

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 370 530**

51 Int. Cl.:
H03F 3/217 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **07713091 .2**
96 Fecha de presentación: **02.03.2007**
97 Número de publicación de la solicitud: **1994638**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **26.11.2008**

54 Título: **MODULADOR HÍBRIDO DE OSCILACIÓN CONTROLADO POR RETROALIMENTACIÓN Y SISTEMA AMPLIFICADOR DE POTENCIA CONMUTADA.**

30 Prioridad:
03.03.2006 SE 0600494

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
19.12.2011

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
19.12.2011

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

72 Inventor/es:
**NIELSEN, Karsten y
LJUSEV, Petar**

74 Agente: **Carpintero López, Mario**

ES 2 370 530 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

Modulador híbrido de oscilación controlado por retroalimentación y sistema amplificador de potencia conmutada

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere al campo de la conversión de potencia CC a CC y CC a CA, con especial relevancia dentro de la amplificación de potencia de audio conmutada de alta definición

Trasfondo de la invención

10 Loa amplificadores de audio conmutados de Clase D han tenido un uso creciente en la industria en años recientes, debido a las mejoras en los dispositivos de conmutación de etapas de salida, y asimismo en los procedimientos de control de modulación y retroalimentación. El clásico sistema amplificador de potencia conmutada consiste en el modulador de pulso, que convierte una fuente analógica o digital en una señal modulada por pulsos, amplificada a continuación por una etapa de conmutación de potencia. Un filtro pasivo de demodulación reproduce la señal de potencia modulada.

La mayoría de los amplificadores conmutados de clase D se basan en variantes de la Modulación de Ancho de Pulso. Los retos en el diseño de amplificadores moduladores se refieren a:

15 La PWM (Modulación de Ancho de Pulso) es, de hecho, una multiplicación / mezcla entre la entrada y la variable de la fuente de alimentación. Esto es equivalente a un rechazo igual a cero de la fuente de alimentación.

La etapa de conmutación de potencia causa distorsión proveniente de numerosas contribuciones, ya que los MosFET (Transistores de efecto de campo semiconductores de óxido metálico) de energía tienen efectos parasitarios y necesitan ser gobernados por retardos diferenciados de apagado / encendido.

20 El filtro de salida es no lineal y contribuye con una adición significativa de impedancia de salida dependiente de la frecuencia, que confronta el deseo de control ideal de voltaje de la carga del altavoz.

EMI. La etapa de energía, el filtro pasivo y los cables de conexión (aunque filtrados) son fuentes de Interferencia ElectroMagnética. La demodulación perfecta no es posible, lo que deja residuos en los cables conectados.

25 La Estabilidad Robusta de Archivo y las prestaciones excelentes de audio son complicadas, teniendo en cuenta las condiciones del mundo real y el espacio de parámetros del banco de pruebas para las perturbaciones de carga, los estímulos de entrada y la gama de la fuente de alimentación.

30 En general, los sistemas efectivos de control de retroalimentación han demostrado ser vitales para lograr prestaciones y robustez a la par con los amplificadores de clase heredada AB. Además, el control de retroalimentación puede utilizarse para elevar la eficiencia y reducir la complejidad, ya que la eficiencia y la complejidad están determinadas por la etapa de energía y el filtro de demodulación.

35 La modulación del pulso puede implementarse con la clásica modulación de PWM o PDM (Modulación de Duración del Pulso), basada en la portadora, o bien utilizando procedimientos de auto-oscilación. Los inconvenientes globales de los amplificadores de potencia conmutada por PWM basada en portadora han sido cubiertos exhaustivamente en la tesis doctoral "Técnicas amplificadoras de la potencia de audio con conversión de potencia energéticamente eficiente" del inventor. A fin de superar los clásicos inconvenientes del amplificador de potencia conmutada por PWM, se introdujo un modulador oscilador controlado (COM), de hecho un modulador de oscilación de retroalimentación, en la solicitud internacional de patente WO 98 / 19391. En combinación con un procedimiento mejorado de retroalimentación en cascada, se resolvieron una gama de inconvenientes de Clase D, esbozados anteriormente.

40 Se han revelado otros procedimientos de moduladores oscilantes en la técnica anterior, como el documento WO2004 / 47286 del solicitante, el documento WO 03 /090343 y el documento US6488941. Estos procedimientos se caracterizan porque la auto-oscilación está determinada por la retroalimentación después del filtro de salida, es decir, por tener el filtro de salida como una parte integral y determinante en condiciones de auto-oscilación. Tales arquitecturas se denominarán en lo que sigue moduladores de oscilación de bucle global. Los sistemas amplificadores conmutados basados en moduladores de oscilación de bucle global, revelados en la técnica anterior, tienen una ventaja específica en términos de ancho de banda de ganancia de bucle maximizado que circunda el filtro de salida, de modo tal que se minimicen la distorsión del filtro y la impedancia de salida.

45 Un problema serio, sin embargo, al circundar el filtro dentro del bucle que determina las condiciones de oscilación, es que las condiciones de oscilación pasan a ser dependientes del filtro Q. Esto introduce generalmente una estabilidad condicionada a la carga en el sistema, a menos que el filtro se amortigüe pasivamente o que el sistema sea compensado por otros medios. En situaciones de carga específica, de carga abierta o de cargas capacitivas, correspondientes a un desfase completo de 180 grados en la frecuencia natural del filtro, en caso de que el filtro sea de

segundo orden, se introducirá generalmente un estado de segunda oscilación en la vecindad de la frecuencia natural del filtro. La oscilación en la frecuencia natural del filtro, en una situación de carga alta de filtro Q, es absolutamente inaceptable, y llevará generalmente a un daño del sistema. En consecuencia, la amortiguación pasiva del filtro con redes Zobel de RC (Resistores-Condensadores) para reducir el filtro Q en situaciones de carga abierta es una solución; sin embargo, los resistores de potencia añaden complejidad al sistema y degradan la eficiencia. La compensación de bucles excesivos, p. ej., por diferenciación de trayectos de retroalimentación, es una alternativa intentada en la técnica anterior; sin embargo, esto reduce la ganancia efectiva de la función de transferencia del bucle. En efecto, se necesita un sistema de compensación de orden 0 alrededor del filtro a fin de impedir la oscilación indeseada de segundo estado alrededor de la frecuencia natural del filtro.

- 5
- 10 Una segunda desventaja de los moduladores de oscilación de bucle global es que la diferenciación de retroalimentación necesaria a fin de mejorar la estabilidad perturba generalmente la implementación del sistema de control. Los diferenciadores de retroalimentación recogen el ruido y lo suministran al sistema de control, que consiste habitualmente en amplificadores operativos lineales. Una desventaja adicional en la diferenciación de retroalimentación es el efecto de introducir un polo, o varios polos, en la función de transferencia del sistema, limitando así el ancho de banda. El conducto de retroalimentación o la diferenciación imponen restricciones sobre el diseño de amplificadores. Así pues, es imposible diseñar para lograr tanto altas prestaciones como robustez ante las perturbaciones de carga como alta eficiencia sobre la banda completa de audio.

20 Una tercera desventaja de esta arquitectura de modulador de oscilación de bucle global de la técnica anterior es que los errores vinculados a la etapa de energía y a la fuente de alimentación, en general, no se corrigen localmente. Las significativas fuentes de errores introducidas por la etapa de energía de conmutación y la fuente de alimentación necesitan pasar el desfase y retardo de la fase de filtro de salida de segundo orden, o superior, antes de generar la señal de error para la compensación global. Así pues, la compensación mejorada del filtro compromete generalmente a la compensación de errores vinculada a la etapa de energía y a la fuente de alimentación.

Objetivos de la invención

- 25 Por consiguiente, un objeto de la invención es proporcionar un nuevo modulador oscilante, el Modulador Híbrido de Oscilación Controlada por Retroalimentación (HCOM), con relevancia específica en amplificadores de Clase D conmutables, que proporciona una compensación mejorada de errores de banda ancha, tanto en la etapa de energía local como en la fuente de alimentación como en errores locales vinculados con filtros, con una arquitectura topológica más sencilla que la técnica anterior.
- 30 En segundo lugar, un objetivo de la invención, en comparación con la propia invención WO 98 / 19391 del solicitante, es proporcionar un modulador mejorado y un sistema de control que proporcione estabilidad mejorada y control estable incondicional del filtro de salida por medios activos, sin necesidad de excesiva diferenciación de retroalimentación o amortiguación pasiva de filtros de RC. Un objetivo de la invención es eliminar la función de transferencia de filtro y, por ello, la dependencia del filtro y de la carga, de la función de transferencia del sistema.
- 35 En tercer lugar, un objetivo de la invención es permitir la demodulación mejorada sin los compromisos de eficiencia, estabilidad y prestaciones de la técnica anterior, mejorando así sobre toda la EMI.

Resumen de la invención

40 Estos, y otros, objetos de la invención son logrados por un sistema amplificador auto-oscilador, que comprende un modulador de pulso para modular una señal de entrada a fin de formar una señal modulada por pulso, una etapa de amplificación de potencia conmutable para la amplificación de la señal modulada por pulso, y un filtro pasivo para demodular la señal de salida conmutable. El sistema comprende adicionalmente un primer trayecto de retroalimentación aplicado desde la salida de la etapa de conmutación, un segundo trayecto de retroalimentación aplicado desde la salida del filtro, medios para formar una señal de error restando señales de dichos dos trayectos de retroalimentación desde la señal de entrada, y un trayecto directo que conecta dichos medios formadores de señales con dicho modulador de pulso, formando por ello un bucle cerrado. Teniendo los trayectos de retroalimentación primero y segundo y dicho trayecto directo tales funciones de transferencia a fin de asegurar condiciones de auto-oscilación de dicho bucle cerrado.

El sistema se denomina una arquitectura de Modulador Híbrido de Oscilación Controlado por Retroalimentación (HCOM).

- 50 En una realización preferida de la invención, el primer trayecto de retroalimentación tiene una característica de filtro de paso bajo, y el segundo trayecto de retroalimentación desde la salida del amplificador, una característica de conductor de fase, estando ambos trayectos de retroalimentación ponderados de modo tal que el trayecto de retroalimentación local tenga una atenuación significativamente superior a la del trayecto de retroalimentación global. En esta realización preferida, el filtro de compensación de desfase del trayecto directo se implementa para maximizar la ganancia efectiva

5 de la función de transferencia de bucle dentro de la banda de frecuencia de destino, y para proporcionar características de señal de modulación bien acondicionadas. Esta sencilla topología, nueva en la técnica, es realizable con sólo un único amplificador operativo en combinación con etapas de salida de extremo único. Esta primera realización de la invención ofrece una gama de ventajas nuevas a la técnica, en términos de simplificación, estabilidad robusta y prestaciones globales aumentadas.

El trayecto directo puede tener una función de transferencia unitaria, o una ganancia constante, de modo tal que la implementación sea posible sin amplificadores operativos. Sin embargo, el trayecto directo también puede comprender un bloque de compensación con una función de transferencia más compleja, si esto es ventajoso.

10 Las realizaciones adicionales conciernen a mejoras adicionales de prestaciones, con la adición de un tercer bucle de retroalimentación desde la salida del amplificador, y suministrando esto a una segunda etapa preamplificadora, a fin de implementar un sistema de control de orden superior y una flexibilidad total en el diseño del amplificador, aumentando adicionalmente las prestaciones.

15 Una realización adicional de la invención concierne a la implementación del filtro de salida del HCOM que utiliza resonancia de filtrado y optimización natural de frecuencia tanto para el rendimiento, y la mejora de la eficiencia, como, en particular, la mejora de la demodulación global y, por ello, las prestaciones de EMI.

Una invención adicional es específica en cuanto a que se aplica el control adaptable de retroalimentación a sistemas generales de amplificadores conmutables de auto-oscilación, por lo cual las prestaciones pueden optimizarse en base a la modalidad de funcionamiento y a la situación de carga.

