



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 282 099**

51 Int. Cl.:

G01L 1/12 (2006.01)

G01R 19/25 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **00919227 .9**

86 Fecha de presentación : **24.03.2000**

87 Número de publicación de la solicitud: **1173738**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **23.01.2002**

54 Título: **Rectificación digital sensible a la fase de señales de transductores excitados por corriente alterna.**

30 Prioridad: **01.04.1999 SE 9901199**

73 Titular/es: **ABB AB.**
721 83 Västerås, SE

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.10.2007

72 Inventor/es: **Sobel, Jarl**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.10.2007

74 Agente: **Ungría López, Javier**

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

Rectificación digital sensible a la fase de señales de transductores excitados por corriente alterna.

5 **Campo técnico**

La presente invención se refiere a un método y un sistema para un procedimiento mejorado para medir señales desde un transductor sensor, particularmente para la aplicación a transductores sensores que utilizan una señal de excitación de corriente alterna que se modulará por el sensor.

10 **Antecedentes**

La demodulación de una señal de sensor modulada en amplitud desde, por ejemplo, transductores tales como un Pressductor[®] o un LVDT (Transformador Diferencial Variable Lineal), se realiza normalmente usando técnicas analógicas e implementadas por rectificación sensible a la fase seguida por un filtrado paso bajo. El filtrado paso bajo es necesario para sustraer las componentes de frecuencias de mayor orden (a la frecuencia de excitación y alrededor de sus armónicos) que se introducen por la rectificación sensible a la fase. En la mayor parte de las aplicaciones de hoy hay una demanda de que el procesamiento de la señal entregue una salida de señal digital y que sea capaz de comunicar con un computador de control padre. En muchos casos el sensor es parte de un sistema de regulación.

Tal sistema de regulación se realiza normalmente incluyendo un microprocesador en la circuitería electrónica del transductor. En lugar de tener la demodulación analógica usual hay muchas ventajas en introducir también técnicas digitales dentro de esta etapa del procesamiento. El dispositivo electrónico contendrá por ejemplo menos componentes, será más fácil de miniaturizar y por lo tanto será menos costoso de producir. Además, puede usarse el mismo hardware para varias frecuencias de excitación ya que el filtrado paso bajo necesario se realiza entonces por medio de control de software.

La realización trivial de la solución analógica por medio de técnicas digitales de acuerdo con el estado de la técnica consiste en muestrear la señal del transductor con una frecuencia de muestreo elevada, rectificando la señal en un modo sensible a la fase y realizando el filtrado paso bajo usando un filtro digital. Debido a la elevada frecuencia de muestreo este método en primer lugar demanda una capacidad de cálculo elevada que debe implementarse con un rápido procesador de señal digital (DSP).

Una rectificación sensible a la fase de la cantidad periódica a medir normalmente se realizará utilizando un muestreo de fijación de fase de la cantidad periódica. Un ejemplo de tal solución de muestreo se describe por ejemplo en la patente de Estados Unidos N° 4.646.004 del cesionario de la presente invención.

Otra patente de Estados Unidos N° 5.055.843 describe un modulador sigma delta con prefiltrado distribuido y retroalimentación. El uso de un filtro adicional permite el control del perfil de la función de transferencia del ruido de cuantificación independiente de la función de transferencia de la señal directa. No obstante, esta solución técnica implica bastante circuitería complicada para la reducción del ruido de cuantificación y además prácticamente no resuelve los problemas técnicos discutidos anteriormente.

Por consiguiente, existe aún una demanda para simplificar el procesamiento de la señales del sensor de transductores excitados por corriente alterna para asegurar una construcción fácil y de bajo coste así como presentar un funcionamiento fiable ofreciendo una resolución de medición elevada. Como se describe a continuación, una técnica que considera un método mejorado presenta una nueva solución inventiva al problema.

50 **Sumario**

La presente invención se refiere a una distribución para una rectificación sensible a la fase de una señal de sensor usando un método, que demanda una capacidad de cálculo muy moderada para facilitar por consiguiente el uso de microprocesadores ordinarios. Además el método hace posible emular el comportamiento de los antiguos sistemas de procesamiento de señal analógicos, que pueden por lo tanto reemplazarse sin necesidad de reemplazar o recalibrar los sensores. El presente método y sistema utilizan el hecho de que el muestreo está sincronizado con la frecuencia de excitación del sensor, f , y se obtiene la rectificación sensible a la fase por un primer muestreo de la señal del sensor a la elevada frecuencia de muestreo, nf . La señal, muestreada por medio de un convertidor analógico/digital controlado por la frecuencia de muestreo nf , se promedia a continuación sobre la mitad del periodo de la frecuencia de la señal de excitación, por consiguiente el punto de arranque para el promediado se decide por la señal de sincronización correspondiente al tiempo de conmutación. Esto es equivalente a filtrar la señal muestreada por un filtro de decimación con bandas eliminadas en los múltiplos pares de la frecuencia de excitación. La rectificación puede realizarse entonces con una secuencia de número muestreada por la frecuencia óptima de muestreo $2 \cdot f$ (el doble de la frecuencia de excitación) en lugar de la frecuencia de muestreo $n \cdot f$ usada para obtener una resolución elevada. La salida se filtra adicionalmente a continuación por medio de un filtro digital para conseguir la respuesta de frecuencia deseada del voltaje de salida. La salida de señal estará fácilmente disponible para un procesamiento adicional. No obstante, la salida ofrece aún mediciones de alta resolución a pesar de demandar sólo la capacidad de un microprocesador de velocidad moderada para el procesamiento adicional, así como un convertidor analógico/digital de baja resolución.

