

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 656 404**

51 Int. Cl.:

G01M 99/00 (2011.01)

G01M 13/04 (2006.01)

G01M 13/02 (2006.01)

G01H 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **22.12.2009 PCT/SE2009/051490**

87 Fecha y número de publicación internacional: **01.07.2010 WO10074645**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.12.2009 E 09799437 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.11.2017 EP 2370801**

54 Título: **Sistema de análisis**

30 Prioridad:

22.12.2008 SE 0850178
05.05.2009 SE 0950311
05.05.2009 US 175508 P

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
27.02.2018

73 Titular/es:

SPM INSTRUMENT AB (100.0%)
P.O. Box 504
645 25 Strängnäs, SE

72 Inventor/es:

HEDIN, LARS-OLOV ELIS

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 656 404 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

Sistema de análisis

Campo técnico de la invención

5 La presente invención se refiere a un procedimiento para el análisis de la condición de una máquina, y a un aparato para analizar la condición de una máquina. La invención también se refiere a un sistema que incluye dicho aparato y a un procedimiento para operar dicho aparato. La invención también se refiere a un programa informático para hacer que un ordenador realice una función de análisis.

Descripción de la técnica relacionada

10 Las máquinas con partes móviles están sujetas a desgaste con el paso del tiempo, lo que a menudo hace que la condición de la máquina se deteriore. Ejemplos de tales máquinas con partes móviles son motores, bombas, generadores, compresores, tornos y máquinas CNC. Las partes móviles pueden comprender un árbol y cojinetes.

15 Para evitar el fallo de la máquina, dichas máquinas deben ser objeto de mantenimiento, dependiendo de la condición de la máquina. Por lo tanto, las condiciones operativas de dicha máquina se evalúan preferiblemente de vez en cuando. La condición operativa puede determinarse midiendo las vibraciones que emanan de un cojinete o midiendo la temperatura en la carcasa de la máquina, cuyas temperaturas dependen de la condición operativa del cojinete. Dichas comprobaciones de la condición de máquinas con partes giratorias u otras partes móviles son de gran importancia para la seguridad, y también para la duración de la vida útil de tales máquinas. Es conocido realizar manualmente tales mediciones en las máquinas. Esto normalmente lo hace un operador con la ayuda de un instrumento de medición que realiza mediciones en puntos de medición en una o varias máquinas.

20 Un número de instrumentos comerciales están disponibles, que se basan en el hecho de que los defectos en los cojinetes de elementos rodantes generan pulsos cortos, generalmente llamados pulsos de choque. Un aparato de medición de pulsos de choque puede generar información indicativa de la condición de un cojinete o una máquina.

25 El documento WO 03062766 divulga una máquina que tiene un punto de medición y un árbol con un cierto diámetro de árbol, en el que el árbol puede girar cuando la máquina está en uso. El documento WO 03062766 también divulga un aparato para analizar la condición de una máquina que tiene un árbol giratorio. El aparato divulgado tiene un sensor para producir un valor medido que indica la vibración en un punto de medición. El aparato descrito en el documento WO 03062766 tiene un procesador de datos y una memoria. La memoria puede almacenar código de programa que, cuando se ejecuta en el procesador de datos, hará que el aparato de análisis realice una función de monitorización de la condición de la máquina. Dicha función de monitorización de la condición de la máquina puede

30 incluir la medición de pulsos de choque.

35 El documento US 6.053.047 divulga un acelerómetro utilizado como sensor de vibración que recoge datos de vibración analógicos que se suministran a un convertidor A/D que proporciona datos de vibración digitales a un procesador 90. De acuerdo con el documento US 6.053.047 el procesador realiza el filtrado de paso de banda digital de los datos de vibración digitales, rectificando la señal filtrada, y filtrando de paso bajo la señal rectificada para producir una señal de baja frecuencia. La señal de baja frecuencia se pasa a través de un condensador para producir una señal demodulada. Se realiza una FFT en la señal demodulada 116 para producir un espectro de vibración. El documento US 6.053.047 también enseña a calcular la frecuencia de resonancia de cada trayectoria física desde el acelerómetro a diversas fuentes de vibración en el motor y el documento US 6.053.047 enseña a realizar esta etapa de calibración antes de que el motor abandone la fábrica. Alternativamente, esta calibración de cada trayectoria física desde las diversas fuentes de vibración al acelerómetro debe realizarse usando un martillo calibrado, de acuerdo con el documento US 6.053.047. Se conocen otros dispositivos para analizar la condición de máquinas que tienen una parte giratoria a partir de los documentos US 2008/033695 y WO 02/073150.

Sumario

45 Un aspecto de la invención se refiere a la consecución de un aparato mejorado para la evaluación de la condición de una máquina.

Este objeto se consigue mediante un aparato para el análisis de la condición de una máquina que tiene una parte giratoria con una velocidad de rotación, que comprende:

- 50 un primer sensor adaptado para generar una señal de medición eléctrica analógica que depende de las vibraciones mecánicas que emanan de la rotación de dicha parte;
- un convertidor analógico a digital adaptado para muestrear dicha señal de medición analógica a una frecuencia de muestreo para generar una señal de datos de medición digital en respuesta a dicha señal de medición eléctrica analógica recibida;
- 55 un primer decimador para realizar una decimación de la señal de datos de medición digital para lograr una primera señal digital que tiene una primera frecuencia de muestreo reducida, de manera que la primera frecuencia de muestreo reducida se reduce en un factor de número entero en comparación con la frecuencia de

muestreo inicial;

un segundo decimador para generar una segunda señal digital, que tiene una segunda frecuencia de muestreo reducida, en respuesta a dicha primera señal digital, y

5 un evaluador para realizar una función de análisis de condición para analizar la condición de la máquina dependiendo de dicha segunda señal digital que tiene una frecuencia de muestreo reducida.

Por otra parte, el primer decimador tiene un puerto para recibir dicho factor de número entero; en el que dicho factor de número entero se puede ajustar en función de una velocidad de rotación detectada; y

dicho segundo decimador es un decimador fraccionario que tiene

10 una primera entrada para recibir dicha primera señal digital como una secuencia de valores de datos; y
una segunda entrada para recibir una señal indicativa de dicha velocidad de rotación variable detectada asociada con dicha parte; y

15 una tercera entrada para recibir una señal indicativa de una señal de ajuste de tasa de muestreo de salida;
una memoria adaptada para recibir y almacenar los valores de datos, así como información indicativa de la velocidad de rotación correspondiente de la parte giratoria monitorizada; y
un filtro de respuesta de impulso finito que tiene valores de filtro; y por que

dicho decimador fraccionario está adaptado para generar dicha segunda señal digital en respuesta a

20 dicha primera señal digital,
dicha señal indicativa de dicha velocidad de rotación variable detectada y
dicha señal indicativa de una señal de ajuste de tasa de muestreo de salida;
y por que

25 dicho decimador fraccionario opera para registrar dichos valores de datos en dicha memoria, y asociar cada valor de datos con un valor de velocidad de rotación; en el que dicha memoria está adaptada para almacenar cada valor de datos, de modo que esté asociado con un valor indicativo de la velocidad de rotación de la parte monitorizada en el momento de detección del valor de la señal del sensor correspondiente al valor de datos; y
por que

30 dicho decimador fraccionario opera para analizar los valores de velocidad de rotación registrados y divide los valores de datos registrados en bloques de datos en función de los valores de velocidad de rotación para generar un número de bloques de valores de datos, estando cada bloque de valores de datos asociado con un valor de velocidad de rotación;
y por que

35 dicho decimador fraccionario opera para
seleccionar un bloque de valores de datos, y para
determinar un valor de decimación fraccionaria correspondiente al valor de velocidad de rotación asociado; en
el que dicho decimador fraccionario está adaptado para generar dicho valor de decimación fraccionaria
dependiente de dicho valor de velocidad de rotación;
y por que

dicho decimador fraccionario opera para asociar dicho valor de decimación fraccionaria con el bloque
seleccionado de valores de datos;
y por que

40 dicho decimador fraccionario opera para seleccionar un bloque de valores de datos y el valor de decimación
fraccionaria asociado,
y por que

45 b) dicho decimador fraccionario opera para generar un bloque de valores de salida en respuesta al bloque
seleccionado de valores de entrada y el valor de decimación fraccionaria asociado, de manera que el
número de valores de muestra por revolución de dicha parte giratoria se mantiene a un valor
sustancialmente constante; por

50 b1) dicho decimador fraccionario está dispuesto para adaptar dicho filtro de respuesta de impulsos finitos
en respuesta a dicho valor fraccionario y para generar dicho bloque de valores de salida correspondientes
a ese valor de decimación fraccionaria asociado;
y por

b2) dicho decimador fraccionario que opera para calcular dichos valores de filtro por medio de la
interpolación, de modo que un valor de filtro F_{val} para una posición F_{pos} en dicho filtro de respuesta de
impulso finito será:

$$F_{val} = A(IF_{pos}) + [A(IF_{pos+1}) - A(IF_{pos})] * [F_{pos} - If_{pos}]$$

55 en el que $A(IF_{pos})$ y $A(IF_{pos+1})$ son valores en un filtro de referencia, y la posición del filtro F_{pos} es una posición
entre estos valores.

De acuerdo con una realización del aparato, dicho primer decimador incluye una pluralidad de filtros de respuesta de impulso finito de paso bajo;

5 dicho primer decimador está adaptado para realizar dicha decimación de números enteros en etapas múltiples usando dicha pluralidad de filtros de respuesta de impulso finito de paso bajo; en el que cada filtro de respuesta de impulso finito de paso bajo se puede ajustar al grado deseado de decimación.

De acuerdo con una realización del aparato de dicho primer decimador está adaptado para realizar dicha decimación de números enteros en cuatro etapas utilizando cuatro filtros de respuesta de impulso finito de paso bajo que tienen factores de decimación de número entero individuales M1, M2, M3 y M4, de tal manera que la decimación total de números enteros de dicho primer decimador es igual a $M = M1 * M2 * M3 * M4$. De acuerdo con una realización del aparato, dicho primer decimador incluye un banco de filtros de respuesta de impulso finito mutuamente diferentes que se pueden combinar en varias combinaciones para alcanzar la decimación total de números enteros. De acuerdo con una realización del aparato, el grado máximo de decimación en la cuarta etapa es cinco, lo que hace que un filtro tenga 201 derivaciones. De acuerdo con una realización del aparato, los filtros de respuesta de impulso finito en dicha primera etapa, dicha segunda etapa y dicha tercera etapa tienen menos de 201 derivaciones. De acuerdo con una realización del aparato, los filtros de respuesta de impulso finito en dicha primera etapa, dicha segunda etapa y dicha tercera etapa tienen 71 derivaciones cada una o menos de 71 derivaciones.

De acuerdo con una realización del aparato, el filtro de respuesta de impulso finito en dicha primera etapa está adaptado para proporcionar un factor de decimación $M1 = 10$, y el filtro de respuesta de impulso finito en dicha segunda etapa está adaptado para proporcionar un factor de decimación $M2 = 10$, y

20 el filtro de respuesta de impulso finito en dicha tercera etapa está adaptado para proporcionar un factor de decimación $M3 = 10$, y

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha cuarta etapa está adaptado para proporcionar un factor de decimación $M4 = 4$, de modo que se logra una decimación total de $M = 4000$. De acuerdo con una realización del aparato, dicho filtro de respuesta de impulso finito en dicha primera etapa tiene 71 derivaciones, y

25 el filtro de respuesta de impulso finito en dicha segunda etapa tiene 71 derivaciones, y

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha tercera etapa tiene 71 derivaciones, y

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha cuarta etapa tiene 201, de modo que estos cuatro filtros de respuesta de impulso finito tienen un total de 414 derivaciones.

De acuerdo con una realización del aparato, dicho primer sensor es un sensor de pulsos de choque.

30 **Breve descripción de los dibujos**

Para una comprensión simple de la presente invención, se describirá mediante ejemplos y con referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

35 La **figura 1** es un diagrama de bloques esquemático de una realización de un sistema 2 de análisis de condición de acuerdo con una realización de la invención.

La **figura 2A** es un diagrama de bloques esquemático de una realización de una parte del sistema 2 de análisis de condición mostrado en la figura 1.

La **figura 2B** es un diagrama de bloques esquemático de una realización de una interfaz de sensor.

La **figura 2C** es una ilustración de una señal de medición desde un sensor de vibración.

40 La **figura 2D** ilustra una amplitud de señal de medición generada mediante un sensor de pulsos de choque.

La **figura 2E** ilustra una amplitud de señal de medición generada por un sensor de vibración.

La **figura 3** es una ilustración simplificada de un sensor de medición de pulsos de choque de acuerdo con una realización de la invención.

La **figura 4** es una ilustración simplificada de una realización de la memoria 60 y su contenido.

45 La **figura 5** es un diagrama de bloques esquemático de una realización del aparato de análisis en una ubicación del cliente con una máquina 6 que tiene un árbol móvil.

La **figura 6** ilustra un ejemplo de un diagrama de bloques esquemático de un preprocesador que puede ser útil para comprender la invención reivindicada.

La **figura 7** ilustra una realización del evaluador 230.

La **figura 8** ilustra otra realización del evaluador 230.

50 La **figura 9** ilustra otro ejemplo del preprocesador que puede ser útil para comprender la invención reivindicada.

La **figura 10A** es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de un procedimiento para mejorar patrones de señales repetitivas en señales que pueden ser útiles para comprender la invención reivindicada.

La **figura 10B** es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de un procedimiento para generar una señal de salida digital que puede ser útil para comprender la invención reivindicada.

55 La **figura 11** es una ilustración esquemática de una primera memoria que tiene una pluralidad de posiciones de memoria.

La **figura 12** es una ilustración esquemática de una segunda memoria que tiene una pluralidad de posiciones de memoria.

La **figura 13** es una ilustración esquemática de una señal de salida de ejemplo S_{MDP} que comprende dos firmas

de señales repetitivas.

La **figura 14A** ilustra un número de valores de muestra en la señal suministrada a la entrada del decimador 310.

La **figura 14B** ilustra los valores de muestra de salida del período de tiempo correspondiente.

La **figura 15A** ilustra un decimador de acuerdo con una realización de la invención.

5 La **figura 15B** ilustra otra realización de la invención.

La **figura 16** ilustra una realización de la invención que incluye un decimador y un potenciador, como se describe anteriormente, y un decimador fraccionario.

La **figura 17** ilustra un ejemplo de un decimador fraccionario que puede ser útil para comprender la invención reivindicada.

10 La **figura 18** ilustra otro ejemplo del decimador fraccionario que puede ser útil para comprender la invención reivindicada.

La **figura 19** ilustra un decimador y otro ejemplo de decimador fraccionario que puede ser útil para comprender la invención reivindicada.

La **figura 20** es un diagrama de bloques de un decimador y una realización de un decimador fraccionario.

15 La **figura 21** es un diagrama de flujo que ilustra una realización de un procedimiento para hacer funcionar el decimador y el decimador fraccionario de la figura 20.

Las **figuras 22A, 22B y 22C** describen un procedimiento que puede implementarse como un programa de ordenador.

La **figura 23** es una vista frontal que ilustra un sistema de engranaje epicicloidal.

20 La **figura 24** es una vista lateral esquemática del sistema de engranaje 700 epicicloidal de la figura 23, como se ve en la dirección de la flecha SW en la figura 23.

La **figura 25** ilustra una versión analógica de una señal ejemplar producida y emitida por el preprocesador 200 (véase la figura 5 o la figura 16) en respuesta a las señales detectadas por el al menos un sensor 10 tras la rotación del sistema de engranaje epicicloidal.

25 La **figura 26** ilustra un ejemplo de una porción de la región de gran amplitud 702A de la señal mostrada en la figura 25.

La **figura 27** ilustra un espectro de frecuencia ejemplar de una señal que comprende una pequeña perturbación 903 periódica como se ilustra en la figura 26.

La **figura 28** ilustra un ejemplo de una porción de la señal de ejemplo mostrada en la figura 25.

30 La **figura 29** es aún una realización de un sistema de análisis de condición de acuerdo con una realización de la invención.

La **figura 30** es un diagrama de bloques que ilustra las partes de la disposición de procesamiento de señal de la figura 29 junto con la interfaz de usuario y la pantalla.

Descripción detallada de realizaciones

35 En la siguiente descripción, características similares en diferentes realizaciones pueden indicarse mediante los mismos números de referencia.

La **figura 1** es un diagrama de bloques esquemático de una realización de un sistema 2 de análisis de condición de acuerdo con una realización de la invención. El número de referencia 4 se refiere a una ubicación del cliente con una máquina 6 que tiene una parte 8 móvil. La parte móvil puede comprender cojinetes 7 y un árbol 8 que gira cuando la máquina está en operación. La condición operativa del árbol 8 o de un cojinete 7 se puede determinar en respuesta a las vibraciones que emanan del árbol y/o del cojinete cuando gira el árbol. La ubicación 4 del cliente, que también puede denominarse parte del cliente o parte del usuario, puede ser, por ejemplo, las instalaciones de un parque eólico, es decir, un grupo de turbinas eólicas en una ubicación, o las instalaciones de una fábrica de papel, o alguna otra planta de fabricación que tiene máquinas con partes móviles.

45 Una realización de la condición del sistema de análisis 2 es operativa cuando un sensor 10 está unido sobre o en un punto 12 de medición en el cuerpo de la máquina 6. Aunque la figura 1 solo ilustra dos puntos 12 de medición, debe entenderse que una ubicación 4 puede comprender cualquier número de puntos 12 de medición. El sistema de análisis de condición 2 mostrado en la figura 1 comprende un aparato 14 de análisis para analizar la condición de una máquina en base a los valores de medición suministrados por el sensor 10.

50 El aparato 14 de análisis tiene un puerto 16 de comunicación para el intercambio de datos bidireccional. El puerto 16 de comunicación se puede conectar a una red 18 de comunicaciones, por ejemplo, a través de una interfaz 19 de datos. La red 18 de comunicaciones puede ser Internet mundial, también conocida como Internet. La red 18 de comunicaciones también puede comprender una red telefónica pública conmutada.

55 Un ordenador 20 servidor está conectado a la red 18 de comunicaciones. El servidor 20 puede comprender una base 22 de datos, interfaces 24 de entrada/salida de usuario y hardware 26 de procesamiento de datos, y un puerto 29 de comunicaciones. El ordenador 20 servidor está ubicado en una ubicación 28, que está geográficamente separada de la ubicación 4 del cliente. La ubicación 28 del servidor puede estar en una primera ciudad, tal como la capital sueca Estocolmo, y la ubicación del cliente puede estar en otra ciudad, como Stuttgart, Alemania o Detroit en Michigan, EE. UU. Alternativamente, la ubicación 28 del servidor puede estar en una primera parte de una ciudad y la ubicación del cliente puede estar en otra parte de la misma ciudad. La ubicación 28 del servidor también se puede denominar parte 28 del proveedor, o la ubicación 28 de la parte del proveedor.

De acuerdo con una realización de la invención, una ubicación 31 de control central comprende un ordenador 33 de control que tiene hardware de procesamiento de datos y software para la topografía una pluralidad de máquinas en la ubicación 4 del cliente. Las máquinas 6 pueden ser turbinas eólicas o cajas de engranajes usadas en turbinas eólicas. Alternativamente, las máquinas pueden incluir maquinaria en, por ejemplo, una fábrica de papel. El ordenador 33 de control puede comprender una base 22B de datos, interfaces 24B de entrada/salida de usuario y hardware 26B de procesamiento de datos, y un puerto 29B de comunicaciones. La ubicación 31 del control central puede estar separada de la ubicación 4 del cliente por una distancia geográfica. Por medio del puerto 29B de comunicaciones, el ordenador 33 de control se puede acoplar para comunicarse con el aparato 14 de análisis a través del puerto 16. El aparato 14 de análisis puede suministrar datos de medición que se procesan parcialmente para permitir que se realice un procesamiento y/o análisis de señal adicional en la ubicación 31 central mediante el ordenador 33 de control.

Una empresa proveedora ocupa la ubicación 28 de la parte del proveedor. La empresa proveedora puede vender y entregar aparatos 14 de análisis y/o software para su uso en un aparato 14 de análisis. La compañía proveedora también puede vender y entregar software de análisis para usar en el ordenador de control en la ubicación 31 de control central. Este software 94, 105 de análisis se analiza en conexión con la figura 4 a continuación. Dicho software 94, 105 de análisis puede suministrarse mediante transmisión a través de dicha red 18 de comunicaciones.

De acuerdo con una realización del sistema 2, el aparato 14 es un aparato portátil que puede estar conectado a la red 18 de comunicaciones periódicamente.

De acuerdo con otra realización del sistema 2, el aparato 14 está conectado a la red 18 de comunicaciones sustancialmente de manera continua. Por lo tanto, el aparato 14 de acuerdo con esta realización puede estar sustancialmente disponible "en línea" para comunicarse con el ordenador 20 proveedor y/o con el ordenador 33 de control en la ubicación 31 de control.

La **figura 2A** es un diagrama de bloques esquemático de una realización de una parte del sistema 2 de análisis de condición mostrado en la figura 1. El sistema de análisis de condición, como se ilustra en la figura 2A, comprende una unidad 10 de sensor para producir un valor medido. El valor medido puede depender del movimiento o, más precisamente, de las vibraciones o los pulsos de choque causados por los cojinetes cuando el árbol gira.

Una realización del sistema 2 de análisis de condición es operativa cuando un dispositivo 30 está montado firmemente sobre o en un punto de medición en una máquina 6. El dispositivo 30 montado en el punto de medición se puede denominar un perno 30. Un perno 30 puede comprender un acoplamiento 32 de conexión al que la unidad 10 de sensor se puede unir de forma extraíble. El acoplamiento 32 de conexión puede comprender, por ejemplo, roscas de doble arranque para permitir que la unidad de sensor se acople mecánicamente con el perno por medio de un giro de $\frac{1}{4}$ de vuelta.

Un punto 12 de medición puede comprender un rebaje roscado en la carcasa de la máquina. Un perno 30 puede tener una parte saliente con roscas correspondientes a las del rebaje para permitir que el perno se una firmemente al punto de medición mediante la introducción en el rebaje como un perno.

Alternativamente, un punto de medición puede comprender un rebaje roscado en la carcasa de la máquina, y la unidad 10 de sensor puede comprender roscas correspondientes, de modo que pueda introducirse directamente en el rebaje. Alternativamente, el punto de medición está marcado en la carcasa de la máquina solo con una marca pintada.

La máquina 6 que se ejemplifica en la figura 2A puede tener un árbol giratorio con un cierto diámetro d_1 del árbol. El árbol en la máquina 24 puede girar con una velocidad de rotación V_1 cuando la máquina 6 está en uso.

La unidad 10 de sensor puede estar acoplada al aparato 14 para el análisis de la condición de una máquina. Con referencia a la figura 2A, el aparato 14 de análisis comprende una interfaz 40 de sensor para recibir una señal medida o datos de medición, producidos por el sensor 10. La interfaz 40 de sensor está acoplada a unos medios 50 de procesamiento de datos capaces de controlar la operación del aparato 14 de análisis de acuerdo con el código de programa. Los medios 50 de procesamiento de datos también están acoplados a una memoria 60 para almacenar dicho código de programa.

De acuerdo con una realización de la invención, la interfaz 40 de sensor 40 comprende una entrada 42 para recibir una señal analógica, estando la entrada 42 conectada a un convertidor 44 analógico a digital (A/D), cuya salida 48 digital está acoplada a los medios 50 de procesamiento de datos. El convertidor 44 A/D muestrea la señal analógica recibida con una cierta frecuencia de muestreo f_s para suministrar una señal de datos de medición digital S_{MD} que tiene dicha cierta frecuencia de muestreo f_s y en el que la amplitud de cada muestra depende de la amplitud de la señal analógica recibida en el momento del muestreo.

De acuerdo con otra realización de la invención, ilustrada en la figura 2B, la interfaz de sensor 40 comprende una entrada 42 para recibir una señal analógica S_{EA} desde un sensor de medición de pulsos de choque, un circuito 43 de acondicionamiento acoplado para recibir la señal analógica, y un convertidor 44 A/D acoplado para recibir la señal analógica acondicionada desde el circuito 43 de acondicionamiento. El convertidor 44 A/D muestrea la señal

analógica recibida acondicionada con una cierta frecuencia de muestreo f_S para suministrar una señal de datos de medición digital S_{MD} que tiene dicha cierta frecuencia de muestreo f_S y en el que la amplitud de cada muestra depende de la amplitud de la señal analógica recibida en el momento del muestreo.

- 5 El teorema de muestreo garantiza que las señales de banda limitada (es decir, las señales que tienen una frecuencia máxima) puedan ser reconstruidas perfectamente a partir de su versión muestreada, si la frecuencia de muestreo f_S es más de dos veces la frecuencia máxima f_{SEmax} de la señal analógica S_{EA} a monitorizar. La frecuencia igual a la mitad de la frecuencia de muestreo es, por lo tanto, un límite teórico en la frecuencia más alta que puede representarse inequívocamente mediante la señal muestreada S_{MD} . Esta frecuencia (la mitad de la frecuencia de muestreo) se denomina frecuencia de Nyquist del sistema de muestreo. Se pueden observar frecuencias por encima de la frecuencia de Nyquist f_N en la señal muestreada, pero su frecuencia es ambigua. Es decir, un componente de frecuencia con frecuencia f no se puede distinguir de otros componentes con frecuencias $B \cdot f_N + f$, y $B \cdot f_N - f$ para números enteros distintos de cero B . Esta ambigüedad, conocida como aliasing, se puede gestionar filtrando la señal con un filtro anti-aliasing (generalmente un filtro de paso bajo con corte cerca de la frecuencia de Nyquist) antes de la conversión a la representación discreta muestreada.
- 10
- 15 Para proporcionar un margen de seguridad en términos de permitir que un filtro no ideal tenga una cierta pendiente en la respuesta de frecuencia, la frecuencia de muestreo puede seleccionarse a un valor superior a 2. Por lo tanto, de acuerdo con realizaciones de la invención, la frecuencia de muestreo puede configurarse para

$$f_S = k * f_{SEmax}$$

en el que

- 20 k es un factor que tiene un valor superior a 2,0. Por consiguiente, el factor k se puede seleccionar a un valor superior a 2,0. Preferiblemente, el factor k se puede seleccionar a un valor entre 2,0 y 2,9 para proporcionar un buen margen de seguridad mientras se evita generar innecesariamente muchos valores de muestra. De acuerdo con una realización, el factor k se selecciona ventajosamente de manera que $100 \cdot k/2$ represente un número entero. De acuerdo con una realización, el factor k puede establecerse en 2,56. Seleccionar k en 2,56 representa $100 \cdot k = 256 = 2$ elevado a 8.
- 25

Según una realización, la frecuencia de muestreo f_S de la medición de señal de datos digital S_{MD} puede fijarse a un cierto valor f_S , tal como por ejemplo $f_S = 102$ kHz.

Por lo tanto, cuando la frecuencia de muestreo f_S se fija a un cierto valor f_S , la frecuencia máxima f_{SEmax} de la señal analógica S_{EA} será:

30
$$f_{SEmax} = f_S / k$$

donde f_{SEmax} es la frecuencia más alta que se analizará en la señal muestreada

Por lo tanto, cuando la frecuencia de muestreo f_S se fija a un cierto valor $f_S = 102$ 400 Hz, y el factor k se fija en 2,56, la frecuencia máxima f_{SEmax} de la señal analógica S_{EA} será:

$$f_{SEmax} = f_S / k = 102\ 400 / 2,56 = 40\ \text{kHz}$$

- 35 Por consiguiente, una medición digital de señal de datos S_{MD} , que tiene una cierta frecuencia de muestreo f_S , se genera en respuesta a dicha señal de medición analógica recibida S_{EA} . La salida 48 digital del convertidor 44 A/D está acoplada a los medios 50 de procesamiento de datos a través de una salida 49 de la interfaz 40 de sensor para suministrar la señal de datos de medición digital S_{MD} a los medios 50 de procesamiento de datos.

- 40 La unidad 10 de sensor puede comprender un transductor de vibraciones, estando la unidad de sensor estructurada para acoplarse físicamente al acoplamiento de conexión del punto de medición, de manera que las vibraciones de la máquina en el punto de medición se transfieren al transductor de vibraciones. De acuerdo con una realización de la invención, la unidad de sensor comprende un transductor que tiene un elemento piezoeléctrico. Cuando el punto 12 de medición vibra, la unidad 10 de sensor, o al menos una parte de ella, también vibra y el transductor produce una señal eléctrica cuya frecuencia y amplitud dependen de la frecuencia de vibración mecánica y de la amplitud de vibración del punto 12 de medición, respectivamente. De acuerdo con una realización de la invención, la unidad 10 de sensor es un sensor de vibración, que proporciona una señal de amplitud analógica de, por ejemplo, 10 mV/g en el intervalo de frecuencia de 1,00 a 10000 Hz. Este sensor de vibración está diseñado para suministrar sustancialmente la misma amplitud de 10 mV independientemente de si se ejerce a la aceleración de 1 g (9,82 m/s²) a 1 Hz, 3 Hz o 10 Hz. Por lo tanto, un sensor de vibración típico tiene una respuesta lineal en un intervalo de frecuencia especificado de hasta alrededor de 10 kHz. Las vibraciones mecánicas en ese intervalo de frecuencia que emana de las partes giratorias de la máquina generalmente son causadas por desequilibrio o desalineación. Sin embargo, cuando se monta en una máquina, el sensor de vibración de respuesta lineal típicamente también tiene varias frecuencias de resonancia mecánica diferentes dependiendo de la trayectoria física entre el sensor y la fuente de vibración.
- 45
- 50

- 55 Un daño en un cojinete de rodillos hace que ondas elásticas relativamente afiladas, conocidas como pulsos de choque, se desplacen a lo largo de una trayectoria física en la carcasa de una máquina antes de llegar al sensor.

Tales pulsos de choque a menudo tienen un amplio espectro de frecuencias. La amplitud de un pulso de choque de un cojinete de rodillos es típicamente menor que la amplitud de una vibración causada por desequilibrio o desalineación.

5 El amplio espectro de frecuencias de las firmas de pulsos de choque les permite activar una "respuesta de timbre" o una resonancia a una frecuencia de resonancia asociada con el sensor. Por lo tanto, una señal de medición típica de un sensor de vibración puede tener una forma de onda como se muestra en la figura 2C, es decir, una señal de baja frecuencia dominante con una "respuesta de llamada" resonante de amplitud más baja superpuesta.

10 Para permitir el análisis de la firma de pulsos de choque, a menudo que emana de un daño de cojinete, el componente de baja frecuencia debe ser filtrado. Esto se puede lograr por medio de un filtro de paso alto o por medio de un filtro de paso de banda. Sin embargo, estos filtros deben ajustarse de modo que la porción de señal de baja frecuencia se bloquee mientras se transmite la porción de señal de alta frecuencia. Un sensor de vibración individual típicamente tendrá una frecuencia de resonancia asociada con la trayectoria física desde una fuente de señal de pulso de choque, y una frecuencia de resonancia diferente asociada con la ruta física desde otra fuente de señal de pulso de choque, como se menciona en el documento US 6.053.047. Por lo tanto, el ajuste del filtro con el
15 objetivo de pasar por alto la porción de señal de frecuencia requiere una adaptación individual cuando se usa un sensor de vibración.