Breve descripción de los dibujos

20 La invención se describirá adicionalmente con referencia a los dibujos, en los cuales:

La Fig. 1 ilustra un amplificador de auto-oscilación de la técnica anterior, de tipo COM, basado en la retroalimentación de voltaje desde la etapa de energía conmutable.

La Fig. 2 ilustra un amplificador de auto-oscilación de la técnica anterior, basado en la oscilación de bucle global, teniendo el oscilador el filtro como una parte integral.

25 La Fig. 3 ilustra un diagrama en bloques de una arquitectura genérica de HCOM según la primera realización de la invención.

La Fig. 4 ilustra un diagrama en bloques detallado de una realización preferida de la invención.

La Fig. 5 ilustra las funciones de transferencia de bucle $L1(s)$, $L2(s)$, $L(s)$ para una realización ejemplar de HCOM con $\beta = 0,1$, en el caso de carga abierta.

30 La Fig. 6 ilustra las funciones de transferencia de bucle $L1(s)$, $L2(s)$, $L(s)$ para una realización ejemplar de HCOM con $\beta = 0,1$, en el caso de carga nominal.

La Fig. 7 ilustra la fase resultante de $L2(s)$ para una realización ejemplar con $\beta = 0,1$, con cargas de 4 ohmios, de 8 ohmios y con carga abierta.

35 La Fig. 8 ilustra la función $H(s)$ de transferencia del sistema resultante para una realización ejemplar con $\beta = 0,1$, con cargas de 4 ohmios, de 8 ohmios y con carga abierta.

La Fig. 9 ilustra un diagrama en bloques de la tercera realización ventajosa de la invención.

La Fig. 10 ilustra funciones $L1(s)$, $L2(s)$, $L(s)$ de transferencia de bucle para un ejemplo ilustrado de la tercera realización de la invención con carga abierta.

40 La Fig. 11 ilustra la función $H(s)$ de transferencia del sistema resultante para una realización ejemplar de la tercera realización de la invención.

La Fig. 12 ilustra la fase resultante de $L2(s)$ para una realización ejemplar de la tercera realización de la invención con cargas de 4 ohmios, de 8 ohmios y con carga abierta.

La Fig. 13 ilustra un diagrama en bloques de una cuarta realización de la invención con un tercer bucle de retroalimentación desde la salida del filtro.

45 La Fig. 14 ilustra un diagrama en bloques de una cuarta realización en una versión simplificada.

La Fig. 15 ilustra un diagrama en bloques de una cuarta realización en una versión simplificada adicional.

La Fig. 16 ilustra una invención concerniente al control adaptable de carga en sistemas generales de amplificador conmutable.

Descripción detallada

5 Un amplificador 1 conmutable auto-oscilante de la técnica anterior, basado en la Modulación de Oscilación Controlada (COM) se ilustra en la Fig. 1, realizado por una etapa 2 de salida conmutable, un trayecto 3 de retroalimentación de voltaje con función A(s) de transferencia, un trayecto directo 4 con función B(s) de transferencia, un comparador 5 no de histéresis para permitir la modulación de pulso, y que proporciona una señal modulada por pulso a la etapa 2 de conmutación. La salida de la etapa de conmutación está conectada con un filtro pasivo 6 de salida para la demodulación. La función L(s) de transferencia de bucle y la función de transferencia de bucle cerrado son:

$$L(s) = B(s)Kp(s)A(s)$$

$$H(s) = \frac{B(s)Kp(s)}{1 + A(s)B(s)K(s)} F(s)$$

10 Donde Kp(s) es la ganancia promediada del modulador de pulso y de la etapa de potencia conmutable, dependiente de la frecuencia debido al inevitable retardo de propagación del modulador de pulso. En este procedimiento de la técnica anterior, la oscilación se controla controlando la frecuencia f_o de cruce de fase

$$\angle L(j\omega_o) = \angle (A(j\omega_o)B(j\omega_o)K(j\omega_o)) = 180$$

15 La reducción global de los errores del trayecto directo puede ser descrita por la función S(s) de Sensibilidad correspondiente a la función de transferencia de errores de todos los errores y perturbaciones introducidas en el trayecto directo:

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)}$$

Lo siguiente se define para facilitar el análisis y la comparación de características del bucle de control:

$$N_L = \frac{d(\ln(L))}{d(\ln(\omega))} \quad \text{Pendiente de la función de transferencia de bucle}$$

$$S_M = \max_{\omega} |S|, \forall \omega \quad \text{dentro de la banda de frecuencia de destino.}$$

20 Las ventajas del procedimiento del COM de este tipo son bien conocidas y están bien descritas en los documentos WO98 / 19391 y WO02 / 25357 del inventor. Una realización ejemplar con un compensador B(s) de bucle de primer orden se ilustra en la Fig. 1b, en términos de bucle abierto y funciones de transferencia del sistema. En este caso ejemplar ilustrativo $f_o = 500$ kHz y $f_n = 35$ kHz, y los restantes componentes del bucle están optimizados para maximizar el ancho de banda de la ganancia del bucle. El ancho de banda de la ganancia del bucle es excelente; sin embargo, uno de los problemas no resueltos es que el filtro no está compensado en el modulador básico y, por tanto, la función global de transferencia del sistema es sumamente dependiente de la carga y alta en impedancia de salida. Además, las contribuciones de distorsión del filtro no están compensadas. Esto puede abordarse con la arquitectura mejorada de retroalimentación en cascada MECC, en combinación con el modulador COM, según lo descrito en el documento
 25
 30 WO98 / 19391, al precio, sin embargo, de un circuito de control adicional.

Es deseable suprimir, o incluso eliminar totalmente, la dependencia del filtro Q. Un procedimiento de la técnica anterior, descrito al abordar esto, se ilustra en la Fig. 2a, donde el trayecto 2 de retroalimentación con la función A(s) de

transferencia se basa, en cambio, en una salida del filtro 6 de demodulación a fin de incluir este elemento en el bucle auto-oscilante.

$$L(s) = B(s)K(s)A(s)F(s) \quad H(s) = \frac{B(s)K(s)F(s)}{1 + A(s)B(s)K(s)F(s)}$$

5 Controlando la frecuencia de cruce de fase f_0 a través de los nuevos 4 elementos en la función de transferencia de bucle, se realiza la oscilación. Una función $L(s)$ ilustrativa de transferencia de bucle, basada en un compensador $B(s)$ de bucle de primer orden, también se ilustra en la Fig. 2b (amplitud) y en la Fig. 2c (fase) con respecto a la impedancia de carga.

10 La limitación principal de este enfoque de la técnica anterior es que el filtro tiene una gran influencia sobre las características de estabilidad y oscilación y, en este específico caso ejemplar, el sistema es sólo estable a condición de que la carga no sea capacitiva o abierta. Cualquier sistema amplificador debería ser robusto al menos para la situación de carga abierta, ya que las prestaciones de carga abierta se evaluarán tanto en el laboratorio de pruebas como también en el mundo real, p. ej., con etapas de carga, cambios de altavoces, etc.

15 De las Figs. 2b y 2c se observa que el ancho de banda de ganancia de bucle es inferior al de la arquitectura de COM y, por tanto, los errores relacionados con la etapa de potencia se suprimen menos efectivamente para este procedimiento de la técnica anterior. Además, la combinación de menor ancho de banda de ganancia de bucle corrector de errores dentro de la banda de frecuencia de destino, y el hecho de que todas las fuentes de error relacionadas con la etapa de energía tienen que pasar el filtro con latencia asociada, antes de que se genere la señal de error, también reduce la capacidad de supresión de errores de este tipo de modulador de oscilación global.

20 Es deseable tener mínima amortiguación pasiva en el filtro LC de salida, a fin de maximizar la eficiencia y reducir el coste del sistema. Con amortiguación mínima, el desfase del filtro se acercará a 180 grados en la frecuencia natural f_n del filtro. Con tales filtros subamortiguados, es claro que la pendiente N_L de la función de transferencia de bucle global necesita ser 0 o incluso positiva, a fin de evitar la estabilidad condicionada alrededor de la frecuencia f_n natural del filtro 8. Esto impone limitaciones severas sobre el S_M mínimo alcanzable para este procedimiento de la técnica anterior, o el tipo de oscilación de bucle global.

25 Una segunda desventaja de este sistema de la técnica anterior es la influencia de la diferenciación del trayecto de retroalimentación sobre la función de transferencia de bucle cerrado, según lo ilustrado en la Figura 2d. Aunque la dependencia del filtro Q de la función de transferencia del sistema esté virtualmente eliminada, la necesaria diferenciación de retroalimentación, o conducción de banda ancha, introduce un polo en la función de transferencia de bucle cerrado.

30 Una desventaja adicional es la diferenciación de retroalimentación que causa la captura de ruido y la distorsión potencial en el trayecto de retroalimentación sensible; esto se suministra al punto de suma. El ruido de retroalimentación no se suprime, y los bloques de procesamiento del trayecto directo, que consisten en amplificadores operativos y comparadores, son sensibles a tal ruido de alta frecuencia, que causa efectos de alias e introduce efectos distorsionadores indeseables del modulador. Es deseable mantener limpias las señales de retroalimentación.

35 Una tercera desventaja son las limitaciones en la amplitud de frecuencia de oscilación, es decir, es difícil realizar una frecuencia f_o de oscilación de más de un orden de magnitud más allá de la frecuencia f_n natural del filtro, debido al desfase combinado de la etapa de potencia y del filtro. Es deseable ir más allá de tal limitación y tener total flexibilidad en la optimización de parámetros del amplificador.

40 En general, es deseable superar las limitaciones y restricciones anteriores de la técnica antigua, que es el objetivo primario de la presente invención.

En lo siguiente, se describirá y ejemplificará la invención con ciertas realizaciones preferidas.

Primera Realización de la Invención

La Fig. 3 ilustra la primera realización preferida de la invención, el Modulador Híbrido de Oscilación Controlada HCOM.

45 El modulador de pulso central y la etapa de potencia conmutable han sido simplificados en un bloque 11 de ganancia del sistema, con función $K_p(s)$ de transferencia, que consiste en la ganancia promediada equivalente K_p del modulador y la etapa de potencia, y el retardo de propagación total (tpd) del comparador, controlador y etapa de potencia:

$$Kp(s) = Kp \cdot e^{-tpd \cdot s}$$

5 Obsérvese que el comparador puede ser de tipo no de histéresis, o de histéresis, en términos, p. ej., de un gatillo Schmitt. Los objetivos de la invención se refieren a la arquitectura de retroalimentación de estado introducida en lo que sigue, y esto puede aplicarse a una gama de procedimientos de modulador de pulso, mientras que la implementación resultante pueda expresarse con una ganancia promediada equivalente y un retardo como los definidos anteriormente.

10 El modulador de pulso, la etapa de potencia y un filtro 12, con la función F(s) de transferencia, están incluidos en la arquitectura de retroalimentación de estado, que consiste en un primer trayecto 13 de alimentación local desde el voltaje vp de la etapa de potencia de conmutación, en el futuro denominado el trayecto 13 de retroalimentación local, con función A1(s) de transferencia, y un segundo trayecto 14 de retroalimentación desde la salida filtrada vo, denominado en adelante el trayecto 14 de retroalimentación global, con función A2(s) de transferencia. Ambas señales de retroalimentación son procesadas por los bloques A1(s) y A2(s) de retroalimentación:

$$A_1(s) = \beta K_A A_{1n}(s)$$

$$A_2(s) = K_A A_{2n}(s)$$

15 Cada trayecto 13, 14 de retroalimentación consiste en funciones A1n(s) y A2n(s) de transferencia de retroalimentación normalizada, con ganancia unitaria de corriente DC, y ganancias KA1 y KA2 de corriente DC de retroalimentación de estado, con una ponderación determinada por un factor β de ponderación:

$$\frac{|A_1(0)|}{|A_2(0)|} = \beta$$

20 Las dos señales de retroalimentación se superponen a continuación en un sumador 15 para formar una señal vt de retroalimentación de estado común. En esta primera realización preferida, esta señal de retroalimentación se resta de la entrada en un restador 16 que genera una señal ve de error, que se suministra a través de un trayecto directo 17, que comprende optativamente un bloque compensador 18 con función B(s) de transferencia. La resultante transferencia L(s) de bucle se obtiene de la Fig. 3:

$$L(s) = B(s)Kp(s)[A_1(s) + F(s)A_2(s)]$$

25 El sistema de bucle cerrado es forzado a la oscilación, combinando el retardo del modulador de pulso y la etapa de potencia, con uno o varios polos en el bucle del HCOM para implementar un desfase de la función de transferencia de bucle de 180 grados a la frecuencia de conmutación deseada.

