

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 373 067**

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

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

- 96 Número de solicitud europea: **07817931 .4**
96 Fecha de presentación: **28.09.2007**
97 Número de publicación de la solicitud: **2070190**
97 Fecha de publicación de la solicitud: **17.06.2009**

54 Título: **CONVERTIDOR DE POTENCIA REGULADA.**

30 Prioridad:
28.09.2006 DK 200601247

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
31.01.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
31.01.2012

73 Titular/es:
Pascal A/S
Literbuen 10B
2740 Skovlunde, DK

72 Inventor/es:
FENGER, Lars Rosenkvist y
HANSEN, Jesper Lind

74 Agente: **de Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 373 067 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

Convertidor de potencia regulada.

5 Campo de la invención

Esta invención se refiere a un convertidor por modulación de pulsos, y de manera más específica pero no de manera exclusiva a un convertidor por modulación de pulsos que comprende una etapa de entrada para generar una primera señal de control basada en una señal de entrada y en una primera señal de realimentación, y un comparador para generar una señal modulada en ancho de pulso basada en dicha primera señal de control y en una
10 señal de referencia, medios para proporcionar histéresis cuando se genera la señal modulada en ancho de pulso, una etapa de potencia para generar una señal modulada en ancho de pulso amplificada, un filtro de salida para filtrar dicha señal modulada en ancho de pulso amplificada con el fin de crear una señal de salida analógica. La invención se refiere de manera especial a la amplificación de señales mediante amplificadores de conmutación tales como
15 amplificadores de tipo Señal Modulada en Ancho de Pulso (PWM, *Pulse Width Modulated*).

Antecedentes técnicos de la invención

Los primeros amplificadores PWM incluían generadores de onda triangular. La señal triangular generada en el generador de onda triangular se compara típicamente con una señal de entrada mediante un comparador que genera una señal PWM en la salida de dicho comparador. Éste es el típico ejemplo de libro de texto cuando se
20 diseña un amplificador de conmutación. Un amplificador tal correspondiente a la técnica anterior se describe en el documento US-A-2004/0846281.

La estrategia basada en el uso de un generador de onda triangular tiene diversas desventajas. El modulador no posee típicamente ninguna corrección de realimentación, lo que hace que la señal PWM generada contenga las no-
25 linealidades del generador de onda triangular. Si se aplica un bucle de control al amplificador, éste estará limitado en ancho de banda y en ganancia de bucle para poder cumplir el criterio de estabilidad de Nyquist. Esto da lugar a altos niveles de distorsión junto con una alta dependencia de la función de transferencia en bucle cerrado del amplificador en la carga.

Como alternativa a la utilización de un generador de onda triangular, algunos amplificadores PWM de la técnica anterior utilizan en su lugar un modulador auto-oscilante. Los moduladores auto-oscilantes eliminan las mayores
30 desventajas de la modulación de ancho de pulso mediante generadores de onda triangular. Esto se debe al aumento en el ancho de banda y en la ganancia de bucle que poseen estos moduladores debido a la disminución en las restricciones del criterio de estabilidad de Nyquist.

El modulador y el sistema de control en un amplificador de conmutación definen parámetros tales como THD+n (Distorsión Armónica Total más ruido, *Total Harmonic Distortion plus noise*), distorsión de Intermodulación, ancho de
35 banda en bucle cerrado a -3 dB, capacidad de respuesta escalón, dependencia de la carga, respuesta a un cambio escalón de la carga, impedancia de salida, etc.

Una manera conocida de conseguir un modulador auto-oscilante consiste en utilizar un modulador auto-oscilante de bucle local.

Pueden encontrarse moduladores auto-oscilantes de bucle local y sistemas de control constituidos por un único bucle local en diferentes documentos, tales como el documento US-A- 6300825. En este contexto, el término "bucle local" debe entenderse como un bucle de realimentación en el que la señal de realimentación se genera antes del
45 filtro de salida.

Estos tipos de moduladores no poseen la capacidad de control del filtro de desmodulación en el convertidor de potencia, resultando por ello niveles altos de, por ejemplo, impedancia de salida y distorsión definida principalmente por las no-linealidades del componente del filtro de salida.

Otra manera conocida de conseguir un modulador auto-oscilante consiste en utilizar un modulador auto-oscilante de bucle global. En este contexto, el término "bucle global, debe entenderse como un bucle de realimentación en el que la señal de realimentación se genera después del filtro de salida.
55

La modulación auto-oscilante de bucle global llevada a cabo por moduladores en un único bucle global posee la ventaja de una impedancia de salida más baja, mejor respuesta escalón y tiene el potencial para una mejor linealidad de modulación. Un modulador tal puede encontrarse en la solicitud de patente "modulador integrador de bucle global" con número internacional de publicación WO-A-2004/100356. Estos tipos de moduladores adolecen de la desventaja de que la sensibilidad es en algunos casos un compromiso con la linealidad de modulación. Con el fin de obtener una sensibilidad más alta, el bucle global puede ser dividido en bucles anidados dispuestos en cascada, pero al mismo tiempo esto conduce sin embargo a un compromiso en la capacidad de estabilidad ante un cambio
60 escalón de la carga y la capacidad de estabilidad ante transitorios.

65

Típicamente, los bucles de realimentación global no oscilantes, tal como se describen en el documento WO-A-01/71905, exhiben generalmente una menor capacidad de supresión de errores de un modulador de bucle local utilizado y al mismo tiempo reducen la capacidad ante cambios escalón en la carga y la capacidad de respuesta escalón, resultando en un compromiso entre la sensibilidad del bucle global y la estabilidad, en comparación con los sistemas de control auto-oscilantes. El compromiso global dará lugar a un sistema con una alta impedancia de salida y una baja capacidad ante cambios escalón en la de carga y cambios escalón en la entrada.

El bucle global introducirá señales residuales de salida en el modulador de bucle local. Este tipo de sistema posee también una gran variación de frecuencia de conmutación que resultará en frecuencias de conmutación muy bajas para amplitudes de salida altas del amplificador. Un sistema tal se ha descrito en el documento US-A- 6297692. Una técnica adicional puede encontrarse en los documentos US 6249182, JP 56039606, y US 6441685.

Propósitos de la invención

El propósito general de la invención es superar las desventajas de moduladores y sistemas de control basados en la técnica anterior, tal como se describió anteriormente.

Un primer propósito de la invención es crear un modulador con un alto nivel de linealidad con el fin de reducir la cantidad total de distorsión generada por el amplificador de potencia.

