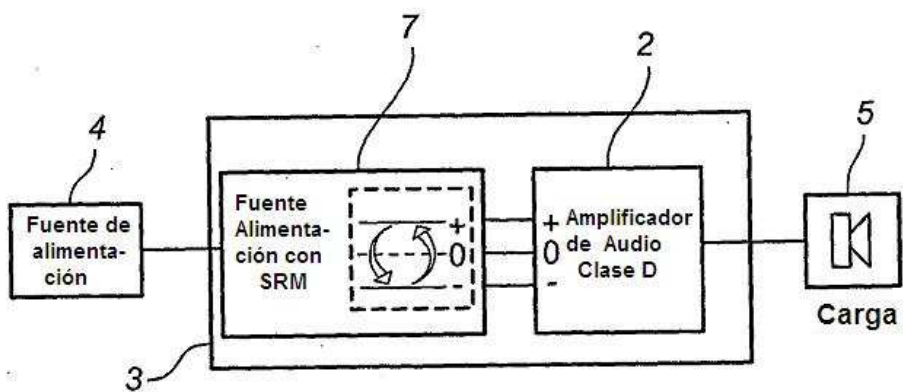
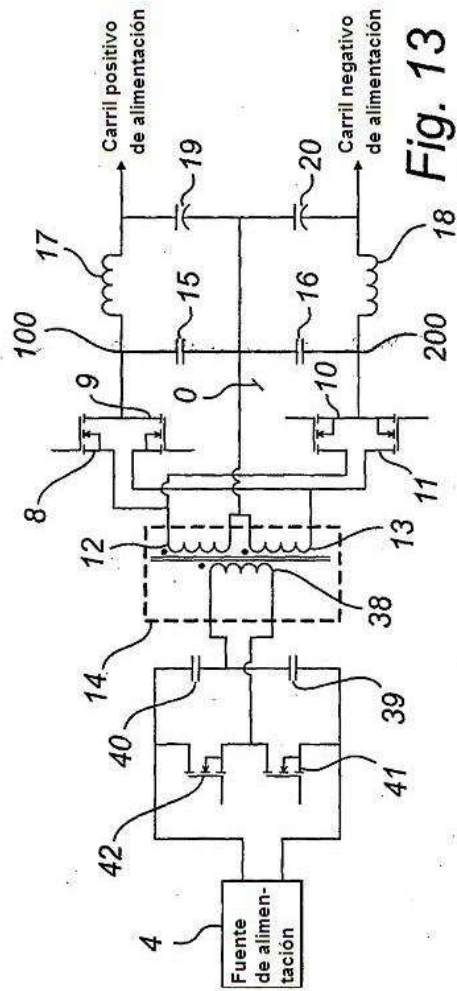
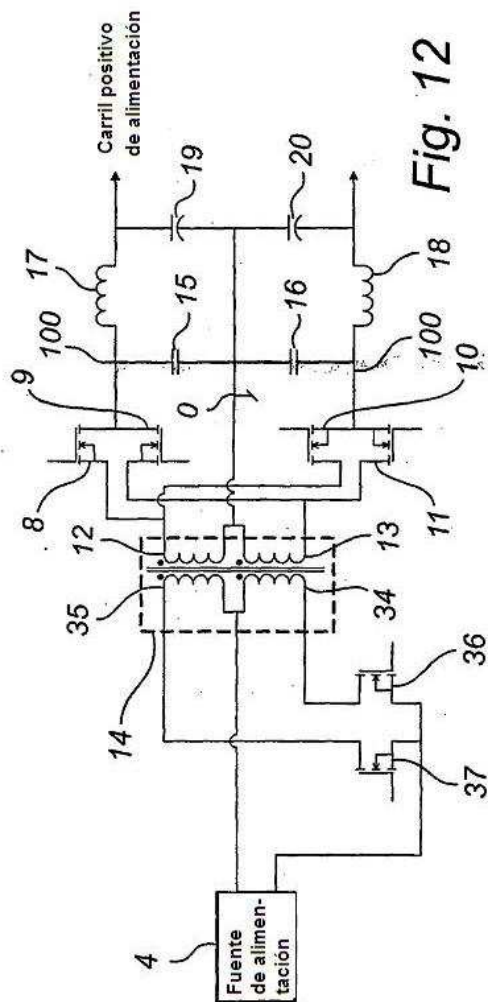


Fig. 11



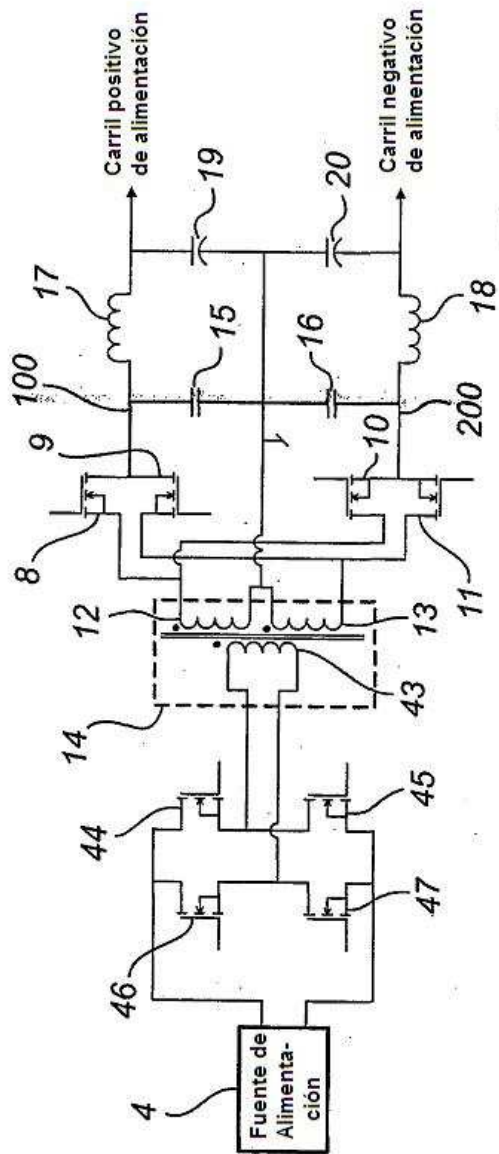


Fig. 14

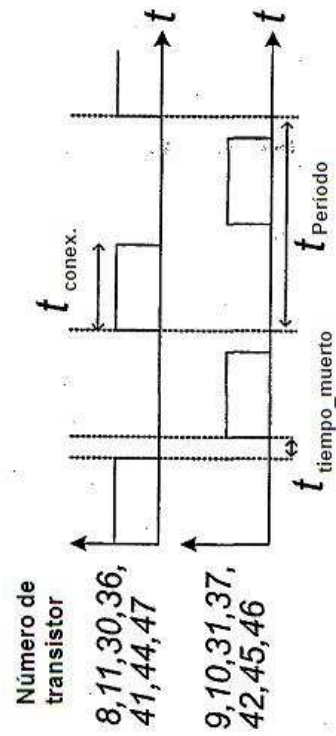


Fig. 15