La función de transferencia de sistema del HCOM se genera a partir de la Fig. 3:

$$H(s) = \frac{K_p(s)B(s)F(s)}{1 + K_p(s)B(s)K_A[\beta A_{1n}(s) + A_{2n}(s)F(s)]}$$

30 Las ventajas fundamentales de esta primera realización de la invención es que el control de oscilación puede, en efecto, estar principalmente controlado por el primer trayecto de retroalimentación, insensible al filtro Q. Así pues, la estabilidad mejora sobre los moduladores de oscilación de bucle global de la técnica anterior. La insensibilidad al filtro Q y a la carga relaja la necesidad de atenuación pasiva de RC del filtro de salida, lo que mejora la eficiencia y el ancho de banda de la potencia, y reduce el coste de aplicación.

Una ventaja adicional es que la diferenciación de retroalimentación no necesariamente se requiere, ya que la compensación de bucle global puede ser realizada por el primer trayecto de retroalimentación. Una tercera ventaja es

que los errores inducidos por la etapa de potencia y de la fuente alimentación se corrigen local e instantáneamente y, por tanto, el sistema del primer trayecto de retroalimentación es en sí mismo un amplificador de altas prestaciones. El segundo trayecto de retroalimentación mejorará adicionalmente las prestaciones y proporcionará la insensibilidad deseada al filtro Q y al control flexible del ancho de banda.

- 5 Una ventaja adicional es la gran flexibilidad en la optimización del sistema, sin restricciones entre la frecuencia natural del filtro y la frecuencia de conmutación.

Pueden diseñarse numerosos enfoques alternativos a la síntesis del bucle, por parte del ingeniero experto en la técnica. En lo que sigue se explicarán ciertas realizaciones de la invención con ventajas específicas.

Segunda realización preferida de la invención

- 10 Un ejemplo específico de la realización del HCOM se ilustra en la Fig. 4. El primer trayecto 23 de retroalimentación aquí tiene una característica de paso bajo para proporcionar la demodulación y, con el factor β de ponderación de retroalimentación de estado, determina la ponderación relativa de las contribuciones primera y segunda de retroalimentación de estado:

$$A_1(s) = \beta K_A \frac{1}{\tau_{pA1}s + 1}$$

- 15 El segundo trayecto 24 de retroalimentación desde la salida del filtro tiene aquí una característica principal de alimentación:

$$A_2(s) = K_A \frac{\tau_{zA2}s + 1}{\tau_{pA2}s + 1}$$

El bloque $A_2(s)$ de retroalimentación está configurado como un compensador principal, en una frecuencia central f_α especificada con un total de Θ grados, donde el factor α es:

20

$$\alpha = \frac{1 + \text{sen } \Theta}{1 - \text{sen } \Theta}$$

Las frecuencias del polo y del cero están conectadas con la frecuencia central f_α y el factor α de la siguiente manera:

$$f_{zA2} = \frac{1}{2\pi\tau_{zA2}} = f_\alpha \sqrt{\frac{1}{\alpha}}$$

$$f_{pA2} = \frac{1}{2\pi\tau_{pA2}} = f_\alpha \sqrt{\alpha}$$

- 25 El trayecto directo 27, en esta realización se realiza como un compensador 28 de desfase, con un segundo polo para características de control mejorado de la frecuencia de oscilación:

$$B(s) = K_B \frac{\tau_{zB}s + 1}{\tau_{pB}s + 1} \frac{1}{\tau_{pB2}s + 1}$$

El bloque de compensación $B(s)$ se implementa preferiblemente como una única configuración de amplificador

operativo, y el segundo polo puede implementarse con esta configuración de amplificador operativo. Alternativamente, B(s) puede configurarse sólo con un único polo y cero. Diversas configuraciones de B(s) permitirán la oscilación controlada por combinación de polos y retardo o histéresis del trayecto directo.

- 5 En esta realización preferida, se supone que el filtro de salida es un filtro LC estándar de segundo orden, aunque la invención puede combinarse con arquitecturas de filtros de orden superior, como se describe más adelante. Es necesario aplicar una leve amortiguación a fin de controlar el comportamiento transitorio en situaciones de carga abierta, es decir, la resonancia del filtro debería seguir las directrices establecidas, con atención especial sobre los regímenes operativos donde el bucle de control está saturado y no puede controlar el filtro de salida en virtud del sistema de control. La cuestión principal en esta situación es impedir la resonancia sobre el voltaje en los condensadores de salida. La función de transferencia global del filtro de salida y la carga con la red de Zoebel es:
- 10

$$F(s) = \frac{\frac{1}{sC_f + \frac{sC_z}{1 + sR_zC_z} + \frac{1}{R}}}{sL_f + \frac{1}{sC_f + \frac{sC_z}{1 + sR_zC_z} + \frac{1}{R}}}$$

La frecuencia natural del filtro y Q (sin red de Zoebel) es:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad Q_n = RC\omega_n = \frac{R}{L\omega_n}$$

y

- 15 Suponiendo que todos los polos y las frecuencias cero están fuera de la banda de frecuencia de destino, a fin de tener una ganancia constante de sistema en banda, podemos aproximar la función de transferencia del sistema HCOM:

$$H(s) \approx \frac{1}{K_A(1 + \beta)},$$

dentro de la banda de frecuencia de destino

En el caso donde la ponderación del trayecto de retroalimentación es igual, $\beta = 1$, tenemos:

$$H(s) \approx \frac{1}{2K_A},$$

dentro de la banda de frecuencia de destino

- 20 La función efectiva de transferencia de bucle para el segundo bucle de retroalimentación dentro de la banda de frecuencia de destino puede aproximarse con:

$$L_2(s) = H_1(s)F(s)A_2(s) = \frac{B(s)Kp(s)}{1 + B(s)Kp(s)A_1(s)} F(s)A_2(s) \approx \frac{A_2(s)}{A_1(s)} F(s)$$

Es claro que $\beta = 1$ causa que la ganancia unitaria efectiva en banda sea la unidad, es decir,

$$|S_2(s)| = \left| \frac{1}{\frac{A_2(s)}{A_1(s)} F(s) + 1} \right| \approx \frac{1}{2},$$

dentro de la banda de frecuencia de destino.

Es deseable tener una ganancia de bucle más efectiva dentro de la banda de frecuencia de destino, y esto puede ser efectivamente controlado por el factor de ponderación. En el caso preferido, donde $\beta \ll 1$, valen las siguientes relaciones aproximadas:

$$H(s) \approx \frac{1}{A_2(s)} \approx \frac{1}{K_A},$$

dentro de la banda de frecuencia de destino

$$|S_2(s)| \approx \beta$$

5 Así pues, la ganancia de transferencia del sistema está exclusivamente controlada por el segundo trayecto de retroalimentación, según la clásica teoría de retroalimentación, y la contribución de ganancia de bucle del segundo trayecto de alimentación, correctora de errores y estabilizadora de la respuesta de frecuencia, es igual a la unidad y está controlada por el factor β de ponderación de la retroalimentación de la etapa.

10 Es claro, además, que la función $F(s)$ de transferencia del filtro 22 está presente tanto en el numerador como en el denominador de la función de transferencia del sistema, por lo que el comportamiento del filtro de salida, con cargas variables, estará muy bien controlado. Una alta característica resonante del filtro Q mejorará la supresión efectiva de la sensibilidad del filtro Q, según aumenta el filtro Q.

$$|S_2(j\omega_f)| = \left| \frac{1}{\frac{1}{\beta} F(j\omega_f) + 1} \right| \approx \left| \frac{\beta}{F(j\omega_f)} \right|$$

15 En esta realización preferida, donde $\beta \ll 1$, la función de transferencia del filtro está efectivamente cancelada de la función de transferencia del sistema.

Una implementación del filtro particularmente ventajosa relacionada con la invención es que el filtro 22 se realiza en estrecha vecindad con la banda de frecuencia de destino, y que exhibe una naturaleza resonante, siendo:

$$f_b < \omega_f < 2f_b, Q_{f, nom} \geq 1$$

20 Esta específica realización de filtro se contrapone al diseño convencional de filtro, demostrando una compensación mejorada a partir del segundo trayecto de retroalimentación, ya que el filtro, en efecto, se utiliza como una función resonante de modelación de bucle de segundo orden en la segunda función $L_2(s)$ de transferencia de bucle. Ventajas adicionales de esta específica realización del filtro son la demodulación aumentada y la mejora de las características globales de la EMI. Finalmente, esta específica característica de filtro, integrada en la arquitectura del HCOM, 25 proporcionará una potencia maximizada de alta frecuencia, permitiendo de hecho que el índice de modulación supere el 100% en el límite f_b de la banda de frecuencia de destino.

Las realizaciones anteriormente descritas de la invención pueden realizarse con topologías tanto de extremo único como de etapa de salida de BTL (Carga Ligada a Puente). Una implementación especialmente ventajosa es con una etapa de salida de extremo único, donde el trayecto de retroalimentación de estado del HCOM puede implementarse 30 con sencillos medios de Resistores y Condensadores pasivos, sin ningún componente activo.

Como un ejemplo práctico, se da la implementación de la segunda realización preferida de la invención por los valores de parámetros en la tabla más abajo. Todas las frecuencias están normalizadas con respecto al ancho de banda f_b de la frecuencia de destino; en este ejemplo, $f_b = 20$ kHz.

35

Tabla 1

Parámetro	Valor	Observación
fb	20 kHz	Frecuencia máxima en la banda de destino
k	26 dB	Ganancia del Sistema de Destino
β	0,1	Factor de ponderación de retroalimentación de estado del HCOM que controla la ganancia del segundo bucle de retroalimentación dentro de la banda de frecuencia de destino y que controla adicionalmente el segundo ancho de banda de bucle.
Qn	1,1	Diseño de filtro resonante para mejorar S2(s)
fn	30 kHz	Frecuencia natural de filtro fijada muy baja, a fin de satisfacer requisitos de Alta Frecuencia.
Cz	100 nF	Condensador Zoebel. Pérdida mínima, Q de carga alta abierta
Rz	10 ohmios	Resistor Zoebel. Pérdida mínima, Q de carga alta abierta
fo	600 kHz	Rechazo de más de 50 dB del fundamental.
tpd	200 ns	Retardo total de propagación del sistema
α	3	Factor de conducción. Pequeño para impedir captura de ruido de retroalimentación / efecto de diferenciación.
f α	4fb	Frecuencia central nominal del factor conductor
fpA1	5fb	Ancho de banda del bucle global de control + suministro de polo de oscilación dominante
fpB2	No disponible	No necesario, fase de oscilación proporcionada por retardo de propagación del sistema.
fpB	1/10 fb	Maximiza S(s) en la banda de frecuencia de destino.
fzB	3 fb	Diseño de ancho de banda de ganancia alta de bucle.

Debería observarse que estos valores de parámetros son sólo ilustrativos, y que el ingeniero experto en la técnica básica del diseño de sistemas de control puede concebir combinaciones alternativas de parámetros, según las especificaciones de destino en una aplicación dada.