Un segundo propósito de la invención es crear un sistema de control y de modulación de manera que el bucle global tenga una sensibilidad de error muy baja.

Un tercer propósito es crear un modulador y una estructura de control extremadamente simples en la forma de un sistema no dispuesto en cascada capaz de obtener una sensibilidad de error baja apropiada.

Un cuarto propósito de la invención es disminuir la variación de frecuencia de conmutación de tal manera que el convertidor de potencia tenga una frecuencia de conmutación más alta para índices de modulación altos resultando en una mejor utilización de la tensión de línea de la fuente de alimentación en la salida del amplificador y en una menor dependencia de la frecuencia de conmutación en la carga del convertidor de potencia.

Un quinto propósito es reducir la potencia consumida por la resistencia de la red Zobel en la red Zobel utilizada y por lo tanto reducir el tamaño físico de los componentes y al mismo tiempo obtener un sistema de modulación y de control muy estables.

Sumario de la invención

Los propósitos enunciados anteriormente se consiguen mediante un convertidor por modulación de pulsos y un sistema de control de acuerdo con la invención.

De acuerdo con la invención, se crea un convertidor por modulación de pulsos que está constituido por una etapa de entrada para generar una primera señal de control basada en una señal de entrada y en una primera señal de realimentación, y un comparador para generar una señal modulada en ancho de pulso basada en dicha primera señal de control y en una señal de referencia, medios para proporcionar histéresis cuando se genera la señal modulada en ancho de pulso, una etapa de potencia para generar una señal modulada en ancho de pulso amplificada, un filtro de salida para filtrar dicha señal modulada en ancho de pulso amplificada con el fin de crear una señal de salida analógica, en el que la primera señal de realimentación mencionada se genera a partir de una combinación de una segunda señal de realimentación y una tercera señal de realimentación, donde dicha segunda señal de realimentación se genera a partir de la señal modulada en ancho de pulso amplificada utilizando una primera función de transferencia predeterminada, y donde dicha tercera señal de realimentación se genera a partir de la señal de salida analógica utilizando una segunda función de transferencia predeterminada, donde dichas funciones de transferencia predeterminadas primera y segunda poseen al menos un cero cada una de ellas.

En otras palabras, de acuerdo con la invención se utilizan dos señales de realimentación. La primera señal es una señal de realimentación de tensión o de corriente, que se obtiene en la etapa de potencia del amplificador, y la otra señal es una señal de realimentación de tensión, que se obtiene en la salida del amplificador, es decir, antes y después del filtro de salida respectivamente. Las señales se suman, por lo que se obtiene una modulación lineal así como una ganancia de bucle muy alta y una baja impedancia de salida.

El funcionamiento como modulador se obtiene mediante la inestabilidad del bucle definido por el camino directo constituido por el regulador, el comparador, el bucle de histéresis, la etapa de potencia, el filtro de desmodulación y los bucles de realimentación que comprenden un bucle local que tiene una primera función de transferencia predeterminada y un bucle global que tiene una segunda función de transferencia predeterminada.

La ganancia total de bucle en la banda de paso del amplificador está determinada principalmente por el bucle global, mientras que la linealidad del modulador está determinada principalmente por la suma de alta frecuencia del bucle local y el bucle global. Esto proporciona un sistema de control obteniendo una distorsión muy pequeña, una

impedancia de salida baja, una respuesta en frecuencia lineal junto con un bajo umbral de ruido y un alto factor de rechazo a la fuente de alimentación (PSSR, *Power Supply Rejection Ratio*).

5 Un bucle de histéresis controla principalmente la frecuencia de conmutación del amplificador junto con la situación del polo y el cero en el regulador y en las funciones de transferencia del bucle local y el bucle global. El bucle de histéresis se utiliza con el fin de reducir la frecuencia de conmutación lo suficiente hasta un área en la que pueda obtenerse una eficiencia aceptable, pero de manera más importante para conseguir obtener una modulación lineal de la señal de salida de la etapa de potencia.

10 El modulador y el sistema de control proporcionan una frecuencia de conmutación variable obteniéndose una mejor eficiencia junto con un espectro de ruido de alta frecuencia disperso. En este tipo de modulador la variación de la frecuencia de conmutación está limitada, dando lugar a que el amplificador sea capaz de funcionar con índices de modulación muy altos utilizando la tensión de línea de la fuente de alimentación extensivamente.

15 El sistema de modulación y el sistema de control pueden implementarse como un sistema muy poco complejo, utilizando muy pocos componentes. Debido al alto nivel de estabilidad del modulador y del sistema de control, la red Zobel puede reducirse de manera significativa, lo que conduce a una eficiencia más alta y a unos componentes físicamente más pequeños en la red Zobel.

20 El regulador en el camino directo del amplificador puede ser, pero no está limitado a, un integrador. La contribución de la señal del bucle local al punto de suma de realimentación del amplificador puede ser preferiblemente dominante a altas frecuencias comparado con el bucle global, mientras que el bucle global puede ser preferiblemente dominante a bajas frecuencias debido a su función de transferencia, obteniéndose por consiguiente una modulación lineal y por lo tanto una THD+n más baja.

25 Debido a la alta ganancia del bucle global alrededor de la frecuencia de corte del filtro, el ancho de banda de pequeña señal puede extenderse mucho más allá de la frecuencia de corte del filtro de salida. Esto significa también que la frecuencia de corte del filtro de desmodulación puede estar cerca de la banda de frecuencias de audio del amplificador, reduciéndose por consiguiente el rizado residual en la salida del amplificador.

30 En la implementación dada, el amplificador trabajará en un modo muy cercano a un generador de tensión ideal.

35 El bucle global de realimentación que re-inyecta la señal de salida desde la salida del amplificador definirá principalmente la impedancia de salida del convertidor de potencia especialmente si el bucle de realimentación local que re-inyecta las señales de salida de la etapa de potencia tiene una función de transferencia con una ganancia baja en la banda de paso del amplificador implementado, correspondiendo a un filtro de paso alto o un nivel de impedancia resistiva alto comparado con la impedancia del bucle global.

40 La realización de una suma sin más de la señal de salida de la etapa de potencia con la señal de salida del amplificador y el filtrado paso bajo de estas señales dará lugar a una "deriva parcial de corriente" del amplificador, dando lugar a una impedancia de salida prohibitiva. Una suma de las señales del bucle global y del bucle local resultará adicionalmente en una señal de control no lineal. Esto dará lugar a un aumento de los niveles de distorsión. Con el fin de evitar una señal de control no lineal, los polos y los ceros implementados en el regulador, en las funciones de transferencia predeterminadas de los bucles local y global, respectivamente, y los polos del filtro de salida deben situarse cuidadosamente en frecuencia junto con la ganancia del bucle de histéresis y el factor de calidad del filtro de salida con el fin de obtener una señal de control lineal o cercana a la linealidad.