20 Cuando este filtro se ajusta correctamente, la señal resultante consistirá en la(s) firma(s) de pulsos de choque. Sin embargo, el análisis de la(s) firma(s) de pulsos de choque que emana de un sensor de vibración se ve un tanto alterado por el hecho de que la respuesta de amplitud, así como la frecuencia de resonancia varían inherentemente dependiendo de la trayectoria física individual de las fuentes de señal de pulsos de choque.

Ventajosamente, estos inconvenientes asociados con los sensores de vibración pueden ser aliviados mediante el uso de un sensor de medición de pulsos de choque. El sensor de medición de pulsos de choque está diseñado y adaptado para proporcionar una frecuencia de resonancia mecánica predeterminada, como se describe con más detalle a continuación.

25 Esta característica del sensor de medición de pulsos de choque produce ventajosamente resultados de la medición repetibles en que la señal de salida de un sensor de medición de pulsos de choque tiene una frecuencia de resonancia estable sustancialmente independiente sobre la trayectoria física entre la independencia entre la fuente de señal de pulsos de choque y el sensor de pulsos de choque. Además, los sensores de pulsos de choque individuales mutuamente diferentes proporcionan una desviación muy pequeña, si la hay, en la frecuencia de resonancia.
30

Un efecto ventajoso de esto es que se simplifica el procesamiento de señales, porque los filtros no tienen que ser ajustados individualmente, en contraste con el caso descrito anteriormente, cuando se utilizan sensores de vibración. Además, la respuesta de amplitud de los sensores de pulsos de choque está bien definida, de modo que una medición individual proporciona información fiable cuando la medición se realiza de acuerdo con los
35 procedimientos de medición apropiados definidos por S.P.M. Instrumento AB.

La **figura 2D** ilustra una amplitud de señal de medición generada por un sensor de pulsos de choque, y la **figura 2E** ilustra una amplitud de señal de medición generada por un sensor de vibración. Ambos sensores se han aplicado a la misma serie de descargas mecánicas sin el típico contenido de señal de baja frecuencia. Como se ve claramente en las figuras 2D y 2E, la duración de una respuesta de resonancia a una firma de pulso de choque del sensor de medición de pulsos de choque es más corta que la respuesta de resonancia correspondiente a una firma de pulso de choque del sensor de vibración.
40

Esta característica del sensor de medición de pulsos de choque de proporcionar respuestas distintivas de la señal de pulsos de choque tiene el efecto ventajoso de proporcionar una señal de medición a partir de la cual es posible distinguir entre diferentes pulsos de choque mecánico que se producen en un corto lapso de tiempo.

45 De acuerdo con una realización de la invención, el sensor es un sensor de medición de pulsos de choque. La **figura 3** es una ilustración simplificada de un sensor 10 de medición de pulsos de choque de acuerdo con una realización de la invención. De acuerdo con esta realización, el sensor comprende una parte 110 que tiene una cierta masa o peso y un elemento 120 piezoeléctrico. El elemento 120 piezoeléctrico es algo flexible, de modo que puede contraerse y expandirse cuando se ejerce una fuerza externa. El elemento 120 piezoeléctrico está provisto de capas
50 130 y 140 eléctricamente conductoras, respectivamente, en superficies opuestas. Cuando el elemento 120 piezoeléctrico se contrae y se expande, genera una señal eléctrica que es captada por las capas 130 y 140 conductoras. En consecuencia, una vibración mecánica se transforma en una señal de medición eléctrica analógica S_{EA} , que se suministra en los terminales 145, 150 de salida. El elemento 120 piezoeléctrico puede estar posicionado entre el peso 110 y una superficie 160 que, durante la operación, está unida físicamente al punto 12 de medición,
55 como se ilustra en la figura 3.

El sensor 10 de medición de pulsos de choque tiene una frecuencia de resonancia que depende de las características mecánicas para el sensor, tales como la masa m de la parte 110 del peso y la resistencia de elemento 120 piezoeléctrico. Por lo tanto, el elemento piezoeléctrico tiene una elasticidad y una constante elástica k . La frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} para el sensor también depende así de la masa m y de la constante

elástica k.

De acuerdo con una realización de la invención, la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} para el sensor puede determinarse mediante la ecuación siguiente:

$$f_{RM} = 1/(2\pi) \sqrt{(k/m)} \quad (\text{ec. 1})$$

- 5 De acuerdo con otra realización, la frecuencia de resonancia mecánica real para un sensor 10 de medición de pulsos de choque también puede depender de otros factores, tales como la naturaleza de la unión del sensor 10 al cuerpo de la máquina 6.

10 El sensor de medición 10 de pulsos de choque resonante es por lo tanto particularmente sensible a las vibraciones que tienen una frecuencia en o cerca de la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} . El sensor 10 de medición de pulsos de choque puede diseñarse de modo que la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} esté en algún lugar en el intervalo de 28 kHz a 37 kHz. De acuerdo con otra realización, la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} está en algún lugar en el intervalo de 30 kHz a 35 kHz.

15 Por consiguiente, la señal de medición eléctrica analógica tiene una amplitud eléctrica que puede variar a lo largo del espectro de frecuencia. Para describir el trasfondo teórico, se puede suponer que, si el sensor 10 de medición de pulsos de choque se ejerció sobre vibraciones mecánicas con amplitud idéntica en todas las frecuencias desde, por ejemplo, 1 Hz hasta, por ejemplo, 200.000 kHz, entonces la amplitud de la señal analógica S_{EA} del sensor de medición de pulsos de choque tendrá un máximo a la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} , ya que el sensor resonará cuando se "empuje" con esa frecuencia.

20 Con referencia a la figura 2B, el circuito 43 de acondicionamiento recibe la señal analógica S_{EA} . El circuito 43 de acondicionamiento puede diseñarse para ser un circuito de adaptación de impedancia diseñado para adaptar la impedancia de entrada del convertidor A/D, como se ve desde los terminales 145, 150 del sensor, de modo que se producirá una transferencia de señal óptima. Por lo tanto, el circuito 43 de acondicionamiento puede operar para adaptar la impedancia de entrada $Z_{entrada}$ vista desde los terminales 145, 150 del sensor, de manera que se suministre una potencia eléctrica máxima al convertidor 44 A/D. De acuerdo con una realización del circuito 43 de acondicionamiento, la señal analógica S_{EA} se alimenta al devanado primario de un transformador, y una señal analógica acondicionada se suministra mediante un devanado secundario del transformador. El devanado primario tiene n_1 vueltas y el devanado secundario tiene n_2 vueltas, la relación $n_1/n_2 = n_{12}$. Por lo tanto, el convertidor 44 A/D está acoplado para recibir la señal analógica acondicionada del circuito 43 de acondicionamiento. El convertidor 44 A/D tiene una impedancia de entrada Z_{44} , y la impedancia de entrada del convertidor A/D como se ve desde los terminales 145, 150 del sensor será $(n_1/n_2)^2 * Z_{44}$, cuando se acopla el circuito 43 de acondicionamiento entre los terminales 145, 150 del sensor y los terminales de entrada del convertidor 44 A/D.

El convertidor 44 A/D muestrea la señal analógica recibida acondicionada con una cierta frecuencia de muestreo f_S para suministrar una señal de datos de medición digital S_{MD} que tiene dicha cierta frecuencia de muestreo f_S y en el que la amplitud de cada muestra depende de la amplitud de la señal analógica recibida en el momento del muestreo.

- 35 De acuerdo con realizaciones de la invención, la señal de datos de medición digital S_{MD} se suministra a unos medios 180 para procesamiento de señal digital (ver la figura 5).

De acuerdo con una realización de la invención, los medios 180 para el procesamiento de señal digital comprenden el procesador 50 de datos y el código de programa para hacer que el procesador 50 de datos realice el procesamiento de señal digital. De acuerdo con una realización de la invención, el procesador 50 está realizado por un procesador de señal digital. El procesador de señal digital también se puede denominar DSP.

40 Con referencia a la figura 2A, los medios 50 de procesamiento de datos están acoplados a una memoria 60 para almacenar dicho código de programa. La memoria 60 de programa es preferiblemente una memoria no volátil. La memoria 60 puede ser una memoria de lectura/escritura, es decir, que permite tanto leer datos de la memoria como escribir nuevos datos en la memoria 60. De acuerdo con una realización, la memoria 60 de programa está realizada por una memoria FLASH. La memoria 60 de programa puede comprender un primer segmento 70 de memoria para almacenar un primer conjunto de código 80 de programa que es ejecutable para controlar el aparato 14 de análisis para realizar operaciones básicas (figura 2A y figura 4). La memoria de programa también puede comprender un segundo segmento 90 de memoria para almacenar un segundo conjunto de código 94 de programa. El segundo conjunto de código 94 de programa en el segundo segmento 90 de memoria puede incluir código de programa para hacer que el aparato de análisis procese la señal o señales detectadas, para generar una señal preprocesada o un conjunto de señales preprocesadas. La memoria 60 también puede incluir un tercer segmento 100 de memoria para almacenar un tercer conjunto de código 104 de programa. El conjunto de código 104 de programa en el tercer segmento 100 de memoria puede incluir un código de programa para hacer que el aparato de análisis realice una función 105 de análisis seleccionada. Cuando se ejecuta una función de análisis, puede hacer que el aparato de análisis presente un resultado de análisis correspondiente en la interfaz 106 de usuario o que suministre el resultado del análisis en el puerto 16 (véanse la figura 1 y la figura 2A y las figuras 7 y 8).

Los medios 50 de procesamiento de datos también están acoplados a una memoria 52 de lectura/escritura para almacenamiento de datos. Además, los medios 50 de procesamiento de datos se pueden acoplar a una interfaz 54 de comunicaciones del aparato de análisis. La interfaz 54 de comunicaciones del aparato de análisis proporciona una comunicación bidireccional con una interfaz 56 de comunicación del punto de medición que se puede conectar, en o cerca del punto de medición en la máquina.

El punto 12 de medición puede comprender un acoplamiento 32 de conexión, un soporte 58 de información legible y escribible, y una interfaz 56 de comunicación punto de medición. El soporte 58 de información grabable, y la interfaz 56 de comunicación del punto de medición pueden proporcionarse en un dispositivo 59 separado colocado en las proximidades del perno 30, como se ilustra en la figura 2. Alternativamente, el soporte 58 de información escribible y la interfaz 56 de comunicación del punto de medición pueden proporcionarse dentro del perno 30. Esto se describe en más detalle en el documento WO 98/01831. El sistema 2 está dispuesto para permitir la comunicación bidireccional entre la interfaz 56 de comunicación del punto de medición y la interfaz 54 de comunicación del aparato de análisis. La interfaz 56 de comunicación del punto de medición y la interfaz 54 de comunicación del aparato de análisis están construidas preferiblemente para permitir la comunicación inalámbrica. De acuerdo con una realización, la interfaz de comunicación del punto de medición y la interfaz de comunicación del aparato de análisis están construidas para comunicarse entre sí mediante señales de radiofrecuencia (RF). Esta realización incluye una antena en la interfaz 56 de comunicación del punto de medición y otra antena de la interfaz 54 de comunicación del aparato de análisis.

La **figura 4** es una ilustración simplificada de una realización de la memoria 60 y su contenido. La ilustración simplificada pretende transmitir la comprensión de la idea general de almacenar diferentes funciones de programa en la memoria 60, y no es necesariamente una enseñanza técnica correcta de la forma en que un programa se almacenaría en un circuito de memoria real. El primer segmento 70 de memoria almacena código de programa para controlar el aparato 14 de análisis para realizar operaciones básicas. Aunque la ilustración simplificada de la figura 4 muestra pseudo código, debe entenderse que el código 80 de programa puede estar constituido por código de máquina, o cualquier código de programa de nivel que pueda ser ejecutado o interpretado por los medios 50 de procesamiento de datos (figura 2A).

El segundo segmento 90 de memoria, que se ilustra en la figura 4, almacena un segundo conjunto de código 94 de programa. El código 94 de programa en el segmento 90, cuando se ejecuta en los medios 50 de procesamiento de datos, hará que el aparato 14 de análisis realice una función, tal como una función de procesamiento de señal digital. La función puede comprender un procesamiento matemático avanzado de la señal de datos de medición digital S_{MD} . De acuerdo con las realizaciones de la invención, el código 94 de programa está adaptado para hacer que los medios 50 de procesador realicen funciones de procesamiento de señal descritas en conexión con las figuras 5, 6, 9 y/o la figura 16 en este documento.

Como se ha mencionado anteriormente en relación con la figura 1, un programa de ordenador para controlar la función del aparato de análisis se puede descargar desde el ordenador 20 servidor. Esto significa que el programa que se va a descargar se transmite a través de la red 18 de comunicaciones. Esto se puede hacer modulando una onda portadora para llevar el programa a través de la red 18 de comunicaciones. En consecuencia, el programa descargado puede cargarse en una memoria digital, tal como la memoria 60 (ver las figuras 2A y 4). Por lo tanto, se puede recibir un programa 94 de procesamiento de señal y/o un programa 104, 105 de función de análisis a través de un puerto de comunicaciones, tal como el puerto 16 (figuras 1 y 2A), para cargarlo en la memoria 60. De forma similar, un programa 94 de procesamiento de señal y un programa 104, 105 de función de análisis pueden recibirse a través del puerto 29B de comunicaciones (figura 1), para cargarlo en una ubicación de memoria de programa en el ordenador 26B o en la base 22B de datos.

Un aspecto de la invención se refiere a un producto de programa de ordenador, tal como unos medios 94 de código de programa y/o medios 104, 105 de código de programa que puede cargarse en una memoria digital de un aparato. El producto de programa de ordenador comprende porciones de código de software para realizar los procedimientos de procesamiento de señal y/o funciones de análisis cuando dicho producto se ejecuta en una unidad 50 de procesamiento de datos de un aparato para analizar el estado de una máquina. El término "ejecutar en una unidad de procesamiento de datos" significa que el programa de ordenador más la unidad de procesamiento de datos realiza un procedimiento del tipo descrito en este documento.

La expresión "un producto de programa de ordenador, que puede cargarse en una memoria digital de un aparato de análisis de condición" significa que un programa de ordenador puede ser introducido en una memoria digital de un aparato de análisis de condición para lograr un aparato de análisis de condición programado para ser capaz de, o adaptado a, realizar un procedimiento del tipo descrito anteriormente. El término "cargado en una memoria digital de un aparato de análisis de condición" significa que el aparato de análisis de condición programado de esta manera es capaz de, o está adaptado para, realizar un procedimiento del tipo descrito anteriormente.

El producto de programa de ordenador anteriormente mencionado también puede cargarse en un medio legible por ordenador, tal como un disco compacto o DVD. Este medio legible por ordenador puede usarse para el suministro del programa a un cliente.

De acuerdo con una realización del aparato 14 de análisis (figura 2A), comprende una interfaz 102 de entrada de usuario, mediante la cual un operador puede interactuar con el aparato 14 de análisis. De acuerdo con una realización, la interfaz 102 de entrada de usuario comprende un conjunto de botones 104. Una realización del aparato 14 de análisis comprende una interfaz 106 de salida del usuario. La interfaz de salida del usuario puede comprender una unidad 106 de visualización. Los medios 50 de procesamiento de datos, cuando se ejecuta una función de programa básica proporcionada en el código 80 de programa básico, proporciona la interacción del usuario por medio de la interfaz 102 de entrada de usuario y la unidad 106 de visualización. El conjunto de botones 104 puede estar limitado a unos pocos botones, tal como, por ejemplo, cinco botones, como se ilustra en la figura 2A. Se puede usar un botón 107 central para una función de INTRODUCCIÓN o SELECCIÓN, mientras que otros botones más periféricos se pueden usar para mover un cursor sobre la pantalla 106. De esta manera, debe entenderse que los símbolos y el texto pueden introducirse en el aparato 14 a través de la interfaz de usuario. La unidad 106 de visualización puede, por ejemplo, mostrar una serie de símbolos, tales como las letras del alfabeto, mientras que el cursor se puede mover en la pantalla en respuesta a la entrada del usuario para permitir que el usuario ingrese información.

La **figura 5** es un diagrama de bloques esquemático de una realización del aparato de análisis en una ubicación 4 del cliente con una máquina 6 que tiene un árbol 8 móvil. El sensor 10, que puede ser un sensor de medición de pulsos de choque, se muestra unido al cuerpo de la máquina 6 para recoger las vibraciones mecánicas y emitir una señal de medición analógica S_{EA} indicativa de las vibraciones mecánicas detectadas en la interfaz 40 del sensor. La interfaz 40 del sensor se puede diseñar como se describe en conexión con las figuras 2A o 2B. La interfaz 40 del sensor suministra una señal de datos de medición digital S_{MD} a unos medios 180 para el procesamiento de señal digital.

La señal de datos de medición digital S_{MD} tiene una frecuencia de muestreo f_s , y el valor de amplitud de cada muestra depende de la amplitud de la señal de medición analógica recibida S_{EA} en el momento del muestreo. Según una realización, la frecuencia de muestreo f_s de la medición de señal de datos digital S_{MD} puede fijarse a un cierto valor f_s , tal como por ejemplo $f_s = 102$ kHz. La frecuencia de muestreo f_s puede controlarse mediante una señal de reloj suministrada por un reloj 190, como se ilustra en la figura 5. La señal de reloj también se puede suministrar a los medios 180 para el procesamiento de señal digital. Los medios 180 para el procesamiento de señal digital pueden producir información sobre la duración temporal de la señal de datos de medición digital recibida S_{MD} en respuesta a la señal de datos de medición digital recibida S_{MD} , la señal de reloj y la relación entre la frecuencia de muestreo f_s y la señal de reloj, ya que la duración entre dos valores de muestra consecutivos es igual a $T_s = 1/f_s$.

De acuerdo con realizaciones de la invención, los medios 180 para el procesamiento de señal digital incluyen un preprocesador 200 para realizar un preprocesamiento de la señal de datos de medición digital S_{MD} para suministrar una señal digital preprocesada S_{MDP} en una salida 210. La salida 210 está acoplada a una entrada 220 de un evaluador 230. El evaluador 230 está adaptado para evaluar la señal digital preprocesada S_{MDP} para suministrar un resultado de la evaluación a una interfaz 106 de usuario. Alternativamente, el resultado de la evaluación puede suministrarse a un puerto 16 de comunicación para permitir la transmisión del resultado, por ejemplo, a un ordenador 33 de control en un sitio 31 de control (véase la figura 1).

De acuerdo con una realización de la invención, las funciones descritas en conexión con los bloques funcionales en los medios 180 para el procesamiento de señal digital, el preprocesador 200 y el evaluador 230 pueden realizarse mediante el código 94 y/o 104 de programa de ordenador como se describe en conexión con los bloques 90 y 100 de memoria en conexión con la figura 4 anterior.

Un usuario puede requerir solo unas pocas funciones de control básicas para la detección de si la condición de una máquina es normal o anormal. Al detectar una condición anormal, el usuario puede llamar al personal especializado de mantenimiento profesional para establecer la naturaleza exacta del problema y para realizar el trabajo de mantenimiento necesario. El personal de mantenimiento profesional frecuentemente necesita y utiliza una amplia gama de funciones de evaluación que permiten establecer la naturaleza y/o causa de una condición anormal de la máquina. Por lo tanto, diferentes usuarios de un aparato 14 de análisis pueden plantear demandas muy diferentes sobre la función del aparato. El término función de monitorización de condición se utiliza en este documento para una función para detectar si la condición de una máquina es normal o está algo deteriorada o es anormal. El término función de monitorización de condición también comprende una función de evaluación que permite establecer la naturaleza y/o la causa de una condición anormal de la máquina.

Ejemplos de funciones de monitorización de la condición de la máquina

Las funciones de monitorización de estado $F_1, F_2 \dots F_n$ incluyen funciones tales como: análisis de vibraciones, análisis de la temperatura, medición de pulsos de choque, análisis de espectro de los datos de medición de pulsos de choque, transformación rápida de Fourier de los datos de medición de vibraciones, presentación gráfica de los datos condición en una interfaz de usuario, almacenamiento de datos de condición en un soporte de información grabable en dicha máquina, almacenamiento de datos de condición en un soporte de información grabable en dicho aparato, tacómetro, detección de desequilibrios y detección de desalineaciones.

Según una realización, el aparato 14 incluye las siguientes funciones:

- F1 = análisis de vibración;
- F2 = análisis de temperatura,
- F3 = medida de pulso de choque,
- 5 F4 = análisis de espectro de datos de medición de pulsos de choque,
- F5 = Transformación rápida de Fourier de datos de medición de vibración,
- F6 = presentación gráfica de los datos de condición en una interfaz de usuario,
- F7 = almacenamiento de datos de condición en un soporte de información que se puede escribir en dicha máquina,
- 10 F8 = almacenamiento de datos de condición en un soporte 52 de información grabable en dicho aparato,
- F9 = tacómetro,
- F10 = detección de desequilibrio, y
- F11 = detección de desalineación.
- F12 = Recuperación de datos de condición de un soporte 58 de información grabable en dicha máquina.
- 15 F13 = Realizar la función de análisis de vibración F1 y realizar la función F12 "Recuperación de datos de condición desde un soporte 58 de información grabable en dicha máquina" para permitir una comparación o tendencia basada en datos de medición de vibraciones actuales y datos históricos de medición de vibraciones.
- F14 = Realizar el análisis de temperatura F2; y realizar la función "Recuperación de datos de condición desde un soporte 58 de información grabable en dicha máquina" para permitir una comparación o tendencia basada en
- 20 datos de medición de temperatura actual y datos históricos de medición de temperatura.
- F15 = Recuperación de datos de identificación de un soporte 58 de información grabable en dicha máquina.

Las realizaciones de la función F7 "almacenamiento de datos de estado en un soporte de información grabable en dicha máquina", y F13 análisis de vibración y recuperación de datos de condición se describen con más detalle en el documento WO 98/01831.

- 25 La **figura 6** ilustra un ejemplo de un diagrama de bloques esquemático de un preprocesador 200 que puede ser útil para comprender la invención reivindicada. Con referencia a la figura 6, la señal de datos de medición digital S_{MD} está acoplada a un filtro 240 de paso de banda digital que tiene una frecuencia de corte inferior f_{LC} , una frecuencia de corte superior f_{UC} y un ancho de banda de paso entre las frecuencias de corte superior e inferior.

- 30 La salida desde el filtro 240 de paso de banda digital está conectado a un envolvedor 250 digital. De acuerdo con una realización de la invención, la salida de señal del envolvedor 250 se suministra a una salida 260. La salida 260 del preprocesador 200 está acoplada a la salida 210 de los medios 180 de procesamiento de señal digital para el suministro a la entrada 220 del evaluador 230.

- 35 Las frecuencias de corte superior e inferior del filtro 240 de paso de banda digital pueden seleccionarse de manera que los componentes de frecuencia de la señal S_{MD} en la frecuencia de resonancia f_{RM} para el sensor están en el ancho de banda de la banda de paso. Como se mencionó anteriormente, se logra una amplificación de la vibración mecánica mediante el sensor que es mecánicamente resonante a la frecuencia de resonancia f_{RM} . En consecuencia, la señal de medición analógica S_{EA} refleja un valor amplificado de las vibraciones en y alrededor de la frecuencia de resonancia f_{RM} . Por lo tanto, el filtro de paso de banda de acuerdo con la realización de la figura 6 suprime ventajosamente la señal a frecuencias inferiores y superiores a la frecuencia de resonancia f_{RM} , para mejorar
- 40 adicionalmente los componentes de la señal de medición a la frecuencia de resonancia f_{RM} . Además, el filtro 240 de paso de banda digital reduce adicionalmente el ruido inherentemente incluido en la señal de medición, ya que cualquier componente de ruido por debajo de la frecuencia de corte inferior f_{LC} , y por encima de la frecuencia de corte superior f_{UC} también se elimina o reduce. Por lo tanto, cuando se usa un sensor 10 de medición de pulso de choque resonante que tiene una frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} en un intervalo desde un valor de frecuencia de resonancia más bajo f_{RML} a un valor de frecuencia de resonancia más alto f_{RMU} , el filtro 240 de paso de banda digital puede diseñarse para tener una menor frecuencia de corte $f_{LC} = f_{RML}$, y una frecuencia de corte superior $f_{UC} = f_{RMU}$. De acuerdo con una realización, la frecuencia de corte inferior $f_{LC} = f_{RML} = 28$ kHz, y la frecuencia de corte superior $f_{UC} = f_{RMU} = 37$ kHz.

- 50 De acuerdo con un ejemplo que puede ser útil para la comprensión de la invención reivindicada, la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} está en algún lugar en el intervalo de 30 kHz a 35 kHz, y el filtro 240 de paso de banda digital puede entonces diseñarse para tener una menor frecuencia de corte $f_{LC} = 30$ kHz y una frecuencia de corte superior $f_{UC} = 35$ kHz.

- 55 El filtro 240 de paso de banda digital puede estar diseñado para tener una menor frecuencia de corte f_{LC} que es menor que la frecuencia de resonancia f_{RM} , y una frecuencia de corte superior f_{UC} ser mayor que el valor más alto de frecuencia de resonancia f_{RMU} . Por ejemplo, la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} puede ser una frecuencia en el intervalo de 30 kHz a 35 kHz, y el filtro 240 de paso de banda digital puede diseñarse para tener una frecuencia de corte inferior $f_{LC} = 17$ kHz y una frecuencia de corte superior $f_{UC} = 36$ kHz.

De acuerdo con ello, el filtro 240 de paso de banda digital proporciona una señal de datos digital de medición de banda de paso S_F que tiene un contenido de ruido ventajosamente bajo y que refleja las vibraciones mecánicas en la

banda de paso. La señal de datos de medición digital de banda de paso S_F se envía al envolvente 250.

5 El envolvente 250 digital en consecuencia recibe la señal de datos de medición digital de banda de paso S_F que puede reflejar una señal que tiene amplitudes positivas y negativas. Con referencia a la figura 6, la señal recibida se rectifica mediante un rectificador 270 digital, y la señal rectificada se puede filtrar mediante un filtro 280 de paso bajo opcional para producir una señal envolvente digital S_{ENV} .

En consecuencia, la señal S_{ENV} es una representación digital de una señal envolvente que se produce en respuesta a la señal de datos de medición filtrada S_F . De acuerdo con algunas realizaciones de la invención, el filtro 280 de paso bajo opcional puede eliminarse.

10 La figura 6 ilustra la señal S_{ENV} que se suministra a la salida 260 del preprocesador 200. Por lo tanto, la señal digital preprocesada S_{MDP} suministrada en la salida 210 (figura 5) es la señal envolvente digital S_{ENV} .

15 Mientras que dispositivos analógicos de la técnica anterior para generar una señal envolvente en respuesta a una señal de medición emplean un rectificador analógico que inherentemente lleva a un error de desviación que se introduce en la señal resultante, el envolvente 250 digital producirá ventajosamente una cierta rectificación sin ningún error de desviación. Por consiguiente, la señal envolvente digital S_{ENV} tendrá una buena relación de señal y ruido, ya que el sensor que es mecánicamente resonante a la frecuencia de resonancia en la banda de paso del filtro 240 de paso de banda digital conduce a una gran amplitud de señal y el procesamiento de la señal que se realiza en el dominio digital elimina la adición de ruido y elimina la adición de errores de desviación.

Con referencia a la figura 5 la señal digital preprocesada S_{MDP} se suministra a la entrada 220 del evaluador 230.

20 Según otra realización, el filtro 240 es un filtro de paso alto tiene una frecuencia de corte f_{LC} . Esta realización simplifica el diseño al reemplazar el filtro de paso de banda por un filtro 240 de paso alto, dejando así el filtrado de paso bajo a otro filtro de paso bajo aguas abajo, tal como el filtro 280 de paso bajo. La frecuencia de corte f_{LC} del filtro 240 de paso alto se selecciona aproximadamente al valor del valor de frecuencia de resonancia mecánica más bajo f_{RMU} del sensor 10 de medición de pulsos de choque resonante. Cuando la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} está en algún lugar en el intervalo de 30 kHz a 35 kHz, el filtro 240 de paso alto puede diseñarse para tener una frecuencia de corte inferior $f_{LC} = 30$ kHz. La señal filtrada de paso alto se pasa luego al rectificador 270 y al filtro 280 de paso bajo. De acuerdo con una realización, debería ser posible usar sensores 10 que tengan una frecuencia de resonancia en algún lugar en el intervalo de 20 kHz a 35 kHz. Para lograr esto, el filtro 240 de paso alto puede diseñarse para tener una frecuencia de corte inferior $f_{LC} = 20$ kHz.

30 La **figura 7** ilustra una realización del evaluador 230 (ver también la figura 5). La realización de la figura 7 del evaluador 230 incluye un analizador 290 de condiciones adaptado para recibir una señal digital preprocesada S_{MDP} indicativa de la condición de la máquina 6. El analizador 290 de condición puede controlarse para realizar una función de análisis de condiciones seleccionada por medio de una señal de selección suministrada en una entrada 300 de control. La señal de selección suministrada en la entrada 300 de control puede generarse por medio de la interacción del usuario con la interfaz 102 de usuario (véase la figura 2A). Cuando la función de análisis seleccionada incluye la transformada rápida de Fourier, el analizador 290 se establecerá mediante la señal 300 de selección para operar en una señal de entrada en el dominio de frecuencia.

35 En función de qué tipo de análisis que se realice, el analizador 290 de condición puede operar en una señal digital preprocesada de entrada S_{MDP} en el dominio del tiempo, o en una señal digital preprocesada de entrada S_{MDP} en el dominio de frecuencia. Por consiguiente, dependiendo de la señal de selección suministrada en la entrada 300 de control, la FFT 294 puede incluirse como se muestra en la figura 8, o la señal S_{MDP} puede suministrarse directamente al analizador 290 como se ilustra en la figura 7.

La **figura 8** ilustra otra realización del evaluador 230. En la realización de la figura 8, el evaluador 230 incluye un transformador 294 rápido de Fourier opcional acoplado para recibir la señal desde la entrada 220 del evaluador 230. La salida del transformador 294 FF puede suministrarse al analizador 290.

45 Con el fin de analizar la condición de una parte giratoria, se desean monitorizar las vibraciones detectadas para un tiempo suficientemente largo para ser capaz de detectar señales repetitivas. Ciertas firmas de señales repetitivas son indicativas de un estado deteriorado de la parte giratoria. Un análisis de una firma de señal repetitiva también puede ser indicativo del tipo de condición deteriorada. Este análisis también puede dar como resultado la detección del grado de condición deteriorada.

50 Por lo tanto, la señal de medición puede incluir al menos un componente S_D de la señal de vibración que depende de un movimiento de vibración de la parte 8 móvil giratoria; en el que dicho componente de señal de vibración tiene una frecuencia de repetición f_D que depende de la velocidad de rotación f_{ROT} de la parte móvil giratoria 8. El componente de la señal de vibración que depende del movimiento de vibración de la parte 8 móvil giratoria puede, por lo tanto, ser indicativo de un estado deteriorado o un daño de la máquina monitorizada. De hecho, una relación entre la frecuencia de repetición f_D del componente de señal de vibración S_D y la velocidad de rotación f_{ROT} de la parte 8 móvil giratoria puede ser indicativa de qué parte mecánica es la que tiene un daño. Por lo tanto, en una máquina que tiene una pluralidad de partes giratorias, puede ser posible identificar una parte individual ligeramente dañada por

medio del procesamiento de la señal de medición usando una función 105 de análisis, que incluye un análisis de frecuencia.