- 5 La Figura 5 y la Figura 6 ilustran las funciones L1(s), L2(s) de transferencia efectiva de bucle y las funciones L(s) de transferencia efectiva de bucle en condiciones de carga tanto abiertas como nominales. En este ejemplo específico, tenemos una ganancia de función de transferencia efectiva de bucle que se aproxima a los 50 dB a 20 kHz y, en particular, las contribuciones del filtro resonante son obvias en la gama de alta frecuencia. El ancho de banda del segundo bucle de retroalimentación es aproximadamente 1 / 3 del primer bucle de retroalimentación, lo que asegura el control de oscilación del primer bucle de retroalimentación (local).
- 10

Además, es interesante observar que L2(s) exhibe características de orden 0 por debajo de la frecuencia natural del filtro y, en general, permanece inherentemente estable con aceptables márgenes de fase. Esto se ve en la Figura 7, donde se ilustra la fase de L2(s) con respecto a la carga. A pesar del filtro sumamente subamortiguado en situaciones de carga abierta, o carga capacitiva, este caso ejemplar preferido de HCOM tiene un decente margen de estabilidad, muy mejorado con respecto al modulador oscilante de bucle global de la técnica anterior, analizado anteriormente (Figura 2) bajo circunstancias similares.

15

La Figura 8 ilustra la función H(s) de transferencia del sistema HCOM con respecto a la frecuencia para este conjunto específico de parámetros ejemplares. Es claro que la dependencia del filtro Q se elimina completamente de la función de transferencia del sistema. Además, el ancho de banda del sistema está bien extendido sobre la frecuencia natural del filtro, y bien extendido sobre lo que podemos lograr con moduladores de oscilación de bucle global (figura 2); en este caso, se realiza un ancho de banda entre 100 kHz y 3 dB en todas las cargas, a pesar del filtro subamortiguado en fn = 30 kHz. La razón es que no se necesita ningún conductor ni diferenciación agresiva de retroalimentación de bucle global y, por tanto, el HCOM supera, en general, este obstáculo de la técnica anterior.

20

Debería subrayarse que el enfoque de diseño dado es principalmente ilustrativo, y que hay numerosas variaciones posibles de las realizaciones primera y segunda de la invención, descritas y ejemplificadas anteriormente, en términos de optimización de los conjuntos de parámetros (β , α , f α , fpA1, fzB, fpB).

25

Una variante especialmente sencilla es posible, p. ej., eliminando el segundo factor principal de retroalimentación, $A_2(s) = KA$. Una simplificación alternativa concierne a la eliminación del primer polo de retroalimentación de $A_1(s)$, $A_1(s) = \beta KA$. Ambas alternativas son ejemplos ilustrativos de esta segunda realización preferida de la invención.

Una tercera realización preferida de la invención

5 Una realización preferida adicional de la invención es específica en cuanto a que ofrece una simplificación adicional, con un trayecto directo 17 con función de transferencia unitaria. La posible realización se ilustra en la Figura 9. A fin de permitir la oscilación estable determinada por el primer trayecto de retroalimentación, $A_1(s)$ es aquí, preferiblemente, de segundo orden:

$$A_1(s) = \beta K_A \frac{1}{\tau_{pA1}s + 1} \frac{1}{\tau_{pA11}s + 1}$$

10 Un conjunto ejemplar de parámetros para esta realización especialmente sencilla de la invención se da a continuación;

Tabla 2

Parámetro	Valor	Observación
fb	20 kHz	Frecuencia máxima en la banda de destino
k	26 dB	Ganancia de sistema de destino
β	0,1	Factor de ponderación de retroalimentación de estado de HCOM que controla la segunda ganancia de bucle de retroalimentación dentro de la banda de frecuencia de destino y además controla el segundo ancho de banda de bucle.
Qn	1,1	Diseño de filtro resonante para mejorar S2(s)
fn	30 kHz	Frecuencia natural de filtro fijada muy baja, a fin de satisfacer requisitos de Alta Frecuencia.
Cz	100 nF	Condensador Zoebel. Pérdida mínima, Q de carga alta abierta
Rz	10 ohmios	Resistor Zoebel. Pérdida mínima, Q de carga alta abierta
fo	600 kHz	Rechazo de más de 50 dB del fundamental.
tpd	200 ns	Retardo total de propagación del sistema
a	2	Factor de conducción. Pequeño para impedir captura de ruido de retroalimentación / efecto de diferenciación.
f α	3fb	Frecuencia central del factor conductor nominal
fpA1	5fb	Ancho de banda de bucle global de control + suministro de polo de oscilación dominante
fpA11	fo	Segundo polo de control de oscilación.

15 La Figura 10 ilustra las funciones $L_1(s)$, $L_2(s)$ de transferencia de bucle resultantes y la función $L(s)$ de transferencia de bucle efectiva para el sistema de HCOM resultante de esta tercera realización. Ambas funciones de transferencia de bucle resultantes son ahora de orden 0 dentro de la banda de frecuencia de destino y la corrección efectiva de errores se reducirá por ello. La estabilidad global y la respuesta de frecuencia son excelentes, según lo ilustrado por las Figs. 11 y 12.

20 En realizaciones de etapa de salida de extremo único, esta tercera realización preferida puede realizarse sin ningún amplificador operativo. El sistema de HCOM, por tanto, sólo requiere pasivos y un comparador para permitir la oscilación basada en la ausencia de histéresis o la histéresis alternativa. Al considerar la integración en silicio, esto es muy atractivo, y en muchas aplicaciones las características resultantes de $L(s)$ serán suficientes para compensar los errores introducidos por la etapa de potencia, la fuente de alimentación y el filtro de salida. La arquitectura simplista del HCOM, que representa la tercera realización de la invención, aún es, de hecho, invariante ante las perturbaciones de carga y la igualmente importante distorsión introducida por el filtro, según lo ilustrado en la Figura 11, que muestra la respuesta de frecuencia con respecto a la carga (4, 8, carga abierta).

25 Debería subrayarse que el enfoque de diseño dado es principalmente ilustrativo, y que hay numerosas variaciones

posibles de esta tercera realización de la invención, descrita y ejemplificada anteriormente, en términos de la optimización de los conjuntos de parámetros (β , α , $f\alpha$, $fpA1$, $fpA2$).

Una cuarta realización preferida de la invención

5 Una cuarta realización de la invención incluye la adición de un bucle, o una cascada de bucles 31 de retroalimentación, implementados a partir de la salida del filtro. Esto es relevante cuando se desean las máximas prestaciones, es decir, con control adicionalmente mejorado del filtro de salida.

10 Esta realización del HCOM se ilustra en la Fig. 13, donde hay un trayecto 31 de retroalimentación distinto, optativamente con un bloque 32 de retroalimentación con función $C(s)$ de transferencia, y un trayecto directo 33 que incluye un filtro 34 de bucle con función $D(s)$ de transferencia. La función $C(s)$ de transferencia de retroalimentación puede realizarse preferiblemente como una atenuación constante que determina la ganancia global del sistema, y la función $D(s)$ de transferencia del filtro del bucle puede implementarse preferiblemente como un compensador de desfase que controla las características generales del bucle global. Para simplificar, se ilustra una realización alternativa en la Fig. 14, donde se realiza el segundo trayecto de retroalimentación como una estructura en cascada.

15 Una variante simplificada adicional de esta cuarta realización de la invención se ilustra en la Figura 15, donde se implementa una cascada mejorada de bucles globales sobre la arquitectura simplista de HCOM, puramente pasiva, descrita anteriormente como la tercera realización de la invención.

Las combinaciones son obvias para el ingeniero experto en la técnica; los ejemplos descritos en el presente documento para la mejora de la arquitectura básica del HCOM son principalmente ilustrativos.

Una invención referida a los amplificadores conmutadores generales

20 Se revela una invención referida a amplificadores generales de auto-oscilación. Los amplificadores se diseñan generalmente para afrontar una amplia gama de estímulos de entrada y el plano complejo completo de las impedancias de carga. Además, los amplificadores deben cumplimentar las situaciones extremas del banco de pruebas. Podemos definir dos estados bastante distintos:

Estado	
Normal	Cargas de altavoz Estímulos musicales
Prueba	Respuesta cuadrada, de impulso Cargas complejas, abiertas, capacitivas. Estímulos de sobrecarga / recuperación

25 Es bastante retador diseñar un sistema de control con prestaciones óptimas en ambos estados. En general, es necesario asumir compromisos entre las prestaciones y la estabilidad, dando como resultado que el amplificador, efectivamente, no tendrá prestaciones óptimas en cualquiera de los dos estados, sino que brindará prestaciones de compromiso en ambos estados.

30 La Fig. 16 ilustra una invención nueva en la tecnología, en términos de un procedimiento de Control Adaptable de Carga (LAC), que permite el desplazamiento entre dos o más funciones de transferencia de bucle optimizadas para cada estado de funcionamiento. El procedimiento de control adaptable de carga es general, y puede aplicarse a cualquier amplificador conmutable; sin embargo, preferiblemente, al tipo de auto-oscilación.

35 Preferiblemente, el LAC tiene dos estados distintos y dos funciones relacionadas de transferencia de bucle, $LS1(S)$ y $LS2(2)$. La ventaja obvia es que el bucle adaptable de retroalimentación puede optimizarse ahora para los dos estados esbozados distintos del mundo real, mejorando tanto las prestaciones como la estabilidad robusta en ambos estados, a diferencia del diseño de compromiso de la técnica anterior.

40 La detección de estado puede realizarse con medios de detección de carga, medios de detección de corriente / voltaje de salida, medios de detección de señal de entrada, análogos o digitales, o sus alternativas. Un procedimiento preferido es detectar el estado midiendo el voltaje del compensador $D(s)$ del bucle del trayecto directo, según lo ilustrado en la Fig. 15. El amplificador de auto-oscilación puede ser, por ejemplo, HCOM en la realización mostrada en la Figura 13, donde puede realizarse ventajosamente el control adaptable de carga en el tercer bucle, que comprende el amplificador HCOM básico con un trayecto adicional de retroalimentación $C(s)$ y un trayecto directo $D(s)$ para permitir el control mejorado del filtro y de la función de transferencia del sistema.

5 Dado que $LS1(s)$ está optimizada sólo para el estado normal, el ancho de banda de ganancia de bucle puede extenderse significativamente, hasta entre 10 y 15 dB en el estado 1, en comparación con diseños convencionales de compromiso de funciones de transferencia de bucles. Al entrar al estado 2, el compensador de bloque $D(s)$ iniciará potencialmente la saturación, dado que $LS1(s)$ no es robustamente estable en el estado 2. En cuanto se detecta un voltaje fuera de la gama nominal, $D(s)$ se fija en el estado 2, generalmente una modalidad de compensador de ganancia y ancho de banda mucho menores. Después de un periodo de expiración, el compensador se reinicia en el estado 1, y en adelante el sistema resultante de control adaptable de carga siempre se adaptará al estado efectivo.