50 Las realizaciones preferidas de la invención que implementan colocaciones cuidadosas y ventajosas de polos y ceros son el objeto de las reivindicaciones dependientes.

55 La señal de control es la señal presente en la entrada del comparador, y esta señal se compara con un nivel de referencia que tiene típicamente el nivel de tierra. La comparación resulta en una señal de pulsos en la salida del comparador. Las señales contenidas en dicha señal de pulso, dentro de la banda de paso del amplificador, deberían ser las mismas que las señales contenidas en la señal de control a frecuencias dentro de la banda de paso del amplificador.

Descripción de los dibujos:

60 A continuación se proporciona una descripción breve de los dibujos. Las Figuras 1 a 3 muestran sistemas correspondientes a la técnica anterior y las Figuras 5 a 8 muestran realizaciones preferidas de la presente invención.

La Figura 1 muestra un modulador integrador de bucle local correspondiente a la técnica anterior.

La Figura 2 muestra un modulador integrador de bucle global correspondiente a la técnica anterior.

La Figura 3 muestra un sistema de control en cascada multi-bucle correspondiente a la técnica anterior.

65 La Figura 4 muestra una primera realización de un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con la invención en forma de diagrama de bloques general, describiendo la arquitectura del bucle de control completo

y la estructura del modulador.

La Figura 5 muestra una segunda realización de un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con la invención en forma de diagrama de bloques general, que describe en términos generales las funciones de transferencia del bucle de control completo y la estructura del modulador.

La Figura 6 muestra una tercera realización de un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con la invención en forma de diagrama de bloques general, se describe en términos generales las funciones de transferencia del bucle de control completo y la estructura del modulador.

La Figura 7 muestra una cuarta realización de un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con la invención en forma de diagrama de bloques general, que describe en términos generales las funciones de transferencia del bucle de control completo y la estructura del modulador.

La Figura 8 muestra una posible implementación de las funciones de transferencia predeterminadas primera y segunda de la Figura 5.

La Figura 9 muestra formas de onda de señales en varios puntos del convertidor por modulación de pulsos de la Figura 5.

Realizaciones preferidas

Las Figuras 4 a 8 muestran las realizaciones preferidas de la invención.

Los bloques en los dibujos muestran funciones de transferencia preferidas. El término s^{-1} describe un polo situado en la función de transferencia, el término s^{-2} describe dos polos situados en la función de transferencia, el término s^1 constituye un cero situado en la función de transferencia. Típicamente, pueden realizarse combinaciones de ceros y polos para obtener otras pendientes, diferentes de las descritas anteriormente. El término K_p es una constante. Bloques que comprenden términos s^{-1} , s^{-2} , s^1 o s^2 pueden también comprender un factor de ganancia junto con dichos polos y ceros.

En la Figura 4 puede observarse una primera realización de la invención en forma de diagrama de bloques general del convertidor por modulación de pulsos implementado como un amplificador, que comprende medios de control y de modulación.

El convertidor por modulación de pulsos mostrado en la Figura 4 comprende una señal 3 de entrada, que se aplica a un regulador 1. El regulador 1 puede ser preferiblemente un integrador o al menos comprender un polo. Nos referiremos a la señal de salida del regulador 1 de ahora en adelante como la señal moduladora o primera señal 2 de control.

La primera señal 2 de control se aplica a un comparador 5 que la compara con una señal 7 de referencia, tal como un nivel de referencia (V_{ref}). El comparador 5 que compara la primera señal 2 de control con un nivel de referencia (V_{ref}) puede preferiblemente incorporar también un bucle de histéresis para reducir la velocidad de conmutación y para ser capaz de obtener una modulación lineal. El comparador 5 genera una señal de pulso, tal como pero no limitada a una señal 6 modulada en ancho de pulso en la salida de dicho comparador 5.

El convertidor por modulación de pulsos comprende adicionalmente una etapa 8 de potencia, que está controlada por la señal 6 modulada en ancho de pulso presente en la salida del comparador 5. La etapa 8 de potencia amplifica dicha señal 6 modulada en ancho de pulso en amplitud, proporcionando de esta manera una señal 9 modulada en ancho de pulso amplificada en su salida. La señal 9 modulada en ancho de pulso amplificada se aplica a un filtro 10 de salida, que se utiliza para desmodular la señal 9 modulada en ancho de pulso amplificada proveniente de la etapa 8 de potencia. El filtro 10 de salida desmodula la señal modulada en ancho de pulso amplificada de la etapa 8 de potencia precedente, proporcionando una señal 11 de salida analógica, tal como una señal senoidal de salida.

El filtro 10 de salida es preferiblemente un filtro de paso bajo de segundo orden LC y tiene preferiblemente, pero no está limitado a, una implementación de Butterworth o Bessel, o alternativamente pero no limitado a ello, una implementación de filtro de segundo orden de alto factor de calidad.

En un punto 16 de suma que precede al regulador 1 se genera una primera señal 4 de realimentación a partir de una segunda señal 12 de realimentación y una tercera señal 13 de realimentación.

Con el fin de conseguir esto, se utiliza un bucle local de realimentación de tensión, que aplica la señal 9 de salida de la etapa de potencia proveniente de la salida de la etapa 8 de potencia a través de una primera función 14 de transferencia predeterminada $LF(s)$ como primera señal 12 de realimentación al punto 16 de suma. De manera similar, se utiliza un bucle de realimentación global, aplicando la señal 11 analógica de salida proveniente del filtro 10 de salida a través de una segunda función 15 de transferencia predeterminada $GF(s)$ como tercera señal 13 de realimentación al punto 16 de suma mencionado. El punto de suma genera, por consiguiente, la primera señal 4 de realimentación como señal de realimentación sumada del bucle local y el bucle global.