5 Este análisis de frecuencia puede incluir la transformación rápida de Fourier de la señal de medición incluyendo el componente de la señal de vibración S_D . La transformación rápida de Fourier (FFT) usa una cierta resolución de frecuencia. Esa cierta resolución de frecuencia, que puede expresarse en términos de intervalos de frecuencia, determina el límite para discernir diferentes frecuencias. El término "intervalos de frecuencia" a veces se denomina como "líneas". Si se desea una resolución de frecuencia que proporcione intervalos de frecuencia Z hasta la velocidad del árbol, entonces es necesario registrar la señal durante X revoluciones del árbol.

10 En relación con el análisis de las piezas de rotación, puede ser interesante analizar las frecuencias de señal que son más altas que la frecuencia de rotación f_{ROT} de la parte giratoria. La parte giratoria puede incluir un árbol y cojinetes. La frecuencia de rotación del eje f_{ROT} a menudo se denomina como "orden 1". Las señales de soporte interesantes pueden producirse aproximadamente diez veces por revolución de árbol (Orden 10), es decir, una frecuencia de repetición de daño f_D (medida en Hz) dividida por la velocidad de rotación f_{ROT} (medida en rps) que es igual a 10 Hz/rps, es decir, orden $y = f_D/f_{ROT} = 10$ Hz/rps. Además, puede ser interesante analizar los sobretonos de las señales de soporte, por lo que puede ser interesante medir hasta el orden 100. Refiriéndose a un orden máximo como Y, y al número total de intervalos de frecuencia en la FFT que se utilizará como Z, se aplica lo siguiente: $Z=X*Y$. Por el contrario, $X = Z/Y$, en el que

20 X es el número de revoluciones del árbol monitorizado durante el cual se analiza la señal digital; y
Y es un orden máximo; y
Z es la resolución de frecuencia expresada como un número de intervalos de frecuencia

Se considera un caso en el que la señal de medición digital decimada S_{MDP} (véase la figura 5) se suministra al analizador 294 de FFT, como se describe en la figura 8: En tal caso, cuando el analizador FFT 294 se configura para $Z = 1600$ intervalos de frecuencia, y el usuario está interesado en analizar frecuencias hasta el orden $Y = 100$, entonces el valor para X se convierte en $X = Z/Y = 1600/100 = 16$.

25 Por lo tanto, es necesario medir durante $X = 16$ revoluciones del eje cuando se desea $Z = 1600$ intervalos de frecuencia y el usuario está interesado en el análisis de frecuencias de hasta el orden $Y = 100$.

La resolución de frecuencia Z del analizador 294 de FFT puede configurarse usando la interfaz 102, 106 de usuario (figura 2A).

30 Por lo tanto, el valor de resolución de frecuencia Z para la función 105 de análisis de condición y/o la función 94 de procesamiento de señal (figura 4) puede ser ajustable utilizando la interfaz 102, 106 de usuario (figura 2A).

De acuerdo con una realización de la invención, la resolución de frecuencia Z es ajustable mediante la selección de un valor Z de un grupo de valores. El grupo de valores seleccionables para la resolución de frecuencia Z puede incluir

35 Z= 400
Z= 800
Z= 1600
Z= 3200
Z= 6400

40 Como se ha mencionado anteriormente, la frecuencia de muestreo f_S puede establecerse en un cierto valor, tal como, por ejemplo, $F_S = 102\ 400$ kHz, y el factor k puede ajustarse a 2,56, haciendo de este modo que la frecuencia máxima a analizar $f_{SEAmáx}$ sea:

$$f_{SEAmáx} = f_S / k = 102\ 400 / 2,56 = 40\ \text{kHz}$$

Para una máquina que tiene un árbol con una velocidad de rotación $f_{ROT} = 1715$ rpm = 28,58 rps, un valor de orden seleccionado $Y = 100$ produce una frecuencia máxima a analizar para ser

45
$$f_{ROT} * Y = 28,58\ \text{rps} * 100 = 2858\ \text{Hz}.$$

La transformada 294 FF puede estar adaptada para realizar la transformada rápida de Fourier sobre una señal de entrada recibida que tiene un cierto número de valores de muestras. Es ventajoso cuando el cierto número de valores de muestra se establece en un número entero par que puede dividirse por dos (2) sin representar un número fraccionario.

50 Por consiguiente, una señal de datos que representa las vibraciones mecánicas que emanan de la rotación de un árbol pueden incluir patrones de señales repetitivas. De este modo, se puede repetir un cierto patrón de señal un cierto número de veces por revolución del árbol que se está monitorizando. Además, las señales repetitivas pueden producirse con una frecuencia de repetición mutuamente diferente.

En el libro "Machinery Vibration Measurements and Analysis" de Victor Wovk (ISBN 0-07-071936-5), se proporcionan algunos ejemplos de frecuencias de repetición mutuamente diferentes en la página 149:

- 5 "Frecuencia fundamental del tren (FTF)
Frecuencia de giro de bola (BS)
Carrera Exterior (OR)
Carrera Interior (IR) "

10 El libro también proporciona fórmulas para calcular estas frecuencias específicas en la página 150. El contenido del libro "Machinery Vibration Measurements and Analysis" por Victor Wovk se incorpora aquí como referencia. En particular, las fórmulas mencionadas anteriormente para calcular estas frecuencias específicas se incorporan aquí como referencia. Una tabla en la página 151 del mismo libro indica que estas frecuencias también varían dependiendo del fabricante del cojinete, y que

- 15 FTF puede tener un factor de frecuencia de soporte de 0,378;
BS puede tener un factor de frecuencia de soporte de 1,928;
O puede tener un factor de frecuencia de soporte de 3,024; y
IR puede tener un factor de frecuencia de soporte de 4,976.

20 El factor de frecuencia se multiplica con la velocidad de rotación del eje para obtener la frecuencia de repetición. El libro indica que para un árbol que tiene una velocidad de rotación de 1715 rpm, es decir, 28,58 Hz, la frecuencia de repetición para un pulso que emana de la Carrera Exterior (OR) de un cojinete del tipo estándar 6311 puede ser de aproximadamente 86 Hz; y la frecuencia de repetición FTF puede ser de 10,8 Hz.

25 Cuando el árbol monitorizado gira a una velocidad de rotación constante, dicha frecuencia de repetición puede discutirse en términos de repetición por unidad de tiempo o en términos de repetición por revolución del árbol que se está monitorizando, sin distinguir entre los dos. Sin embargo, si la parte de la máquina gira a una velocidad de rotación variable, la cuestión es más complicada, como se analiza a continuación en relación con las figuras 16, 17 y 20.

Maquinaria que presenta daños repentinos

30 Algunos tipos de maquinaria pueden sufrir fallos o averías completas de la máquina de manera muy abrupta. Para algunos tipos de máquinas, tal como piezas giratorias en una estación de energía eólica, se sabe que la avería se produce de repente y es una completa sorpresa para el personal de mantenimiento y el propietario de la máquina. Esta avería repentina ocasiona muchos costes al propietario de la máquina y puede causar otros efectos secundarios negativos, por ejemplo, si las piezas de la máquina se caen como resultado de un fallo mecánico inesperado.

35 El inventor se dio cuenta de que hay un nivel particularmente alto de ruido en las vibraciones mecánicas de determinadas máquinas, y que tales niveles de ruido obstaculizan la detección de daños de la máquina. Por lo tanto, para algunos tipos de maquinaria, los procedimientos convencionales para la monitorización de la condición preventiva no han proporcionado una advertencia suficientemente temprana y/o fiable de las condiciones de deterioro que se avecinan. El inventor concluyó que puede existir una vibración mecánica V_{MD} indicativa de un estado deteriorado en dicha maquinaria, pero que hasta ahora los procedimientos convencionales para medir las vibraciones han sido inadecuados.

40 El inventor también se dio cuenta de que las máquinas que tienen partes que giran lentamente estaban entre los tipos de máquinas que parecen ser particularmente propensas a fallos repentinos.

45 Tras haberse dado cuenta de que un nivel de ruido particularmente alto en las vibraciones mecánicas de cierta maquinaria obstaculiza la detección de daños de la máquina, el inventor ideó un procedimiento para permitir la detección de señales mecánicas débiles en un entorno ruidoso. Como se mencionó anteriormente, la frecuencia de repetición f_D del componente de señal de vibración S_D en la señal de medición S_{EA} depende de una vibración mecánica V_{MD} que es indicativa de un daño incipiente de una parte 8 giratoria de la máquina 6 monitorizada. El inventor se dio cuenta de que es posible detectar un daño incipiente, es decir, un daño que apenas comienza a desarrollarse, si se puede discernir una señal débil correspondiente.

50 Por lo tanto, la señal de medición puede incluir al menos un componente S_D de la señal de vibración que depende de un movimiento de vibración de la parte 8 móvil giratoria; en el que dicho componente de señal de vibración tiene una frecuencia de repetición f_D que depende de la velocidad de rotación f_{ROT} de la parte 8 móvil giratoria. La existencia de un componente de señal de vibración que depende del movimiento de vibración de la parte 8 móvil giratoria puede, por lo tanto, proporcionar una indicación temprana de un estado de deterioro o un daño incipiente de la máquina monitorizada.

55 En una aplicación de turbina eólica, el árbol cuyo cojinete se analiza puede girar a una velocidad de menos de 120 revoluciones por minuto, es decir, la frecuencia de rotación del árbol f_{ROT} es menor que 2 revoluciones por segundo

(rps). A veces, este árbol a analizar gira a una velocidad de menos de 50 revoluciones por minuto (rpm), es decir, a una frecuencia de rotación del árbol f_{ROT} de menos de 0,83 rps. De hecho, la velocidad de rotación suele ser típicamente inferior a 15 rpm. Mientras que un eje que tiene una velocidad de rotación de 1715 rpm, como se discutió en el libro mencionado anteriormente, produce 500 revoluciones en solo 17,5 segundos; un árbol que gira a 50 revoluciones por minuto tarda diez minutos en producir 500 revoluciones. Ciertas grandes estaciones de energía eólica tienen árboles que normalmente pueden girar a 12 RPM = 0,2 rps.

Por consiguiente, cuando un cojinete a analizar se asocia con un árbol que gira lentamente, y el cojinete se monitoriza mediante un detector que genera una señal de medición analógica S_{EA} que se muestrea usando una frecuencia de muestreo f_S de aproximadamente 100 kHz, el número de los valores muestreados asociados con una revolución completa del árbol se vuelve muy grande. Como un ejemplo ilustrativo, se necesitan 60 millones (60.000.000) de valores de muestra a una frecuencia de muestreo de 100 kHz para describir 500 revoluciones cuando el árbol gira a 50 rpm.

Además, realizar análisis matemáticos avanzados de la señal requiere mucho tiempo cuando la señal incluye tantas muestras. En consecuencia, se desea reducir el número de muestras por segundo antes del procesamiento adicional de la señal S_{ENV} .

La **figura 9** ilustra un ejemplo de un preprocesador 200 que puede ser útil para comprender la invención reivindicada. El preprocesador 200 ilustrado en la figura 9 incluye un filtro 240 de paso de banda digital y un adaptador 250 digital como se describió anteriormente en conexión con la figura 6. Como se mencionó anteriormente, la señal S_{ENV} es una representación digital de una señal envolvente que se produce en respuesta a la señal de datos de medición filtrada S_F .

La señal envolvente digital S_{ENV} se suministra a un decimador 310 adaptado para producir una señal digital S_{RED} que tiene una frecuencia de muestreo reducida f_{SR1} . El decimador 310 opera para producir una señal digital de salida en la que la duración temporal entre dos valores de muestra consecutivos es más larga que la duración temporal entre dos valores de muestra consecutivos en la señal de entrada. El decimador se describe con más detalle en conexión con la figura 14, a continuación. Cuando la señal producida por el rectificador 270 digital se suministra al decimador 310, que incluye el filtrado de paso bajo, puede eliminarse el filtro 280 de paso bajo.

Una salida 312 del decimador 310 suministra la señal digital S_{RED} a una entrada 315 de un potenciador 320. El potenciador 320 es capaz de recibir la señal digital S_{RED} y en respuesta a la misma generar una señal de salida S_{MDP} . La señal de salida S_{MDP} se suministra al puerto 260 de salida del preprocesador 200.

La **figura 10A** es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de un procedimiento para mejorar patrones de señales repetitivas en señales que pueden ser útiles para comprender la invención reivindicada. Este procedimiento se puede usar ventajosamente para mejorar los patrones de señales repetitivas en señales que representan la condición de una máquina que tiene un árbol giratorio. Un potenciador 320 puede diseñarse para operar de acuerdo con el procedimiento ilustrado en la figura 10A.

Las etapas del procedimiento S1000 a S1040 en la figura 10A representan acciones preparatorias que deben tomarse para realizar ajustes antes de generar realmente los valores de la señal de salida. Una vez que se han ejecutado las acciones preparatorias, se pueden calcular los valores de señal de salida, como se describe con referencia a la etapa S1050.

La **figura 10B** es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de un procedimiento para generar una señal de salida digital que puede ser útil para comprender la invención reivindicada. Más particularmente, la figura 10B ilustra un procedimiento para generar una señal de salida digital cuando se han realizado las acciones preparatorias descritas con referencia a las etapas S1000 a S1040 en la figura 10A.

Con referencia a la etapa S1000 en la figura 10A, se determina una longitud deseada $O_{LONGITUD}$ de una señal de salida S_{MDP} .

La **figura 11** es una ilustración esquemática de una primera memoria que tiene varias posiciones de memoria i . Las posiciones de memoria i de la primera memoria contienen una señal de entrada de ejemplo I que comprende una secuencia de valores digitales. La señal de entrada de ejemplo se usa para calcular la señal de salida S_{MDP} según las realizaciones de la invención. La figura 11 muestra algunos de los muchos valores digitales consecutivos para la señal de entrada I . Los valores 2080 digitales en la señal de entrada I solo ilustran algunos de los valores digitales que están presentes en la señal de entrada. En la figura 11, dos valores digitales vecinos en la señal de entrada están separados por una duración t_{delta} . El valor t_{delta} es el inverso de una frecuencia de muestreo f_{SR} de la señal de entrada recibida por el potenciador 320 (véase la figura 9 y la figura 16).

La **figura 12** es una ilustración esquemática de una segunda memoria que tiene varias posiciones de memoria t . Las posiciones de memoria t de la segunda memoria contienen una señal de salida de ejemplo S_{MDP} que comprende una secuencia de valores digitales. Por lo tanto, la figura 12 ilustra una porción de una memoria que tiene valores 3090 digitales almacenados en posiciones de memoria consecutivas. La figura 12 muestra valores digitales consecutivos para la señal de salida S_{MDP} . Los valores 3090 digitales en la señal de salida S_{MDP} solo ilustran algunos de los

valores digitales que están presentes en la señal de salida. En la figura 12, dos valores digitales vecinos en la señal de salida pueden estar temporalmente separados por la duración t_{delta} .

Con referencia a la etapa S1000 en la figura 10, la longitud deseada O_{LONGITUD} 3010 de la señal de salida S_{MDP} puede elegirse de modo que sea posible usar la señal de salida S_{MDP} para analizar ciertas frecuencias en la señal de salida. Si, por ejemplo, frecuencias más bajas son de interés, se requiere una señal de salida más larga que si las frecuencias más altas son de interés. La frecuencia más baja que puede analizarse usando la señal de salida es $1/(O_{\text{LONGITUD}} * t_{\text{delta}})$, donde O_{LONGITUD} es el número de valores de muestra en la señal de salida. Si f_{SR} es la tasa de muestreo de la señal de entrada I, entonces el tiempo t_{delta} entre cada valor de muestra digital será $1/f_{\text{SR}}$. Como se mencionó anteriormente, pueden producirse patrones de señal repetitivos en una señal de datos que representa vibraciones mecánicas. Por consiguiente, una señal de medición, tal como la señal S_{ENV} suministrada por la envolvente 250 y la señal S_{RED} suministrada al potenciador 320, puede incluir al menos un componente de señal de vibración S_{D} dependiente de un movimiento de vibración de la parte 8 móvil giratoria; en el que dicho componente S_{D} de señal de vibración tiene una frecuencia de repetición f_{D} que depende de la velocidad de rotación f_{ROT} de la parte 8 móvil giratoria. Por lo tanto, para estar seguro de detectar la ocurrencia de un patrón de señal repetitivo que tiene una frecuencia de repetición $f_{\text{REP}} = f_{\text{D}} = 1/(O_{\text{LONGITUD}} * t_{\text{delta}})$, la señal de salida S_{MDP} debe incluir al menos valores digitales de O_{LONGITUD} , cuando los valores digitales consecutivos en la señal de salida S_{MDP} están separados por la duración t_{delta} . El usuario puede ingresar un valor que represente una frecuencia de repetición más baja f_{REPmin} a detectar, así como información sobre la velocidad de rotación más baja esperada del árbol a monitorizar. El sistema de análisis 2 (figura 1) incluye la funcionalidad para calcular un valor adecuado para la variable O_{LONGITUD} en respuesta a estos valores.

Alternativamente, con referencia a la figura 2A, un usuario de un aparato de análisis 14 puede establecer el valor 3010 de O_{LONGITUD} de la señal de salida S_{MDP} por medio de la introducción de un valor correspondiente a través de la interfaz 102 de usuario.

En una siguiente etapa S1010, se elige un factor de longitud L. El factor de longitud L determina qué tan bien se suprimen las señales estocásticas en la señal de salida S_{MDP} . Un valor más alto de L proporciona menos señales estocásticas en la señal de salida S_{MDP} que un valor inferior de L. Por lo tanto, el factor de longitud L se puede denominar un valor de mejora de la relación señal-ruido. De acuerdo con una realización del procedimiento, L es un número entero entre 1 y 10, pero L también se puede establecer en otros valores. El valor L puede preconfigurarse en el potenciador 320. De acuerdo con otro procedimiento, un usuario del procedimiento introduce el valor L a través de la interfaz 102 de usuario (figura 2A). El valor del factor L también tiene un impacto en el tiempo de cálculo requerido para calcular la señal de salida. Un valor mayor de L requiere un tiempo de cálculo más largo que un valor inferior de L.

A continuación, en una etapa S1020, se establece una posición de inicio S_{INICIO} . La posición de inicio S_{INICIO} es una posición en la señal de entrada I.

La posición de inicio S_{INICIO} se establece para evitar o reducir la aparición de patrones no repetitivos en la señal de salida S_{MDP} . Cuando la posición de inicio S_{INICIO} se establece para que una parte 2070 de la señal de entrada antes de que la posición inicial tenga una longitud que corresponde a un cierto intervalo de tiempo $T_{\text{ESTOCÁSTICA_MAX}}$, entonces las señales estocásticas con la frecuencia correspondiente $f_{\text{ESTOCÁSTICA_MAX}}$ y frecuencias más altas se atenuarán en la señal de salida O, S_{MDP} .

En una siguiente etapa S1030, se calcula la longitud requerida de la señal de datos de entrada. La longitud requerida de la señal de datos de entrada se calcula en la etapa S1030 según la fórmula (1) siguiente:

$$(1) I_{\text{LONGITUD}} = O_{\text{LONGITUD}} * L + S_{\text{INICIO}} + O_{\text{LONGITUD}}$$

A continuación, en una etapa S1040, se calcula una longitud C_{LONGITUD} en la señal de datos de entrada. La longitud C_{LONGITUD} es la longitud sobre la que se realiza el cálculo de la señal de datos de salida. Esta longitud C_{LONGITUD} se calcula según la fórmula (3) a continuación.

$$(3) C_{\text{LONGITUD}} = I_{\text{LONGITUD}} - S_{\text{INICIO}} - O_{\text{LONGITUD}}$$

La fórmula (3) también se puede escribir como

$$I_{\text{LONGITUD}} = C_{\text{LONGITUD}} + S_{\text{INICIO}} + O_{\text{LONGITUD}}$$

La señal de salida se calcula entonces en una etapa S1050. La señal de salida se calcula según la fórmula (5) a continuación. En la fórmula (5), se calcula un valor para la señal de salida para un valor de tiempo t en la señal de salida.

$$(5) S_{\text{MDP}}(t) = \sum_{i=1}^{i=C_{\text{LONGITUD}}} I(i) * I(i + S_{\text{inicio}} + t) \quad \text{donde} \quad 1 \leq t \leq O_{\text{LONGITUD}}$$

ES 2 656 404 T3

La señal de salida S_{MDP} tiene una longitud $O_{LONGITUD}$, como se menciona anteriormente. Para adquirir la señal de salida completa S_{MDP} , se debe calcular un valor para cada valor de tiempo de $t = 1$ a $t = O_{LONGITUD}$ con la fórmula (5). En la figura 11, un valor digital 2081 ilustra un valor digital que se usa en el cálculo de la señal de salida. El valor digital 2081 ilustra un valor digital que se usa en el cálculo de la señal de salida donde $i = 1$. El valor digital 2082 ilustra otro valor digital que se usa en el cálculo de la señal de salida. El número de referencia 2082 se refiere al valor digital $I(1 + S_{INICIO} + t)$ en la fórmula (5) anterior, cuando $i = 1$ y $t = 1$. Por lo tanto, el número de referencia 2082 ilustra el valor de muestra digital en el número de posición P en la señal de entrada:

$$P = 1 + S_{INICIO} + 1 = S_{INICIO} + 2.$$

En la figura 12, el número de referencia 3091 se refiere al valor de muestra digital $S_{MDP}(t)$ en la señal de salida, donde $t = 1$.

A continuación, se describirá otro procedimiento para la operación del potenciador 320 para mejorar los patrones repetitivos en señales que representan la condición de una máquina que tiene un árbol de rotación. La longitud $O_{LONGITUD}$ puede preestablecerse en el potenciador 320. De acuerdo con otro procedimiento, la longitud $O_{LONGITUD}$ puede establecerse mediante la entrada del usuario a través de la interfaz 102 de usuario (figura 2A). La variable $O_{LONGITUD}$ se establece en un número entero par que puede dividirse entre dos (2) sin representar un número fraccionario. Al seleccionar la variable $O_{LONGITUD}$ de acuerdo con esta regla, se adapta ventajosamente el número de muestras en la señal de salida para que sea adecuado para su uso en la transformada 294 rápida de Fourier opcional. Por lo tanto, la variable $O_{LONGITUD}$ se puede establecer preferentemente en un número tal como, por ejemplo, 1024, 2048, 4096. El valor S_{INICIO} se establece, en la etapa S1020, de modo que la parte 2070 de la señal de entrada antes de la posición de inicio tenga la misma longitud que la señal 3040 de salida, es decir, $S_{INICIO} = O_{LONGITUD}$.

Como se menciona en conexión con la ecuación (1) anterior, la longitud requerida de la señal de datos de entrada es

$$I_{LONGITUD} = O_{LONGITUD} * L + S_{INICIO} + O_{LONGITUD}$$

Por lo tanto, estableciendo $S_{INICIO} = O_{LONGITUD}$ en la ecuación (1) se obtiene

$$I_{LONGITUD} = O_{LONGITUD} * L + O_{LONGITUD} + O_{LONGITUD} = O_{LONGITUD} * L + O_{LONGITUD} * 2$$

De acuerdo con esto, la longitud requerida de la señal de entrada puede expresarse en términos de la longitud de la señal de salida de acuerdo con la ecuación (6) a continuación.

$$(6) I_{LONGITUD} = (L+2) * O_{LONGITUD}$$

donde L es el factor de longitud descrito anteriormente, y $O_{LONGITUD}$ es el número de valores digitales en la señal de salida, como se describió anteriormente.

La longitud $C_{LONGITUD}$ se puede calcular, en esta realización de la invención, de acuerdo con la fórmula (7) a continuación.

$$(7) C_{LONGITUD} = L * O_{LONGITUD}$$

Cuando se han realizado las acciones preparatorias descritas con referencia a las etapas S1000 a S1040 en la figura 10A, la señal de salida digital se puede generar por medio de un procedimiento como se describe con referencia a la **figura 10B**. El procedimiento descrito con referencia a la figura 10B se realiza por medio de un DSP 50 (figura 2A).

En una etapa S1100 (figura 10B), el potenciador 320 recibe una señal de entrada digital I que tiene una primera pluralidad $I_{LONGITUD}$ de valores de muestra en una entrada 315 (véanse la figura 9 y/o la figura 16). Como se indicó anteriormente, la señal de entrada digital I puede representar vibraciones mecánicas que emanan de la rotación de un árbol hasta provocar la aparición de una vibración que tiene un período de repetición T_R .

Los valores de señal recibidos se almacenan (etapa S1120) en una porción de almacenamiento de señal de entrada de una memoria de datos asociada con el potenciador 320. La memoria de datos puede incorporarse mediante la memoria 52 de lectura/escritura (figura 2A).

En una etapa S1130, la variable t , utilizada en la ecuación (5) anterior, se establece en un valor inicial. El valor inicial puede ser 1 (uno).

En la etapa S1140, se calcula un valor de muestra de salida $S_{MDP}(t)$ para el número de muestra t . El cálculo puede emplear la siguiente ecuación:

$$S_{MDP}(t) = \sum_{i=1}^{i=CLONGITUD} I(i) * I(i + Sinicio + t)$$

El valor de la muestra resultante $S_{MDP}(t)$ se almacena (etapa S1150, figura 10B) en una porción de almacenamiento de señal de salida de la memoria 52 (véase la figura 12).

5 En una etapa S1160, el proceso comprueba el valor de la variable t , y si el valor de t representa un número menor que el número deseado de valores de muestra de salida $O_{LONGITUD}$, se realiza una etapa S1160 para incrementar el valor de t variable, antes de repetir las etapas S1140, S1150 y S1160.

Si, en la etapa S1160, el valor de t representa un número igual al número deseado de valores de muestra de salida $O_{LONGITUD}$, se realiza una etapa S1180.

En la etapa S1180, la señal de salida O , S_{MDP} se suministra en la salida 260 (véase la figura 9 y/o la figura 16).

10 Como se mencionó anteriormente, una señal de datos que representa las vibraciones mecánicas que emanan de la rotación de un árbol puede incluir firmas de señal repetitivas, y una cierta firma de señal puede así repetirse un cierto número de veces por cada revolución del árbol que se monitoriza. Además, pueden producirse varias firmas de señales repetitivas mutuamente diferentes, en las que las firmas de señales repetitivas mutuamente diferentes pueden tener frecuencias de repetición mutuamente diferentes. El procedimiento para mejorar las firmas de señal
15 repetitivas en señales, como se describe anteriormente, permite ventajosamente la detección simultánea de muchas firmas de señales repetitivas que tienen una frecuencia de repetición mutuamente diferente. Esto permite ventajosamente la detección simultánea de, por ejemplo, una firma de daño de carrera interior de cojinete y una firma de daño de carrera exterior de cojinete en una única sesión de medición y análisis, como se describe a continuación.

20 La **figura 13** es una ilustración esquemática de una señal de salida de ejemplo S_{MDP} que comprende dos firmas 4010 y 4020 de señales repetitivas. La señal de salida S_{MDP} puede comprender más señales de señales repetitivas que las ilustradas en la figura 13, pero con fines ilustrativos solo se muestran dos firmas de señales repetitivas. Solo algunos de los muchos valores digitales para las firmas 4010 y 4020 de señales repetitivas se muestran en la figura 13. En la figura 13, se ilustran la señal de frecuencia de la carrera exterior (OR) 4020 y la señal de frecuencia de la carrera interior (IR) 4010. Como puede verse en la figura 13, la señal de frecuencia de la carrera exterior (OR) 4020
25 tiene una frecuencia inferior a la señal de frecuencia de la carrera interior (IR) 4010. La frecuencia de repetición para la señal de frecuencia de la carrera exterior (OR) 4020 y la señal de frecuencia de la carrera interna (IR) 4010 es $1/T_{OR}$, respectivamente, $1/T_{IR}$.

30 En el procedimiento descrito anteriormente para operar el potenciador 320 para mejorar los patrones de señal repetitivos, los patrones de señal repetitivos se amplifican cuando se calcula la señal de salida en la etapa S1050. Se logra una mayor amplificación de los patrones de señales repetitivas si al factor L se le da un valor más alto, en la etapa S1010, que si a L se le da un valor más bajo. Un valor más alto de L significa que se requiere una señal de entrada más larga $I_{LONGITUD}$ en la etapa S1030. Una señal de entrada más larga $I_{LONGITUD}$, por lo tanto, da como resultado una amplificación más alta de los patrones de señales repetitivas en la señal de salida. Por lo tanto, una
35 señal de entrada más larga $I_{LONGITUD}$ produce el efecto de una mejor atenuación de las señales estocásticas en relación con los patrones de señales repetitivas en la señal de salida.

El valor de número entero $I_{LONGITUD}$ se puede seleccionar en respuesta a una cantidad deseada de atenuación de señales estocásticas. El factor de longitud L puede determinarse en función del valor de número entero seleccionado $I_{LONGITUD}$.

40 Consideremos ahora un procedimiento a modo de ejemplo para operar el potenciador 320 para mejorar los patrones de señales repetitivas donde el procedimiento se usa para la amplificación de un patrón de señal repetitiva con una cierta frecuencia más baja. Este procedimiento ejemplar para operar el potenciador 320 puede ser útil para comprender la invención. Para poder analizar el patrón de señal repetitiva con la frecuencia más baja cierta se requiere una cierta longitud de la señal de salida.

45 Como se mencionó anteriormente, utilizando una señal de datos de entrada más tiempo en el cálculo, resulta que la señal de salida en que el patrón de señal repetitiva se amplifica más que si se utiliza una señal de datos de entrada más corta. Si se requiere una cierta amplificación del patrón de señal repetitiva, por lo tanto, es posible usar una cierta longitud de la señal de entrada para lograr esta cierta amplificación del patrón de señal repetitiva.

Para ilustrar lo anterior, se considera el siguiente ejemplo:

50 Un patrón de señal repetitiva con una frecuencia de repetición más baja f_1 es de interés. Para asegurar la detección de dicha señal repetitiva, será necesario producir una señal de salida capaz de indicar un ciclo completo, es decir, necesita representar una duración de $T_1 = 1/f_1$. Cuando los valores de muestra de señal de salida consecutivos están separados por un período de muestreo t_{delta} , el número mínimo de valores de muestra

en la señal de salida será $O_{\text{Longitudmin}} = T_l/t_{\text{delta}}$.

Como se mencionó anteriormente, la cantidad de amplificación de la señal repetitiva aumentará con la longitud de la señal de entrada.

5 Como se menciona anteriormente, el procedimiento descrito con referencia a las figuras 10 a 13 anteriores opera para mejorar las firmas de señal repetitivas en una secuencia de datos de medición que emanan de un árbol giratorio. La expresión "firma de señal repetitiva" debe entenderse como valores de muestra $[x(t), x(t+T), x, (t+2T), \dots, x(t+nT)]$ incluyendo un componente de amplitud que tiene un valor de amplitud no estocástico, y en el que una duración T entre estos valores de muestra es constante, siempre que el árbol gire a una velocidad de rotación constante. Con referencia a la figura 13, debe entenderse que los valores 4010 digitales resultan de mejorar la pluralidad de valores de señales repetitivas en la señal de entrada I (véase la figura 11), en el que los valores de señal de entrada están separados en el tiempo por una duración T_{IR} . Por lo tanto, en ese caso puede deducirse que la "firma de señal repetitiva" se refiere a un daño en el anillo interior del conjunto de cojinete, cuando el período de repetición T_{IR} corresponde a una velocidad de paso de bola en el anillo interior. Por supuesto, esto presupone el conocimiento del diámetro del árbol y de la velocidad de rotación. Además, cuando existe una componente de señal de "firma de señal repetitiva", puede existir un valor de componente de señal repetitiva x tal que $x(t)$ tenga una amplitud similar a $x(t+T)$ que tenga una amplitud similar a $x(t+2T)$, que tenga una amplitud similar a $x(t+nT)x$, y así sucesivamente. Cuando existe una "firma de señal repetitiva" presente en la señal de entrada, puede detectarse ventajosamente usando el procedimiento descrito anteriormente, incluso cuando la señal de señal repetitiva es tan débil como para generar un componente de amplitud más pequeño que el de los componentes de señal estocástica.