De acuerdo con una realización adicional del método, se computa el promedio de la señal decimada antes de la rectificación sensible a la fase, por un procedimiento adecuado de promediado. Este procedimiento de promediado puede implicar alguna clase de filtrado digital paso bajo con una larga constante de tiempo correspondiente a la constante de tiempo de los cambios en el voltaje de desviación. La media es la deducida de la señal decimada para eliminar la influencia de una posible desviación.

De acuerdo con una realización adicional más, el método usa un filtro elimina banda digital aplicado a la señal decimada después de la rectificación. Como el rizado debido a las desviaciones de corriente continua demoduladas aparece exactamente a la frecuencia de excitación, una media móvil de dos valores elimina completamente la desviación.

El método de acuerdo con la presente invención se muestra por la reivindicación independiente 1 y las reivindicaciones dependientes 2 - 10. En la reivindicación independiente 11 se muestra un sistema adicional de acuerdo con la presente invención y en las reivindicaciones dependientes 12 - 20 se muestran realizaciones adicionales del sistema.

Breve descripción de los dibujos

La invención, junto con objetos adicionales y las ventajas de los mismos, pueden entenderse mejor haciendo referencia a la siguiente descripción tomada junto con los dibujos que acompañan, en los que:

la Fig. 1 ilustra una realización básica de un manejo de señal incluyendo una rectificación analógica sensible a la fase de acuerdo con el estado de la técnica para su uso con un transductor excitado con una señal de corriente alterna;

la Fig. 2 ilustra una realización de un sistema mejorado de manejo de señal para un transductor excitado por una señal de corriente alterna de acuerdo con el presente método inventivo.

la Fig. 3 ilustra el principio de una realización adicional de un sistema de acuerdo con la presente invención y específicamente diseñada para emular el sistema analógico de acuerdo con la Fig. 1.

Descripción detallada

Las ventajas de la presente invención se explican mejor a la luz de la demodulación analógica ordinaria de las señales de un transductor moduladas en amplitud, a la cual imita. De acuerdo con el estado de la técnica, esta demodulación se realiza por rectificación sensible a la fase seguida por un filtro paso bajo, que sustrae las componentes de frecuencia generadas por las no linealidades en la rectificación.

En la rectificación ordinaria (pasiva) la polaridad de la señal de entrada cambia en sus cruces por cero, es decir normalmente dos veces por periodo. En la rectificación sensible a la fase la polaridad de la entrada se cambia dos veces por periodo de acuerdo con alguna señal de reloj generada externamente. La señal de reloj puede generarse por ejemplo a partir de los cruces por cero de la corriente de excitación del transductor. De este modo, una rectificación sensible a la fase es equivalente a una multiplicación de la señal del sensor por una onda cuadrada que tiene el mismo periodo que la señal de excitación de corriente alterna del transductor.

Es bien conocido que una onda cuadrada de frecuencia angular fundamental ω_0 puede desarrollarse en sus componentes de frecuencia de acuerdo con:

$$\frac{4}{\pi} \left(\sin(\omega_0 t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_0 t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_0 t) \dots \right)$$

Si un sensor, con una señal de salida modulada en amplitud, mide condiciones constantes, tales como una fuerza constante, un par de torsión o distancia, la señal de salida exhibe una amplitud y fase constantes. La frecuencia es también constante e igual a la frecuencia de excitación del transductor.

Usando las identidades de trigonometría fundamental tales como

$$\sin^2(\omega_0 t) = \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega_0 t))$$

y

$$\sin(\omega_0 t) \sin(3\omega_0 t) = \frac{1}{2} (\cos(2\omega_0 t) - \cos(4\omega_0 t))$$

se encuentra que una señal de sensor sinusoidal de frecuencia constante, amplitud constante, y la misma fase que la onda cuadrada, se transforma por la rectificación sensible a la fase en una componente de corriente continua demodulada que tiene un valor de $2/\pi$ veces esta amplitud constante, y armónicos generados por la no linealidad con frecuencias en los múltiplos pares de la frecuencia de excitación.

ES 2 282 099 T3

Para obtener una proporción de señal a ruido elevada, el rizado de la señal de salida debido a los armónicos generados por la no linealidad debe amortiguarse. Esto se realiza usualmente usando un filtro paso bajo con una frecuencia de corte muy por debajo de la frecuencia de excitación.

5 La respuesta en frecuencia del sensor es usualmente muy rápida en comparación con la frecuencia de excitación. De este modo, la respuesta en frecuencia de la señal de salida demodulada del sistema de medición se determina por la respuesta en frecuencia del filtro usado para eliminar los armónicos generados por la no linealidad.

10 En cada aplicación de medición la señal de salida del sistema de medida reflejará la dependencia del tiempo de la cantidad medida con un mínimo de distorsión y retardo. Se sabe que esto requiere una fase lineal de la respuesta en frecuencia y una frecuencia de corte elevada, que está en conflicto con lo deseado para una proporción de señal a ruido elevada.

15 Para resolver este conflicto se usa a veces un filtro elimina banda en lugar de un filtro paso bajo. Un filtro con bandas eliminadas a los múltiplos pares de la frecuencia de excitación elimina los armónicos generados por la no linealidad, pero puede hacer que se exhiba una respuesta de frecuencia rápida y fase lineal para las frecuencias bajas. Tal filtro analógico elimina banda requiere muchos componentes, que además tiene que ajustarse individualmente para obtener bandas eliminadas con precisión en las frecuencias correctas. Esto hace que el uso de filtros analógicos elimine banda sea muy costoso.