La mencionada primera señal de realimentación proveniente del mencionado punto 16 de suma se aplica de nuevo al regulador 1 que tiene una función de transferencia predeterminada $R(s)$, y se resta de la señal de entrada

- 5 (“Entrada” en la figura). La corrección de error asociado a cualquier no linealidad en el camino directo que incluye al regulador 1, al comparador 5, a la etapa 8 de potencia y al filtro 10 de salida se obtiene a partir de la realimentación negativa a través de la primera función de transferencia predeterminada y la segunda función de transferencia predeterminada, es decir, las funciones de transferencia del bucle local y del bucle global. La función de transferencia $R(s)$ del regulador 1 se utiliza con el fin de obtener una ganancia del bucle global que sea lo más alta posible, ya que la ganancia en bucle abierto es inversamente proporcional a la sensibilidad de error del amplificador constituido por el convertidor por modulación de pulsos. El regulador 1 por lo tanto tendrá tanta ganancia como sea posible dentro de diferentes bandas de frecuencia, manteniendo a la vez la oscilación de inestabilidad de bucle a -180 grados de retraso de fase.
- 10 La primera función 14 de transferencia predeterminada del bucle local puede poseer al menos un polo o al menos un cero o al menos un factor de ganancia, tal como puede verse en las Figuras 5 a 8, en las que elementos idénticos o funcionalmente similares tienen los mismos símbolos de referencia.
- 15 La segunda función 15 de transferencia predeterminada de la transferencia del bucle global puede comprender al menos un cero con el fin de dar lugar a una función de transferencia del bucle global que sea capaz de mantener la estabilidad del sistema. Los polos y los ceros de la primera función 14 de transferencia predeterminada y la segunda función 15 de transferencia predeterminada, es decir las funciones de transferencia $LF(s)$ del bucle local y $GF(s)$ del bucle global, deben establecerse de tal manera que los componentes de alta frecuencia de la señal del bucle local y el bucle global se sumen entre sí para proporcionar una señal 2 de control lineal como señal moduladora para el comparador 5. Esto puede obtenerse con diferentes funciones de transferencia predeterminadas en el bucle local así como en el bucle global. Con el fin de obtener una modulación lineal, la señal 2 de control debería tener preferiblemente forma triangular, como puede verse en la Figura 9. La forma triangular puede obtenerse ajustando la forma geométrica de las señales de alta frecuencia sumadas en el punto 16 de suma o bien estableciendo una
- 20 función de transferencia de primer orden en la función de transferencia sumada en bucle abierto a partir de los polos y los ceros en el área de la frecuencia de conmutación. Sumando sin más las señales de alta frecuencia resultará una modulación no lineal.
- 25 La linealidad del modulador se define por el hecho de que la salida del regulador 1 debe tener una forma triangular o una forma asimétrica, igual que una señal PWM filtrada mediante un filtro RC. En la práctica las señales pueden desviarse ligeramente de las formas de onda ideales ilustradas en la Figura 9. En particular, la forma triangular de la señal 2 de salida puede no ser una forma triangular ideal. En la práctica existe un compromiso entre la linealidad de la señal 2 de salida del regulador y la ganancia de la función de transferencia en bucle abierto del bucle global. La señal 2 de salida del regulador puede desviarse de una forma triangular, con el fin de aumentar la ganancia de la función de transferencia en bucle abierto, lo que compensa la no linealidad en la señal 2 de salida del regulador.
- 30 Las personas expertas serán conscientes de que cada una de las funciones de transferencia predeterminadas primera 14 y segunda 15 deberán poseer una ganancia menor de 0 dB con el fin de tener un sistema estable.
- 35 Una segunda realización preferida de la invención puede verse en la Figura 5. Tanto la primera función 14 de transferencia predeterminada como la segunda función 15 de transferencia predeterminada en el bucle de realimentación local y en el bucle de realimentación global, respectivamente, han sido implementadas con al menos un cero. El regulador 1 es preferiblemente un integrador, pero podría tener otras funciones de filtrado de paso bajo. El regulador 1 aumenta la ganancia sumada en bucle abierto, definida por el camino que va desde la entrada 2 (“Entrada” en la figura), a través del regulador 1, a través del comparador 5, a través de la etapa 8 de potencia, a través del filtro 10 de salida, a través de la primera función 14 de transferencia y de la segunda función 15 de transferencia de los bucles local y global al punto de suma 4, reduciendo por consiguiente cualquier posible fuente de error en el camino directo definido por el regulador 1, el comparador 5, la etapa 8 de potencia y el filtro 10 de salida.
- 40 El comparador 5 se ha implementado con un bucle de histéresis con el fin de reducir las frecuencias de conmutación. La salida del comparador 5 es preferiblemente una señal modulada en ancho de pulso. El bucle de histéresis está formado preferiblemente por la realimentación positiva de la salida 6 del comparador o por la realimentación positiva de la señal 6 modulada en ancho de pulso a la entrada del comparador 5. El bucle de histéresis permite la posibilidad de una modulación lineal.
- 45 La señal 6 modulada en ancho de pulso se aplica a la etapa 8 de potencia y se amplifica en amplitud. La etapa 8 de potencia puede comprender un semipunto o un número de semipuntos y puede estar alimentada por una tensión de línea de fuente de alimentación o por varias. La señal modulada en ancho de pulso amplificada, a la salida de la etapa 8 de potencia, se aplica al filtro 10 de salida para su desmodulación.
- 50 El filtro 10 de salida es preferiblemente un filtro de paso bajo de segundo orden de tipo LC.
- 55 Los ceros en la primera función 14 de transferencia predeterminada y en la segunda función 15 de transferencia predeterminada en los bucles local y global pueden estar situados, pero no están limitados a ello, en frecuencias
- 60
- 65

coincidentes. Esto resulta en una modulación cercana a una modulación lineal debido a la suma geométrica de altas frecuencias de las respectivas primera señal 12 de realimentación y segunda señal 13 de realimentación, como se observa en la Figura 9.

5 La impedancia de salida disminuye si se introduce un cero en la primera función 14 de transferencia predeterminada del bucle local debido a la alta impedancia del bucle local en la banda de paso del amplificador. Debido a la alta ganancia del bucle global en esta configuración, la frecuencia de corte del filtro de salida puede situarse cerca de la banda de paso del amplificador. Se compensará cualquier reducción gradual de respuesta del filtro de salida. Las características de amplitud de pequeña señal serán planas en la banda de paso y en un diseño típico tendrán un límite de -3 dB a una frecuencia cercana a los 50 KHz.