20 El procedimiento descrito en relación con las figuras 10-13 puede realizarse mediante el aparato 14 de análisis cuando el procesador 50 ejecuta el código 94 de programa correspondiente, como se describe en conjunción con la figura 4 anterior. El procesador 50 de datos puede incluir una unidad de procesamiento central para controlar la operación del aparato 14 de análisis, así como un procesador de señal digital (DSP). El DSP puede disponerse para ejecutar realmente el código 90 de programa para hacer que el aparato 14 de análisis ejecute el programa 94, causando que se ejecute el proceso descrito anteriormente en conexiones con las figuras 10-13. El procesador de señal digital puede ser, por ejemplo, del tipo TMS320C6722, fabricado por Texas Instruments. De esta manera, el aparato 14 de análisis puede operar para ejecutar todas las funciones 94 de procesamiento de señales, que incluyen la función 240 de filtrado, la función 250 de envolvente, la función 310 y 470 de decimación y la función 320 de mejora. El procesamiento de señal se puede compartir entre el aparato 14 y el ordenador 33, como se menciona anteriormente. Por lo tanto, el aparato 14 puede recibir la señal de medición analógica S_{EA} y generar una señal digital S_{MD} correspondiente, y luego suministrar la señal digital S_{MD} al ordenador 33 de control, permitiendo que se realicen otras funciones 94 de procesamiento de señal en la ubicación 31 de control.

Reducción de la tasa de muestreo

35 Como se describió anteriormente en conexión con la figura 9, puede ser deseable proporcionar un decimador 310 para reducir la frecuencia de muestreo de la señal digital antes del suministro al potenciador 320. Este decimador 310 reduce ventajosamente el número de muestras en la señal a analizar, reduciendo así la cantidad de espacio de memoria necesario para almacenar la señal que se va a usar. La decimación también permite un procesamiento más rápido en el potenciador 320 posterior.

40 La **figura 14A** ilustra un número de valores de muestra en la señal suministrada a la entrada del decimador 310, y la **figura 14B** ilustra los valores de muestra de salida del período de tiempo correspondiente. La señal que entra en el decimador 310 puede tener una frecuencia de muestreo f_s . Como puede verse, la señal de salida tiene una frecuencia de muestreo reducida f_{SR1} . El decimador 310 está adaptado para realizar una decimación de la señal S_{ENV} envuelta digitalmente para entregar una señal digital S_{RED} que tiene una frecuencia de muestreo reducida f_{SR1} tal que la tasa de muestreo de salida se reduce en un factor de número entero M en comparación con la entrada frecuencia de muestreo f_s .

45 Por lo tanto, la señal de salida S_{RED} incluye solo cada M -ésimo valor de muestra presente en la señal de entrada S_{ENV} . La figura 14B ilustra un ejemplo en el que M es 4, pero M podría ser cualquier número entero positivo. De acuerdo con una realización de la invención, el decimador puede operar como se describe en el documento US 5.633.811. La **figura 15A** ilustra un decimador 310 de acuerdo con una realización de la invención. En la realización 310A del decimador 310 de acuerdo con la figura 15A, un filtro 400 de peine filtra y decima la señal entrante en una relación de 16:1. Es decir, la tasa de muestreo de salida se reduce en un primer factor de número entero $M1$ de dieciséis ($M1 = 16$) en comparación con la tasa de muestreo de entrada. Un filtro 401 de respuesta de impulso finito (FIR) recibe la salida del filtro 400 de peine y proporciona otra reducción de la tasa de muestreo por un segundo factor de número entero $M2$. Si el factor de número entero $M2 = 4$, el filtro FIR 401 representa una reducción de 4:1 de la tasa de muestreo, y, por lo tanto, el decimador 310A representa una decimación total de 64:1.

55 La **figura 15B** ilustra otra realización de la invención, en la que la realización 310B del decimador 310 incluye un filtro 402 de paso bajo, seguido de un selector 403 de muestras. El selector 403 de muestras está adaptado para extraer cada M -ésima muestra de la señal recibida desde el filtro 402 de paso bajo. La señal S_{RED1} resultante tiene una tasa de muestreo de $f_{SR1} = f_s/M$, donde f_s es la tasa de muestreo de la señal recibida S_{ENV} . La frecuencia de

corte del filtro 402 de paso bajo está controlada por el valor M.

De acuerdo con una realización, el valor M está preestablecido a un cierto valor. De acuerdo con otra realización, el valor M puede ajustarse. El decimador 310 puede ser configurable para hacer una decimación M:1, en la que M es un número entero positivo. El valor M puede recibirse en un puerto 404 del decimador 310.

- 5 La frecuencia de corte del filtro 402 de paso bajo es $f_{SR1}/(G * M)$ hertzios. El factor G se puede seleccionar a un valor de dos (2,0) o un valor superior a dos (2,0). De acuerdo con una realización, el valor G se selecciona a un valor entre 2,5 y 3. Esto permite ventajosamente evitar el aliasing. El filtro 402 de paso bajo puede estar realizado por un filtro FIR.

- 10 La señal suministrada por el filtro 402 de paso bajo se suministra al selector 403 de muestras. El selector de muestra recibe el valor M en un puerto y la señal del filtro 402 de paso bajo en otro puerto, y genera una secuencia de valores de muestras en respuesta a estas entradas. El selector de muestras está adaptado para extraer cada M-ésima muestra de la señal recibida desde el filtro 402 de paso bajo. La señal S_{RED1} resultante tiene una tasa de muestreo de $f_{SR1} = 1/M * f_s$, donde f_s es la tasa de muestreo de la señal recibida S_{ENV} recibida en un puerto 405 del decimador 310.

- 15 Un procedimiento para compensar la velocidad del árbol variable

Como se mencionó anteriormente, una firma de señal repetitiva" que está presente en la señal de entrada puede detectarse ventajosamente usando el procedimiento descrito anteriormente, incluso cuando la señal de señal repetitiva es tan débil como para generar un componente de amplitud más pequeño que el de los componentes de señal estocástica.

- 20 Sin embargo, en ciertas aplicaciones, la velocidad de rotación del árbol puede variar. La realización del procedimiento descrito con referencia a las figuras 10-13 usando una secuencia de medición de entrada en la que la velocidad de rotación del árbol varía conduce a una calidad deteriorada de la señal de salida resultante S_{MDP} .

- 25 Por consiguiente, un objeto de un aspecto de la invención es conseguir una calidad igualmente alta del bloque Y resultante cuando la velocidad de rotación del árbol varía cuando la velocidad de rotación del árbol es constante durante la secuencia de medición completa.

La **figura 16** ilustra una realización de la invención que incluye un decimador 310 y un potenciador 320, como se describe anteriormente, y un decimador 470 fraccionario.

- 30 De acuerdo con una realización de la invención, mientras que el decimador 310 opera para decimar la tasa de muestreo a M:1, en el que M es un número entero, la realización de la figura 16 incluye un decimador 470 fraccionario para decimar la tasa de muestreo por U/N, en el que U y N son números enteros positivos. Por lo tanto, el decimador 470 fraccionario permite ventajosamente la eliminación de la tasa de muestreo en un número fraccionario. De acuerdo con una realización, los valores para U y N pueden seleccionarse para que estén en el intervalo de 2 a 2000. De acuerdo con una realización, los valores para U y N pueden seleccionarse para que estén en el intervalo de 500 a 1500. De acuerdo con aún otra realización, los valores para U y N pueden seleccionarse para que estén en el intervalo de 900 a 1100.

- 35 En la figura 16, la señal de salida del decimador 310 se suministra a un selector 460. El selector permite una selección de la señal que se ingresará al potenciador 320. Cuando la monitorización de la condición se realiza en una parte giratoria que tiene una velocidad constante de rotación, el selector 460 puede establecerse en la posición para suministrar la señal S_{RED} que tiene una frecuencia de muestreo f_{SR1} a la entrada 315 del potenciador 320, y el decimador 470 fraccionario puede deshabilitarse. Cuando la monitorización de la condición se realiza en una parte giratoria que tiene una velocidad de rotación variable, el decimador 470 fraccionario puede habilitarse y el selector 460 se coloca en la posición para suministrar la señal S_{RED2} que tiene una frecuencia de muestreo f_{SR2} a la entrada 315 del potenciador 320.

- 40 El decimador 470 fraccionario tiene una entrada 480. La entrada 480 puede acoplarse para recibir la señal de salida del decimador 310. El decimador 470 fraccionario también tiene una entrada 490 para recibir información indicativa de la velocidad de rotación del árbol 8.

- 45 Un detector 420 de velocidad (véase la figura 5) puede estar previsto para proporcionar una señal indicativa de la velocidad de rotación f_{ROT} del árbol 8. La señal de velocidad puede recibirse en un puerto 430 de los medios 180 de procesamiento, permitiendo así que los medios 180 de procesamiento suministren esa señal de velocidad a la entrada 490 del decimador 470 fraccionario. La velocidad de rotación f_{ROT} del árbol 8 puede proporcionarse en términos de rotaciones por segundo, es decir hertzios (Hz).

- 50 La **figura 17** ilustra un ejemplo del decimador 470 fraccionario que puede ser útil para comprender la invención reivindicada. El decimador 470 fraccionario permite la alteración de la tasa de muestreo en un número fraccionario U/N, en el que U y N son números enteros positivos. Esto permite un control muy preciso de la tasa de muestreo f_{SR2} que se suministrará al potenciador 320, permitiendo así una muy buena detección de firmas de señales repetitivas

- 55

débiles, incluso cuando varía la velocidad del árbol.

La señal de velocidad, recibida en la entrada 490 del decimador 470 fraccionario, se suministra a un generador 500 de número fraccionario. El generador 500 de números fraccionarios genera salidas de números enteros U y N en las salidas 510 y 520, respectivamente. La salida U se suministra a un muestreador 530 superior. El muestreador 530 recibe la señal S_{RED} (véase la figura 16) a través de la entrada 480. El muestreador 530 incluye un introductor 540 de muestras para introducir valores de muestras U-1 entre cada valor de muestras recibido en el puerto 480. Cada uno de esos valores de muestra añadidos se proporciona con un valor de amplitud. De acuerdo con un ejemplo, cada valor de muestra añadido es una amplitud cero (0).

La señal resultante se suministra a un filtro 550 de paso bajo cuya frecuencia de corte se controla por el valor U suministrado por el generador 500 de números fraccionarios. La frecuencia de corte del filtro 550 de paso bajo es $f_{SR2}/(K * U)$ hertzios. El factor K se puede seleccionar a un valor de dos (2) o un valor superior a dos (2).

La señal resultante se suministra a un decimador 560. El decimador 560 incluye un filtro 570 de paso bajo cuya frecuencia de corte está controlada por el valor N suministrado por el generador 500 de números fraccionarios. La frecuencia de corte del filtro 570 de paso bajo es $f_{SR2}/(K * N)$ hertzios. El factor K se puede seleccionar a un valor de dos (2) o un valor superior a dos (2).

La señal suministrada por el filtro 570 de paso bajo se suministra al selector 580 de muestras. El selector de muestra recibe el valor N en un puerto y la señal del filtro 570 de paso bajo en otro puerto, y genera una secuencia de valores de muestras en respuesta a estas entradas. El selector de muestras está adaptado para extraer cada N-ésima muestra de la señal recibida desde el filtro 570 de paso bajo. La señal resultante S_{RED2} tiene una tasa de muestreo de $f_{SR2} = U/N * f_{SR1}$, donde f_{SR1} es la tasa de muestreo de una señal S_{RED} recibida en el puerto 480. La señal resultante S_{RED2} se suministra a un puerto 590 de salida.

Los filtros 550 y 570 de paso bajo pueden ser filtros FIR. Esto elimina ventajosamente la necesidad de realizar multiplicaciones con los valores de amplitud cero introducidos por el introductor 540 de muestras.

La **figura 18** ilustra otro ejemplo del decimador fraccionario que puede ser útil para comprender la invención reivindicada. Reduce ventajosamente la cantidad de cálculos necesarios para producir la señal S_{RED2} . Se ha eliminado el filtro 570 de paso bajo, de modo que la señal suministrada por el filtro 550 de paso bajo se suministra directamente al selector 580 de muestras.

Cuando el decimador 470 fraccionario se realiza por hardware, reduce ventajosamente una cantidad de hardware, reduciendo de este modo el coste de producción.

Cuando el decimador 470 fraccionario se realiza por software, reduce ventajosamente una cantidad de código de programa que necesita ejecutarse, reduciendo así la carga en el procesador y aumentando la velocidad de ejecución.

Con referencia a las figuras 17 y 18, la señal S_{RED2} resultante, que se suministra en el puerto de salida del decimador 470 fraccionario, tiene una frecuencia de muestreo de $f_{SR2} = U/N * f_{SR1}$, donde f_{SR1} es la tasa de muestreo de una señal S_{RED} recibida en el puerto 480. El valor fraccionario U/N depende de una señal de control de velocidad recibida en el puerto 490 de entrada. Como se menciona anteriormente, la señal de control de tasa puede ser una señal indicativa de la velocidad de rotación del árbol 8, que puede suministrarse mediante el detector 420 de velocidad (véase la figura 1 y/o la figura 5). El detector 420 de velocidad puede realizarse por un codificador, que proporciona una señal de pulso con una resolución seleccionada adecuadamente para permitir la precisión deseada de la señal de velocidad. En un ejemplo, el codificador 420 suministra una señal de marcador de revolución completa una vez por revolución completa del árbol 8. Dicha señal de marcador de revolución puede tener la forma de un pulso eléctrico que tiene un borde que puede detectarse con precisión e indicativo de una cierta posición de giro del árbol 8 monitorizado. Alternativamente, el codificador 420 puede suministrar muchas señales de pulsos por revolución del árbol monitorizado, para permitir la detección de variaciones de velocidad también dentro de una revolución del árbol.

El generador 500 de números fraccionarios controla los valores de U y N, de modo que la tasa de muestreo reducida f_{SR2} tiene un valor tal como para proporcionar una señal S_{RED2} en la que el número de muestras por revolución del árbol 8 es sustancialmente constante, independientemente de cualquier variación de velocidad del árbol 8. En consecuencia: Cuanto mayores son los valores de U y N, mejor es la capacidad del decimador 470 fraccionario para mantener el número de valores de muestra por revolución del árbol 8 en un valor sustancialmente constante.

La decimación fraccionaria como se describe con referencia a las figuras 17 y 18 se puede lograr realizando las etapas correspondientes del procedimiento, y esto se puede lograr por medio de un programa 94 de ordenador almacenado en la memoria 60, como se describió anteriormente. El programa de ordenador puede ser ejecutado por un DSP 50. Alternativamente, el programa de ordenador puede ejecutarse mediante un circuito de matriz de puerta programable de campo (FPGA).

El procedimiento descrito en relación con las figuras 10-13 y la decimación como se ha descrito con referencia a las figuras 17 y 18 pueden realizarse mediante el aparato 14 de análisis cuando el procesador 50 ejecuta el código 94 de programa correspondiente, como se describe en conjunción con la figura 4 anterior. El procesador 50 de datos puede incluir una unidad 50 de procesamiento central para controlar la operación del aparato 14 de análisis, así como un procesador 50B de señal digital (DSP). El DSP 50B puede disponerse para ejecutar realmente el código 90 de programa para hacer que el aparato 14 de análisis ejecute el programa 94, causando que se ejecute el proceso descrito anteriormente en conexiones con las figuras 10-13. De acuerdo con un ejemplo, el procesador 50B es un circuito de matriz de puerta programable en campo (FPGA).

La figura 19 ilustra el decimador 310 y otro ejemplo del decimador 470 fraccionario que puede ser útil para comprender la invención reivindicada. El decimador 310 recibe la señal S_{ENV} que tiene una frecuencia de muestreo f_s en un puerto 405, y un número entero M en un puerto 404, como se describe anteriormente. El decimador 310 suministra una señal S_{RED1} que tiene una frecuencia de muestreo f_{SR1} en la salida 312, que está acoplada a la entrada 480 del decimador 470A fraccionario. La frecuencia de muestreo de salida f_{SR1} es

$$f_{SR1} = f_s / M$$

en el que M es un número entero.

El decimador 470A fraccionario recibe la señal S_{RED1} , que tiene una frecuencia de muestreo f_{SR1} , como una secuencia de valores de datos $S(j)$, y suministra una señal de salida S_{RED2} como otra secuencia de valores de datos $R(q)$ en su salida 590.

El decimador 470A fraccionario puede incluir una memoria 604 adaptada para recibir y almacenar los valores de datos $S(j)$, así como información indicativa de la velocidad de rotación f_{ROT} correspondiente de la parte giratoria monitorizada. Por lo tanto, la memoria 604 puede almacenar cada valor de datos $S(j)$ de modo que esté asociado con un valor indicativo de la velocidad de rotación del árbol monitorizado en el momento de la detección del valor de la señal del sensor S_{EA} correspondiente al valor de datos $S(j)$.

Cuando se generan valores de datos de salida $R(q)$, el decimador 470A fraccionario está adaptado para leer valores de datos $S(j)$, así como información indicativa de la velocidad de rotación f_{ROT} correspondiente de la memoria 604.

Los valores de datos $S(j)$ leídos desde la memoria 604 se suministran al introductor 540 de muestras para introducir valores de muestra U-1 entre cada valor de muestra recibido en el puerto 480. Cada uno de esos valores de muestra añadidos se proporciona con un valor de amplitud. De acuerdo con un ejemplo, cada valor de muestra añadido es una amplitud cero (0).

La señal resultante se suministra a un filtro 550 de paso bajo cuya frecuencia de corte se controla por el valor U suministrado por el generador 500 de números fraccionarios, como se describe anteriormente.

La señal resultante se suministra al selector 580 de muestra. El selector de muestra recibe el valor N en un puerto y la señal del filtro 550 de paso bajo en otro puerto, y genera una secuencia de valores de muestras en respuesta a estas entradas. El selector de muestras está adaptado para extraer cada N-ésima muestra de la señal recibida desde el filtro 550 de paso bajo. La señal resultante S_{RED2} tiene una tasa de muestreo de $f_{SR2} = U/N * f_{SR1}$, donde f_{SR1} es la tasa de muestreo de una señal S_{RED} recibida en el puerto 480. La señal resultante S_{RED2} se suministra al puerto 590 de salida.

Por lo tanto, la frecuencia de muestreo f_{SR2} para los valores de datos de salida $R(q)$ es menor que la frecuencia de muestreo de entrada f_{SR1} por un factor D. D puede establecerse en un número arbitrario mayor que 1, y puede ser un número fraccionario. De acuerdo con realizaciones preferidas, el factor D se puede ajustar a valores entre 1,0 y 20,0. En una realización preferida, el factor D es un número fraccionario ajustable a un valor entre aproximadamente 1,3 y aproximadamente 3,0. El factor D se puede obtener estableciendo los números enteros U y N en valores adecuados. El factor D es igual a N dividido por U:

$$D = N/U$$

Los números enteros U y N son configurables en números enteros grandes para permitir que el factor $D = N/U$ siga las variaciones de velocidad con un mínimo de inexactitud. La selección de las variables U y N para que sean números enteros mayores que 1000 proporciona una precisión ventajosamente alta al adaptar la frecuencia de muestreo de salida a los cambios de seguimiento en la velocidad de rotación del árbol monitorizado. Entonces, por ejemplo, se establece N a 500 y U a 1001, representa $D = 2.002$.

La variable D se establece en un valor adecuado al comienzo de una medición y ese valor está asociado con una cierta velocidad de rotación de una parte giratoria a monitorizar. Posteriormente, durante la sesión de monitorización de la condición, el valor fraccionario D se ajusta automáticamente en respuesta a la velocidad de rotación de la parte giratoria a monitorizar, de modo que la señal emitida en el puerto 590 proporcione un número sustancialmente constante de valores de muestra por revolución de la parte giratoria monitorizada.

Como se menciona anteriormente, el codificador 420 puede suministrar una señal de marcador de revolución completa una vez por revolución completa del árbol 8. Dicha señal de marcador de revolución completa puede tener la forma de un pulso eléctrico que tiene un borde que puede detectarse con precisión e indicativo de una cierta posición de giro del árbol 8 monitorizado. La señal de marcador de revolución completa, que se puede denominar un pulso de índice puede producirse en una salida del codificador 420 en respuesta a la detección de un patrón de ángulo cero en un disco de codificación que gira cuando gira el árbol monitorizado. Esto se puede lograr de varias maneras, como es bien sabido por las personas expertas en esta técnica. El disco de codificación puede estar provisto, por ejemplo, de un patrón de ángulo cero que producirá una señal de ángulo cero con cada revolución del disco. Las variaciones de velocidad pueden detectarse, por ejemplo, registrando un "marcador de revolución completa" en la memoria 604 cada vez que el árbol monitorizado pasa la posición de giro determinada, y asociando el "marcador de revolución completa" con un valor de muestra $s(j)$ recibido en el mismo instante. De esta manera, la memoria 604 almacenará un mayor número de muestras entre dos marcadores consecutivos de revolución completa cuando el árbol gira más lentamente, ya que el convertidor A/D suministra un número constante de muestras f_s por segundo.

La **figura 20** es un diagrama de bloques de un decimador 310 y una realización del decimador 470 fraccionario. Esta realización del decimador fraccionario se indica 470B. El decimador 470B fraccionario puede incluir una memoria 604 adaptada para recibir y almacenar los valores de datos $S(j)$, así como información indicativa de la velocidad de rotación f_{ROT} correspondiente de la parte giratoria monitorizada. Por lo tanto, la memoria 604 puede almacenar cada valor de datos $S(j)$ de modo que esté asociado con un valor indicativo de la velocidad de rotación del árbol monitorizado en el momento de la detección del valor de la señal del sensor S_{EA} correspondiente al valor de datos $S(j)$.

El decimador 470B fraccionario recibe la señal S_{RED1} , que tiene una frecuencia de muestreo f_{SR1} , como una secuencia de valores de datos $S(j)$, y suministra una señal de salida S_{RED2} , que tiene una frecuencia de muestreo f_{SR2} , como otra secuencia de valores de datos $R(q)$ en su salida 590.

El decimador 470B fraccionario puede incluir una memoria 604 adaptada para recibir y almacenar los valores de datos $S(j)$, así como información indicativa de la velocidad de rotación f_{ROT} correspondiente de la parte giratoria monitorizada. La memoria 604 puede almacenar valores de datos $S(j)$ en bloques, de modo que cada bloque esté asociado con un valor indicativo de una velocidad de rotación relevante del árbol monitorizado, como se describe a continuación en conexión con la figura 21.

El decimador 470B fraccionario también puede incluir un generador de variables de decimación 606 fraccionaria, que está adaptado para generar un valor fraccionario D . El valor fraccionario D puede ser un número flotante. Por lo tanto, el número fraccionario puede controlarse a un valor de número flotante en respuesta a un valor de velocidad de recepción F_{ROT} , de modo que el valor de número flotante es indicativo del valor de velocidad F_{ROT} con una cierta inexactitud. Cuando se implementa mediante un DSP adecuadamente programado, como se mencionó anteriormente, la imprecisión del valor numérico flotante puede depender de la capacidad del DSP para generar valores numéricos flotantes.

Además, el decimador 470B fraccionario también puede incluir un filtro 608 FIR. El filtro 608 FIR es un filtro FIR de paso bajo que tiene una cierta frecuencia de corte de paso bajo adaptada para decimación por un factor D_{MAX} . El factor D_{MAX} se puede establecer en un valor adecuado, por ejemplo, 20.000. Además, el decimador 470B fraccionario también puede incluir un generador 610 de parámetros de filtro.

La operación del decimador 470B fraccionario se describe con referencia a las figuras 21 y 22 a continuación.

La **figura 21** es un diagrama de flujo que ilustra una realización de un procedimiento para hacer funcionar el decimador 310 y el decimador 470B fraccionario de la figura 20.

En una primera etapa S2000, la velocidad de rotación F_{ROT} de la parte cuya condición se monitoriza se registra en la memoria 604 (figuras 20 y 21), y esto puede hacerse sustancialmente al mismo tiempo que la medición de vibraciones o los pulsos de golpes comienzan. De acuerdo con otra realización, la velocidad de rotación de la parte cuya condición se va a monitorizar se supervisa durante un período de tiempo. La velocidad máxima detectada F_{ROTmax} y la velocidad más baja detectada F_{ROTmin} se pueden registrar, por ejemplo, en la memoria 604 (figuras 20 y 21).

En la etapa S2010, se analizan los valores de velocidad grabados, para establecer si la velocidad de rotación varía. Si se determina que la velocidad es constante, el selector 460 (figura 16) puede establecerse automáticamente en la posición para suministrar la señal S_{RED} que tiene la frecuencia de muestreo f_{SR1} a la entrada 315 del potenciador 320, y el decimador 470, 470B fraccionario puede deshabilitarse. Si se determina que la velocidad es variable, el decimador 470, 470B fraccionario puede habilitarse automáticamente y el selector 460 se ajusta automáticamente en la posición para suministrar la señal S_{RED2} que tiene la frecuencia de muestreo f_{SR2} a la entrada 315 del potenciador 320.

En la etapa S2020, la interfaz 102,106 de usuario muestra el valor de la velocidad registrada F_{ROT} o los valores de velocidad f_{ROTmin} , f_{ROTmax} , y solicita a un usuario que introduzca un valor de orden O_V deseado. Como se mencionó

anteriormente, la frecuencia de rotación del árbol F_{ROT} a menudo se denomina "orden 1". Las señales interesantes pueden producirse unas diez veces por revolución del árbol (Orden 10). Además, puede ser interesante analizar las connotaciones de algunas señales, por lo que puede ser interesante medir hasta 100, u ordenar 500 o incluso más. Por lo tanto, un usuario puede ingresar un número de orden O_V usando la interfaz 102 de usuario.

- 5 En la etapa S2030, se determina una tasa de muestreo de salida adecuada f_{SR2} . De acuerdo con una realización, la tasa de muestreo de salida f_{SR2} se establece en $f_{SR2} = C * O_V * F_{ROT}$

en el que

C es una constante que tiene un valor superior a 2,0

- 10 O_V es un número indicativo de la relación entre la velocidad de rotación de la parte monitorizada y la frecuencia de repetición de la señal a analizar.

F_{ROT} es la velocidad momentánea de rotación de la parte monitorizada durante una sesión de medición.

La constante C puede seleccionarse a un valor de 2,00 (dos) o más a la vista del teorema de muestreo. De acuerdo con las realizaciones de la invención, la constante C puede predeterminarse a un valor entre 2,40 y 2,70.

- 15 De acuerdo con una realización, el factor C se selecciona ventajosamente de manera que $100 * C / 2$ represente un número entero. De acuerdo con una realización, el factor C puede establecerse en 2,56. Seleccionar C en 2,56 representa $100 * C = 256 = 2$ elevado a 8.

- 20 En la etapa S2040, el valor de número entero M se selecciona dependiendo de la velocidad de rotación detectada F_{ROT} de la parte a monitorizar. El valor de M puede seleccionarse automáticamente en función de la velocidad de rotación detectada de la parte a monitorizar, de modo que la frecuencia de muestreo reducida intermedia f_{SR1} sea mayor que la frecuencia de muestreo de la señal de salida deseada f_{SR2} . El valor de la frecuencia de muestreo reducida f_{SR1} también se selecciona dependiendo de la variación de la velocidad de rotación que se espera que haya durante la sesión de medición. De acuerdo con una realización, la velocidad de muestreo f_s del convertidor A/D puede ser de 102,4 kHz. De acuerdo con una realización, el valor de número entero M puede ajustarse a un valor entre 100 y 512 para proporcionar unos valores de frecuencia de muestreo reducida intermedia f_{SR1} entre 1024 Hz y 100 Hz.

En la etapa S2050, se determina un valor D variable de decimación fraccionaria. Cuando varía la velocidad de rotación de la parte cuya condición se monitoriza, el valor variable D de la decimación fraccionaria variará dependiendo del valor de la velocidad detectado momentáneamente.

- 30 Según otra realización de las etapas S2040 y S2050, el valor de número entero M se establece de modo que la frecuencia de muestreo reducida intermedia f_{SR1} sea al menos igual a un porcentaje mayor que f_{SR2} (como se determinó en la etapa S2030 anterior) como la relación entre el valor de velocidad más alto detectado f_{ROTmax} dividido por el valor de velocidad menor detectado f_{ROTmin} . De acuerdo con esta realización, un valor máximo de la decimación fraccionaria D_{MAX} se establece en un valor de $D_{MAX} = f_{ROTmax} / f_{ROTmin}$, y un valor mínimo del valor variable de decimación fraccionaria D_{MIN} se establece en 1,0. A continuación, se realiza una medición momentánea en tiempo real del valor de la velocidad real F_{ROT} y se establece un valor fraccionario momentáneo D en consecuencia.

F_{ROT} es un valor indicativo de una velocidad de rotación medida de la parte giratoria a monitorizar.

- 40 En la etapa S2060, se inicia la medición real, y se puede determinar una duración total deseada de la medición. Esta duración puede determinarse en función del grado de atenuación de las señales estocásticas necesarias en el potenciador. Por lo tanto, la duración total deseada de la medición puede establecerse de modo que corresponda, o de manera que exceda, la duración necesaria para obtener la señal de entrada I LONGITUD, como se describió anteriormente en conexión con las figuras 10A a 13. Como se mencionó anteriormente en conexión con las figuras 10A a 13, una señal de entrada más larga I LONGITUD produce el efecto de una mejor atenuación de las señales estocásticas en relación con los patrones de señal repetitivos en la señal de salida.

- 45 La duración total de la medición también se puede determinar dependiendo de un número deseado de revoluciones de la parte monitorizada.

Cuando se inicia la medición, el decimador 310 recibe la señal digital S_{ENV} a una tasa f_s y suministra una señal digital S_{RED1} a una tasa reducida $f_{SR1} = f_s / M$ a la entrada 480 del decimador fraccionario. A continuación, se analiza la señal S_{RED1} en términos de una señal que tiene valores de muestra $S(j)$, donde j es un número entero.

- 50 En la etapa S2070, se registran los valores de datos $S(j)$ en la memoria 604, y se asocia cada valor de datos con un valor de velocidad de rotación f_{ROT} . De acuerdo con una realización de la invención, el valor de velocidad de rotación F_{ROT} se lee y se registra a una tasa $f_{RR} = 1000$ veces por segundo. La tasa de lectura y registro f_{RR} se puede establecer en otros valores, dependiendo de cuánto varíe la velocidad F_{ROT} de la parte rotativa monitorizada.

- 55 En una etapa posterior S2080, se analiza la velocidad de grabación de valores de rotación, y se dividen los valores de datos $S(j)$ registrados en bloques de datos dependientes de los valores de la velocidad de rotación. De esta manera, se pueden generar varios bloques de valores de datos $S(j)$, estando asociado cada bloque de valores de datos $S(j)$ con un valor de velocidad de rotación. El valor de velocidad de rotación indica la velocidad de rotación de la parte monitorizada, cuando se registraron estos valores de datos de bloque particulares $S(j)$. Los bloques de datos individuales pueden ser de tamaños mutuamente diferentes, es decir, los bloques individuales

pueden contener números mutuamente diferentes de valores de datos $S(j)$.