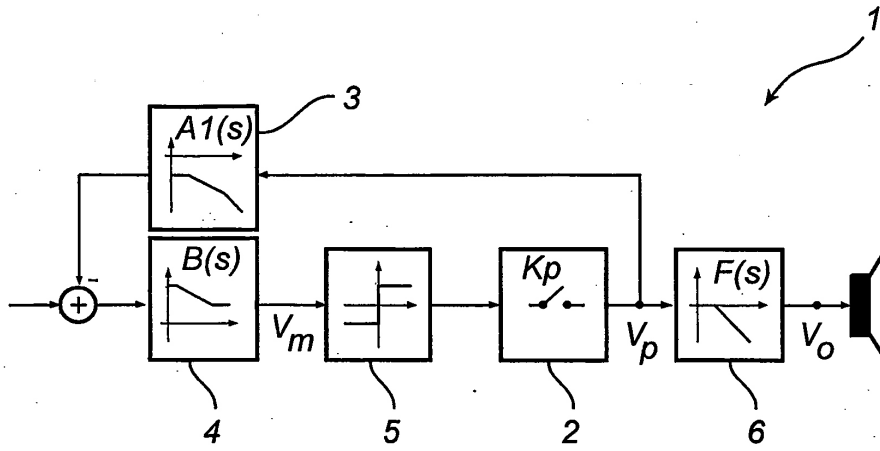
10

REIVINDICACIONES

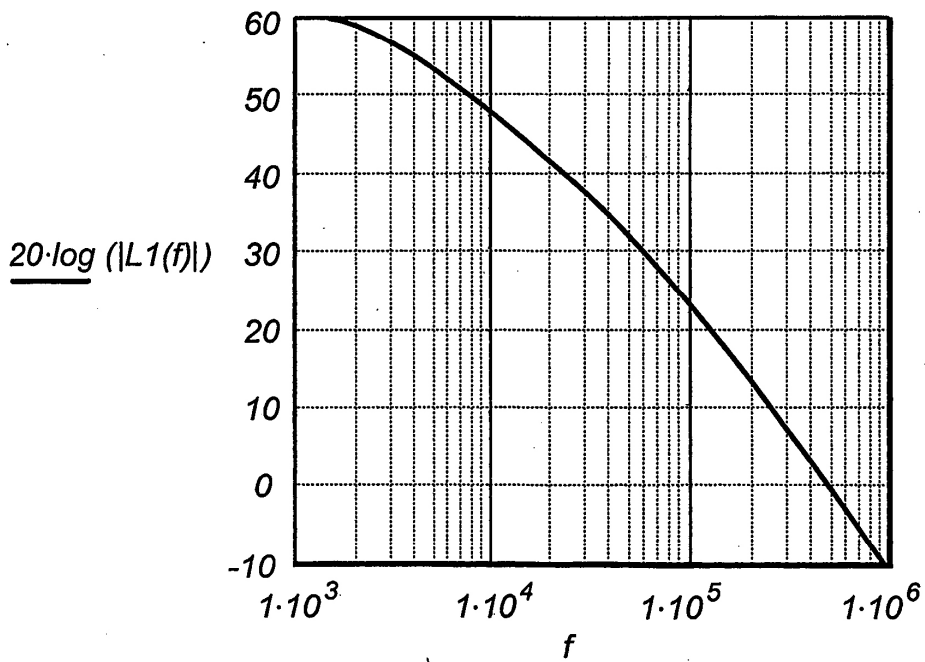
1. Un sistema amplificador auto-oscilante, que comprende un modulador (11; 21) de pulso para modular una señal (V_i) de entrada, a fin de formar una señal modulada por pulso, una etapa (11; 21) de amplificación de potencia conmutadora para la amplificación de la señal modulada por pulso,
 - 5 un filtro pasivo (12; 22) para demodular la señal de salida conmutable, **caracterizado por** un primer trayecto (13; 23) de retroalimentación aplicado a partir de la salida (V_p) de la etapa conmutadora, un segundo trayecto (14; 24) de retroalimentación aplicado a partir de la salida (V_o) del filtro, medios para formar una señal (V_e) de error, restando señales de dichos dos trayectos de retroalimentación a la señal (V_i) de entrada, y
 - 10 un trayecto directo (17; 27) que conecta dichos medios de formación de señales de error con dicho modulador de pulso, formando por ello un bucle cerrado, teniendo dichos trayectos de retroalimentación primero y segundo y dicho trayecto directo tales funciones ($A_1(s)$, $A_2(s)$, $B(s)$) de transferencia a fin de asegurar condiciones de auto-oscilación de dicho bucle cerrado.
- 15 2. Un sistema amplificador auto-oscilador según las reivindicaciones precedentes, en el cual la ganancia de retroalimentación de corriente CC del primer trayecto 13 de retroalimentación, KA_1 , y del segundo trayecto 14 de retroalimentación, KA_2 , está ponderada por un factor β de ponderación, $KA_1 = \beta KA_2$.
3. Un sistema amplificador auto-oscilador según la reivindicación 2, en el cual $\beta \ll 1$, a fin de mejorar la ganancia del bucle y el ancho de banda a partir del segundo trayecto de retroalimentación, reduciendo por ello la distorsión relacionada con el filtro, y la sensibilidad del filtro Q de la función de transferencia.
- 20 4. Un sistema amplificador auto-oscilador según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual el primer trayecto de retroalimentación tiene un paso bajo o características de integración.
5. Un sistema amplificador auto-oscilador según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual el primer trayecto de retroalimentación tiene una característica de paso bajo y el segundo trayecto de retroalimentación tiene una característica de conducción de fase.
- 25 6. Un sistema amplificador auto-oscilador según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual el bloque de compensación del trayecto directo tiene una característica de desfase, a fin de mejorar el ancho de banda de ganancia del bucle del sistema dentro de la banda de audio, y permitir una señal de modulación bien acondicionada.
7. Un sistema amplificador auto-oscilador según las reivindicaciones precedentes, en el cual el trayecto directo comprende un bloque de compensación con una función $B(s)$ de transferencia.
- 30 8. Un sistema amplificador auto-oscilador según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** la modulación de pulso se habilita utilizando un comparador no de histéresis, de modo tal que la frecuencia de oscilación se determina como la frecuencia, donde el desfase total de la primera retroalimentación, la segunda retroalimentación y el filtro $B(s)$ del trayecto directo, y el retardo de propagación, es de 180 grados.
- 35 9. Un sistema amplificador auto-oscilador según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el cual la frecuencia natural del filtro y el filtro Q se utilizan para mejorar las contribuciones de ancho de banda de la ganancia del bucle global a partir del segundo trayecto de retroalimentación, con $f_b < f_n < 2f_b$, y la implementación de un filtro Q resonante ≥ 1 en la carga nominal.
- 40 10. Un sistema amplificador auto-oscilador según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** la compensación adicional de bucle es aplicada por una tercera retroalimentación a partir de la salida del filtro, a través de un trayecto distinto $C(s)$ de retroalimentación, restándose dicha señal de alimentación del nodo de entrada y suministrándose a una etapa adicional $D(s)$ de preamplificador para formar una señal de entrada compensada.
11. Un sistema amplificador auto-oscilador según la reivindicación 10, **caracterizado porque** el bloque $C(s)$ del trayecto de retroalimentación es idéntico al segundo trayecto $A_2(s)$ de retroalimentación.
- 45 12. Un sistema amplificador auto-oscilador según una de las reivindicaciones 1 a 11, que comprende adicionalmente medios para conmutar de forma adaptable entre dos o más funciones de transferencia en uno de, más de uno de, o todos, los bucles, dependientes de estímulos de entrada y características de carga.

13. Un sistema amplificador auto-oscilador según la reivindicación 12, en el cual dicho medio adaptable comprende un bloque de filtro en dicho trayecto directo, estando dicho bloque de filtro dispuesto para ser conmutable entre dos estados con distintas funciones de filtro, dependientes de los estímulos de entrada y las características de carga.

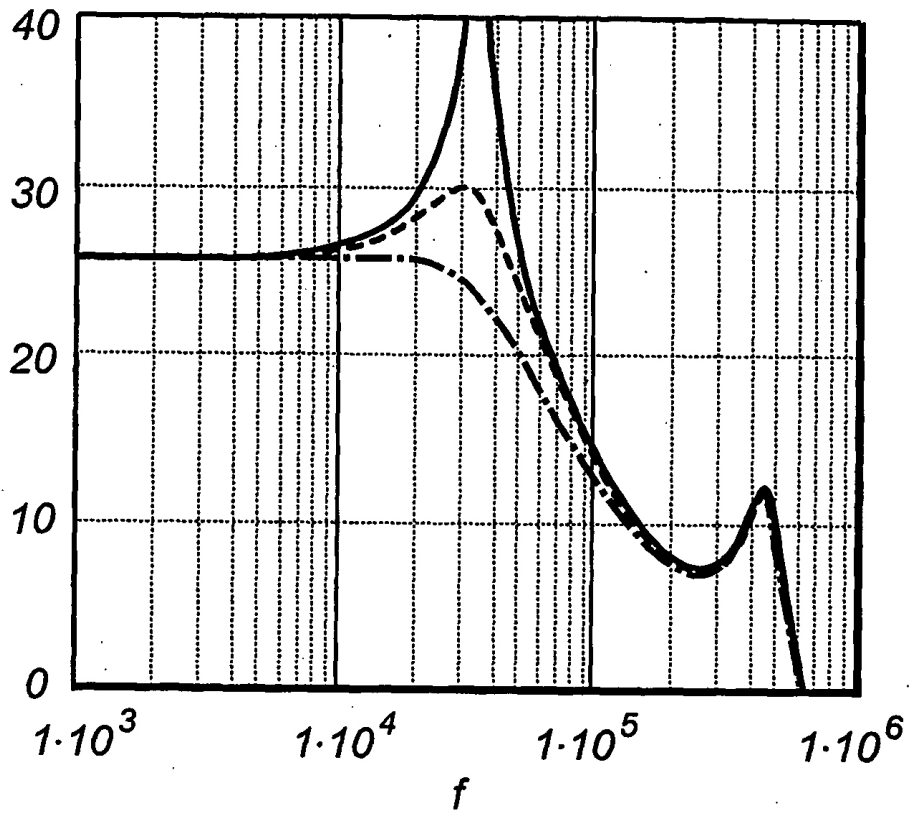
5 14. Un sistema amplificador auto-oscilador según la Reivindicación 13, en el cual dicha conmutación de estados está determinada por el voltaje de salida de dicho bloque de filtro del trayecto directo.



(Técnica anterior) Fig. 1a



(Técnica anterior) Fig. 1a

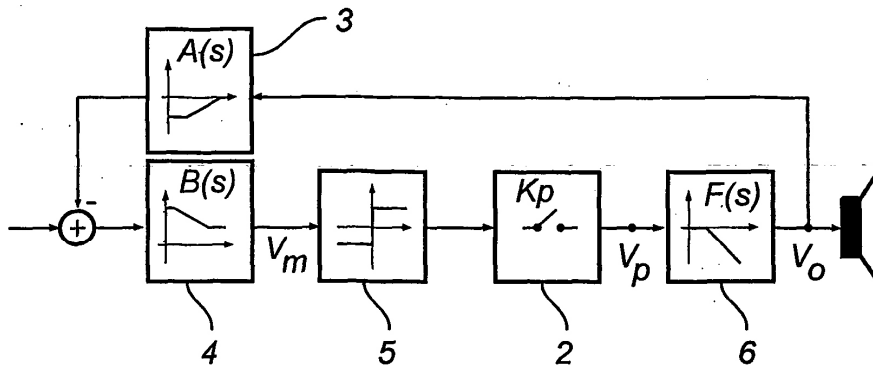


$20 \cdot \log (|H1(f) \cdot F(f, \text{inf})|)$

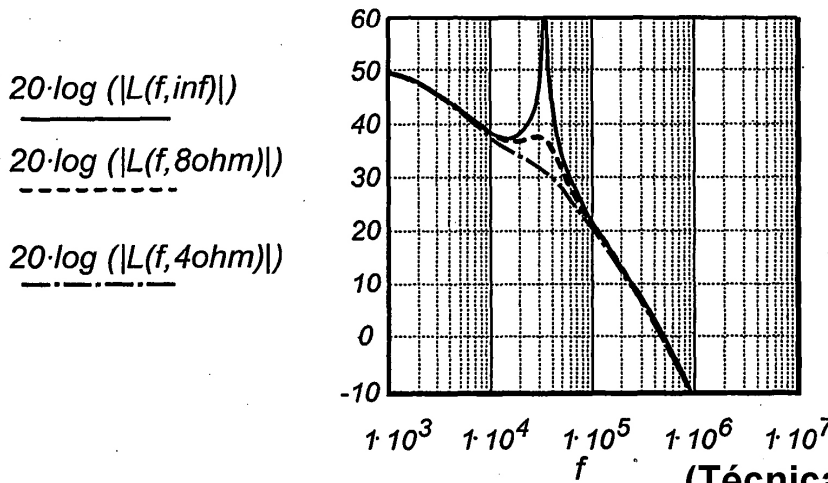
$20 \cdot \log (|H1(f) \cdot F(f, 8\text{ohm})|)$