10 Mediante la introducción de ceros en la primera función 14 de transferencia predeterminada y en la segunda función 15 de transferencia predeterminada de los bucles local y global, respectivamente, se conseguirá lo siguiente. Existirán dos caminos entre la salida de la etapa 8 de potencia y el punto 4 de suma de realimentación. Uno de ellos discurre a través del bucle local y el otro discurre a través del filtro 10 de salida preferiblemente de segundo orden y el bucle global. La señal en el punto 4 de suma de realimentación se resta de la señal 3 de entrada y pasa a través del regulador 1, donde genera la señal 2 de control en la salida del regulador 1. El bucle local contribuirá entonces al punto 4 de suma de realimentación con una función de transferencia con una alta frecuencia dominante, mientras que el camino que comprende el filtro 10 de salida y el bucle global contribuirá al punto 4 de suma de realimentación con una señal de función de transferencia con una baja frecuencia dominante. En la Figura 9, la contribución de señal en el camino que comprende el filtro de salida y el bucle global en reposo se muestra como (GF), mientras que la contribución de señal del bucle local se muestra como (LF). A este respecto, reposo debe ser entendido como una situación sin ninguna señal 3 de entrada aplicada al regulador.

25 Más aún, en la Figura 9 puede verse la señal 2 de control resultante en la salida del regulador 1.

Esto significa que la primera función 14 de transferencia predeterminada del bucle local contribuirá a la señal 2 de control con una amplitud de alta frecuencia, que corresponde a una alta amplitud, y con una amplitud de baja frecuencia, que corresponde a una baja amplitud. Preferiblemente, puede obtenerse una función en bucle abierto de primer orden sumada en el dominio de la frecuencia.

30 El camino de bucle a través del filtro 10 de salida y a través de la segunda función 15 de transferencia predeterminada del bucle global tiene un nivel de amplitud alto para señales de baja frecuencia, mientras que tiene un nivel de amplitud bajo para señales de alta frecuencia. Esto significa que el bucle local sólo tiene un efecto limitado en la función de sensibilidad total del amplificador dentro de la banda de paso del amplificador.

35 En efecto, el bucle local ayuda al bucle global en la linealidad de la modulación y permite que el diseño del bucle global tenga tanta ganancia global en bucle abierto como sea posible. En principio la segunda función 15 de transferencia predeterminada en bucle abierto del bucle global puede ser al menos de segundo orden permitiendo una ganancia en bucle abierto muy alta, mientras que al mismo tiempo se obtiene una modulación lineal a partir de la suma en alta frecuencia de la señal 12 de realimentación del bucle local y la señal 13 de realimentación del bucle global.

40 Una tercera realización de la invención puede verse en la Figura 6. La primera función 14 de transferencia predeterminada del bucle local se ha implementado de manera que consiste sólo en una ganancia $1/K$. Con el fin de evitar una impedancia de salida prohibitiva, la impedancia del bucle local debe ser mayor que la impedancia en CC de la segunda función 15 predeterminada en alta frecuencia del bucle global. Esto es importante con el fin de asegurar que la sensibilidad de error a la salida del filtro 10 de salida sea pequeña. La impedancia en CC de la segunda función 15 de transferencia predeterminada del bucle local debería ser más pequeña que la impedancia en CC de la primera función 34 de transferencia del bucle local en un factor C. C debería estar preferiblemente en el intervalo entre 5 y 10. El regulador 1 puede implementarse con al menos un polo. El polo puede estar situado preferiblemente a frecuencias muy bajas, con el fin de obtener una función de transferencia $R(s)$ correspondiente a un integrador. Si se necesita una linealidad adicional en la modulación, el regulador 1 también puede poseer al menos un cero altas frecuencias, comparado con la situación del polo en el regulador 1.

55 Para amplitudes altas de la señal de salida, la señal 2 de control puede estar ligeramente distorsionada, pero la distorsión se compensará por la alta ganancia en bucle abierto.

60 Una cuarta realización de un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con la invención puede verse en la Figura 7. Aquí, la segunda función 15 de transferencia predeterminada del bucle global se implementa con un cero con el fin de tener suficiente estabilidad.

65 La segunda función 15 de transferencia predeterminada del bucle local se implementa con un cero y con al menos un polo. Esto crea una función de paso de banda en el caso en el que se sitúen dos polos en la segunda función 14 de transferencia predeterminada del bucle local, o una función de adelanto-retraso en caso de que se implemente

5 sólo un polo. La base para la señal de realimentación del bucle local puede ser la tensión proveniente de la etapa 8 de potencia o puede ser la corriente que entra en la bobina del filtro de salida. La corriente puede medirse realizando una medida convencional de corriente como resultará obvio para el ingeniero experto, o la tensión puede medirse sobre la bobina del filtro de salida y dicha tensión puede ser a continuación integrada para proporcionar una medida virtual de la corriente. La corriente que entra en la bobina del filtro de salida será representada en cualquier caso como una tensión.

10 El regulador 1 se implementa con al menos un polo, proporcionando en su forma más simple una función de filtro de paso bajo.

15 Volviendo a la Figura 9, se muestran diferentes formas de onda de varias señales en el convertidor por modulación de pulsos de la Figura 5. Las señales se representan para una situación en la que el convertidor por modulación de pulsos está en reposo, es decir, sin una señal 3 de entrada. Las señales se representan en la misma escala de tiempos, de manera que puedan compararse señales diferentes en varios puntos en el convertidor. La persona experta, sin embargo, se dará cuenta inmediatamente que no están dibujadas en la misma escala de tensiones.

20 De arriba a abajo en la Figura 9, las señales de la Figura 5 representadas son: la señal 9 de salida de la etapa 8 de potencia, la señal 11 de salida analógica del filtro 10 desmodulador de salida, la segunda señal 12 de realimentación del bucle local, la tercera señal 13 de realimentación del bucle global, la primera señal 4 de realimentación tal como se genera mediante suma en el punto 16 de suma y la señal de control 2 del regulador 1.

25 Tal como puede observarse, la señal 9 de salida de la etapa 8 de potencia comprende una secuencia de pulsos rectangulares con un ciclo de trabajo de 0,5, lo que corresponde a la situación de reposo del convertidor por modulación de pulsos. Detrás del filtro 10 de salida la señal 11 de salida analógica está constituida por una señal de CC con un rizado senoidal correspondiente al residuo de conmutación del convertidor por modulación de pulsos. Debe indicarse que el rizado senoidal mostrado es solamente un rizado mucho más allá del área audible, por ejemplo alrededor de 500 KHz, y por lo tanto no es audible en la señal 11 de salida.

30 La segunda señal 12 de realimentación se muestra debajo de la señal 11 de salida analógica. La forma de la segunda señal 12 de realimentación es el resultado del filtrado de la señal 9 de salida de la etapa 8 de potencia a través de la primera función 14 de transferencia predeterminada.