Si, por ejemplo, la parte giratoria monitorizada giró primero a una primera velocidad f_{ROT1} durante un primer período de tiempo, y luego cambió la velocidad para girar a una segunda velocidad f_{ROT2} durante un segundo período de tiempo más corto, los valores de datos grabados $S(j)$ pueden dividirse en dos bloques de datos, estando asociado el primer bloque de valores de datos con el primer valor de velocidad f_{ROT1} , y estando asociado el segundo bloque de valores de datos con el segundo valor de velocidad f_{ROT2} . En este caso, el segundo bloque de datos contendría menos valores de datos que el primer bloque de datos, ya que el segundo período de tiempo era más corto.

De acuerdo con una realización, cuando todos los valores de datos grabados $S(j)$ han sido divididos en bloques, y todos los bloques han sido asociados con una velocidad de valor de rotación, entonces el procedimiento procede a ejecutar la etapa S2090.

En la etapa S2090, se selecciona un primer bloque de valores de datos $S(j)$, y se determina un valor de decimación fraccionaria D correspondiente al valor de velocidad de rotación asociado F_{ROT} . Se asocia este valor de decimación fraccionaria D con el primer bloque de valores de datos $S(j)$. De acuerdo con una realización, cuando todos los bloques han sido asociados con un valor de decimación fraccionaria D correspondiente, entonces el procedimiento procede a ejecutar la etapa S2090. Por lo tanto, el valor del valor de decimación fraccionaria D se adapta en función de la velocidad F_{ROT} .

En la etapa S2100, se selecciona un bloque de valores de datos $S(j)$ y el valor de decimación fraccionaria asociado D , como se describe en la etapa S2090 anterior.

En la etapa S2110, se genera un bloque de valores de salida R en respuesta al bloque seleccionado de valores de entrada S y el valor de decimación fraccionaria asociado D . Esto se puede hacer como se describe con referencia a la figura 22.

En la etapa S2120, se comprueba si hay algún valor de datos de entrada restante para procesar. Si hay otro bloque de valores de datos de entrada para procesar, se repite la etapa S2100. Si no hay un bloque restante de valores de datos de entrada para procesar, entonces la sesión de medición se completa.

Las **figuras 22A, 22B y 22C** ilustran un diagrama de flujo de una realización de un procedimiento para operar el decimador 470B fraccionario de la figura 20.

En una etapa S2200, se recibe un bloque de valores de datos de entrada $S(j)$ y un valor de decimación fraccionaria específico asociado D . De acuerdo con una realización, los datos recibidos son como se describe en la etapa S2100 para la figura 21 anterior. Los valores de datos de entrada $S(j)$ en el bloque recibido de los valores de datos de entrada S están todos asociados con el valor de decimación fraccionaria específico D .

En las etapas S2210 a S2390, el filtro 608 FIR está adaptado para el valor de decimación fraccionaria específico D , tal como se recibió en la etapa S2200, y se genera un conjunto de valores de señal de salida $R(q)$ correspondientes. Esto se describe más específicamente a continuación.

En una etapa S2210, se seleccionan ajustes de filtro adecuados para el valor de decimación fraccionaria específico D . Como se menciona en conexión con la figura 20 anterior, el filtro 608 FIR es un filtro FIR de paso bajo que tiene una cierta frecuencia de corte de paso bajo adaptada para decimación por un factor D_{MAX} . El factor D_{MAX} se puede establecer en un valor adecuado, por ejemplo, 20.

Un valor de relación de filtro F_R se establece en un valor que depende de factor D_{MAX} y del valor de decimación fraccionaria D específico tal como se recibe en la etapa S2200. La etapa S2210 puede realizarse mediante el generador 610 de parámetros de filtro (figura 20).

En una etapa S2220, se selecciona un valor de posición de inicio x en el bloque de datos de entrada recibidos $s(j)$. Debe observarse que el valor de posición de inicio x no necesita ser un número entero. El filtro 608 FIR tiene una longitud $F_{LONGITUD}$ y el valor de la posición de inicio x se seleccionará entonces en dependencia de la longitud de filtro $F_{LONGITUD}$ y del valor de relación de filtro F_R . El valor F_R de la relación de filtro se establece en la etapa S2210 anterior. De acuerdo con una realización, el valor de la posición de inicio x puede establecerse en $x = F_{LONGITUD}/F_R$.

En una etapa S2230, se prepara un valor de suma de filtro $SUMA$, y se establece en un valor inicial, tal como por ejemplo $SUMA = 0,0$.

En una etapa S2240, se selecciona una posición j en los datos de entrada recibidos adyacentes y en la posición anterior x . La posición j puede seleccionarse como la porción de número entero de x .

En una etapa S2250, se selecciona una posición F_{pos} en el filtro FIR que corresponda a la posición j seleccionada en los datos de entrada recibidos. La posición F_{pos} puede ser un número fraccionario. La posición del filtro F_{pos} , en relación con la posición media del filtro, puede determinarse como

$$F_{pos} = [(x-j) * F_R]$$

donde F_R es el valor de la relación de filtro.

En la etapa S2260, se comprueba si el valor de posición del filtro determinado F_{pos} está fuera de los valores límite permitidos, es decir, puntos en una posición fuera del filtro. Si eso sucede, entonces se continúa con la etapa S2300 a continuación. De lo contrario, se continúa con la etapa S2270.

- 5 En una etapa S2270, se calcula un valor de filtro por medio de interpolación. Se observa que los valores del coeficiente del filtro adyacente en un filtro FIR de paso bajo generalmente tienen valores numéricos similares. Por lo tanto, un valor de interpolación será ventajosamente exacto. Primero se calcula un valor de posición de número entero IF_{pos} :

$$IF_{pos} := \text{Porción de número entero de } F_{pos}$$

- 10 El valor de filtro F_{val} para la posición F_{pos} será:

$$F_{val} = A(IF_{pos}) + [A(IF_{pos+1}) - A(IF_{pos})] * [F_{pos} - IF_{pos}]$$

en el que $A(IF_{pos})$ y $A(IF_{pos+1})$ son valores en un filtro de referencia, y la posición del filtro F_{pos} es una posición entre estos valores.

En una etapa S2280, se calcula una actualización del valor SUMA del filtro en respuesta a la posición de señal j :

- 15
$$SUMA := SUMA + F_{val} * S(j)$$

En una etapa S2290, se pasa a otra posición de señal:

$$\text{Establecer } j := j-1$$

A continuación, se pasa a la etapa S2250.

- 20 En una etapa 2300, se selecciona una posición j en los datos de entrada recibidos adyacentes y posteriores a la posición x . Esta posición j se puede seleccionar como la parte de número entero de x más 1 (uno), es decir, $j = 1 +$ porción de número entero de x

En una etapa S2310, se selecciona una posición en el filtro FIR que corresponda a la posición j seleccionada en los datos de entrada recibidos. La posición F_{pos} puede ser un número fraccionario. La posición del filtro F_{pos} , en relación con la posición media del filtro, puede determinarse como

- 25
$$F_{pos} = [(j-x) * F_R]$$

donde F_R es el valor de la relación de filtro.

En la etapa S2320, se comprueba si el valor de posición del filtro determinado F_{pos} está fuera de los valores límite permitidos, es decir, puntos en una posición fuera del filtro. Si eso sucede, entonces se continúa con la etapa S2360 a continuación. De lo contrario, continúe con la etapa S2330.

- 30 En una etapa S2330, se calcula un valor de filtro por medio de interpolación. Se observa que los valores del coeficiente del filtro adyacente en un filtro FIR de paso bajo generalmente tienen valores numéricos similares. Por lo tanto, un valor de interpolación será ventajosamente exacto. Primero se calcula un valor de posición de número entero IF_{pos} :

$$IF_{pos} := \text{Porción de número entero de } F_{pos}$$

- 35 El valor de filtro para la posición F_{pos} será:

$$F_{val}(F_{pos}) = A(IF_{pos}) + [A(IF_{pos+1}) - A(IF_{pos})] * [F_{pos} - IF_{pos}]$$

en el que $A(IF_{pos})$ y $A(IF_{pos+1})$ son valores en un filtro de referencia, y la posición del filtro F_{pos} es una posición entre estos valores.

En una etapa S2340, se calcula una actualización del valor SUMA del filtro en respuesta a la posición de señal j :

- 40
$$SUMA := SUMA + F_{val} * S(j)$$

En una etapa S2350, se pasa a otra posición de señal:

$$\text{Establecer } j := j-1$$

A continuación, se pasa a la etapa S2310.

En una etapa S2360, se suministra un valor de datos de salida R(j). El valor de datos de salida R(j) puede suministrarse a una memoria, de manera que los valores de datos de salida consecutivos se almacenan en posiciones de memoria consecutivas. El valor numérico del valor de datos de salida R(j) es:

$$R(j) := \text{SUMA}$$

5 En una etapa S2370, se actualiza el valor de posición x:

$$x := x + D$$

En una etapa S2380, se actualiza el valor de posición j.

$$j := j+1$$

10 En una etapa S2390, se verifica si se ha generado el número deseado de valores de datos de salida. Si no se ha generado la cantidad deseada de valores de datos de salida, se pasa a la etapa S2230. Si se ha generado el número deseado de valores de datos de salida, se pasa a la etapa S2120 en el procedimiento descrito en relación con la figura 21.

15 En efecto, la etapa S2390 está diseñada para asegurar que se genere un bloque de valores de señal de salida R(q), correspondiente al bloque de valores de datos de entrada recibidos en la etapa S2200, y que cuando los valores de señal de salida R correspondan a los datos de entrada se han generado los valores S, entonces debe ejecutarse la etapa S2120 en la figura 21.

El procedimiento descrito con referencia a la figura 22 puede implementarse como una subrutina de programa de ordenador, y las etapas S2100 y S2110 pueden implementarse como un programa principal.

20 De acuerdo con una realización de la invención, la compensación de la velocidad de árbol variable se puede lograr controlando la frecuencia de reloj suministrada por el reloj 190. Como se mencionó anteriormente, un detector 420 de velocidad (véase la figura 5) puede estar previsto para proporcionar una señal indicativa de la velocidad de rotación f_{ROT} del árbol 8. La señal de velocidad puede recibirse en un puerto 430 de los medios 180 de procesamiento, permitiendo así que los medios 180 de procesamiento controlen el reloj 190. En consecuencia, los medios 180 de procesamiento pueden tener un puerto 440 para suministrar una señal de control de reloj. Por lo tanto, los medios 180 de procesamiento pueden adaptarse para controlar la frecuencia de reloj en respuesta a la velocidad de rotación detectada F_{ROT} .

25 Como se menciona en conexión con la figura 2B, la tasa de muestreo del convertidor A/D depende de una frecuencia de reloj. Por lo tanto, el aparato 14 puede adaptarse para controlar la frecuencia de reloj en respuesta a la velocidad de rotación F_{ROT} detectada, de modo que el número de valores de muestra por revolución de la parte giratoria monitorizada se mantiene en un valor sustancialmente constante incluso cuando la velocidad de rotación varía.

30 Según aún otra realización de la invención, la funcionalidad 320, 94 del potenciador se puede lograr mediante un procedimiento para producir datos de autocorrelación como se describe en el documento US 7.010.445. En particular, el procesador 50 de señal digital puede incluir la funcionalidad 94 para realizar sucesivas operaciones de transformada de Fourier en las señales digitalizadas para proporcionar datos de autocorrelación.

35 Monitorización de condición de sistemas de engranajes

40 Debe observarse que las realizaciones de la invención también pueden usarse para examinar, controlar y detectar la condición de sistemas de engranajes. Algunas realizaciones proporcionan efectos particularmente ventajosos cuando se monitorizan sistemas de engranajes epicicloidales que comprenden transmisiones, engranajes y/o cajas de engranajes epicicloidales. Esto se describirá más detalladamente a continuación. Las transmisiones epicíclicas, engranajes y/o cajas de engranajes también pueden denominarse transmisiones, engranajes y/o cajas de engranajes planetarias.

45 La **figura 23** es una vista frontal que ilustra un sistema 700 de engranaje epicicloidal. El sistema 700 de engranaje epicicloidal comprende al menos uno o más engranajes 702, 703, 704 externos que giran alrededor de un engranaje 701 central. Los engranajes 702, 703, 704 exteriores se denominan comúnmente engranajes planetarios, y el engranaje 701 central se denomina comúnmente engranaje solar. El sistema 700 de engranaje epicicloidal también puede incorporar el uso de un engranaje 705 de anillo exterior, comúnmente también denominado anillo. Los engranajes 702, 703, 704 planetarios pueden comprender un número P de dientes 707, el engranaje 701 solar puede comprender un número S de dientes 708, y el anillo 705 circular puede comprender un número de dientes 706. El número de dientes A en el anillo 705 está dispuesto para engranar con el número P de dientes en los engranajes 702, 703, 704 planetarios, que a su vez también están dispuestos para engranar con el número S de dientes en el engranaje solar 701. Sin embargo, debe observarse que el engranaje 701 solar es normalmente más grande que los engranajes 702, 703, 704 planetarios, por lo que la ilustración mostrada en la figura 23 no debe interpretarse como limitativa a este respecto. Cuando hay diferentes tamaños en el engranaje 701 solar y los engranajes 702, 703, 704 planetarios, el aparato 14 de análisis también puede distinguir entre las condiciones

detectadas de diferentes ejes y engranajes del sistema 700 de engranaje epicicloidal, como será evidente a partir de lo siguiente.

5 En muchos sistemas de engranajes epicicloidales, uno de estos tres componentes básicos, es decir, el engranaje 701 solar, los engranajes 702, 703, 704 planetarios o el anillo 705 circular, se mantiene estacionario. Uno de los dos componentes restantes puede entonces servir como una entrada y proporcionar potencia al sistema 700 de engranaje epicicloidal. El último componente restante puede entonces servir como salida y recibir potencia del sistema 700 de engranaje epicicloidal. La relación de rotación de entrada a rotación de salida depende de la cantidad de dientes en cada engranaje, y sobre qué componente se mantiene estacionario.

10 La **figura 24** es una vista lateral esquemática del sistema de engranaje 700 epicicloidal de la figura 23, como se ve en la dirección de la flecha SW en la figura 23. Una disposición 800 ejemplar, que incluye el sistema 700 de engranaje epicicloidal, puede comprender al menos un sensor 10 y al menos un aparato 14 de análisis según la invención como se describió anteriormente. La disposición 800 puede, por ejemplo, usarse como caja de engranajes para turbinas eólicas.

15 En una realización de la disposición 800, el anillo 705 se mantiene fijo. Un árbol 801 giratorio tiene múltiples brazos móviles o soportes 801A, 801B, 801C dispuestos para acoplarse a los engranajes 702, 703, 704 planetarios. Al proporcionar una rotación 802 de entrada al árbol 801 giratorio, el árbol 801 giratorio y los brazos 801A, 801B, 801C móviles y los engranajes 702, 703, 704 planetarios pueden servir como entrada y proporcionar potencia al sistema 700 de engranaje epicicloidal. El árbol 801 giratorio y los engranajes 702, 703, 704 planetarios pueden entonces girar con respecto al engranaje 701 solar. El engranaje 701 solar, que puede estar montado en un árbol 803 giratorio, puede servir, así como una salida y recibir potencia del sistema 700 de engranaje epicicloidal. Esta

$$G = 1 + \frac{A}{S}$$

20 configuración producirá un aumento en la relación de transmisión G cuando se usa como una caja de engranajes en una turbina eólica puede disponerse de manera que la rotación de salida sea de aproximadamente 5-6 veces la rotación de entrada. Los engranajes 702, 703, 704 planetarios pueden montarse, a través de los cojinetes 7A, 7B y 7C, respectivamente, en los brazos móviles o soportes 801A, 801B y 801C (como se muestra en ambas figuras 23-24). El árbol giratorio 801 se puede montar en cojinetes 7D. De forma similar, el árbol 803 giratorio puede estar montado en los cojinetes 7E, y el engranaje 701 solar puede estar montado, a través de los cojinetes 7F, sobre el árbol 803 giratorio.

25 De acuerdo con una realización de la invención, el al menos un sensor 10 se puede unir sobre o en un punto 12 de medición del anillo 705 fijo del sistema 700 de engranaje epicicloidal. El sensor 10 también puede estar dispuesto para comunicarse con el aparato 14 de análisis. El aparato 14 de análisis puede estar dispuesto para analizar la condición del sistema 700 de engranaje epiciclico sobre la base de datos de medición o valores de señal suministrados por el sensor 10 como se describe anteriormente en este documento. El aparato 14 de análisis puede incluir un evaluador 230 como anteriormente.

30 La **figura 25** ilustra una versión analógica de una señal ejemplar producida y emitida por el preprocesador 200 (véase la figura 5 o la figura 16) en respuesta a las señales detectadas por el al menos un sensor 10 tras la rotación del sistema 700 de engranaje epicicloidal en la disposición 800. La señal se muestra para una duración de T_{REV} , que representa valores de señal detectados durante una revolución del árbol 801 giratorio. Debe entenderse que la señal suministrada por el preprocesador 200 en el puerto 260 (ver la figura 5 y la figura 16) puede suministrarse a la entrada 220 del evaluador 230 (ver la figura 8 o la figura 7).

35 Como puede verse a partir de la señal en la figura 25, la amplitud o la señal de salida de la señal aumenta a medida que cada uno de los engranajes 702, 703, 704 planetarios pasa por el punto 12 de medición del sensor 10 en la disposición 800. Estas porciones de la señal se denominan a continuación como las regiones 702A, 703A, 704A de gran amplitud, que pueden comprender picos 901 de gran amplitud. También se puede mostrar que la cantidad total de picos 901, 902 en la señal sobre una revolución del árbol 801 giratorio, es decir, durante el período de tiempo T_{REV} , se correlaciona directamente con la cantidad de dientes en el anillo 705. Por ejemplo, si el número de dientes en el anillo 705 es $A = 73$, el número total de picos en la señal durante un período de tiempo T_{REV} será 73; o si el número de dientes en el anillo 705 es $A = 75$, el número total de picos en la señal durante un período de tiempo T_{REV} será de 75, etc. Esto ha demostrado ser verdadero siempre que no haya errores o fallos en los engranajes 702, 703, 704, 705 de la disposición 800.

40 La **figura 26** ilustra un ejemplo de una porción de la región de gran amplitud 702A de la señal mostrada en la figura 25. Esta porción de señal se puede generar cuando el engranaje 702 planetario pasa su posición más cercana mecánicamente al punto 12 de medición y al sensor 10 (véanse las figuras 23-24). Se ha observado que a veces pueden producirse pequeñas perturbaciones periódicas o vibraciones 903, que se ilustran en la figura 26. Aquí, las pequeñas perturbaciones 903 periódicas se han relacionado con la aparición de errores, fallos o desgarros en los cojinetes 7A, como se muestra en las figuras 23-24, que se pueden montar en uno de los brazos 801A móviles. Las pequeñas perturbaciones 903 periódicas pueden propagarse (o trasladarse) desde un cojinete 7A a través del engranaje 702 planetario del sistema 700 de engranaje epiciclico, al anillo 705 circular donde las pequeñas perturbaciones 903 periódicas pueden ser captadas por el sensor 10 como se describe anteriormente, por ejemplo,

en conexión con las figuras 1-24. De forma similar, errores, fallos o desgarros en los cojinetes 7B o 7C montados en uno de los brazos 801B o 801C móviles también pueden generar estas pequeñas perturbaciones 903 periódicas que, de la misma manera que anteriormente, pueden ser captadas por el sensor 10. También debe observarse que las pequeñas perturbaciones 903 periódicas también pueden emanar de errores, fallos o desgarros en los cojinetes 7F que pueden estar montados en el árbol 803 giratorio. La detección de estas pequeñas perturbaciones periódicas en la señal puede ser indicativa de que los cojinetes 7A, 7B, 7C y/o 7F comienzan a deteriorarse, o indicativos de que están en el límite de su vida útil activa. Esto puede, por ejemplo, ser importante, ya que puede ayudar a predecir cuando el sistema 700 de engranaje epicicloidial y/o la disposición 800 necesitan mantenimiento o reemplazo.

De acuerdo con una realización de la invención, el analizador 290 de condición en el evaluador 230 del aparato 14 de análisis puede estar dispuesto para detectar estas pequeñas perturbaciones 903 periódicas en la señal recibida desde el sensor 10. Esto es posible gracias a las realizaciones de la invención descritas previamente. Las pequeñas perturbaciones 903 periódicas también pueden denominarse pulsos 903 de choque o vibraciones 903. Según una realización de la invención, el aparato 14 de análisis que emplea un potenciador 320 como se describió anteriormente permite la detección de estos pulsos 903 de choque o vibraciones 903 que se originan de los cojinetes 7A (o 7B, 7C o 7F) usando un sensor 10 montado en el anillo 705 como se describió anteriormente. Aunque el pulso de choque mecánico o la señal de vibración recogida por el sensor 10 unido al anillo 705 puede ser débil, la provisión de un potenciador 320 como se describió anteriormente hace posible controlar el estado de los cojinetes 7A (o 7B, 7C o 7F) aunque el pulso de choque mecánico o la señal de vibración se haya propagado a través de uno o varios de los engranajes 702, 703 o 704 planetarios.

Como se mencionó anteriormente y se muestra en las figuras 7-9, el analizador 290 de estado puede estar dispuesto para realizar el análisis adecuado mediante una operación en una señal en el dominio del tiempo, o una señal en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, la detección de las pequeñas perturbaciones 903 periódicas en la señal recibida del sensor 10 se describe más adecuadamente en el dominio de la frecuencia, como se muestra en la figura 27.

La **figura 27** ilustra un espectro de frecuencia ejemplar de una señal que comprende una pequeña perturbación 903 periódica como se ilustra en la figura 26. El espectro de frecuencia de la señal comprende un pico 904 a una frecuencia que está directamente correlacionada con el acoplamiento o engranaje de los dientes de los engranajes 702, 703, 704 planetarios y el anillo 705. De hecho, la frecuencia del pico 904 en el espectro de frecuencia se ubicará en $A \times \Omega$, donde

A es el número total de dientes del anillo 705, y

Ω es el número de revoluciones por segundo por el árbol 801 giratorio, cuando la rotación 802 se produce a una velocidad de rotación constante.

Además del pico 904 en el espectro de frecuencia, la pequeña perturbación 903 periódica como se ilustra en la figura 26 puede generar picos 905, 906 en las frecuencias f_1 , f_2 centrada sobre el pico 904 en el espectro de frecuencias. Los picos 905, 906 en las frecuencias f_1 , f_2 puede de este modo también puede denominarse una banda lateral simétrica alrededor del pico 904 central. De acuerdo con una realización a modo de ejemplo de la invención, el analizador 290 de condición puede estar dispuesto para detectar uno o varios picos en el espectro de frecuencias, y de este modo estar dispuesto para detectar pequeñas perturbaciones periódicas en la señal recibida desde el sensor 10. También puede demostrarse que los picos 905, 906 en las frecuencias f_1 , f_2 se refieren al pico 904 central de acuerdo con las ecuaciones Ec. 1-2:

$$f_1 = (A \times \Omega) - (f_D \times f_{702}) \quad (\text{Ec. 1})$$

$$f_2 = (A \times \Omega) + (f_D \times f_{702}) \quad (\text{Ec. 2})$$

en el que

A es el número total de dientes del anillo 705;

Ω es el número de revoluciones por segundo mediante el árbol giratorio 801; y

f_D es una frecuencia de repetición de la firma de señal repetitiva que puede ser indicativa de una condición deteriorada; y

f_{702} es el número de revoluciones por segundo mediante el planeta 702 alrededor de su propio centro.

La frecuencia de repetición f_D de la firma de señal repetitiva es indicativa de una de las partes giratorias que es el origen de la firma de señal repetitiva. La frecuencia de repetición f_D de la firma de señal repetitiva también se puede usar para distinguir entre diferentes tipos de condiciones deterioradas, como se describió anteriormente, por ejemplo, en conexión con la figura 8. De acuerdo con ello, una frecuencia de repetición detectada f_D de la firma señal repetitiva puede ser indicativa de una frecuencia de tren fundamental (FTF), una frecuencia de rotación de bola (BS), una frecuencia de rodadura exterior (OR), o una frecuencia de carrera interior (IR), relativa a un cojinete 7A, 7B, 7C o 7F en el sistema 700 de engranaje epicicloidial en la disposición 800 en la figura 24.

Por lo tanto, como se describió anteriormente, una señal de datos que representa las vibraciones mecánicas que emanan de la rotación de uno o varios árboles, tales como, el árbol 801 giratorio y/o el árbol 803 giratorio (véanse las figuras 23-24), puede incluir varias firmas de señales repetitivas, y se puede repetir una cierta firma de señal un cierto número de veces por revolución de uno de los árboles monitorizados. Además, pueden producirse varias firmas de señales repetitivas mutuamente diferentes, en las que las firmas de señales repetitivas mutuamente diferentes pueden tener frecuencias de repetición mutuamente diferentes. El procedimiento para mejorar las firmas de señal repetitivas en señales, como se describe anteriormente, permite ventajosamente la detección simultánea de muchas firmas de señales repetitivas que tienen frecuencias de repetición mutuamente diferentes. Esto permite ventajosamente la monitorización simultánea de varios cojinetes 7A, 7B, 7C, 7F asociados con diferentes árboles 801, 803 usando un solo detector 10. La monitorización simultánea también puede usar el hecho de que el tamaño del engranaje 701 solar y los engranajes 702, 703, 704 planetarios normalmente son de diferentes tamaños, lo que además puede permitir una fácil detección de cuál de los cojinetes 7A, 7B, 7C, 7F en las figuras 23-24 es el que está generando la pequeña perturbación 903 periódica y, por lo tanto, cuál de los cojinetes 7A, 7B, 7C, 7F en las figuras 23-24 puede necesitar mantenimiento o reemplazo. El procedimiento para mejorar las firmas de señal repetitivas en señales, como se describió anteriormente, también permite ventajosamente distinguir entre, por ejemplo, una firma de daño de carrera interior de soporte y una firma de daños de carrera Exterior de soporte en una única sesión de medición y análisis.

El valor relevante para Ω , que representa la velocidad de rotación de los engranajes 702, 703, 704 planetarios, puede indicarse mediante un sensor 420 (véase la figura 24). El sensor 420 puede estar adaptado para generar una señal indicativa de la rotación del árbol 803 en relación con el anillo 705, y a partir de esta señal el valor relevante para Ω puede calcularse cuando el número de dientes del anillo 705, los engranajes 702, 703, 704 planetarios y el engranaje 701 solar son conocidos.

La **figura 28** ilustra un ejemplo de una porción de la señal de ejemplo mostrada en la figura 25. Esta porción a modo de ejemplo demuestra otro ejemplo de error o fallo que el analizador 290 de condición también puede estar dispuesto para detectar de una manera similar a la descrita anteriormente. Si un diente en uno o varios de los engranajes 701, 702, 703, 704, 705 se rompe o se desgasta sustancialmente, se puede disponer el analizador 290 de condición para detectar que un diente está roto o gastado, ya que esto también generará una perturbación periódica, es decir, debido a la falta de acoplamiento del diente o el engrane del diente faltante o desgastado. Esto puede ser detectable por el analizador 290 de condición en, por ejemplo, el espectro de frecuencias de la señal recibida desde el sensor 10. También debe observarse que este tipo de error o fallo puede ser detectado por el analizador 290 de condición en cualquier tipo de engranaje y/o sistema de engranajes. La frecuencia de este tipo de error de acoplamiento de dientes, o error de engranaje, en un engranaje y/o sistema de engranajes a menudo se encuentra en la frecuencia significativamente mayor que, por ejemplo, las frecuencias f_1 , f_2 en la figura 27.

La **figura 29** es aún una realización de un sistema 2 de análisis de condición de acuerdo con una realización de la invención. El sensor 10 está físicamente asociado con una máquina 6 que puede incluir un sistema 700 de engranaje que tiene varias partes giratorias (ver la figura 1 y la figura 29). El sistema de engranaje de la figura 29 puede ser el sistema 700 de engranaje epicicloidial de la figura 24. El sistema 700 de engranaje epicicloidial puede usarse, por ejemplo, como caja de engranajes para turbinas eólicas.

La unidad 10 de sensor puede ser un sensor de medición de pulso de choque adaptado para producir una señal analógica S_{EA} que incluye un componente de señal de vibración que depende de un movimiento vibratorio de una parte móvil giratoria en el sistema 700 de engranajes. El sensor 10 suministra la señal analógica S_{EA} a una disposición 920 de procesamiento de señal. La disposición 920 de procesamiento de señal puede incluir una interfaz 40 de sensor y unos medios 50 de procesamiento de datos. La interfaz 40 de sensor incluye un convertidor A/D 44 (figura 2A, figura 2B) que genera la señal de medición digital S_{MD} . El convertidor A/D 44 está acoplado a los medios 50 de procesamiento de datos para suministrar la señal de datos de medición digital S_{MD} a los medios 50 de procesamiento de datos.

Los medios 50 de procesamiento de datos están acoplados a una interfaz 102 de usuario. La interfaz 102 de usuario puede incluir medios 104 de entrada de usuario que permiten a un usuario proporcionar la entrada del usuario. Esta entrada de usuario puede incluir la selección de una función 105, 290, 290T, 290F de análisis deseada (figura 4, figura 7, figura 8), y/o configuraciones para funciones 94, 250, 310, 470, 470A, 470, B, 320, 294 de procesamiento de señal (ver la figura 4 y la figura 30).

La interfaz 102 de usuario también puede incluir una unidad 106 de visualización, como se describe, por ejemplo, en conexión con la figura 2A y la figura 5.

La **figura 30** es un diagrama de bloques que ilustra las partes de la disposición 920 de procesamiento de señal de la figura 29 junto con la interfaz 102, 104 de usuario y la pantalla 106.

La interfaz 40 de sensor comprende una entrada 42 para recibir una señal analógica S_{EA} de un sensor de medición de pulsos de choque y un convertidor A/D 44. Un acondicionador 43 de señal (figura 2B) también puede proporcionarse opcionalmente. El convertidor 44 A/D muestrea la señal analógica recibida con una cierta frecuencia de muestreo f_s para suministrar una señal de datos de medición digital S_{MD} que tiene dicha cierta frecuencia de muestreo f_s .

La frecuencia de muestreo f_S se puede configurar para

$$f_S = k * f_{SEAm\max}$$

en el que

k es un factor que tiene un valor superior a 2,0

- 5 Por consiguiente, el factor k se puede seleccionar a un valor superior a 2,0. Preferiblemente, el factor k se puede seleccionar a un valor entre 2,0 y 2,9 para evitar efectos de aliasing. Seleccionar el factor k a un valor mayor que 2,2 proporciona un margen de seguridad con respecto a los efectos de aliasing, como se menciona anteriormente en el presente documento. El factor k puede seleccionarse a un valor entre 2,2 y 2,9 para proporcionar dicho margen de seguridad mientras se evita generar innecesariamente muchos valores de muestra. De acuerdo con una realización, el factor k se selecciona ventajosamente de manera que $100*k/2$ represente un número entero. De acuerdo con una realización, el factor k puede establecerse en 2,56. Seleccionar k en 2,56 representa $100*k = 256 = 2$ elevado a 8.

Según una realización, la frecuencia de muestreo f_S de la medición de señal de datos digital S_{MD} puede fijarse a un cierto valor f_S , tal como por ejemplo $f_S = 102,4$ kHz.