20 Por el contrario los filtros digitales tienen propiedades, que se determinan únicamente por su algoritmo matemático. Es bien sabido que un filtro que implica la computación de una media móvil de m valores, muestreados con un periodo T_s , tiene bandas eliminadas a las frecuencias dadas por

25
$$f_n = \frac{n}{mT_s}$$

donde n es un número entero, $n = 1, 2, \dots$

30 Si la frecuencia de muestreo $f_s \equiv \frac{1}{T_s}$, y el número m se selecciona de modo que la frecuencia de excitación f_0 satisfice:

35
$$f_0 = \frac{1}{2mT_s}$$

40 entonces una simple media móvil de m valores obtendrá bandas eliminadas exactamente en las frecuencias requeridas. Además, tal filtro tiene la respuesta a impulsos más corta posible (sólo medio periodo). Este filtro, que en terminología del proceso digital de señal se clasifica como un filtro FIR simétrico, se sabe que presenta una dependencia de fase lineal.

45 La fórmula anterior puede interpretarse fácilmente. Significa que la señal se debe muestrearse un número par de veces ($2m$) cada periodo, y que el filtrado consiste en la computación por ejemplo de una media móvil de un número de muestras correspondiente a medio periodo.

50 Es también bien sabido que una señal de salida modulada en amplitud no puede usarse para representar una señal medida con una frecuencia mayor que la frecuencia de excitación. Se asume por lo tanto que el contenido de frecuencia de la señal medida por encima de la frecuencia de excitación es insignificante.

55 Tal señal puede representarse en forma muestreada sin pérdida de información si la frecuencia de muestreo es el doble de la frecuencia de excitación, de acuerdo con lo referido en el criterio de Nyquist. Por consiguiente, todo lo que se necesita es una muestra por medio periodo de la señal de salida modulada en amplitud del transductor.

60 El filtro digital elimina banda mencionado anteriormente puede combinarse por lo tanto con una decimación de la velocidad de muestreo por un factor m sin pérdida de información. Esto es altamente ventajoso en los sistemas digitales. Todo lo que se requiere es una suma sin solapamiento de las muestras correspondientes de cada medio periodo.

65 Finalmente, se reconoce que si el punto de arranque de la suma se selecciona como la primera muestra siguiente al cruce por cero de la onda cuadrada implicada por la rectificación sensible a la fase, el orden de la rectificación y de la suma pueden invertirse. Esta es una diferencia importante con respecto a los sistemas analógicos actuales. De este modo, la rectificación sensible a la fase puede realizarse a la tasa de muestreo decimada, y consiste simplemente en cambiar el signo de cada segundo valor. Puede mostrarse que este procedimiento simula una rectificación analógica sensible a la fase en la que la polaridad inversa ocurre exactamente en el medio entre las muestras última y primera de dos mitades de periodo adyacentes.

Una complicación, que tiene que tenerse en cuenta en cada implementación práctica de este sistema, es que los valores digitales muestreados de la señal de salida invariablemente contendrán una desviación de corriente continua. Esta puede deberse a las los voltajes de desviación en la circuitería que acondiciona la señal analógica, o deberse simplemente al hecho de que la señal se muestrea usando un convertidor analógico/digital con entrada unipolar.

Si se rectifica una señal de corriente continua en el modo sensible a la fase, se producen armónicos generados por la no linealidad en múltiplos impares de la frecuencia de excitación. Si se usa la rectificación analógica sensible a la fase este rizado se elimina usualmente de la salida demodulada por una frecuencia de corte más baja incluso del filtro paso bajo o por un filtro elimina banda adicional a la frecuencia de excitación, si se usa un filtrado elimina banda.

En el sistema digital, el rizado debido a la desviación de corriente continua puede eliminarse fácilmente de dos modos. Debe reconocerse que la desviación afecta a cada muestra en la misma cantidad. Por la tanto podemos actuar también sólo sobre la señal decimada, es decir después de la suma sobre medios periodos. El primer modo consiste en un filtrado paso alto de las mitades de periodo sumadas antes de la rectificación, el segundo modo implica el filtrado elimina banda de la señal rectificada.

La Figura 1 ilustra los bloques funcionales básicos de la circuitería electrónica dedicada para una rectificación analógica sensible a la fase de las señales del transductor cuando se utiliza un transductor 1 excitado por una señal de excitación de corriente alterna de acuerdo con el estado de la técnica. Tal transductor, por ejemplo un Pressductor®, se usa para convertir una fuerza dependiente del tiempo $F(t)$ en un voltaje dependiente del tiempo $V(t)$ para usarse por ejemplo en un sistema de control. El transductor trabaja como un transformador no lineal con un factor de acoplamiento dependiente de la fuerza. El campo magnético en el transductor se genera por una corriente variable en el tiempo proporcionada por la unidad de excitación 2. El voltaje de salida del transductor es proporcional a la derivada respecto al tiempo del flujo magnético en un devanado secundario. La amplitud de este flujo secundario es proporcional a la fuerza a medir. De este modo el transductor realiza una multiplicación de la fuerza por la corriente de excitación, además del desplazamiento de fase y los efectos no lineales.

La demodulación de la salida del transductor modulada en amplitud se realiza por la circuitería de procesamiento de la señal. La salida del transductor se filtra por el filtro de entrada 10 que tiene una función de transferencia $A(j\omega)$, y se demodula a continuación por una rectificación sensible a la fase. La rectificación sensible a la fase en el detector 9 puede verse como una multiplicación de la salida del transductor por una onda cuadrada, que tiene una relación de fase bien determinada en relación con la excitación.