35 La tercera señal 13 de realimentación se muestra debajo de la segunda señal 12 de realimentación. La forma de la tercera señal 13 de realimentación es el resultado del filtrado de la señal 11 de salida analógica del filtro 10 de salida a través de la segunda función 15 de transferencia predeterminada. Aquí debería indicarse que por razones de claridad de ilustración la segunda señal 12 de realimentación y la tercera señal 13 de realimentación no se han dibujado a la misma escala.

40 La primera señal 4 de realimentación se muestra debajo de la tercera señal 13 de realimentación como suma de la segunda señal 12 de realimentación y la tercera señal 13 de realimentación.

45 Finalmente, la señal 2 de control generada por el regulador 1 se muestra al final de la Figura 9. El regulador integra la diferencia entre la señal 3 de entrada, que en este caso es cero, y la primera señal 4 de realimentación, con el fin de proporcionar la señal 2 de control.

50 Una forma sencilla de implementar la primera función 14 de transferencia predeterminada y la segunda función 15 de transferencia predeterminada se muestra en la Figura 8. Aquí ambas funciones de transferencia se implementan como filtros RC. La primera función 14 de transferencia predeterminada se implementa como un filtro RC que está constituido por la conexión en serie de un condensador 17 y una resistencia 18. La segunda función 15 de transferencia predeterminada se implementa como un filtro RC que está constituido por la conexión en paralelo de un condensador 19 y una resistencia 20.

55 Aunque la invención se ha descrito con detalle utilizando ejemplos específicos, estos no deben ser tomados como limitantes de la invención de ninguna forma. Más bien, la persona experta será capaz de identificar numerosas variaciones, sin separarse del alcance de la invención. En particular, la persona experta será capaz fácilmente de elegir combinaciones de polos y ceros y sus situaciones con el fin de implementar la invención en aplicaciones diversas.

REIVINDICACIONES

- 5 1.- Un convertidor por modulación de pulsos constituido por una etapa (1) de entrada para generar una primera
 10 señal (2) de control basada en una señal (3) de entrada y una primera señal (4) de realimentación, y un comparador
 (5) para generar una señal (6) modulada en ancho de pulso basada en dicha primera señal de control y en una señal
 (7) de referencia, medios para crear histéresis cuando se genera la señal (6) modulada en ancho de pulso, una
 15 etapa (8) de potencia para generar una señal (9) modulada en ancho de pulso amplificada, un filtro (10) de salida
 para filtrar dicha señal (9) modulada en ancho de pulso amplificada, con el fin de crear una señal (11) de salida
 analógica, en el que la mencionada primera señal (4) de realimentación se genera como una combinación de una
 segunda señal (12) de realimentación y una tercera señal (13) de realimentación, donde dicha segunda señal (12)
 de realimentación se obtiene a partir de la señal (9) modulada en ancho de pulso amplificada utilizando una primera
 función (14) de transferencia predeterminada, y donde la mencionada tercera señal (13) de realimentación se
 obtiene a partir de la señal (11) de salida analógica utilizando una segunda función (15) de transferencia
 predeterminada, donde dicha segunda función (15) de transferencia predeterminada posee al menos un cero,
 20 **caracterizado porque** la mencionada primera función (14) de transferencia predeterminada posee al menos un
 cero.
- 2.- Un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la primera función (14) de
 25 transferencia predeterminada posee al menos un polo y un cero.
- 3.- Un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el
 que la mencionada etapa (1) de entrada está constituida por un integrador para integrar la señal resultante de la
 diferencia entre la mencionada señal (3) de entrada y la mencionada señal (4) de realimentación, y medios para
 30 entregar la señal resultante de dicha integración como una señal (2) de control.
- 4.- Un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con la reivindicación 1, en el que la primera función (14) de
 transferencia predeterminada en una implementación de terminación única se ha implementado utilizando al menos
 un resistencia (18) en serie con un condensador (17), y en el que la segunda función (15) de transferencia
 predeterminada se ha implementado utilizando al menos un condensador (19) en paralelo con una resistencia (20).
 35
- 5.- Un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con el cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el
 que la primera función (14) de transferencia predeterminada se implementa utilizando un bucle de realimentación
 negativo por tensión.
- 6.- Un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con la reivindicación 2, en el que la primera función (14) de
 40 transferencia predeterminada se implementa utilizando un bucle de realimentación negativa por corriente.
- 7.- Un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el
 que la etapa de entrada posee al menos un polo implementado a frecuencias muy bajas.
- 8.- Un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el
 que la primera función (14) de transferencia predeterminada se implementa con una impedancia en CC, que excede
 la impedancia en CC, con la que se implementa la segunda función (15) de transferencia predeterminada, en un
 45 factor de al menos 5.
- 9.- Un convertidor por modulación de pulsos de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el
 que la etapa de entrada se implementa utilizando al menos un polo y al menos un cero.