- 15 Por lo tanto, cuando la frecuencia de muestreo f_S se fija a un cierto valor f_S , la frecuencia $f_{SEAm\max}$ de la señal analógica S_{EA} será:

$$f_{SEAm\max} = f_S / k$$

donde $f_{SEAm\max}$ es la frecuencia más alta que se analizará en la señal muestreada.

Por lo tanto, cuando la frecuencia de muestreo f_S se fija a un cierto valor $f_S = 102,4$ kHz, y el factor k se fija en 2,56, la frecuencia máxima $f_{SEAm\max}$ de la señal analógica S_{EA} será:

- 20
$$f_{SEAm\max} = f_S / k = 102\ 400/2,56 = 40$$
 kHz

La señal de datos de medición digital S_{MD} que tiene una frecuencia de muestreo f_S es recibida por un filtro 240. Según una realización, el filtro 240 es un filtro de paso alto que tiene una frecuencia de corte f_{LC} . Esta realización simplifica el diseño reemplazando el filtro de paso de banda, descrito en conexión con la figura 6, con un filtro 240 de paso alto. La frecuencia de corte f_{LC} del filtro 240 de paso alto se selecciona aproximadamente al valor del valor de frecuencia de resonancia mecánica más bajo f_{RMU} del sensor 10 de medición de pulsos de choque resonante. Cuando la frecuencia de resonancia mecánica f_{RM} está en algún lugar en el intervalo de 30 kHz a 35 kHz, el filtro 240 de paso alto puede diseñarse para tener una frecuencia de corte inferior $f_{LC} = 30$ kHz. La señal filtrada de paso alto se pasa luego al rectificador 270 y al filtro 280 de paso bajo.

- 25 De acuerdo con una realización, debería ser posible usar sensores 10 que tengan una frecuencia de resonancia en algún lugar en el intervalo de 20 kHz a 35 kHz. Para lograr esto, el filtro 240 de paso alto puede diseñarse para tener una frecuencia de corte inferior $f_{LC} = 20$ kHz.

La señal de salida del filtro 240 digital se suministra a un adaptador 250 digital.

- 35 Mientras que dispositivos analógicos de la técnica anterior para generar una señal envolvente en respuesta a una señal de medición emplean un rectificador analógico que inherentemente lleva a un error de desviación que se introduce en la señal resultante, el envolvente 250 digital producirá ventajosamente una cierta rectificación sin ningún error de desviación. Por consiguiente, la señal envolvente digital S_{ENV} tendrá una buena relación de señal y ruido, ya que el sensor que es mecánicamente resonante a la frecuencia de resonancia en la banda de paso del filtro 240 digital conduce a una gran amplitud de señal. Además, el procesamiento de señal que se realiza en el dominio digital elimina la adición de ruido y elimina la adición de errores de polarización.

- 40 De acuerdo con una realización de la invención, el filtro 280 de paso bajo opcional en el envolvente 250 puede eliminarse. En efecto, se elimina el filtro 280 de paso bajo opcional en el envolvente 250, ya que el decimador 310 incluye una función de filtro de paso bajo. Por lo tanto, el envolvente 250 de la figura 30 comprende de manera efectiva un rectificador 270 digital, y la señal producida por el rectificador 270 digital se entrega al decimador 310 de números enteros, que incluye un filtrado de paso bajo.

- 45 El decimador 310 de números enteros está adaptado para realizar una decimación de la señal S_{ENV} envuelta digitalmente para entregar una señal digital S_{RED} que tiene una frecuencia de muestreo reducida f_{SR1} tal que la tasa de muestreo de salida se reduce en un factor de número entero M en comparación con la entrada frecuencia de muestreo f_S .

- 50 El valor M puede ajustarse en función de una velocidad de rotación detectada f_{ROT} . El decimador 310 puede ser configurable para hacer una decimación M:1, en la que M es un número entero positivo. El valor M puede recibirse en un puerto 404 del decimador 310.

La decimación de números enteros se realiza ventajosamente en varias etapas usando filtros de respuesta de pulsos finitos de paso bajo, en el que cada filtro FIR se puede ajustar a un grado deseado de decimación. Una ventaja asociada con realizar la decimación en una pluralidad de filtros es que solo el último filtro deberá tener una pendiente pronunciada. Un filtro FIR de pendiente pronunciada debe tener inherentemente muchas derivaciones, es decir, un filtro FIR empinado debe ser un filtro largo. La cantidad de derivaciones FIR es una indicación de

- 1) la cantidad de memoria requerida para implementar el filtro,
- 2) la cantidad de cálculos requeridos, y
- 3) la cantidad de "filtrado" que puede hacer el filtro; de hecho, más derivaciones significan más atenuación de banda de tope, menos ondulación, filtros más estrechos, etc. Por lo tanto, cuanto más corto sea el filtro, más rápido puede ser ejecutado por el DSP 50. La longitud de un filtro FIR también es proporcional al grado de decimación posible. Por lo tanto, de acuerdo con una realización del decimador de números enteros, la decimación se realiza en más de dos etapas.

De acuerdo con una realización preferida, la decimación de números enteros se realiza en cuatro etapas: M1, M2, M3 y M4. La decimación total M es igual a $M1 * M2 * M3 * M4$. Esto puede lograrse al proporcionar un banco de diferentes filtros FIR, que pueden combinarse en varias combinaciones para lograr una decimación total deseada M. De acuerdo con una realización, hay ocho filtros FIR diferentes en el banco.

Ventajosamente, el grado máximo de decimación en la última, cuarta etapa, es cinco ($M4 = 5$), lo que hace que un filtro razonablemente corto tenga solo 201 derivaciones. De esta manera, se puede permitir que los filtros FIR en las etapas 1, 2 y 3 tengan un número aún menor de derivaciones. De hecho, esto permite que los filtros en las etapas 1, 2 y 3 tengan 71 derivaciones cada uno, o menos. Para lograr una destrucción total de $M = 4000$, es posible seleccionar los tres filtros FIR que proporcionan la decimación $M1 = 10$, $M2 = 10$ y $M3 = 10$, y el filtro FIR que proporciona la decimación $M4 = 4$. Esto representa una tasa de muestreo de salida $f_{SR1} = 25,6$, cuando $f_s = 102400$ Hz, y un intervalo de frecuencia de 10 Hz. Estos cuatro filtros FIR tendrán un total de 414 derivaciones y, sin embargo, la atenuación resultante de la banda de detención es muy buena. De hecho, si la decimación de $M = 4000$ se hiciera en una sola etapa, habría requerido alrededor de 160.000 derivaciones para lograr una atenuación igualmente buena de la banda de parada.

La salida 312 del decimador 310 de números enteros se acopla al decimador 470 fraccional y a una entrada de un selector 460. El selector permite una selección de la señal que se ingresará al potenciador 320.

Cuando la monitorización de la condición se realiza en una parte giratoria que tiene una velocidad constante de rotación, el selector 460 puede establecerse en la posición para suministrar la señal S_{RED} que tiene una frecuencia de muestreo f_{SR1} a la entrada 315 del potenciador 320, y el decimador 470 fraccionario puede deshabilitarse. Cuando la monitorización de la condición se realiza en una parte giratoria que tiene una velocidad de rotación variable, el decimador 470 fraccionario puede habilitarse y el selector 460 se coloca en la posición para suministrar la señal S_{RED2} que tiene una frecuencia de muestreo f_{SR2} a la entrada 315 del potenciador 320.

El decimador 470 fraccionario puede estar formado por un decimador 470B, 94 fraccionario que incluye un filtro 608 FIR adaptable, como se describe en conexión con las figuras 20, 21 y 22 y la figura 4.

El decimador 470 fraccionario está acoplado para suministrar una señal decimada S_{RED2} que tiene la tasa de muestreo menor f_{SR2} al selector 460, de modo que cuando el analizador de condiciones está configurado para monitorizar una máquina con velocidad de rotación variable, la salida del decimador 470B fraccionario se suministra al potenciador 320.

El potenciador 320, 94 se puede realizar como se describe en conexión con las figuras 10A, 10B, 11, 12 y 13 y la figura 4. La señal de medición introducida en el potenciador 320 es la señal S_{RED} (véase la figura 30), que también se ilustra en la figura 11 con valores de muestra $I_{LONGITUD}$. La señal S_{RED} también se conoce como I y 2060 en la descripción de la figura 11. El procesamiento de la señal del potenciador implica una autocorrelación discreta para la señal de entrada discreta S_{RED} . La señal de salida O, también denominada como S_{MDP} se ilustra en las figuras 12 y 13.

La señal de medición S_{RED1} , S_{RED} , para introducirse en el potenciador, puede incluir al menos un componente de señal de vibración S_D dependiente de un movimiento de vibración de dicha parte móvil giratoria; en el que dicho componente de señal de vibración tiene una frecuencia de repetición f_D que depende de la velocidad de rotación f_{ROT} de dicha primera parte. La frecuencia de repetición f_D del componente de señal S_D puede ser proporcional a la velocidad de rotación f_{ROT} de la parte giratoria monitorizada.

Dos firmas diferentes de daños $SD1$, $SD2$ pueden tener diferentes frecuencias $fd1$, $fd2$ y aún ser mejoradas, es decir, mejoradas mediante SNR, por el potenciador. Por lo tanto, el potenciador 320 está adaptado ventajosamente para mejorar diferentes firmas S_{D1} , S_{D2} que tienen frecuencias de repetición mutuamente diferentes f_{D1} y f_{D2} . Ambas frecuencias de repetición f_{D1} y f_{D2} son proporcionales a la velocidad de rotación F_{ROT} de la parte giratoria monitorizada, mientras que f_{D1} es diferente de f_{D2} ($f_{D1} <> f_{D2}$). Esto puede expresarse matemáticamente de la siguiente manera:

$$f_{D1} = k_1 * f_{ROT},$$

y

$$f_{D2} = k_2 * f_{ROT},$$

en el que

- 5 k1 y k2 son valores reales positivos, y
 k1 <> k2, y
 k1 mayor que o igual a uno (1), y
 k2 mayor que o igual a uno (1)

10 El potenciador proporciona una secuencia señal de salida a una entrada del analizador 290T de dominio de tiempo, de modo que cuando un usuario selecciona, a través de interfaz 102 104 de usuario para realizar un análisis de dominio de tiempo, el analizador 290T, 105 de dominio de tiempo (figura 30 y figura 4) ejecutará la función 105 seleccionada y suministrará datos relevantes a la pantalla 106. Una ventaja del potenciador 320 es que suministra la señal de salida en el dominio del tiempo. Por lo tanto, las funciones 105, 290T de monitorización de condición que requieren una señal de entrada en el dominio de tiempo pueden configurarse para operar directamente sobre los valores de señal de la salida de señal ilustrada en las figuras 12 y 13.

20 Cuando un usuario selecciona, a través de la interfaz 102.104 de usuario para realizar un análisis de dominio de frecuencia, el potenciador suministrará la secuencia de señal de salida a la transformada 294 rápida de Fourier, y el transformador FF suministrará los datos de dominio de frecuencia resultante al analizador 290F, 105 de dominio de frecuencia (figura 30 y figura 4). El analizador 290F, 105 de dominio de frecuencia ejecutará la función 105 seleccionada y suministrará datos relevantes a la pantalla 106.

En la realización mostrada en las figuras 29 y 30, es ventajosamente fácil para un usuario realizar un análisis que emplea el potenciador y el decimador fraccionario.

El siguiente es un ejemplo de configuración de parámetros:

25 Para realizar un análisis en el dominio de frecuencia, el usuario puede introducir los siguientes datos a través de la interfaz 102,104 de usuario:

- 1) Información indicativa de la mayor frecuencia de repetición f_D de interés. La frecuencia de repetición f_D es la frecuencia de repetición de una firma SD de interés. Esta información puede introducirse en la forma de una frecuencia o en la forma de un **número de orden** O_{VAILO} indicativo de la frecuencia de repetición más alta de la firma de daño SD de interés.
- 30 2) Información indicativa de la mejora deseada del valor de SNR para la señal de señal repetitiva S_D . Esta información puede introducirse en la forma del valor **L** del potenciador de SNR. El valor L del potenciador de SNR también se analiza a continuación, y en conexión con la figura 10A anterior.
- 35 3) Información indicativa de la resolución de frecuencia deseada en la FFT 294, cuando se desea realizar una FFT de la salida de señal desde el potenciador. Esto se puede establecer como intervalos de frecuencia de valor **Z**. De acuerdo con una realización de la invención, la resolución de frecuencia Z es ajustable mediante la selección de un valor Z de un grupo de valores. El grupo de valores seleccionables para la resolución de frecuencia Z puede incluir
- 40 Z= 400
 Z= 800
 Z= 1600
 Z= 3200
 Z= 6400

45 Por lo tanto, aunque el procesamiento de la señal es bastante complejo, la disposición 920 se ha diseñado para proporcionar una interfaz de usuario ventajosamente simple en términos de información requerida por el usuario. Cuando el usuario introduce o selecciona valores para los tres parámetros anteriores, todos los demás valores se establecen o preconfiguran automáticamente en la disposición 920.

El valor L del potenciador de SNR

50 La señal que debe introducirse en el potenciador puede incluir un componente de señal de vibración que depende de un movimiento de vibración de la parte móvil giratorio; en el que dicho componente de señal de vibración tiene una frecuencia de repetición f_D que depende de la velocidad de rotación f_{ROT} de dicha primera parte; dicha señal de medición que incluye ruido, así como dicho componente de señal de vibración, de manera que dicha señal de medición tiene una primera relación de señal a ruido con respecto a dicho componente de señal de vibración. El potenciador produce una secuencia de señal de salida (O) que tiene componentes de señal repetitivos

correspondientes a dicho al menos un componente de señal de vibración, de manera que dicha secuencia de señal de salida (O) tiene un segundo valor de relación señal a ruido con respecto a dicho componente de señal de vibración. El inventor ha establecido mediante mediciones que el segundo valor de la relación señal a ruido es significativamente mayor que la primera relación señal a ruido cuando el valor L del potenciador SNR se establece en el valor de uno (1).

Además, el inventor ha establecido mediante mediciones que cuando el valor L del potenciador de SNR aumenta a $L = 4$, el valor de SNR resultante con respecto a dicho componente de señal de vibración en la señal de salida se duplica en comparación con el valor de SNR asociado con $L = 1$. Aumentar el valor L del potenciador de SNR a $L = 10$ parece representar una mejora del valor de SNR asociado por un factor 3 para la componente de señal de vibración en la señal de salida, en comparación con el valor de SNR para la misma señal de entrada cuando $L = 1$. Por lo tanto, al aumentar el valor L del potenciador de SNR de $L_1 = 1$ a L_2 , el valor de SNR resultante puede aumentar por la raíz cuadrada de L_2 .

Adicionalmente, el usuario puede introducir un ajuste para que la disposición 920 siga repitiendo la medición. El usuario puede configurarlo para que repita la medición con un cierto período de repetición T_{PM} , es decir, para comenzar siempre una nueva medición cuando haya transcurrido el tiempo T_{PM} . T_{PM} se puede configurar para que sea una semana, o una hora o diez minutos. El valor para seleccionar para esta frecuencia de repetición depende de las condiciones de medición relevantes.

Dado que el procedimiento del potenciador requiere muchos valores de entrada de datos, es decir, el número de valores de muestra de entrada puede ser alto, y es adecuado para medir en partes que giran lentamente, la duración de la medición a veces será bastante larga. Por lo tanto, existe el riesgo de que la configuración del usuario para la frecuencia de repetición de las mediciones sea incompatible con la duración de las mediciones. Por lo tanto, una de las etapas realizadas por la disposición 920, inmediatamente después de recibir la entrada del usuario anterior, es calcular una estimación de la duración esperada de las mediciones T_M . La duración T_M es:

$$T_M = l_{Longitud} / f_{SR2},$$

En el que $l_{Longitud}$ es el número de muestras en la señal que se introducirá en el potenciador para lograr mediciones de acuerdo con los ajustes de usuario seleccionados como se define a continuación, y f_{SR2} es como se define a continuación.

La disposición 920 también está adaptada para comparar la duración de las mediciones T_M con el valor de período de repetición T_{PM} seleccionado por el usuario. Si el valor del período de repetición T_{PM} es más corto o aproximadamente igual a la duración esperada de las mediciones T_M , un controlador 930 de parámetros está adaptado para proporcionar una indicación de aviso a través de la interfaz 102, 106 del usuario, por ejemplo, mediante un texto adecuado en la pantalla. La advertencia también puede incluir un sonido o una luz parpadeante.

De acuerdo con una realización, la disposición 920 está adaptada para calcular un valor mínimo sugerido para el valor del período de repetición. T_{PM} depende de la estimación calculada de la duración de las mediciones T_M .

Sobre la base de la configuración de usuario anterior, el controlador 930 de parámetros de la disposición 920 de procesamiento de señal es capaz de ajustar todos los parámetros para las funciones 94 de procesamiento de señal (figura 4), es decir, la configuración del decimador de números enteros y la configuración del potenciador. Además, el controlador 930 de parámetros es capaz de establecer todos los parámetros para el decimador fraccionario cuando sea necesario. El controlador 930 de parámetros es capaz de establecer el parámetro para la FFT 294 cuando se desea un análisis de frecuencia.

El siguiente parámetro puede predeterminarse en la disposición 920 (figura 30):

muestra la frecuencia f_s del convertidor 40, 44 A/D.

El siguiente parámetro se puede medir: f_{ROT}

Como se menciona anteriormente, el valor del parámetro F_{ROT} se puede medir y almacenar en asociación con los valores de muestra correspondientes de la señal S_{RED1} cuyos valores de muestra se alimentan al decimador 470B fraccionario.

Los siguientes parámetros se pueden establecer automáticamente en la disposición 920:

Tasa de muestreo en la salida de señal del potenciador 320:

$$f_{SR2} = C * O_v * f_{ROT}$$

en el que

C es una constante de valor superior a 2,0

O_v es el número de orden introducido por el usuario, o calculado en respuesta a un valor de frecuencia más alto

para ser monitorizado según lo seleccionado por el usuario.

f_{ROT} es la velocidad de rotación momentánea medida de la parte giratoria durante la monitorización de la condición real;

5 **M** = El valor del decimador de números enteros para su uso en el decimador 310 se selecciona de una tabla que incluye un conjunto de valores predeterminados para la decimación total del número entero. Para seleccionar el valor **M** más adecuado, el controlador 930 de parámetros (figura 30) primero calcula un valor bastante cercano $M_{calc} = f_S / f_{SR2} * f_{ROTmin} / f_{ROTmax}$ en el que

10 f_S y f_{SR2} se definieron anteriormente, y f_{ROTmin} / f_{ROTmax} es un valor indicativo de la relación

entre la velocidad de rotación más baja y la más alta permitidas durante la medición. En función del valor M_{calc} , el selector elige entonces un valor **M** adecuado de una lista de valores predeterminados. Esto puede hacerse, por ejemplo, seleccionando el valor **M** más cercano que sea menor que M_{calc} de la tabla mencionada anteriormente.

f_{SR1} = la tasa de muestreo a suministrar desde el decimador 310 de números enteros. f_{SR1} se establece en

15
$$f_{SR1} = f_S / M$$

D es el valor de decimación fraccionaria para el decimador fraccionario. **D** puede ajustarse a $D = f_{sr1} / f_{sr2}$, en el que f_{sr1} y f_{sr2} son como se definieron anteriormente.

$$O_{LONGITUD} = C * Z$$

en el que

20 **C** es una constante de valor superior a 2,0, tal como, por ejemplo, 2,56 como se mencionó anteriormente
Z es el número seleccionado de intervalos de frecuencia, es decir, información indicativa de la resolución de frecuencia deseada en la FFT 294, cuando se desea realizar una FFT de la salida de señal del potenciador.

SINICIO = $O_{LONGITUD}$ o un valor superior a $O_{LONGITUD}$, donde $O_{LONGITUD}$ es como se define inmediatamente arriba.

$$I_{Longitud} = O_{LONGITUD} * L + SINICIO + O_{LONGITUD}$$

25
$$C_{Longitud} = I_{LONGITUD} - SINICIO - O_{LONGITUD}$$

SMDP(t) = los valores de las muestras de la señal de salida, tal como se define en la ecuación (5) (véase la figura 10A).

30 Por lo tanto, el controlador 930 de parámetros está adaptado para generar los valores de configuración correspondientes como se definió anteriormente, y para entregarlos a las funciones 94 de procesamiento de señal relevantes (figura 30 y figura 4).

35 Una vez que una señal de salida ha sido generada por potenciador 320, el analizador 290 de estado puede controlarse para realizar una función 105, 290, 290T, 290F de análisis de estado seleccionado por medio de una señal de selección suministrada en una entrada 300 de control (figura 30). La señal de selección suministrada en la entrada 300 de control puede generarse por medio de la interacción del usuario con la interfaz 102 de usuario (véase las figuras 2A y 30). Cuando la función de análisis seleccionada incluye la transformada rápida de Fourier, el analizador 290F se establecerá mediante la señal 300 de selección para operar en una señal de entrada en el dominio de frecuencia.

40 La transformada 294 FF puede estar adaptada para realizar la transformada rápida de Fourier sobre una señal de entrada recibida que tiene un cierto número de valores de muestras. Es ventajoso cuando el cierto número de valores de muestra se establece en un número entero par que puede dividirse por dos (2) sin representar un número fraccionario.

Según una realización ventajosa de la invención, el número de muestras $O_{LONGITUD}$ en la señal de salida desde el potenciador se establece en función de la resolución de frecuencia **Z**. La relación entre la resolución de frecuencia **Z** y el número de muestras $O_{LONGITUD}$ en la señal de salida del potenciador es:

45
$$O_{LONGITUD} = k * Z$$

en el que

$O_{LONGITUD}$ es el número de muestras de valores de muestra en la señal suministrada desde el potenciador 320.
k es un factor que tiene un valor superior a 2,0

ES 2 656 404 T3

Preferiblemente, el factor k se puede seleccionar a un valor entre 2,0 y 2,9 para proporcionar un buen margen de seguridad mientras se evita generar innecesariamente muchos valores de muestra.

- 5 De acuerdo con una realización, el factor k se selecciona ventajosamente de manera que $100*k/2$ represente un número entero. Esta selección representa valores para $O_{LONGITUD}$ que están adaptados para ser adecuados como entrada en la transformada FF 294. De acuerdo con una realización, el factor k puede establecerse en 2,56. Seleccionar k en 2,56 representa $100*k = 256 = 2$ elevado a 8.

La Tabla A indica ejemplos de valores de resolución de frecuencia seleccionables por el usuario Z y valores correspondientes para $O_{LONGITUD}$.

10

Tabla A.		
K	Z	$O_{LONGITUD}$
2,56	400	1024
2,56	800	2048
2,56	1600	4096
2,56	3200	8192
2,56	6400	16384
2,56	12800	32768
2,56	25600	65536
2,56	51200	131072

REIVINDICACIONES

1. Un aparato para analizar la condición de una máquina que tiene una parte giratoria con una velocidad de rotación (f_{ROT}), que comprende:

5 un primer sensor adaptado para generar una señal (S_{EA}) de medición eléctrica analógica que depende de las vibraciones (V_{MD}) mecánicas que emanan de la rotación de dicha parte;
 un convertidor (44) analógico a digital adaptado para muestrear dicha señal de medición eléctrica analógica (S_{EA}) a una frecuencia de muestreo de entrada (f_S) para generar una señal de datos de medición digital (S_{MD} , S_{ENV}) en respuesta a dicha señal de medición eléctrica analógica (S_{EA});

10 un primer decimador (310) configurado para realizar una decimación de la señal de datos de medición digital (S_{MD} , S_{ENV}) para obtener una primera señal digital (S_{RED1}) que tiene una primera frecuencia de muestreo reducida (f_{SR1}) tal que la primera frecuencia de muestreo reducida (f_{SR1}) se reduce en un factor de números enteros (M) en comparación con la frecuencia de muestreo de entrada (f_S);

15 un segundo decimador (470B) configurado para generar una segunda señal digital (S_{RED2} , R) que tiene una segunda frecuencia de muestreo reducida (f_{SR2}), más baja que la primera frecuencia de muestreo reducida (f_{SR1}) por un valor de decimación fraccionaria (D), y

un evaluador (230, 290, 290T, 290F, 294) configurado para realizar una función de análisis de condición ($F1$, $F2$, F_n) para analizar la condición de la máquina que depende de dicha segunda señal digital (S_{RED2}); **caracterizado**

20 **porque** dicho primer decimador tiene un puerto configurado para recibir dicho factor de número entero (M); en el que dicho factor de número entero (M) se establece en dependencia de una velocidad de rotación detectada (f_{ROT}); y **porque**

dicho segundo decimador (470B) es un decimador fraccional que tiene

25 una primera entrada configurada para recibir dicha primera señal digital (S_{RED1} , $S(j)$) como una secuencia de valores de datos ($S(j)$); y

una segunda entrada configurada para recibir una señal indicativa de dicha velocidad de rotación variable detectada (f_{ROT}) asociada con dicha parte; y

una tercera entrada configurada para recibir una señal indicativa de una señal de ajuste de la tasa de muestreo de salida;

30 una memoria (604) adaptada para recibir y almacenar los valores de datos ($S(j)$), así como información indicativa de la velocidad de rotación (f_{ROT}) correspondiente de la parte giratoria monitorizada; y

un filtro (608) de respuesta de impulso finito que tiene valores (F_{val}) de filtro; y **porque**

dicho segundo decimador (470B) está adaptado para generar dicha segunda señal (S_{RED2} , R) digital en respuesta a

35 dicha primera señal digital (S_{RED1} , $S(j)$),

dicha señal indicativa de dicha velocidad (f_{ROT}) de rotación variable detectada y

dicha señal indicativa de una señal de ajuste de tasa de muestreo de salida;

y **porque**

40 dicho segundo decimador (470B) está configurado para registrar (S2070) dichos valores de datos ($S(j)$) en dicha memoria (604), y asociar cada valor de datos con un valor de velocidad de rotación (f_{ROT}); en el que dicha memoria está adaptada para almacenar cada valor de datos ($S(j)$) de modo que esté asociado con un valor indicativo de la velocidad de rotación de la parte monitorizada en el momento de la detección del valor de la señal del sensor (S_{EA}) correspondiente al valor de los datos ($S(j)$); y **porque**

45 dicho segundo decimador (470B) está configurado para analizar los valores de la velocidad de rotación registrada (f_{ROT}) y dividir los valores de datos registrados ($S(j)$) en bloques de datos que dependen de los valores de velocidad de rotación (f_{ROT}) para generar un número de bloques de valores de datos ($S(j)$), estando asociado cada bloque de valores de datos ($S(j)$) con un valor de velocidad de rotación (f_{ROT});

y **porque**

50 dicho segundo decimador (470B) está configurado para

seleccionar (S2090) un bloque de valores de datos ($S(j)$), y para

determinar un valor de decimación fraccionaria (D) correspondiente al valor asociado de la velocidad de rotación (f_{ROT}); en el que dicho segundo decimador está adaptado para generar dicho valor de decimación fraccionaria (D) en función de dicho valor de velocidad de rotación (f_{ROT});

y **porque**

55 dicho segundo decimador (470B) está configurado para asociar dicho valor (D) de decimación fraccionaria con el bloque seleccionado de valores $S(j)$ de datos;

y **porque**

dicho segundo decimador (470B) está configurado para seleccionar (S2100) un bloque de valores (S(j)) de datos y el valor (D) de decimación fraccionaria asociado,

y **por que**

5 b) dicho segundo decimador (470B) está configurado para generar (S2110) un bloque de valores de salida (R) en respuesta al bloque seleccionado de valores de datos (S) y el valor de decimación fraccionaria asociado (D) tal que el número los valores de muestreo por revolución de dicha parte giratoria se mantienen en un valor sustancialmente constante; **por**

10 b1) estar dispuesto dicho segundo decimador (470B) para adaptar (S2110, S2210-S2390) dicho filtro de respuesta de pulso finito en respuesta a dicho valor fraccionario (D) y para generar dicho bloque de valores de salida (R) correspondiente al valor (D) de decimación fraccionaria asociada;

y **por**

15 b2) estar configurado dicho segundo decimador (470B) para calcular dichos valores de filtro (Fval) por medio de la interpolación, de modo que un valor de filtro Fval para una posición F_{pos} en dicho filtro de respuesta de pulso finito será:

$$Fval = A(IFpos) + [A(IFpos+1) - A(IFpos)] * [Fpos - IFpos]$$

en la que A(IFpos) y A(IFpos+1) son valores en un filtro de referencia, y la posición del filtro Fpos es una posición entre estos valores, e IFpos es la porción entera de Fpos.

20 2. El aparato de acuerdo con la reivindicación 1, en el que:dicho primer decimador incluye una pluralidad de filtros de respuesta de impulso finito de paso bajo;

dicho primer decimador está adaptado para realizar dicha decimación de números enteros en etapas múltiples usando dicha pluralidad de filtros de respuesta de impulso finito de paso bajo; en el que cada filtro de respuesta de impulso finito de paso bajo está configurado para establecerse en un grado deseado de decimación.

25 3. El aparato de acuerdo con la reivindicación 2, en el que:
dicho primer decimador está adaptado para realizar dicha decimación de números enteros en cuatro etapas, de manera que la decimación (M) de números enteros total de dicho primer decimador es igual

$$M = M1 * M2 * M3 * M4.$$

30 4. El aparato de acuerdo con la reivindicación 3, en el que:
dicho primer decimador incluye un banco de filtros de respuesta de impulso finito diferentes que están configurados para poderse combinar en varias combinaciones para alcanzar la decimación total de números enteros (M).

5. El aparato de acuerdo con la reivindicación 4, en el que:
el grado máximo de decimación en la cuarta etapa es cinco ($M4 = 5$), lo que hace que un filtro tenga 201 derivaciones.

35 6. El aparato de acuerdo con la reivindicación 5, en el que:
los filtros de respuesta de impulso finito en dicha primera etapa, dicha segunda etapa y dicha tercera etapa tienen menos de 201 derivaciones.

40 7. El aparato de acuerdo con la reivindicación 6, en el que:
los filtros de respuesta de impulso finito en dicha primera etapa, dicha segunda etapa y dicha tercera etapa tienen 71 derivaciones cada uno o menos de 71 derivaciones.

8. El aparato de acuerdo con la reivindicación 7, en el que:

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha primera etapa está adaptado para proporcionar un factor de decimación $M1 = 10$, y

45 el filtro de respuesta de impulso finito en dicha segunda etapa está adaptado para proporcionar un factor de decimación $M2 = 10$, y

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha tercera etapa está adaptado para proporcionar un factor de decimación $M3 = 10$, y

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha cuarta etapa está adaptado para proporcionar un factor de decimación $M4 = 4$, de modo que se logra una decimación total de $M = 4000$.

50 9. El aparato de acuerdo con la reivindicación 7, en el que:

dicho filtro de respuesta de impulso finito en dicha primera etapa tiene 71 derivaciones, y

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha segunda etapa tiene 71 derivaciones, y

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha tercera etapa tiene 71 derivaciones, y

el filtro de respuesta de impulso finito en dicha cuarta etapa tiene 201 derivaciones, de modo que estos cuatro filtros de respuesta de impulso finito tienen un total de 414 derivaciones.