La onda cuadrada se produce por la unidad de control de rectificación 5 de la señal indicada por la referencia 4 que tiene la misma frecuencia que la corriente de excitación actual suministrada por la unidad de excitación 2 e indicada por la referencia 3. Generalmente esta señal de corriente 4 se retarda y se filtra y a continuación se detectan los cruces por cero de la señal de corriente filtrada por un comparador para formar la señal de onda cuadrada indicada por la referencia 8.

Las componentes de baja frecuencia del voltaje de salida rectificado corresponden a las componentes de baja frecuencia de la fuerza que actúa sobre el transductor 1. Además para realizar la demodulación necesaria, la rectificación produce un rizado con una frecuencia fundamental igual al doble de la frecuencia de excitación. Por lo tanto la señal se filtra paso bajo por el filtro 20 para eliminar este rizado de frecuencia elevada del voltaje de salida. El filtro de salida se modela como un filtro paso bajo ideal que elimina todas las componentes de frecuencia mayores que la frecuencia de excitación, ω_0 , seguido por el filtro de salida 30 que tiene una función de transferencia $B(j\omega)$, que obtiene la frecuencia característica dependiente de la señal de salida.

La presente invención presenta una solución enteramente digital que simula el funcionamiento ideal de la circuitería general de acuerdo con la Figura 1. La Figura 2 presenta un diagrama de bloques básico que ilustra tal sistema de procesamiento digital de la señal. La rectificación sensible a la fase se realiza digitalmente sobre valores muestreados de la señal del transductor. Los valores de salida digitales se obtienen aquí directamente. Si incluso se desea una señal de salida analógica, puede obtenerse por medio de un convertidor digital/analógico.

De acuerdo con la Figura 2 la señal de salida del transductor se muestrea por el convertidor analógico/digital 15 que está controlado por el generador de reloj 13 que produce una señal de reloj a una frecuencia nf . Después del convertidor analógico/digital se posiciona un filtro FIR de decimación 17, que está sincronizado a través de la unidad 6. El generador de reloj 13 también proporciona una señal de sincronización, a través del circuito divisor 14, a la frecuencia f indicada por el número de referencia 16. La señal de sincronización 16 controla la unidad de excitación 2, que a continuación proporcionará una corriente de excitación de frecuencia f al transductor. La unidad de excitación 2 puede controlarse también directamente por el generador de reloj. La rectificación sensible a la fase se consigue simplemente sumando los valores sobre medio periodo y cambiando a continuación el signo cada segunda suma. Este procedimiento obtendrá entonces una frecuencia de salida igual a $2f$. Esto también elimina la necesidad de un filtro paso bajo a continuación del rectificador, realiza una decimación necesaria de la tasa de los datos, y reduce el esfuerzo de computación en varias órdenes de magnitud.

La rectificación digital sensible a la fase incrementa la resolución y la precisión de la señal del transductor digitalizada, ya que el valor resultante para medio periodo es la suma de varias muestras convertidas de analógico a digital.

Esto es comparable con la simple conversión analógico/digital de una señal analógica rectificada y filtrada en paso bajo de acuerdo con los sistemas previos.

Además, debido a la disposición de sincronización la rectificación tiene una relación de fase fija con respecto al valor de control de la corriente de excitación. La fase de la señal 8 para la rectificación sensible a la fase se determina a continuación por un retardo fijo 6 con respecto a la señal de sincronización común 16. Esto elimina circuitería para el retardo de fase y la detección del cruce por cero de la corriente de excitación, usada para obtener el voltaje de control del rectificador necesario en un rectificador analógico. De este modo se eliminan también las variaciones de baja frecuencia del voltaje de salida debidas al ruido en la circuitería de control del rectificador.

Un retardo adicional en el sistema procede del convertidor analógico/digital y es debido entre otras cosas al filtrado digital realizado en el convertidor analógico/digital e implica por ejemplo en una realización ilustrativa de un convertidor analógico/digital comercial adecuado de 20 bits. Tal convertidor analógico/digital adecuado usa una modulación delta-sigma y puede presentar en un caso típico un retardo igual a 32 muestras, que no es insignificante si la frecuencia de excitación es alta y puede corresponder entonces a un periodo entero de la frecuencia de excitación. No obstante esto se compensará a continuación por el retardo 6.

La respuesta del paso mínimo obtenida usando la rectificación digital es muy corta. En principio se necesita sólo computar los valores de medio periodo para obtener un nuevo valor, aunque en la mayor parte de los casos puede usarse una media móvil de los dos últimos medios periodos como la tasa de salida más rápida. Esto elimina los errores de desviación y además incrementa la resolución y suprime el ruido. La tasa de salida más rápida del procesamiento de la señal del transductor de acuerdo con la realización de acuerdo con la Figura 2 es igual por tanto a dos veces la frecuencia de excitación, es decir $2f$. La frecuencia de corte será igual a la mitad de la frecuencia de excitación, es decir $f/2$.

Un sistema que usa el presente método hace posible emular el comportamiento de los sistemas de procesamiento de señal analógicos más antiguos, los cuales pueden reemplazarse por lo tanto sin necesidad de reemplazar o recalibrar los sensores.

Como los transductores tales como el Pressductor[®] o el LVDT son dispositivos no lineales, es necesario emular cómo se combinan los diferentes armónicos de la señal del transductor filtrada en el rectificador y contribuyen al resultado. Se presenta una complicación adicional si la amplitud y la fase de los armónicos en la señal del transductor se cambian por el filtro de entrada lineal anterior a la rectificación sensible a la fase. A veces tiene que introducirse un ejemplo de tal filtrado en sistemas operados por la red de energía de 50 ó 60 Hz para obtener una compensación por las variaciones en la sensibilidad del transductor con la frecuencia de la red. En otros sistemas se introduce el filtrado de entrada simplemente para mejorar la inmunidad al ruido.