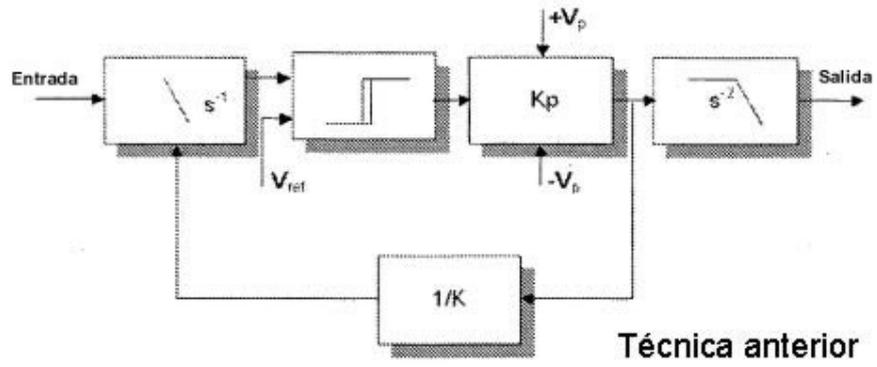


Fig. 1

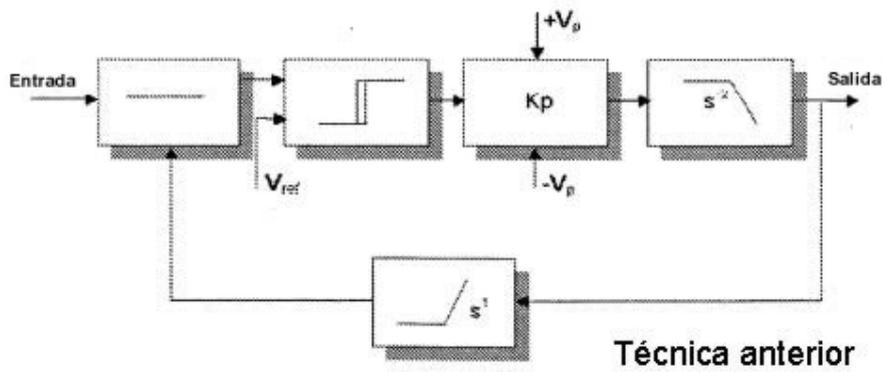


Fig. 2

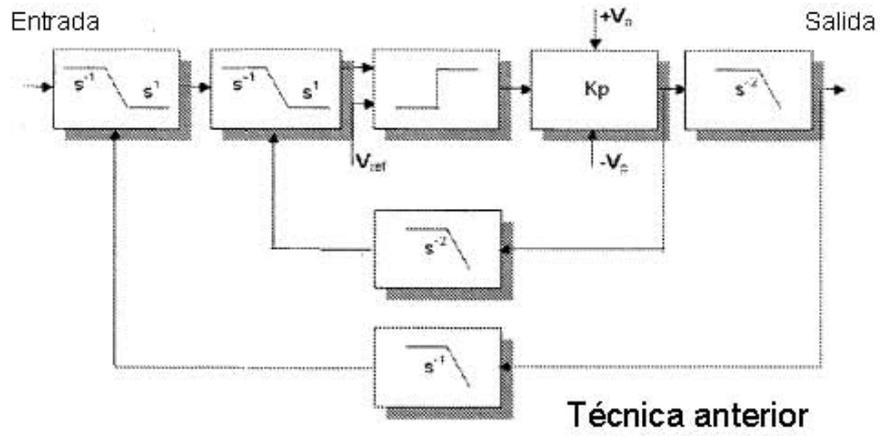


Fig. 3

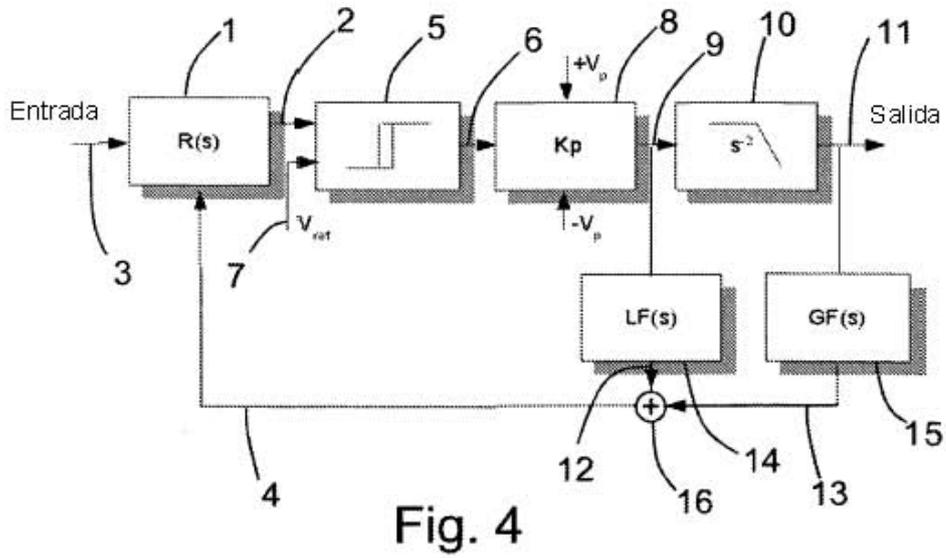


Fig. 4

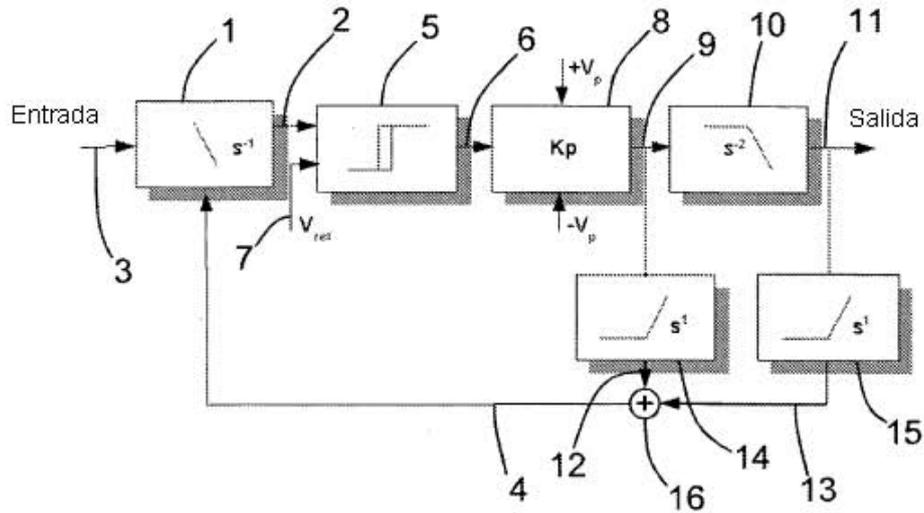