$20 \cdot \log (|H1(f) \cdot F(f, 4\text{ohm})|)$

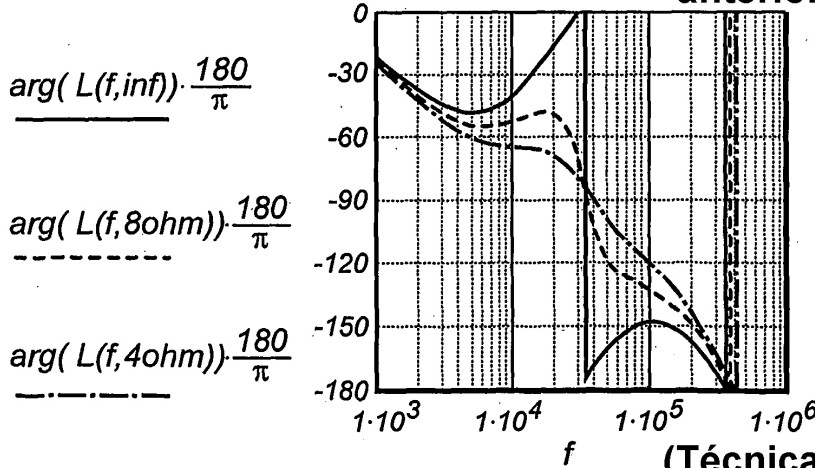
(Técnica anterior) *Fig. 1b*



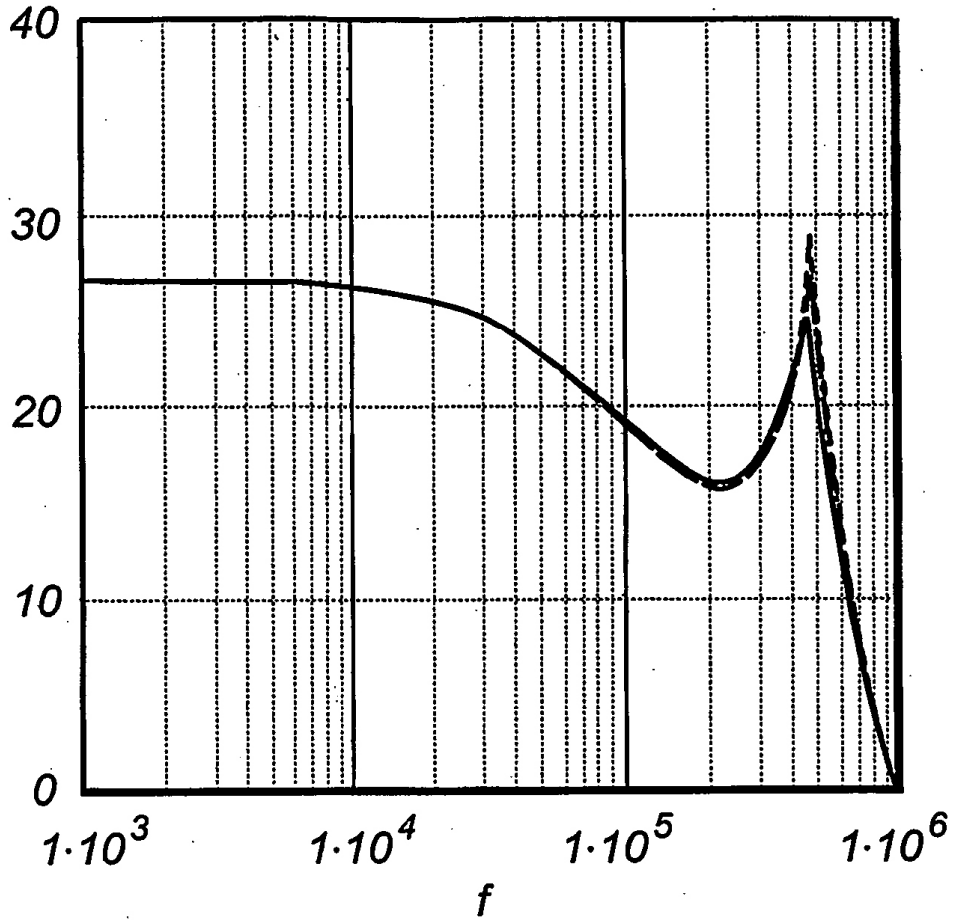
(Técnica anterior) Fig. 2a



(Técnica anterior) Fig. 2b



(Técnica anterior) Fig. 2c



$20 \cdot \log (|H(f, \text{inf})|)$

 $20 \cdot \log (|H(f, 8\text{ohm})|)$

- · - · - · -
 $20 \cdot \log (|H(f, 4\text{ohm})|)$

(Técnica anterior) *Fig. 2d*

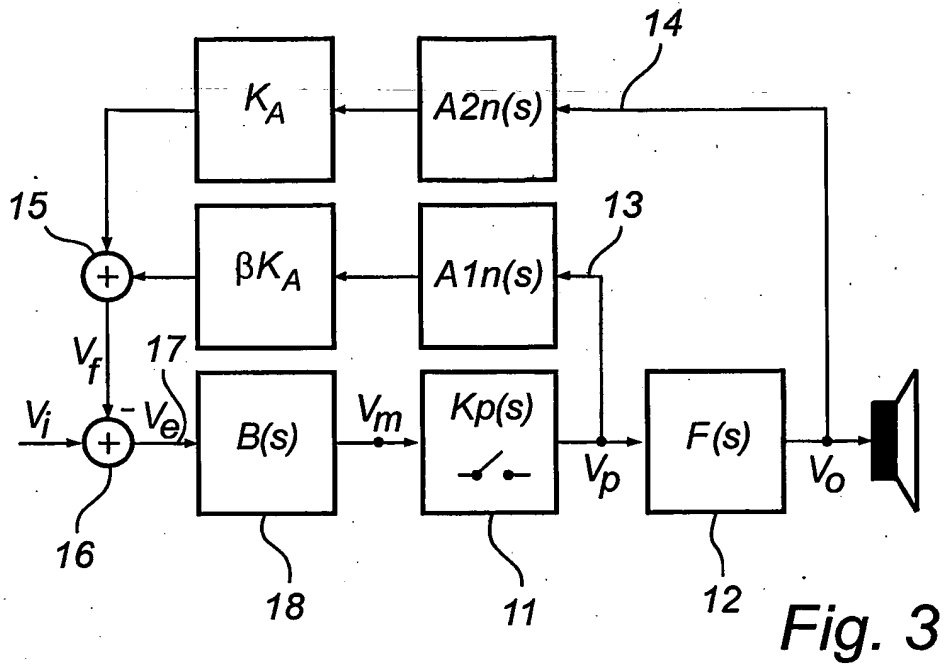