10. El aparato de acuerdo con la reivindicación 1, en el que:
dicho primer sensor es un sensor de pulsos de choque.

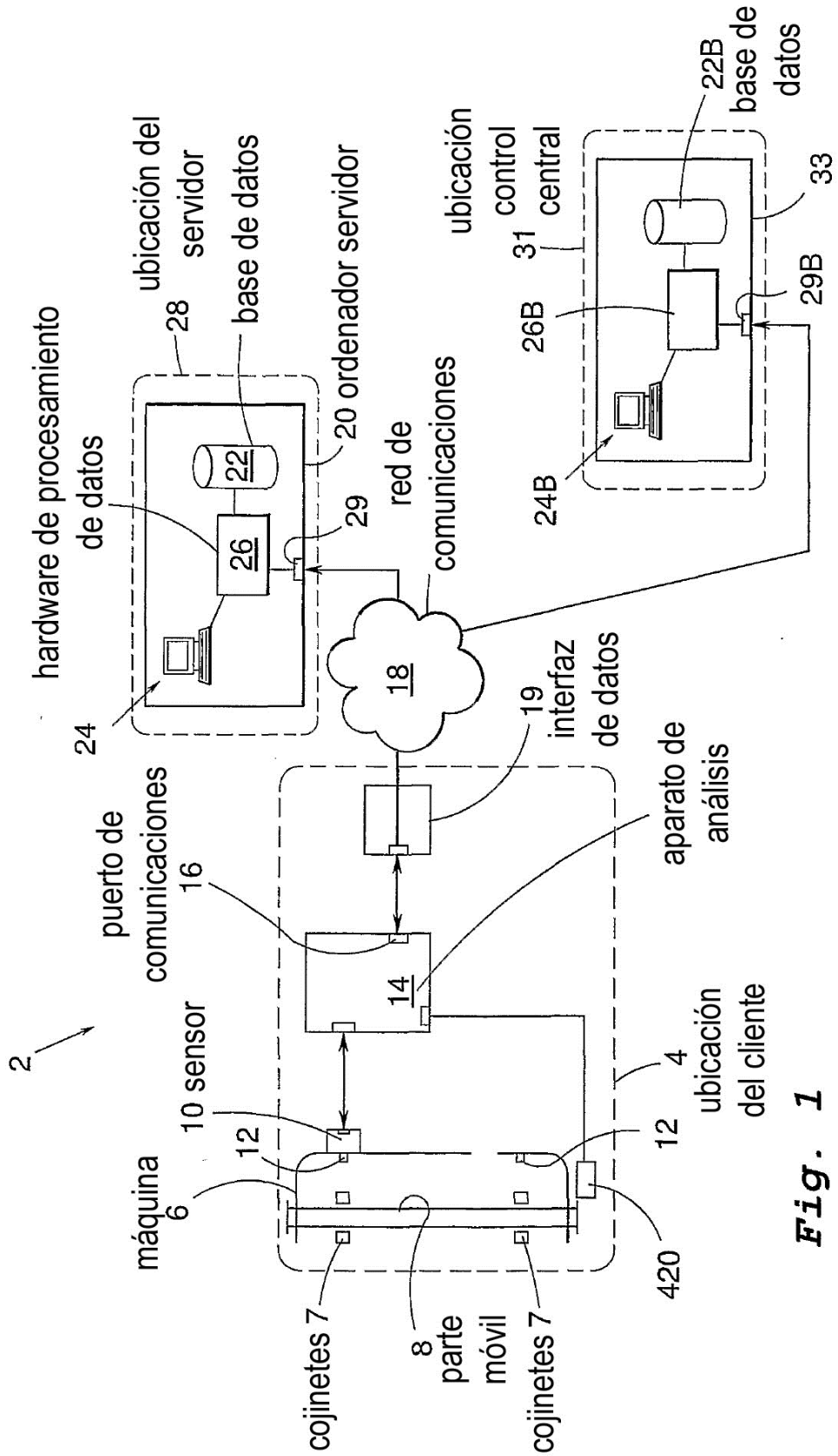


Fig. 1

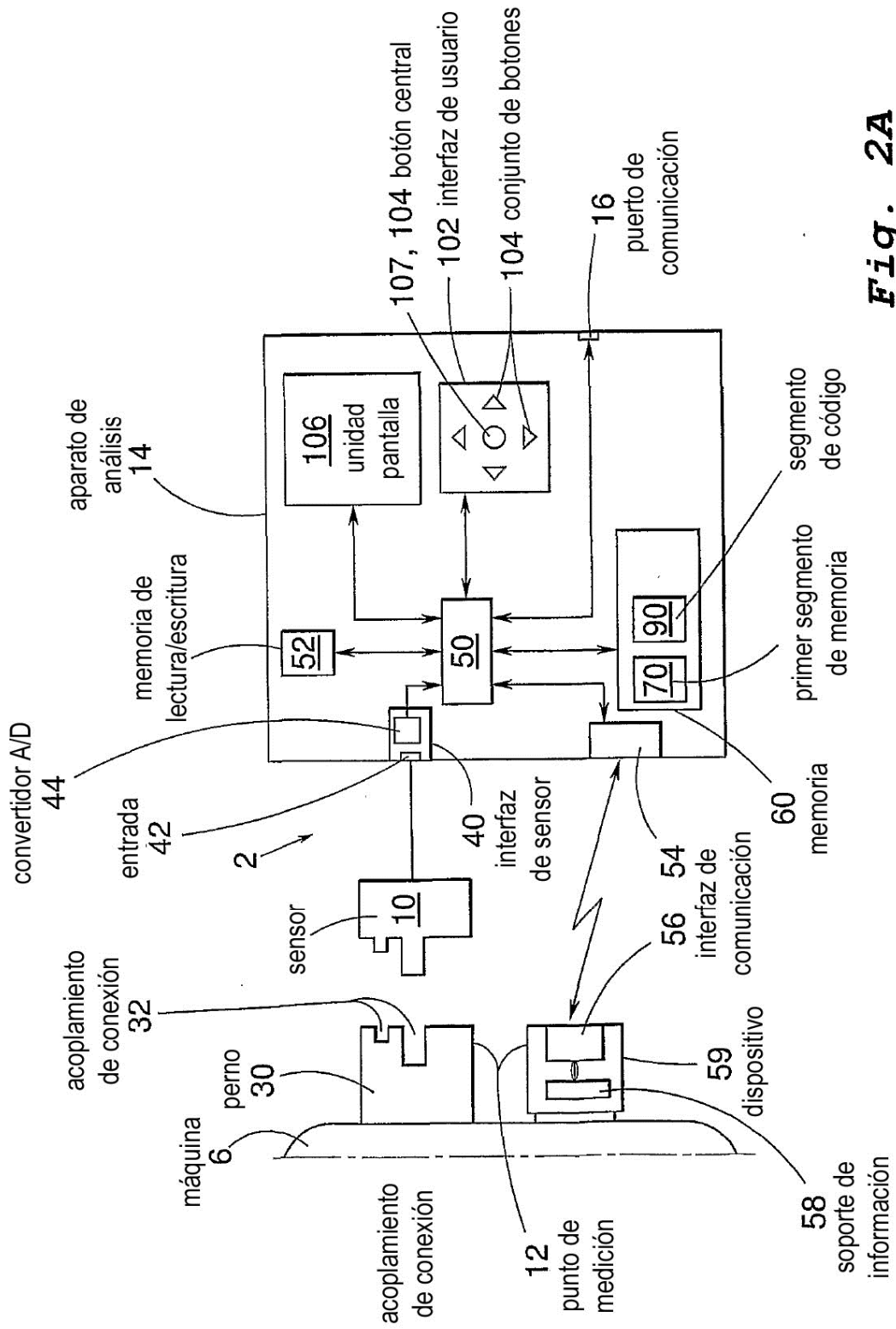


Fig. 2A

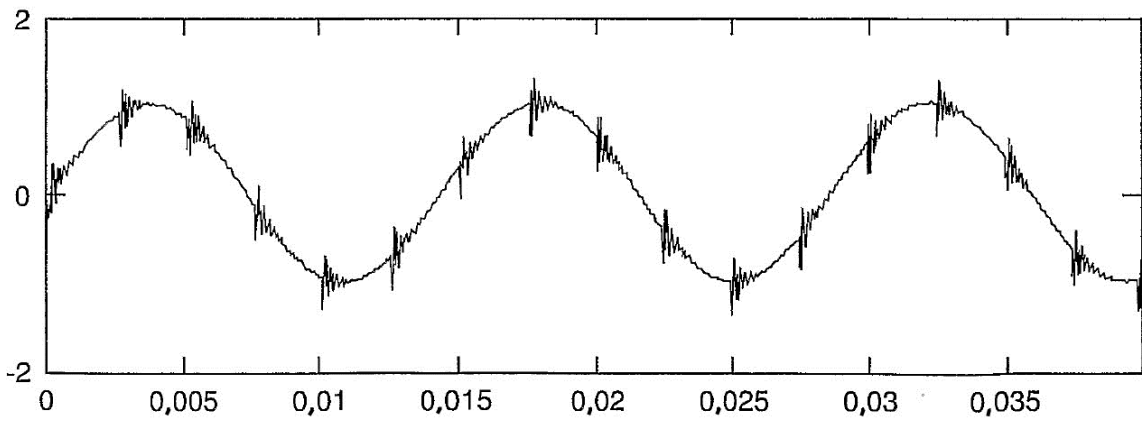
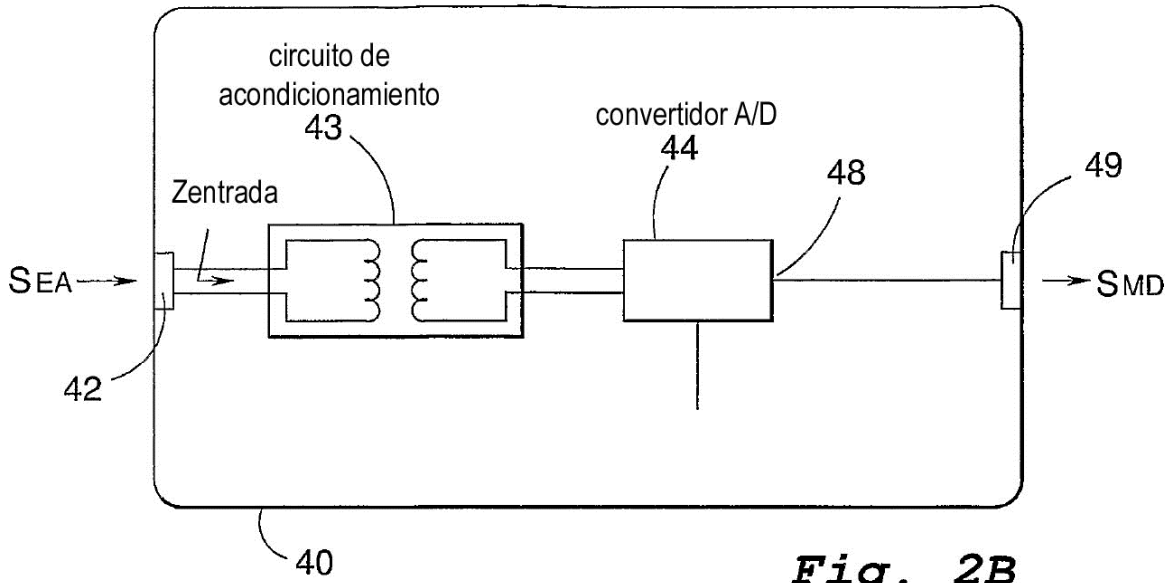


Fig. 2C

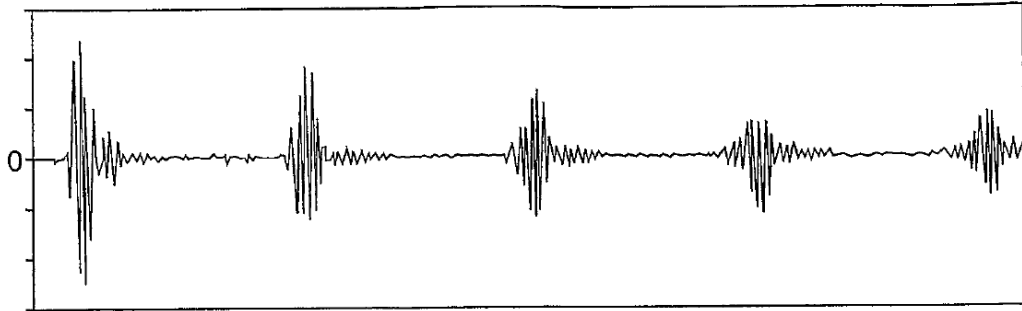


Fig. 2D

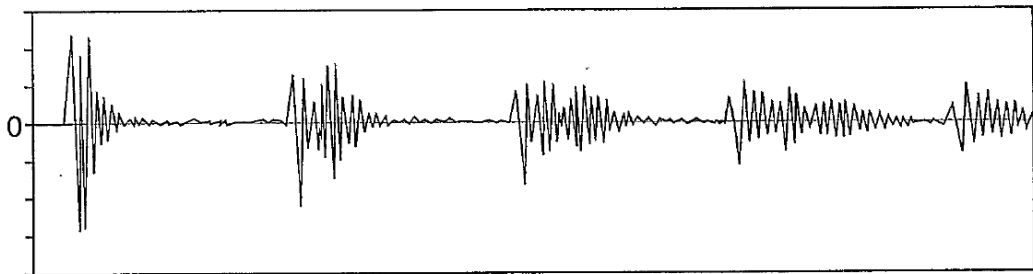


Fig. 2E

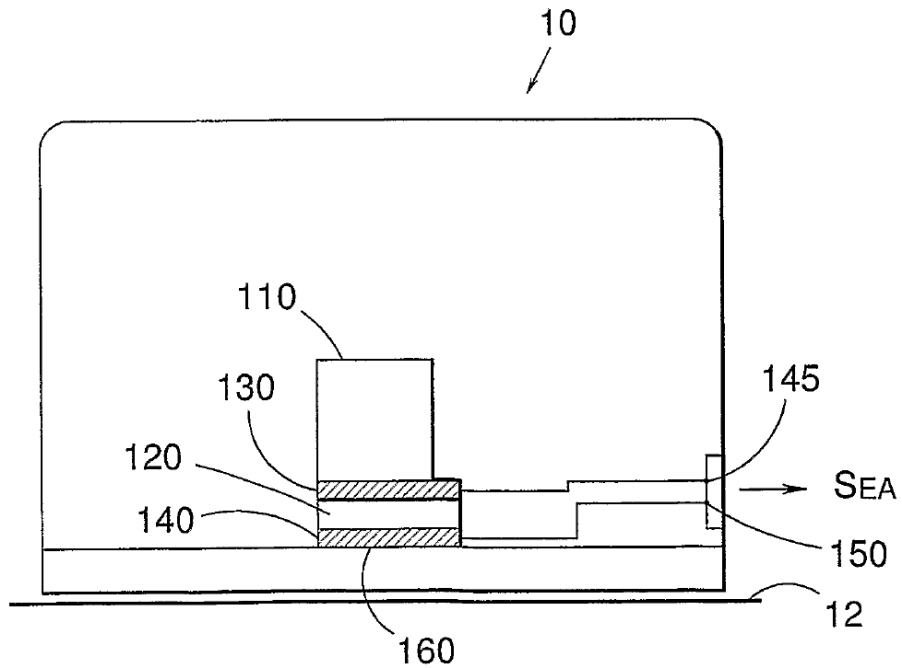


Fig. 3

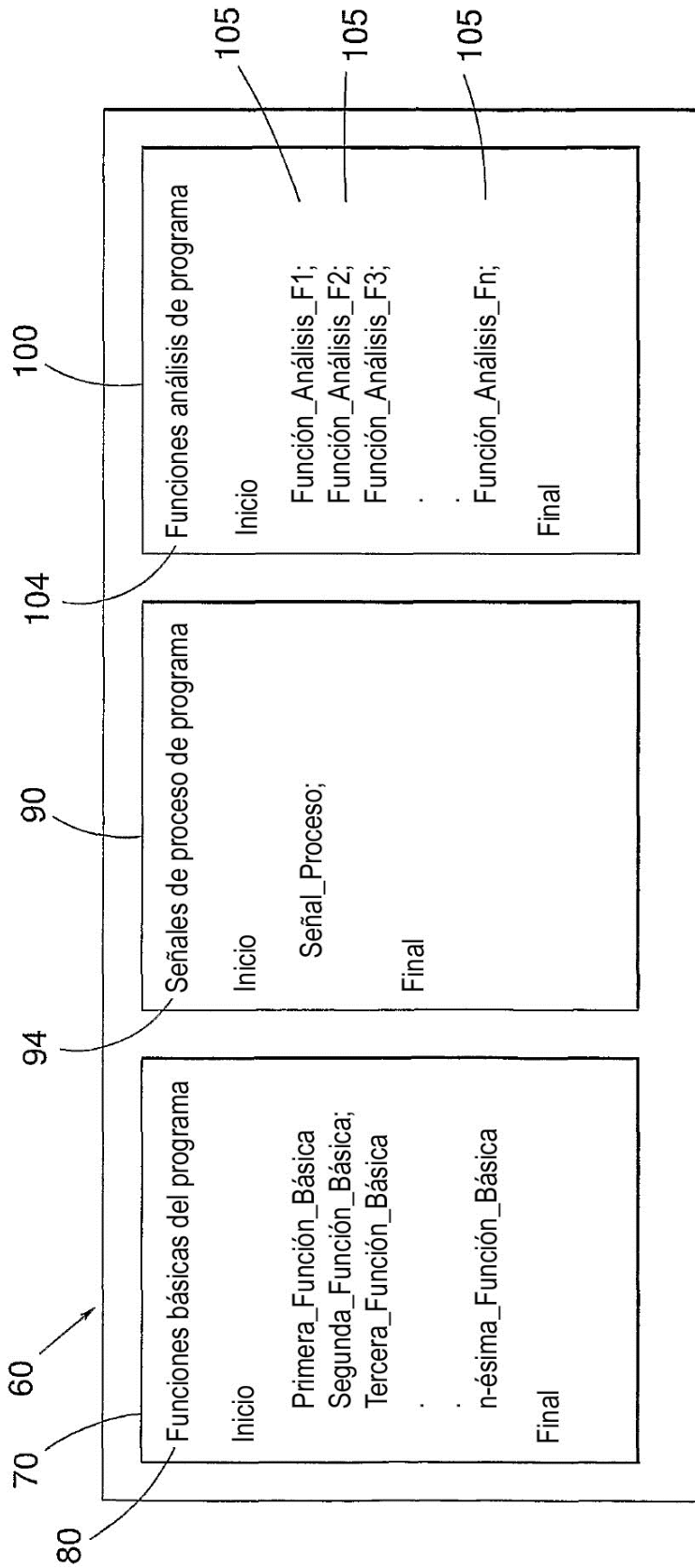


Fig. 4

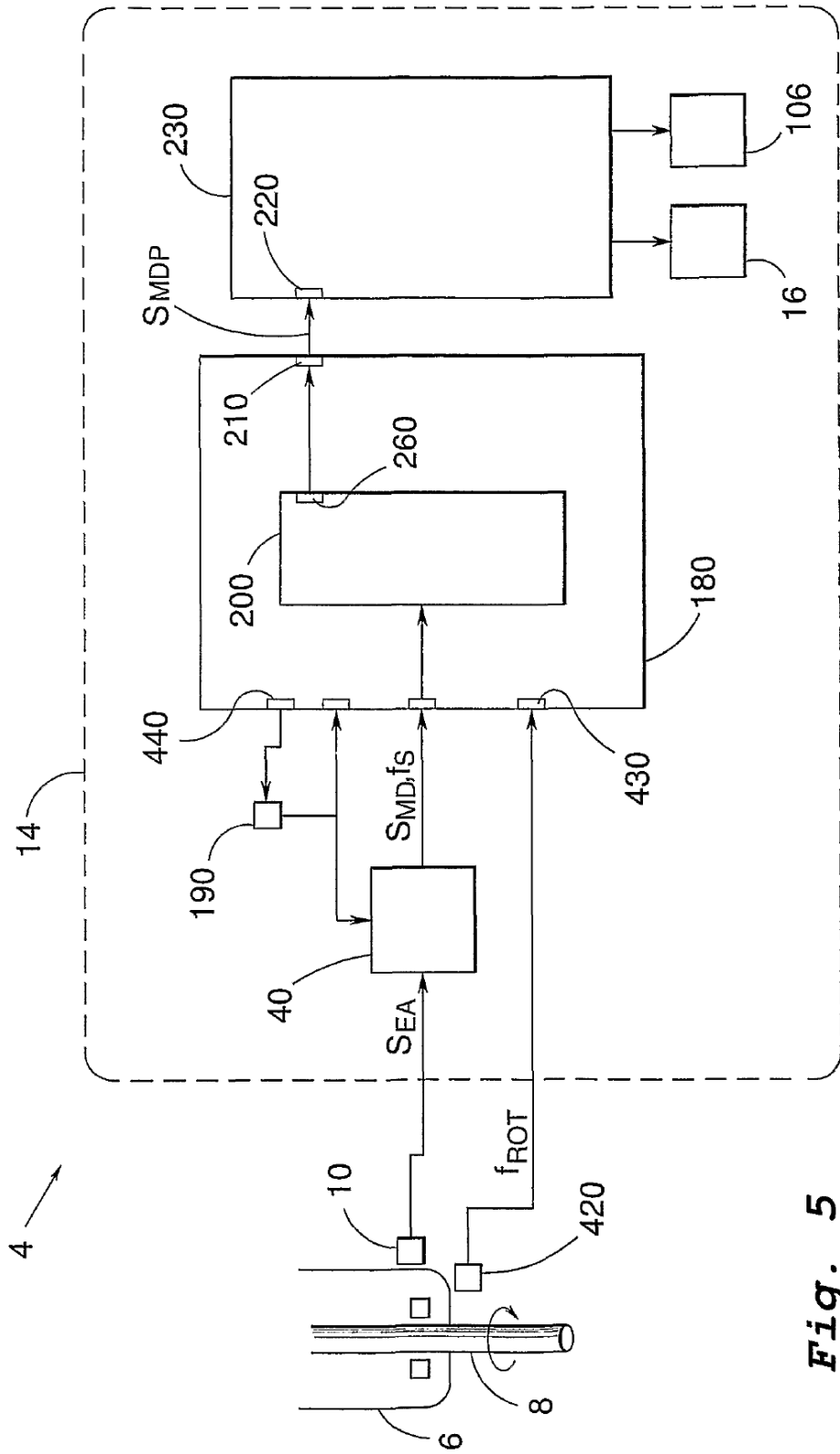
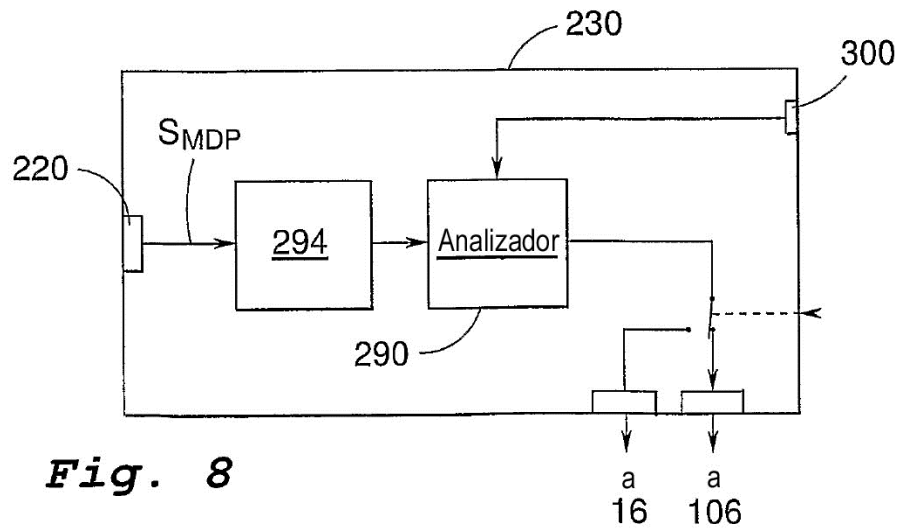
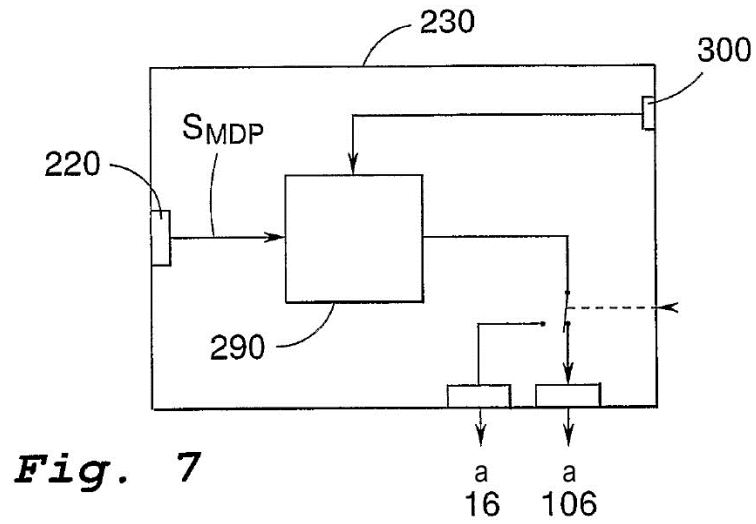
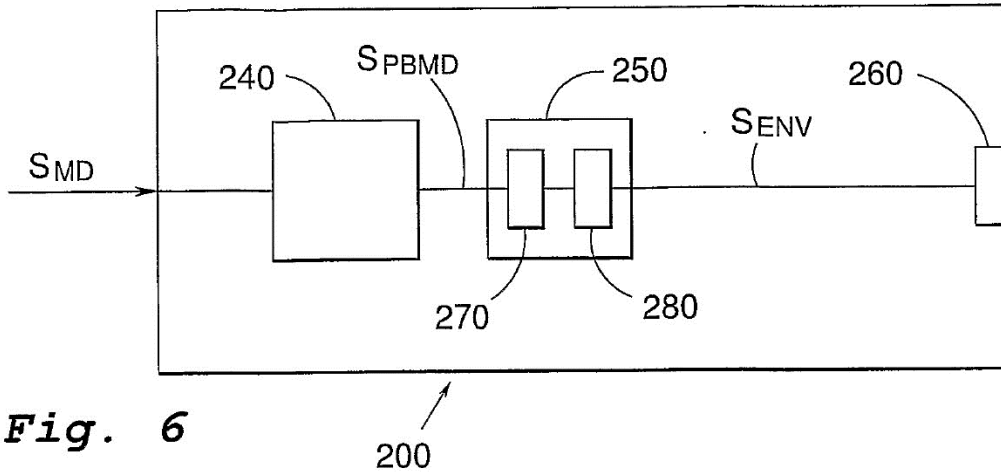