Un modo directo de emular un filtro de entrada analógico es implementarlo como un filtro digital en el procesamiento de señal digital. No obstante en lugar de filtrar la señal del transductor con el filtro de entrada 10 (Figura 1) con una función de transferencia $A(j\omega)$, puede aplicarse el conjugado complejo de la función de transferencia del filtro $A^*(j\omega)$ a la señal de onda cuadrada 8. Esto se consigue fácilmente basándose en el filtrado implementado digitalmente. El uso del conjugado complejo refleja el hecho de que si la fase de la señal del transductor se retarda por el filtro, el filtrado equivalente de la onda cuadrada debe adelantar la fase para obtener el mismo resultado.

Los valores de la onda cuadrada filtrada para medio periodo se calculan por adelantado, una vez y para todos, y se almacenan en el sistema. Para realizar la rectificación digital sensible a la fase, las muestras de cada medio periodo de la señal del transductor sin filtrar se multiplican ahora por los valores de tales vectores almacenados y se suman posteriormente.

La Figura 3 ilustra el principio de una realización adicional del presente demodulador de la señal del transductor. En este diseño actual el convertidor analógico/digital está precedido por un filtro 11 que tiene una función de transferencia $C(j\omega)$ para suprimir el ruido y la interferencia y proporcionar anti-solapamiento. Para compensar el efecto de este filtro, la onda cuadrada se filtra adicionalmente de modo digital por los conjugados complejos divididos de las funciones de transferencia $A(j\omega)$ y $C(j\omega)$, respectivamente, como se indica por el bloque de filtro 7 en la Figura 3.

Esto comprende la etapa adicional de, por ejemplo sumar muestras filtradas tomadas de la señal del transductor durante medio periodo, multiplicando las muestras sin filtrar por una función de ponderación que tiene una forma que está determinada por los filtros de entrada a simular. Esta función de ponderación se determinará resolviendo una ecuación diferencial asociada, la forma de la cual y sus condiciones límites se determinan por los coeficientes de filtrado de los filtros correspondientes.

El caso general con una función de ponderación puede usarse para otros propósitos que emular el efecto sobre un filtro de entrada en un sistema de procesamiento de señal analógico. Por ejemplo, la función de ponderación puede seleccionarse para que tenga la forma de una onda sinusoidal con el mismo periodo que la señal de excitación, para mejorar la inmunidad al ruido de la señal demodulada.

Supongamos que la señal de salida del transductor $f(t)$ con espectro de Fourier $F(j\omega)$ se filtra por un filtro de entrada que tiene la función de transferencia $A(j\omega)$. Una rectificación sensible a la fase puede describirse en que la

ES 2 282 099 T3

señal filtrada $f_A(t)$ se multiplica por la onda cuadrada $q(t)$, con un espectro correspondiente $Q(j\omega)$, de modo que la señal de salida del rectificador sensible a la fase es igual a

$$u(t) = q(t)f_A(t).$$

Esta señal de salida se filtra a continuación en paso bajo de modo que se obtiene como resultado la componente de corriente continua que contiene la señal de fuerza. De acuerdo con el análisis de Fourier una multiplicación en el dominio del tiempo corresponde a una convolución en el dominio de la frecuencia. La transformada de Fourier de la expresión previa se convierte entonces:

$$U(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q(j(\omega - \omega_1)) A(j\omega_1) F(j\omega_1) d\omega_1$$

Como $A^*(-j\omega) = A(j\omega)$, entonces para $\omega = 0$ el valor de esta expresión se hace igual al valor de la expresión siguiente para $\omega = 0$.

$$V(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q(j(\omega - \omega_1)) A^*(j\omega_1 - \omega_1) F(j\omega_1) d\omega_1$$

En el dominio del tiempo esto implica que es posible formar

$$v(t) = \theta(t)F(t).$$

denominándose $\theta(t)$ la onda cuadrada filtrada y se definirá por su transformada de Fourier

$$\Theta(j\omega) = Q(j\omega) A^*(j\omega)$$

La componente continua de $v(t)$ es exactamente la misma que la de $u(t)$ ya que $V(0) = U(0)$. Además es muy simple implementar digitalmente $v(t)$, ya que sólo implica una multiplicación de la señal del transductor $f(t)$ por una función de ponderación conocida.

De acuerdo con una realización adicional del presente método, para obtener la respuesta más rápida posible, el promedio de la señal decimada antes de la rectificación sensible a la fase (es decir la desviación) se computa por un procedimiento de promediado adecuado. Este procedimiento de promediado implica alguna clase de filtrado paso bajo digital con una constante de tiempo muy larga correspondiente a la constante de tiempo de los cambios en la desviación. Ejemplos de tales filtros, que se implementan fácilmente y requieren muy pocos recursos del sistema, son conocidos por cualquier especialista en la técnica. El procesamiento incluye una media móvil simple sobre muchos medios periodos, o promediar exponencialmente (filtro IIR de polo simple). El promedio computado de este modo se sustrae a continuación de cada valor antes de que se pase el resultado a la rectificación sensible a la fase. Esto elimina el rizado sin afectar a la respuesta de impulso de la electrónica. Se observará que este procedimiento es sólo posible cuando el orden de filtrado y la rectificación sensible a la fase se invierte con respecto a la rectificación analógica sensible a la fase como se ha discutido anteriormente.