Fig. 3

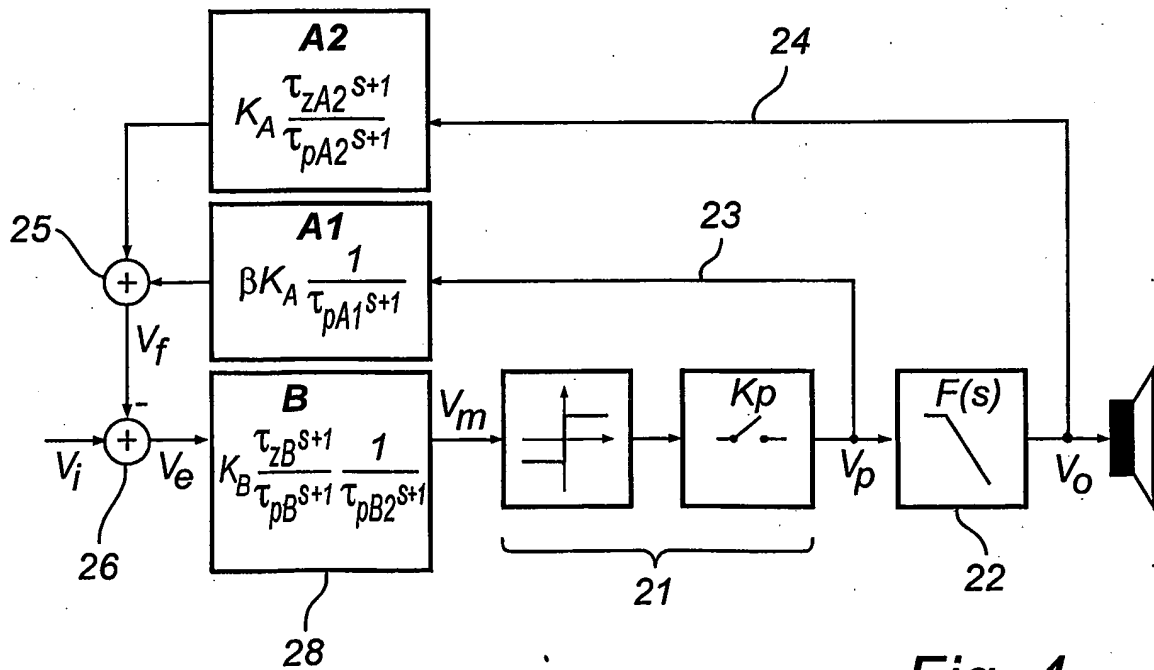


Fig. 4

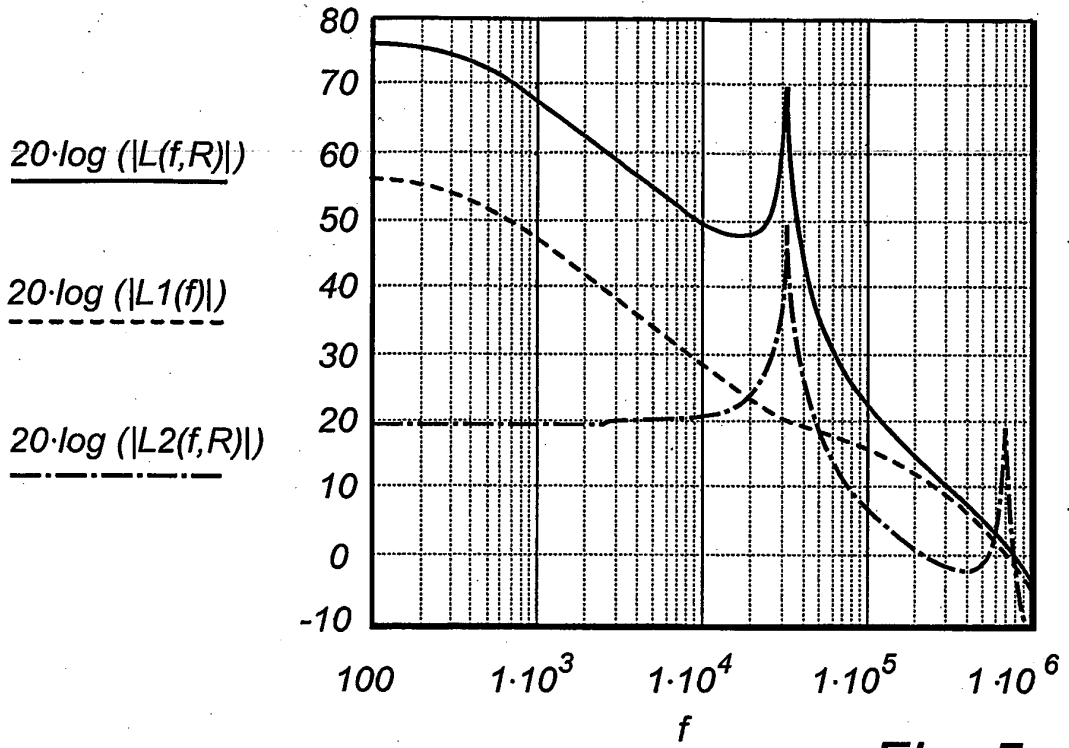


Fig. 5

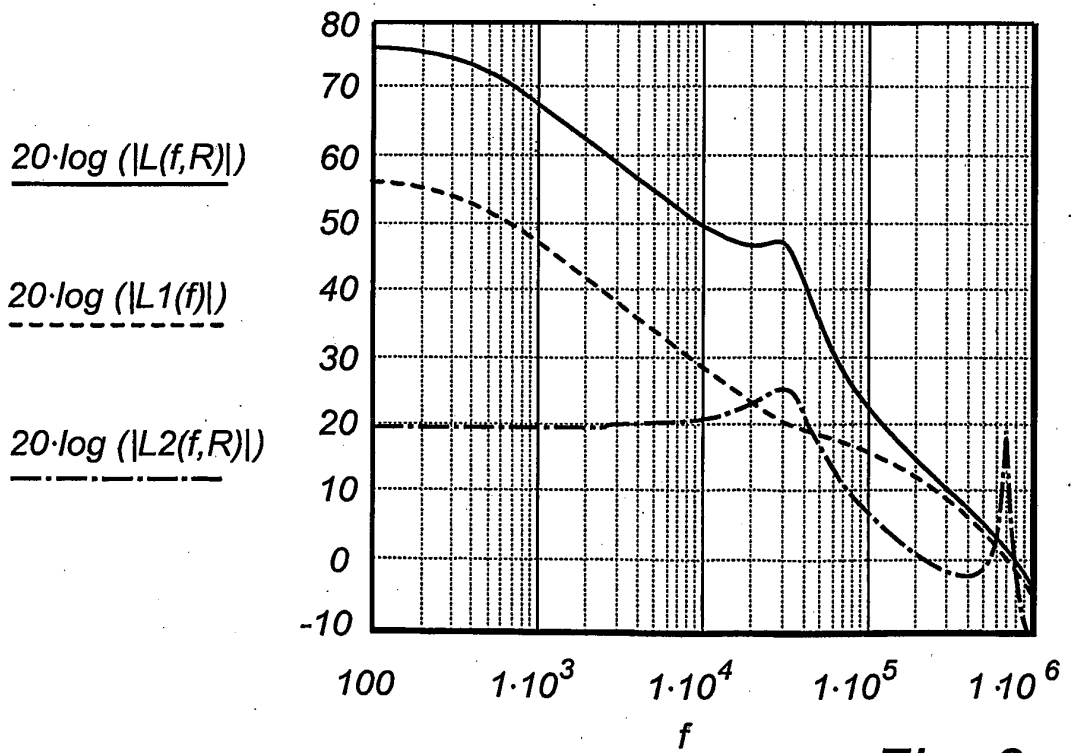


Fig. 6

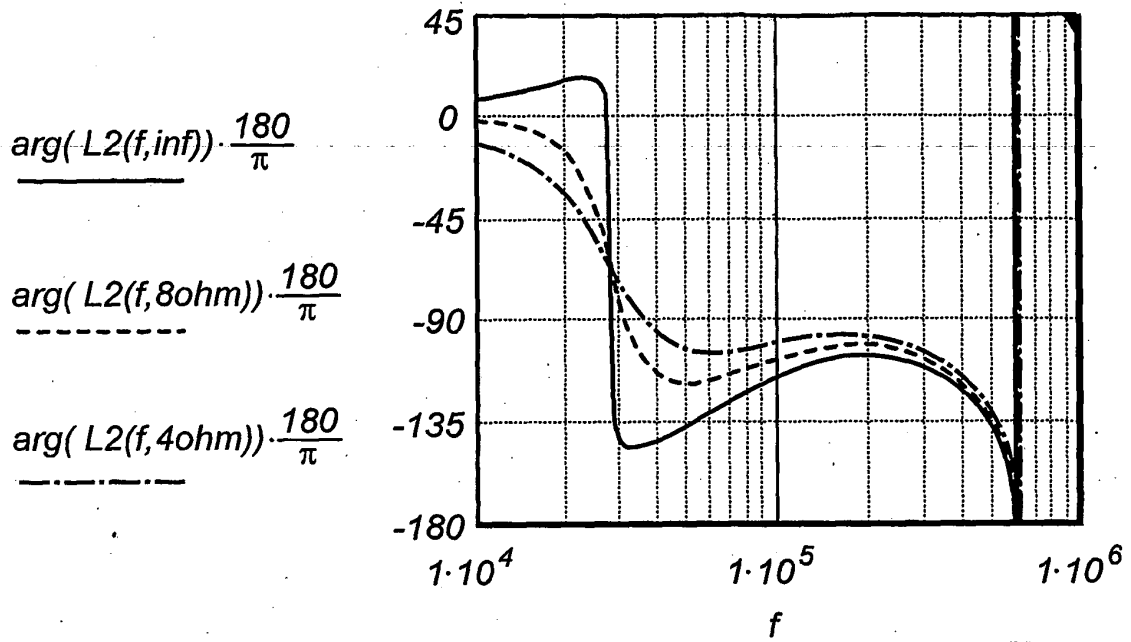


Fig. 7

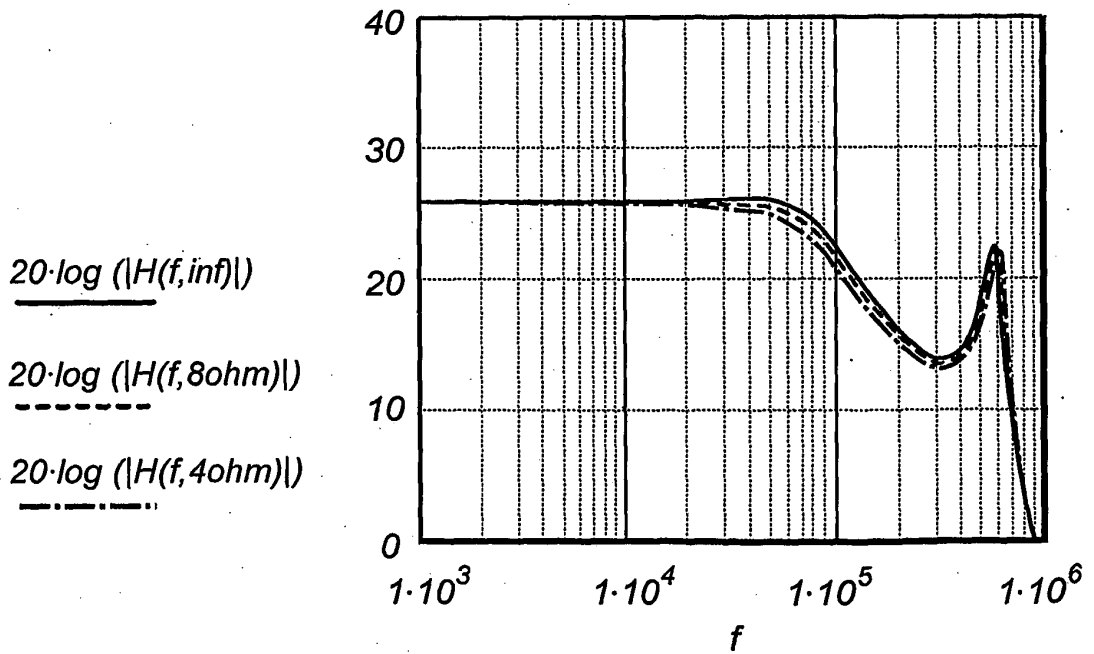


Fig. 8

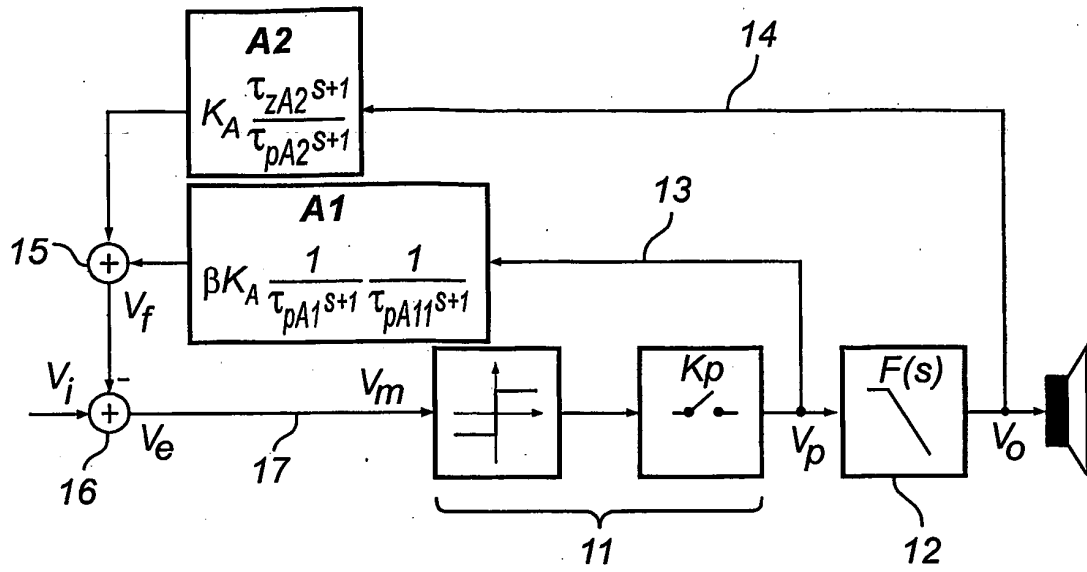


Fig. 9

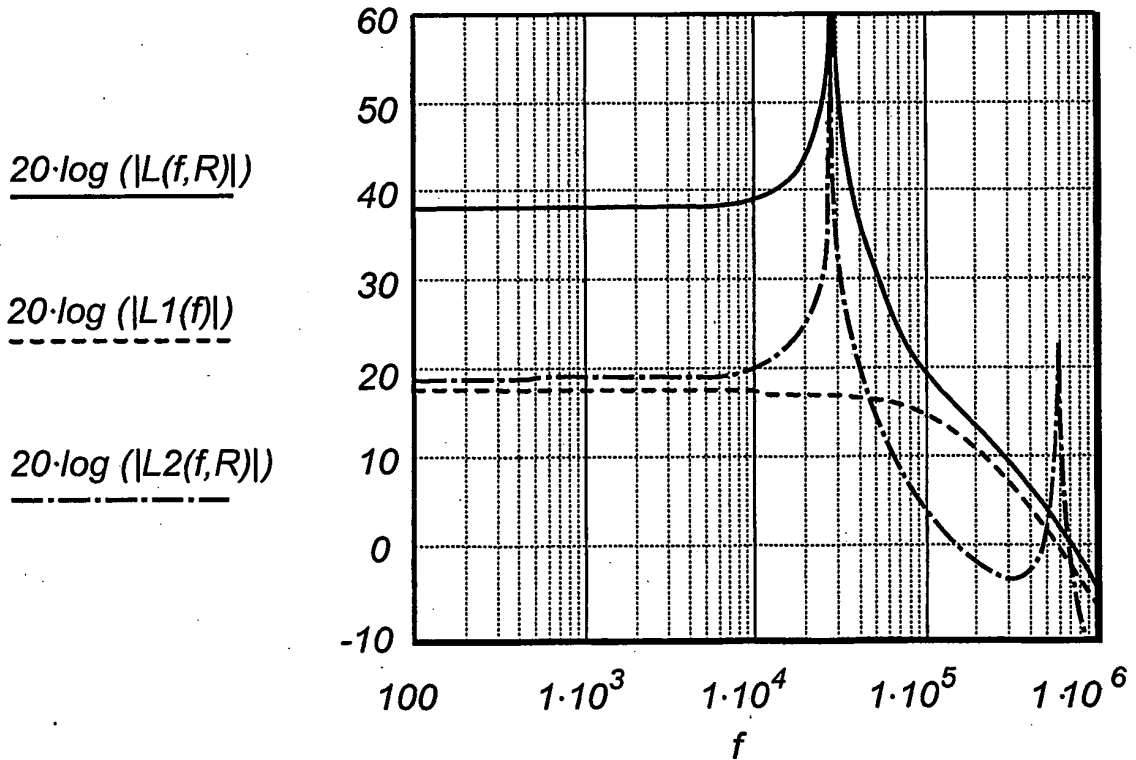


Fig. 10

$20 \cdot \log (|H(f,inf)|)$

$20 \cdot \log (|H(f,8ohm)|)$