Fig. 5

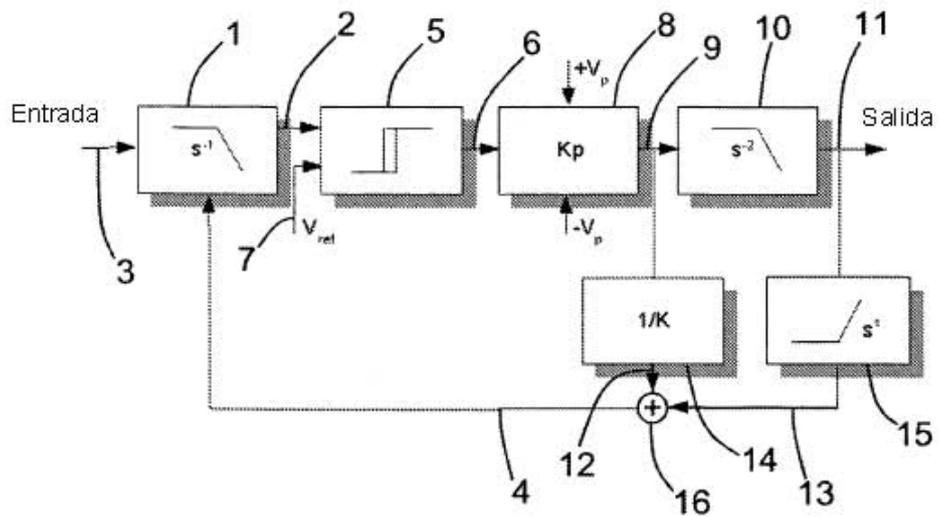


Fig. 6

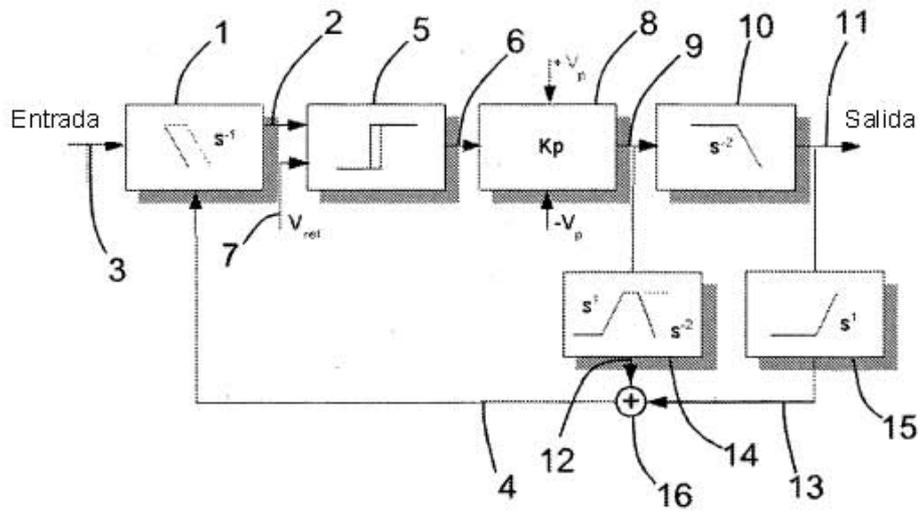


Fig. 7

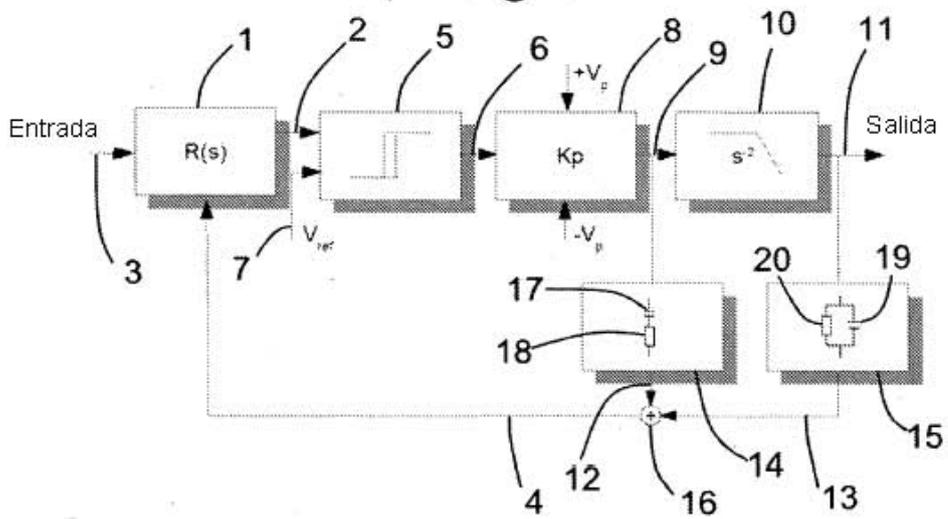


Fig. 8

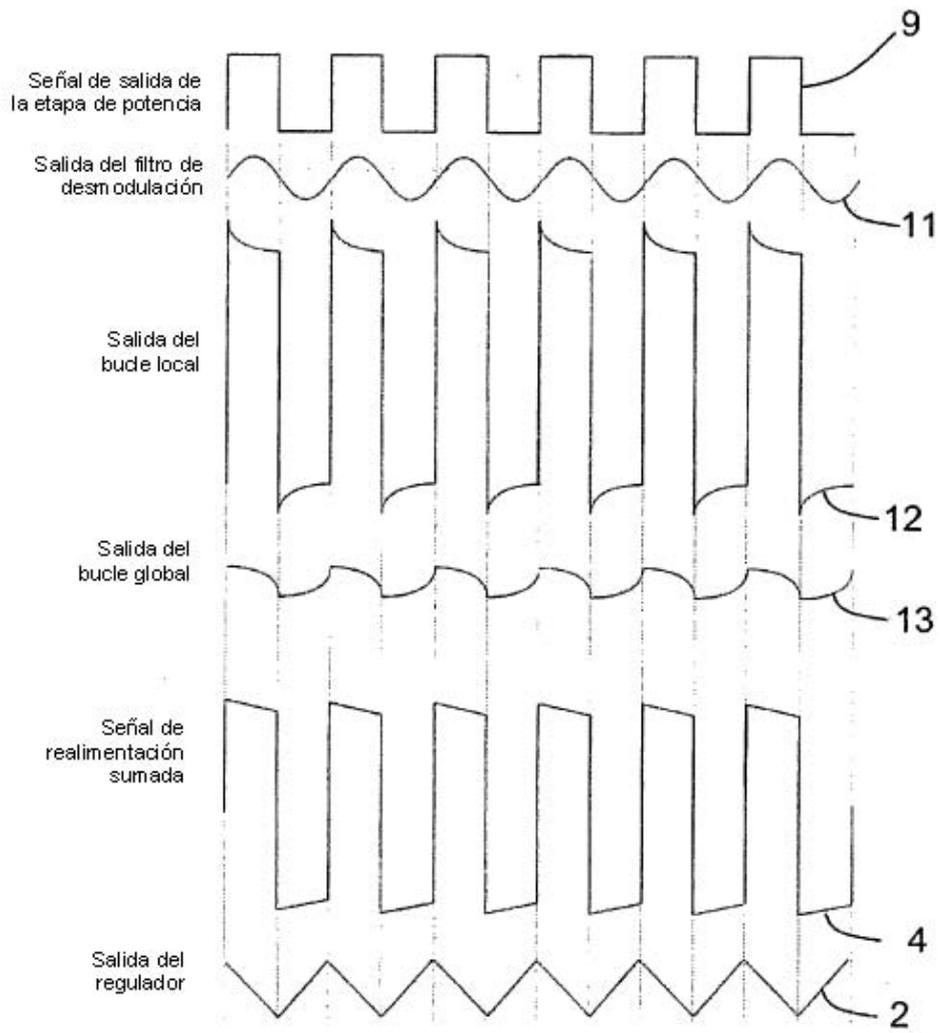


Fig. 9