Una alternativa de desarrollo del presente método implica el uso de un filtro elimina banda digital aplicado a la señal decimada después de la rectificación. La construcción de este tipo de filtros digitales es también bien conocida por cualquier especialista en la técnica. Como el rizado debido a la desviación de corriente continua aparece exactamente a la frecuencia de excitación, una media móvil de dos valores consecutivos elimina completamente la desviación. El presente método puede combinarse con otro filtrado digital de la señal de salida y es especialmente adecuado en aplicaciones en las que es más importante una proporción de señal a ruido elevada que una respuesta rápida en frecuencia.

Una ventaja adicional del presente diseño descrito para un procesamiento de señal enteramente digital de la señal de un transductor modulada en amplitud para un procesamiento adicional es que todo el dispositivo actuando totalmente digital será adecuado para una construcción simple dentro de una circuitería simple.

Se entenderá por una persona especialista en la técnica que pueden realizarse diversas modificaciones y cambios en la presente invención sin apartarse del alcance de la misma, que se define por las reivindicaciones adjuntas.

REIVINDICACIONES

1. Un método para procesar señales desde un transductor excitado por una señal de excitación de corriente alterna, cuyo transductor produce como salida una señal modulada en amplitud que contiene la cantidad a medir, **caracterizado** por las etapas de
 - generar una primera señal de reloj de frecuencia $n.f$ para el muestreo de la señal del transductor y sincronizada con dicha señal de excitación,
 - generar una segunda señal de reloj de frecuencia f sincronizada con la señal de excitación,
 - muestrear la señal de salida del transductor a una frecuencia $n.f$ controlada por dicha señal primera de reloj,
 - producir promedios de medio periodo por medio de computar un promedio ponderado de $n/2$ muestras de la señal de salida de corriente alterna del transductor, estando el punto de arranque de dicho promediado en sincronismo con dicha señal de reloj segunda, obteniendo por consiguiente una reducción de valores de medición correspondientes a un muestreo óptimo a $2f$,
 - rectificar en un modo sensible a la fase y demodular la señal del transductor muestreada cambiando alternativamente el signo de los promedios de medio periodo de acuerdo con el valor lógico de la segunda señal de reloj.
2. El método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** por la etapa de dar a todas las muestras en dichos promedios de medio periodo el mismo peso, minimizando por consiguiente el esfuerzo computacional implicado en el procesamiento de señal.
3. El método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** por la etapa adicional de realizar dicho muestreo de la señal del transductor por medio de un convertidor analógico/digital (15).
4. El método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** por la etapa de introducir un retardo de tiempo (6) a la segunda señal de reloj de frecuencia f , para compensar los desplazamientos de fase en las señales procesadas.
5. El método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** por las etapas adicionales de generar la señal de corriente alterna de excitación y dicha señal de reloj segunda dividiendo la primera señal de reloj por un factor n y generar posteriormente la forma de onda de corriente alterna de excitación por medio de un convertidor digital/analógico.
6. El método de acuerdo con la reivindicación 3, para simular el comportamiento de una unidad de procesamiento analógico que tiene un filtro de entrada a emular y con una función de transferencia $A(j\omega)$, en un sistema de procesamiento de señal digital que tiene un filtro de entrada actual con una función de transferencia $C(j\omega)$, **caracterizado** por una etapa que produce dichos promedios de medio periodo usando una función de ponderación como resultado de un filtrado matemático de una onda cuadrada con un cociente de los conjugados complejos $A^*(j\omega)/C^*(j\omega)$ (7) entre las funciones de transferencia del filtro de entrada a emular y el filtro de entrada actual, teniendo dicha onda cuadrada la misma frecuencia que la segunda señal de reloj.
7. El método de acuerdo con la reivindicación 3, **caracterizado** por la etapa de producir los promedios de medio periodo usando una función de ponderación que tienen la forma de una onda sinusoidal con la misma frecuencia que la segunda señal de reloj.
8. El método de acuerdo con la reivindicación 3, **caracterizado** por la etapa adicional de realizar un filtrado paso alto digital antes de la rectificación, sobre muchos promedios de medio periodo, teniendo dicho filtrado paso alto digital una constante de tiempo muy larga comparada con el periodo de la señal de excitación, eliminando por consiguiente completamente el rizado en la salida rectificadora debido a la desviación de corriente continua en los promedios de medio periodo.
9. El método de acuerdo con la reivindicación 3, **caracterizado** por la etapa adicional de realizar un filtrado digital elimina banda que sigue a la rectificación de los promedios de medio periodo, presentando el filtrado digital elimina banda, bandas eliminadas a las frecuencias correspondientes a los múltiplos impares de la frecuencia de excitación.
10. El método de acuerdo con la reivindicación 9, **caracterizado** por la etapa de realizar el filtrado digital elimina banda computando una media móvil de dos valores consecutivos.
11. Un sistema para procesar señales desde un transductor excitado por una señal de excitación de corriente alterna, cuyo dispositivo produce una salida de señal modulada en amplitud, **caracterizado** porque comprende además
 - un generador (2) que genera una señal de excitación de frecuencia f para la excitación de corriente alterna del transductor,

un generador de reloj (13) que genera una primera señal de reloj de frecuencia $n.f$ para el muestreo de la señal del transductor sincronizada con la frecuencia de excitación,

5 un medio de división de frecuencias (14) que genera una segunda señal de reloj de frecuencia f a partir de la primera señal de reloj,

un medio de muestreo que muestrea la señal de salida del transductor a una frecuencia $n.f$ controlada por la primera señal de reloj,

10 un medio de promediado, que produce promedios de medio periodo por medio de computar una media ponderada de $n/2$ muestras de la señal de salida de corriente alterna del transductor, estando el punto de arranque del promediado en sincronismo con la segunda señal de reloj, obteniéndose por consiguiente una reducción de los valores de medición correspondientes a un muestreo óptimo a $2f$,

15 un medio de rectificación (9) para rectificar en el modo sensible a la fase y demodular la señal del transductor muestreada cambiando alternativamente el signo de los promedios de medio periodo de acuerdo con el valor lógico de la segunda señal de reloj.