$20 \cdot \log (|H(f,4ohm)|)$

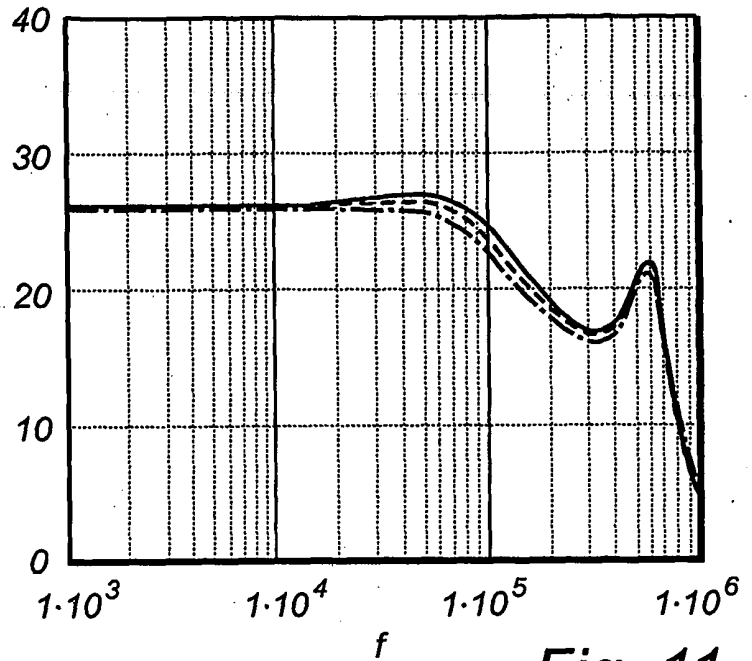


Fig. 11

$\arg(L2(f,inf)) \cdot \frac{180}{\pi}$

$\arg(L2(f,8ohm)) \cdot \frac{180}{\pi}$

$\arg(L2(f,4ohm)) \cdot \frac{180}{\pi}$

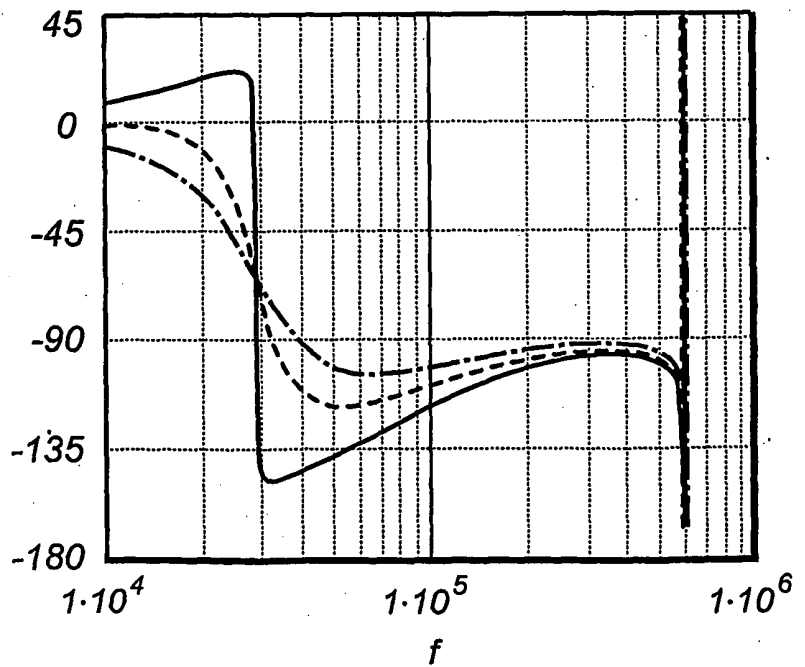


Fig. 12

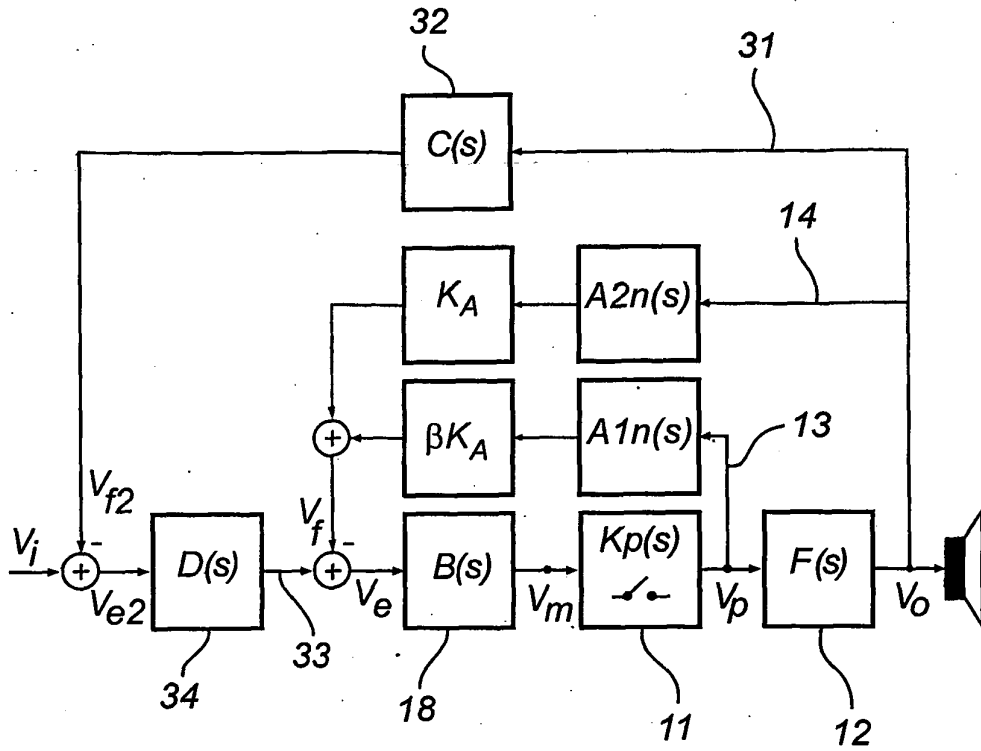


Fig. 13

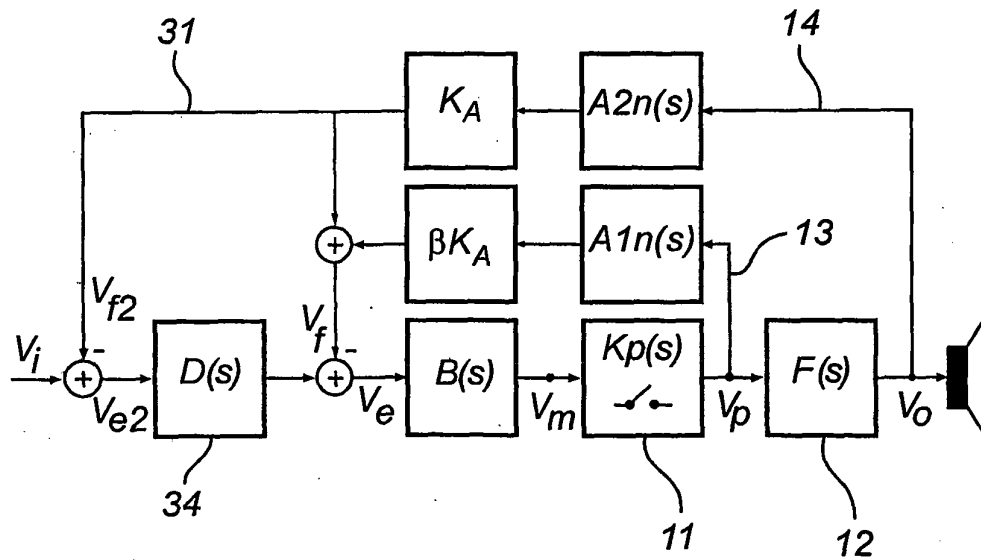


Fig. 14

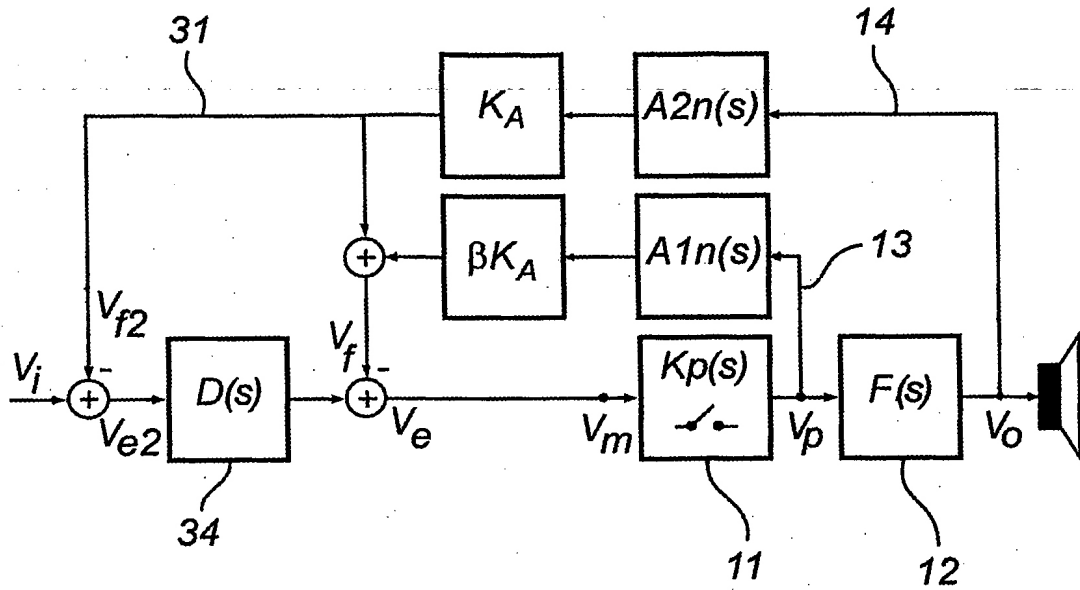


Fig. 15

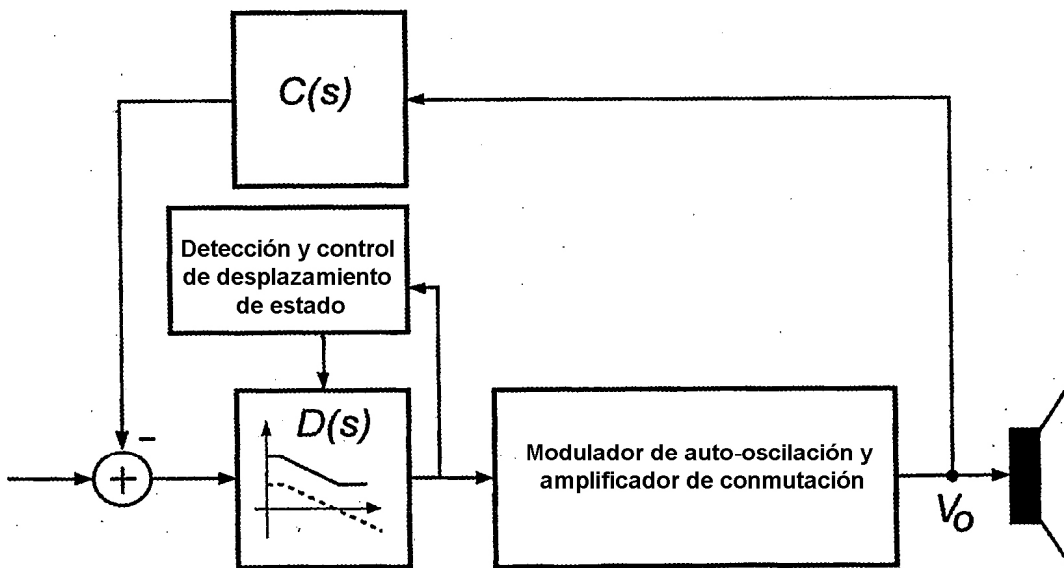


Fig. 16