20 12. El sistema de acuerdo con la reivindicación 11, **caracterizado** porque todas las muestras en dichos promedios de medio periodo tienen igual peso, minimizándose por consiguiente el esfuerzo computacional implicado en el procesamiento de señal.

25 13. El sistema de acuerdo con la reivindicación 11, **caracterizado** porque el muestreo de la señal del transductor se realiza por medio de un convertidor analógico/digital (15).

14. El sistema de acuerdo con la reivindicación 11, **caracterizado** porque se introduce un retardo de tiempo a la segunda señal de reloj de frecuencia f para compensar los desplazamientos de fase en las señales procesadas.

30 15. El sistema de acuerdo con la reivindicación 11, **caracterizado** porque la señal de excitación de corriente alterna y la segunda señal de reloj se generan dividiendo la primera señal de reloj por un factor n y generando posteriormente la forma de onda de excitación de corriente alterna por medio de un convertidor digital/analógico.

35 16. El sistema de acuerdo con la reivindicación 13, para emular el comportamiento de una unidad de procesamiento analógico que tiene un filtro de entrada a emular y con una función de transferencia $A(j\omega)$, **caracterizado** porque se introduce un sistema de procesamiento de la señal digital que tiene un filtro de entrada actual con una función de transferencia $C(j\omega)$ y porque los promedios de medio ciclo se producen usando una función de ponderación resultante del filtrado matemático de una onda cuadrada con el cociente de los conjugados complejos $A^*(j\omega)/C^*(j\omega)$ (7) entre las funciones de transferencia del filtro de entrada a emular y el filtro de entrada actual, teniendo la onda cuadrada la misma frecuencia que la segunda señal de reloj.

40 17. El sistema de acuerdo con la reivindicación 13, **caracterizado** porque los promedios de medio periodo se realizan usando una función de ponderación que tiene la forma de una onda sinusoidal con la misma frecuencia que la segunda señal de reloj.

45 18. El sistema de acuerdo con la reivindicación 13, **caracterizado** porque el filtrado paso alto digital se realiza antes de la rectificación, sobre muchos promedios de medio periodo, teniendo el filtrado paso alto digital una constante de tiempo muy larga comparada con el periodo de la señal de excitación, eliminando por consiguiente completamente el rizado en la salida rectificada debido a la desviación de corriente continua en los promedios de medio periodo.

50 19. El sistema de acuerdo con la reivindicación 13, **caracterizado** porque el filtro digital elimina banda se realiza siguiendo la rectificación de los promedios de medio periodo, teniendo el filtro digital elimina banda, bandas eliminadas a las frecuencias correspondientes a los múltiplos impares de la frecuencia de excitación.

55 20. El sistema de acuerdo con la reivindicación 19, **caracterizado** porque el filtrado digital elimina banda se realiza computando una media móvil de dos valores consecutivos.

60

65

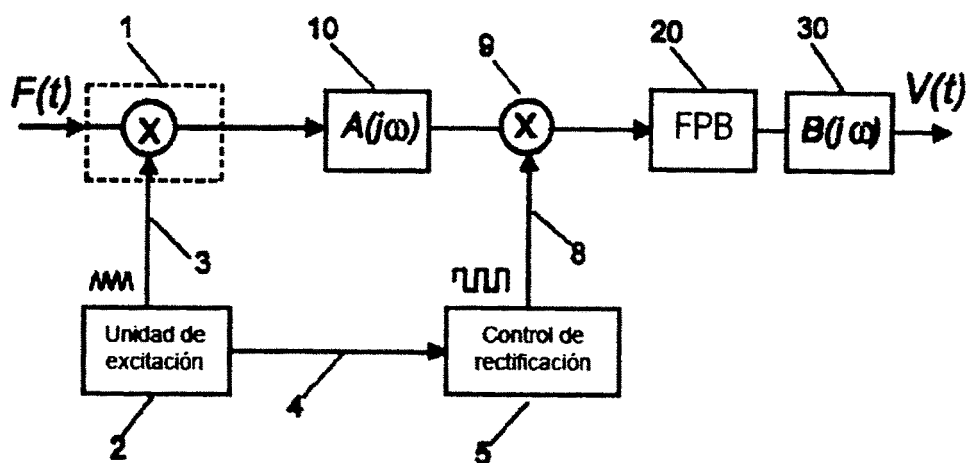


Fig. 1

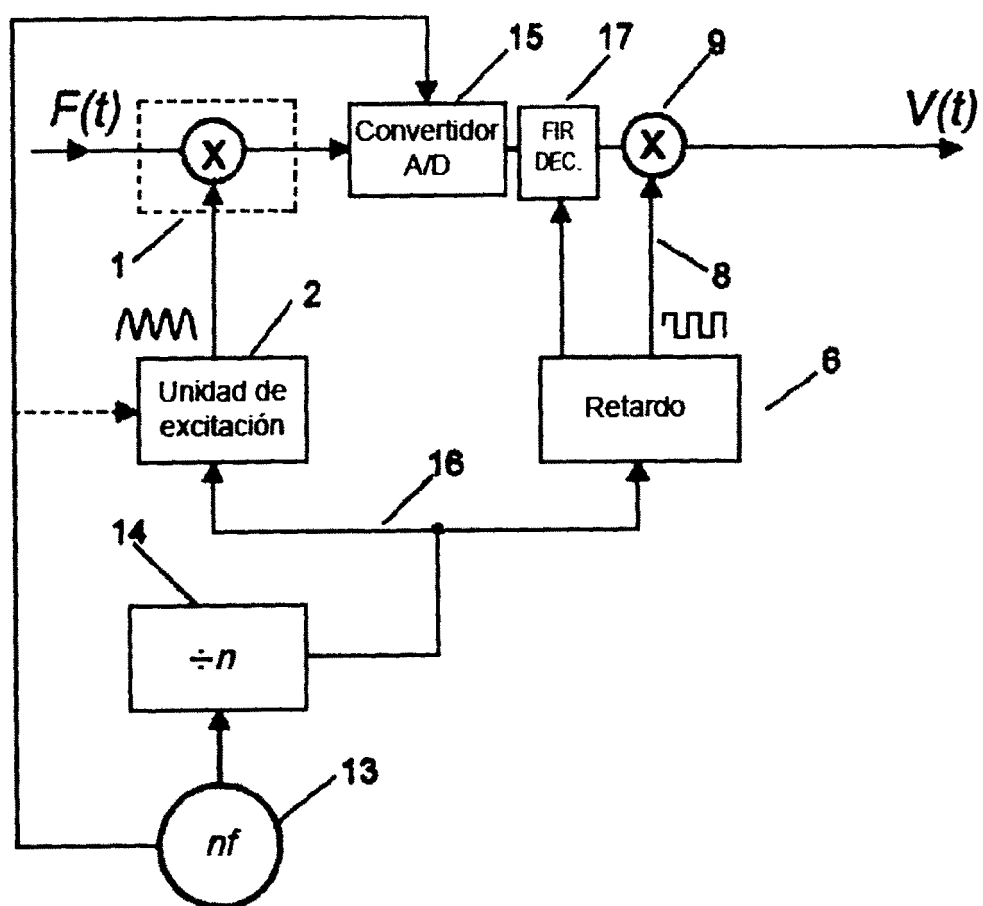


Fig. 2

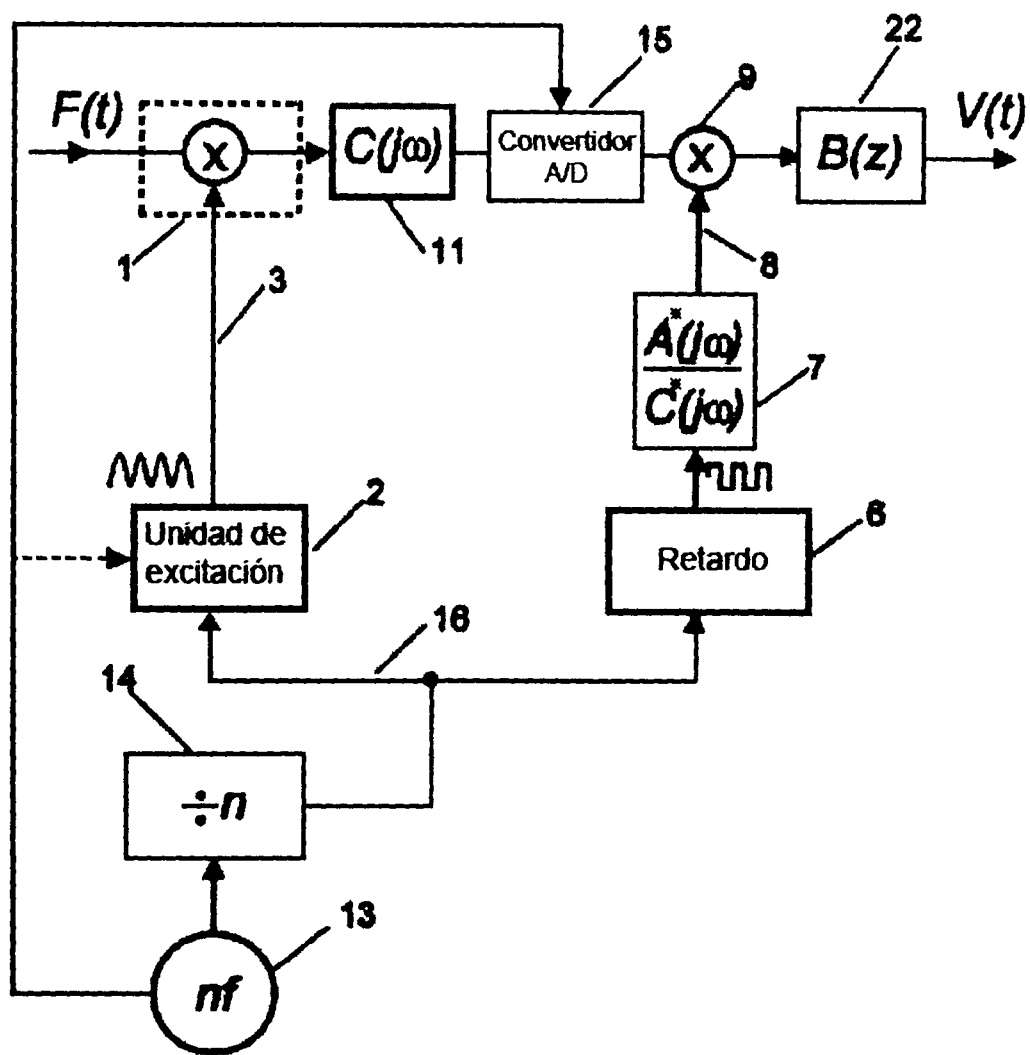


Fig. 3