Fig. 5



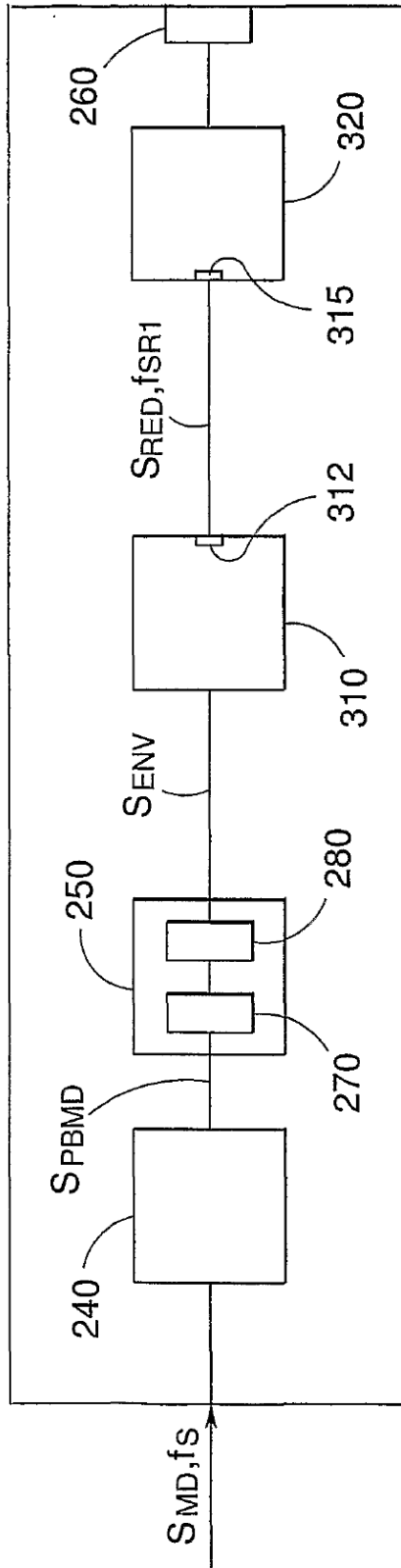


Fig. 9

200

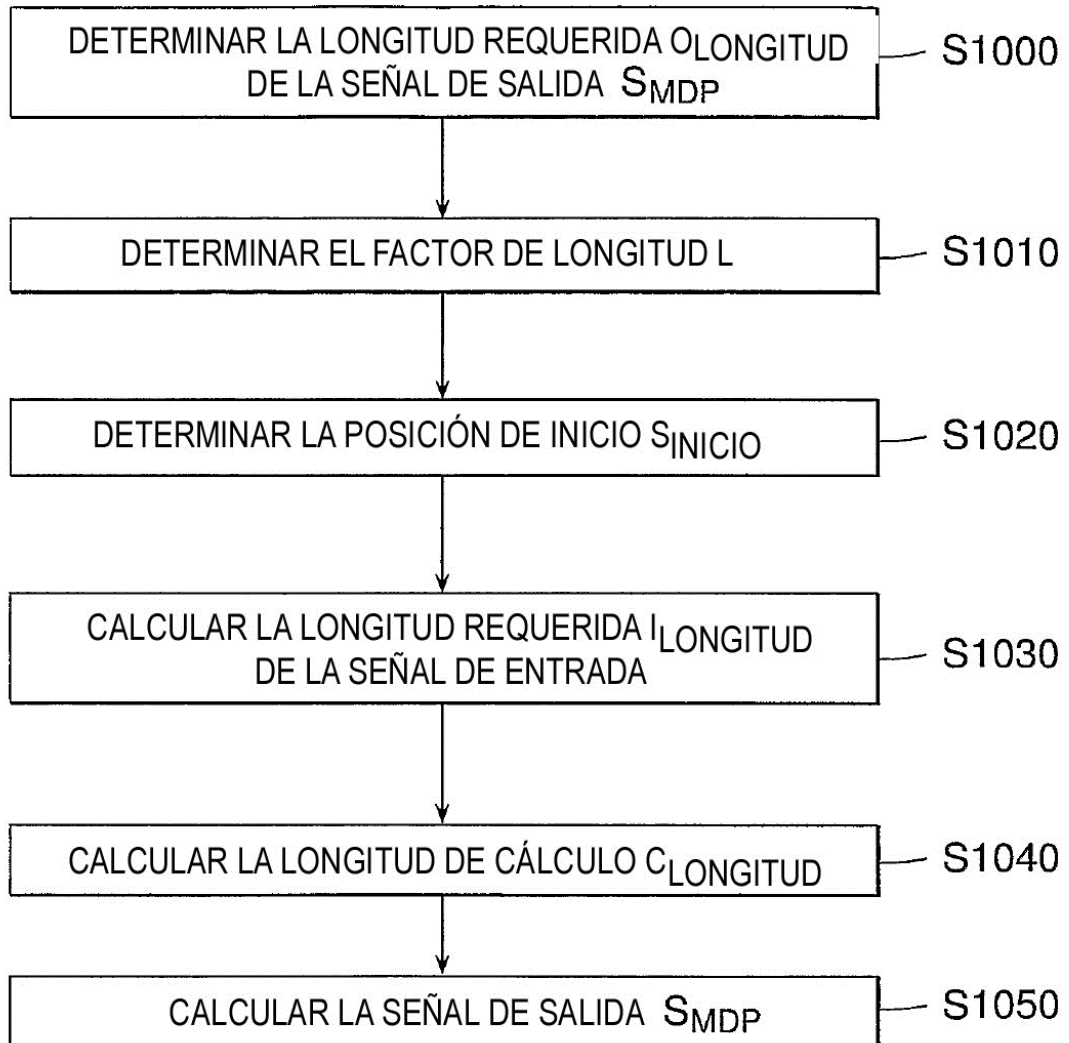


Fig. 10A

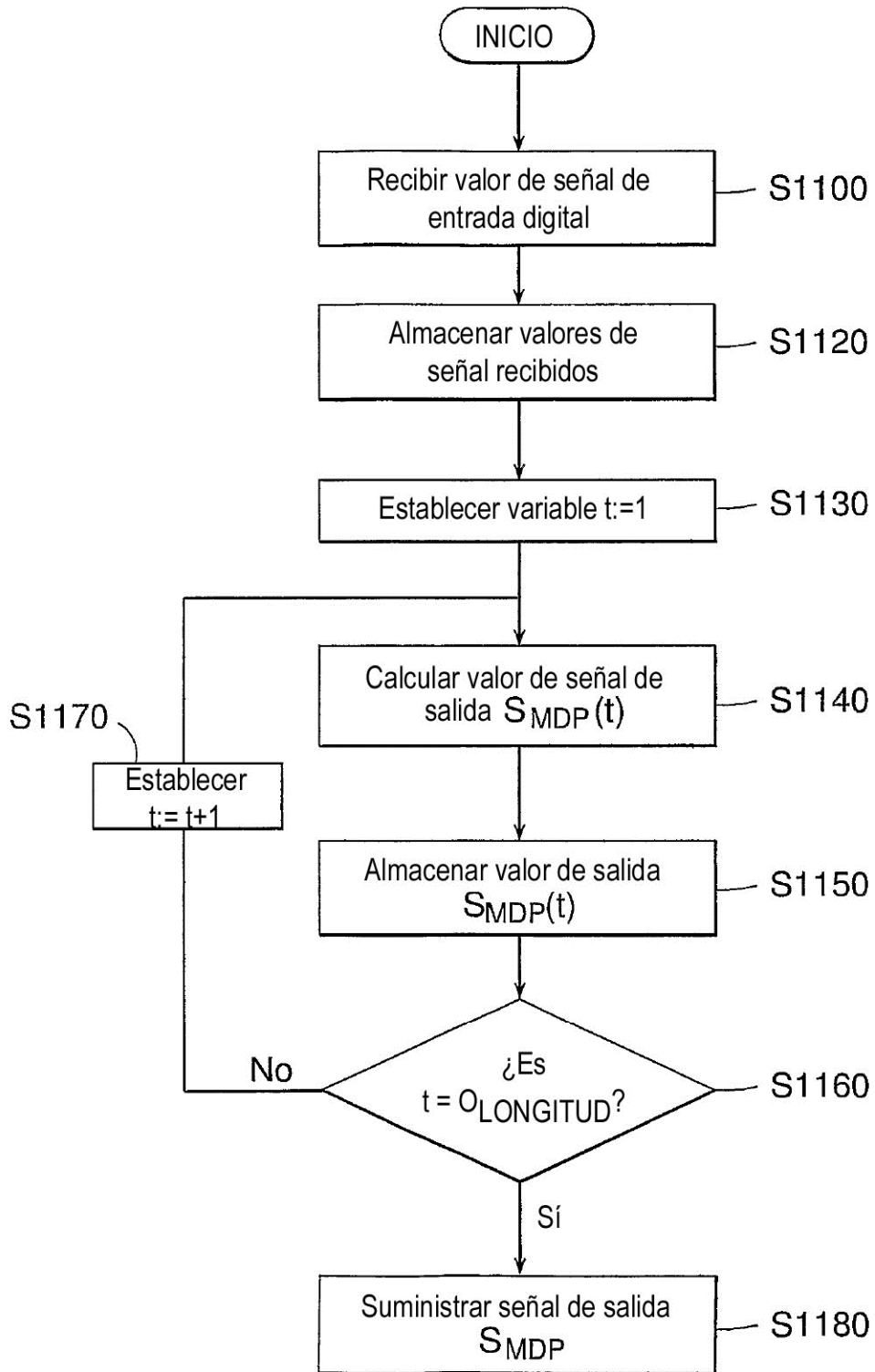


Fig. 10B

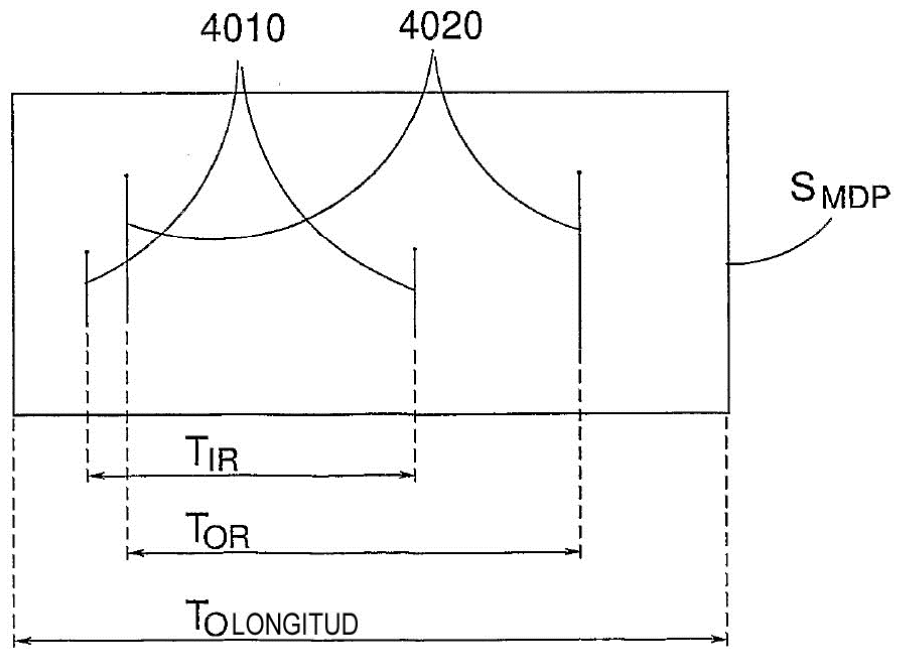
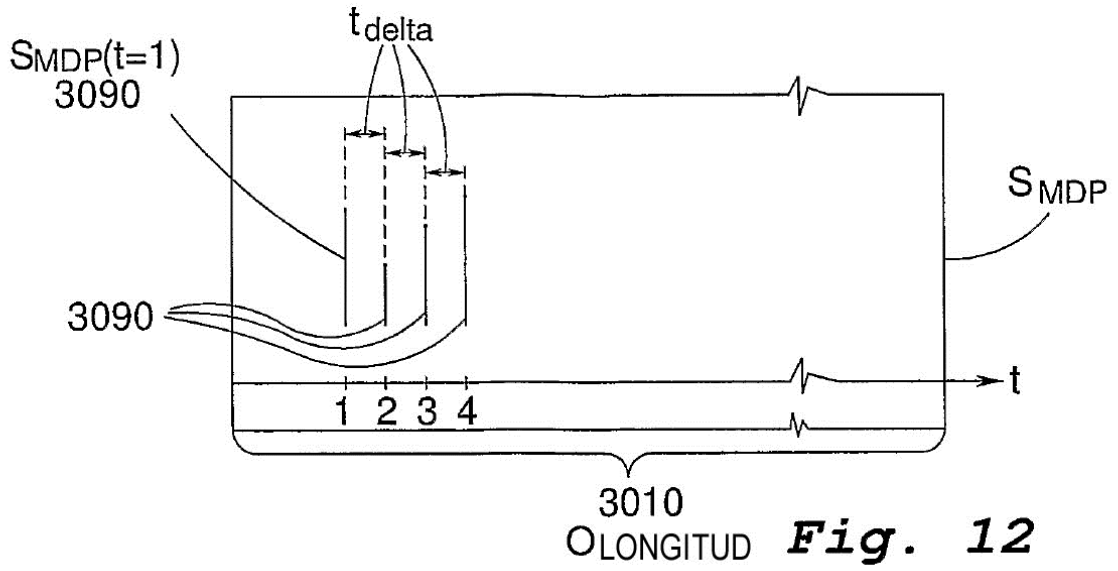
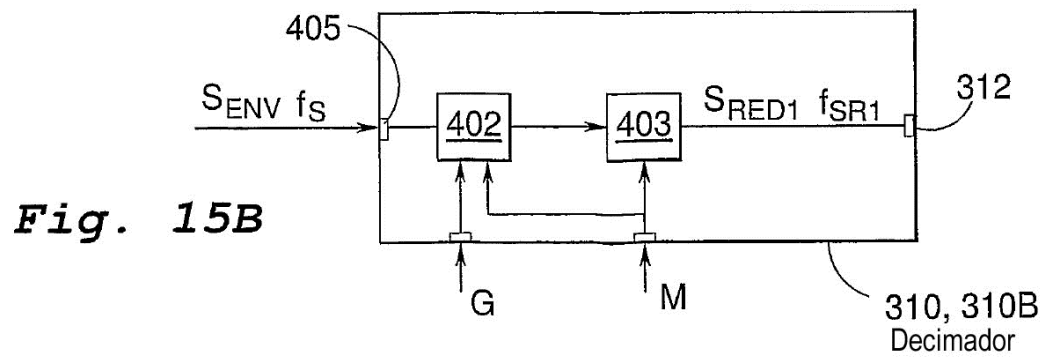
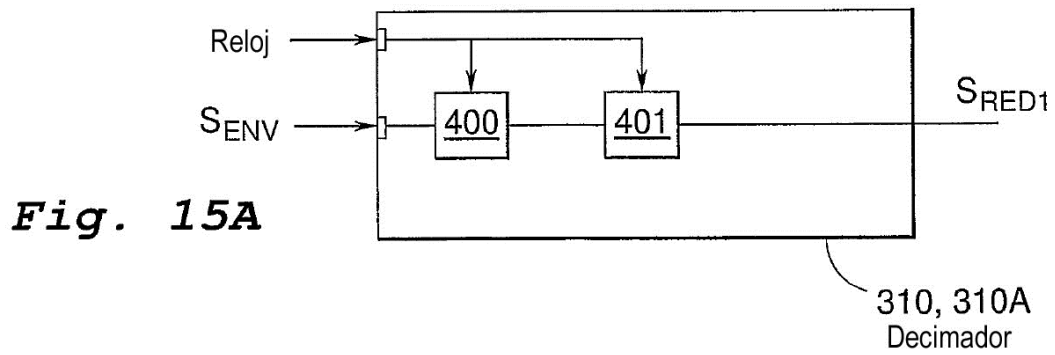
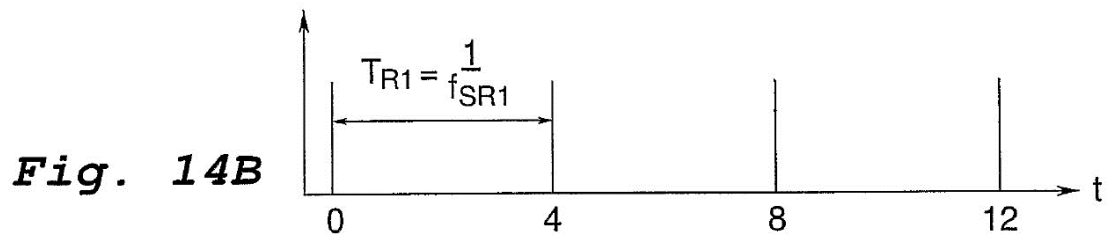
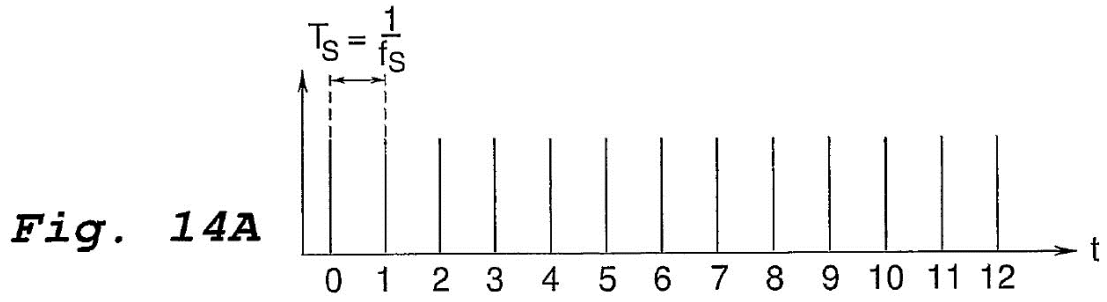


Fig. 13



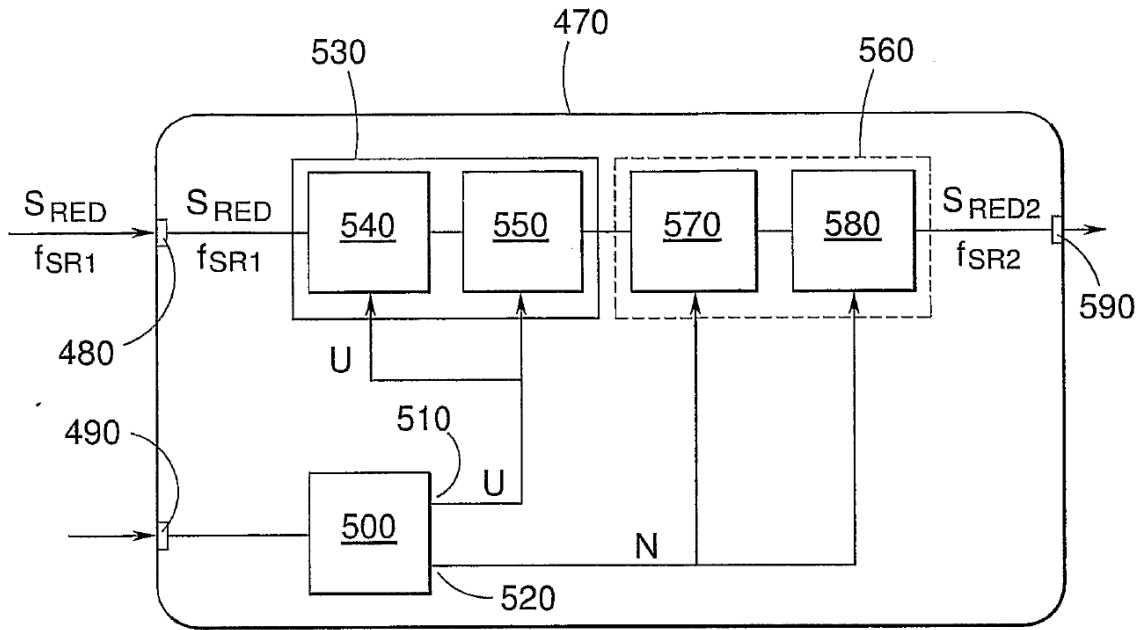


Fig. 17

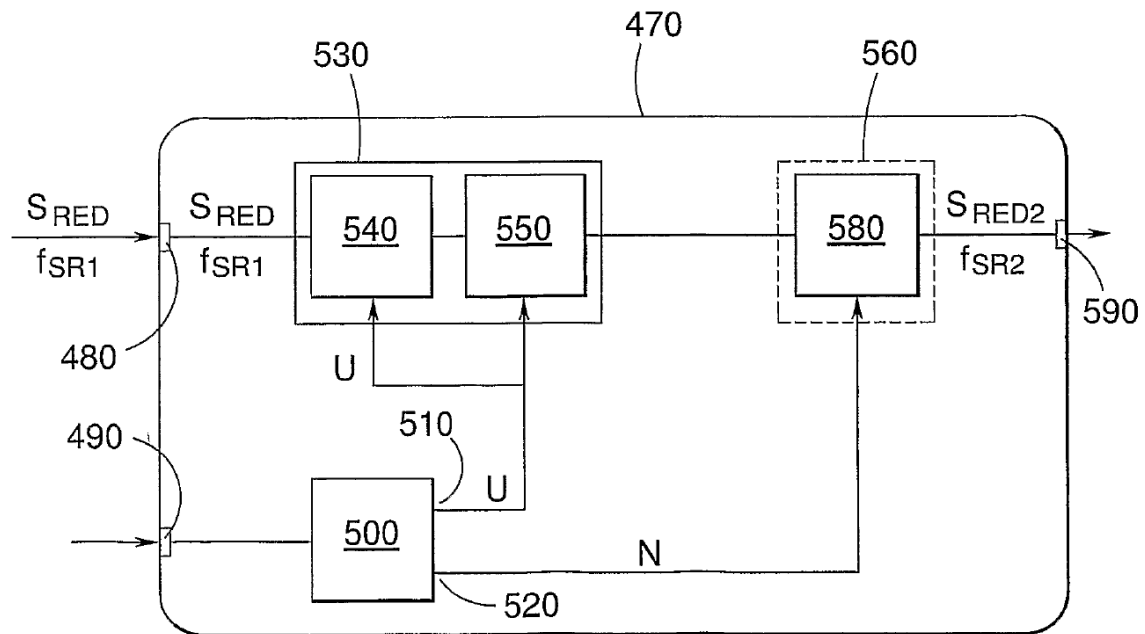


Fig. 18

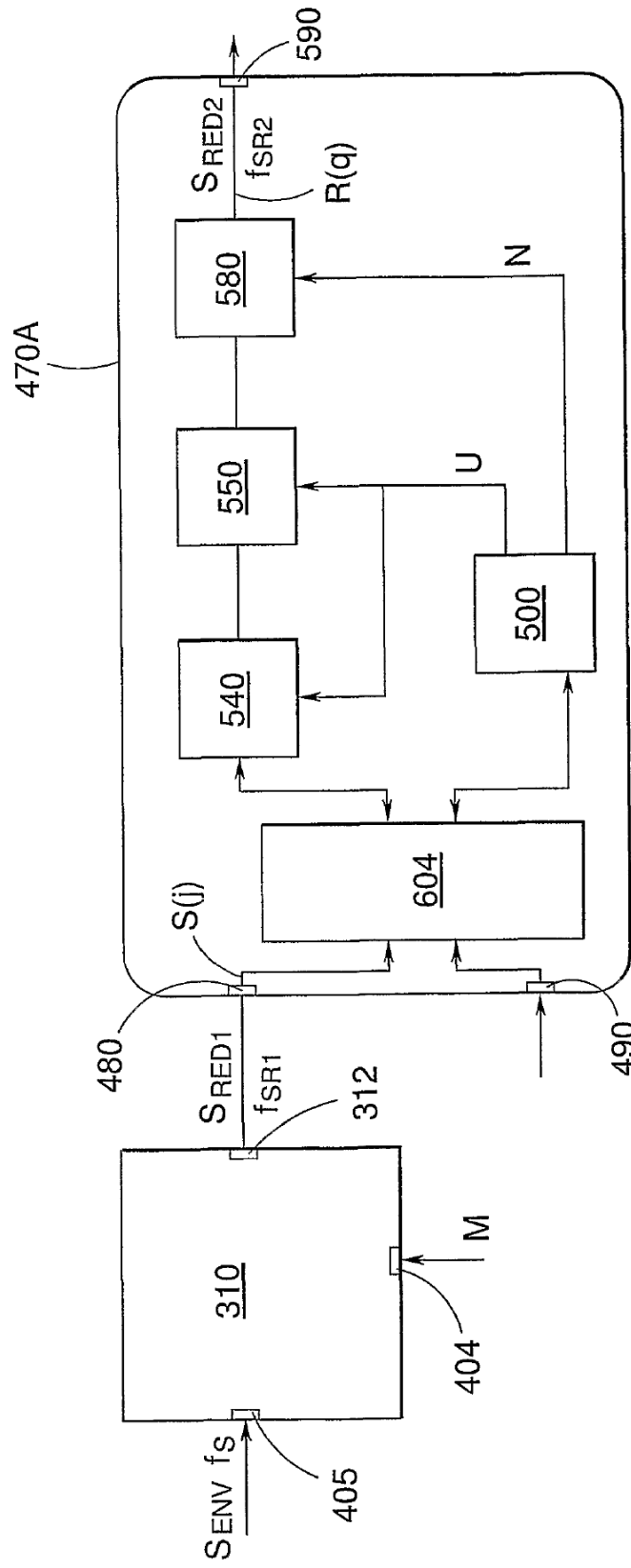


Fig. 19

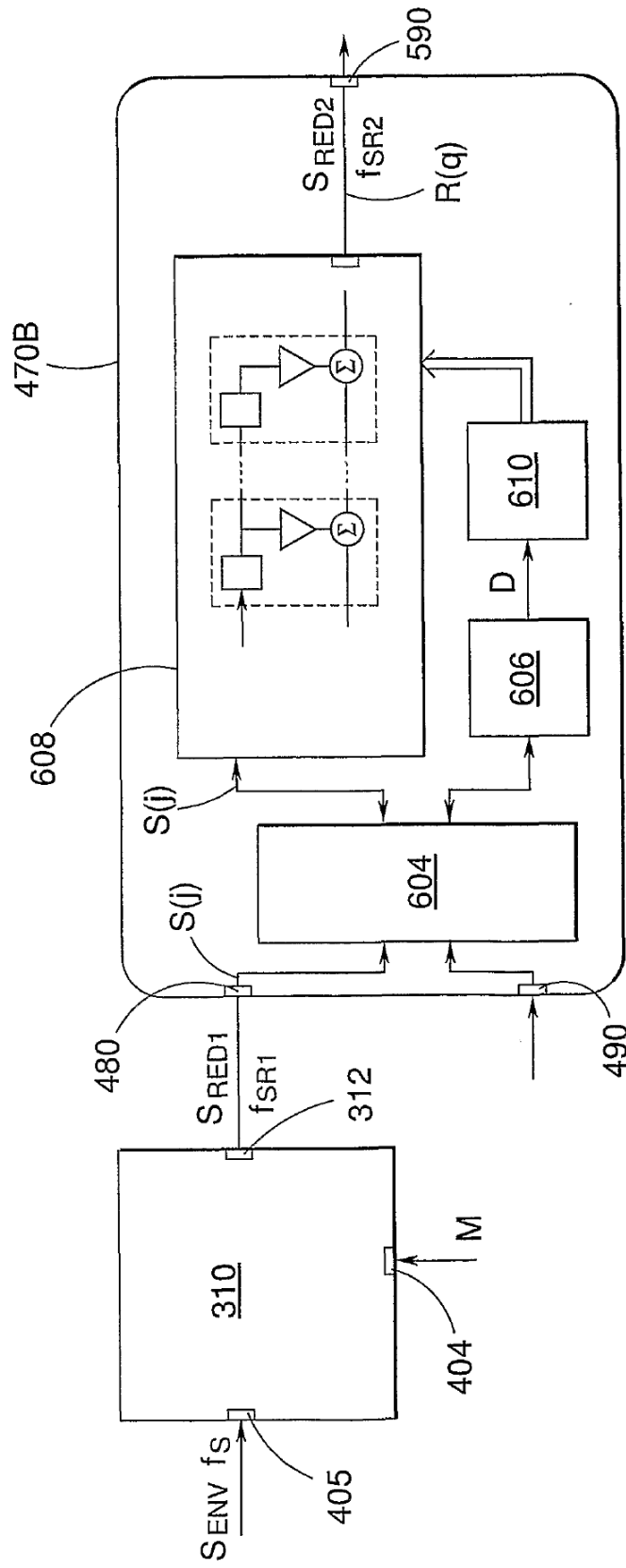


Fig. 20

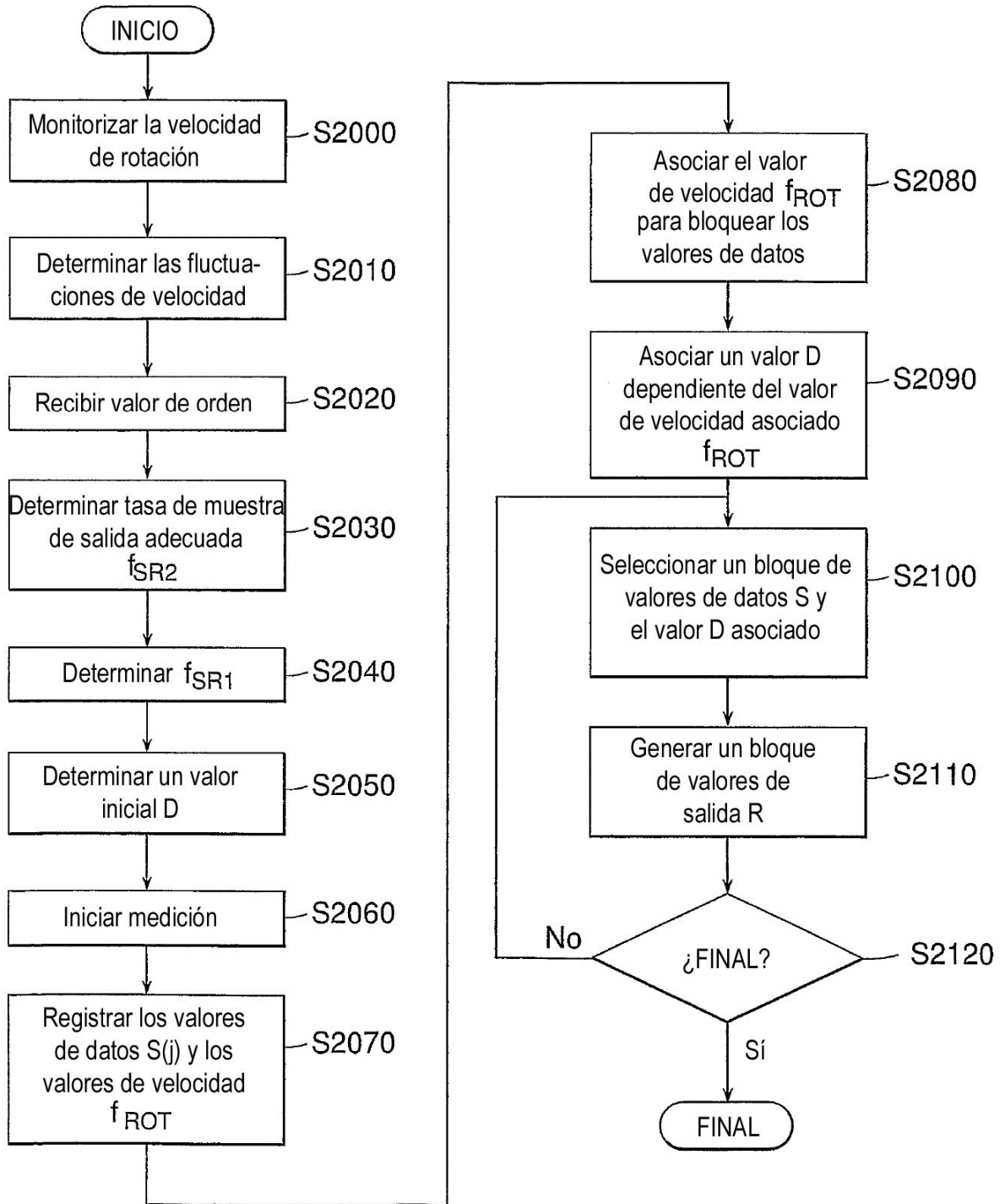
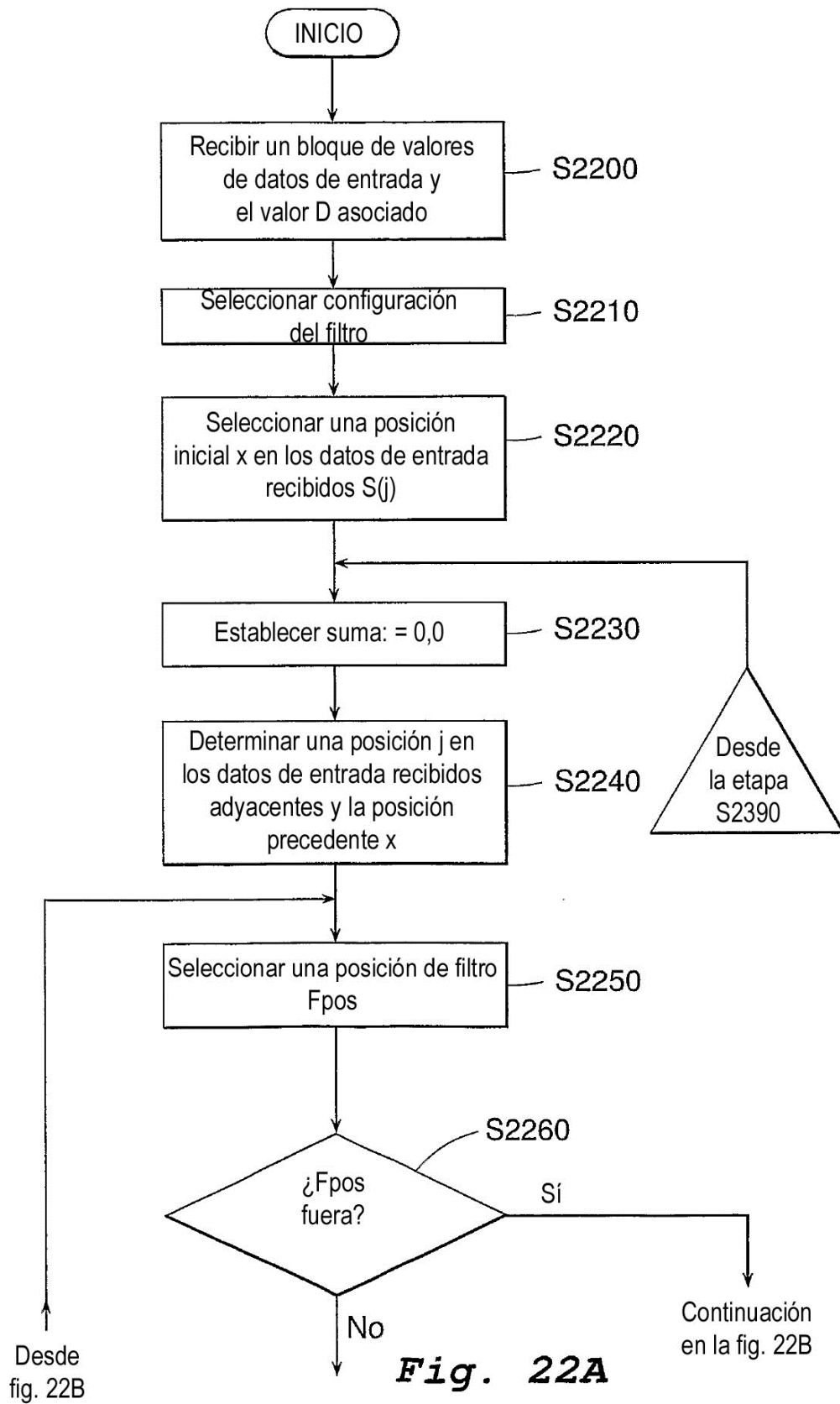


Fig. 21



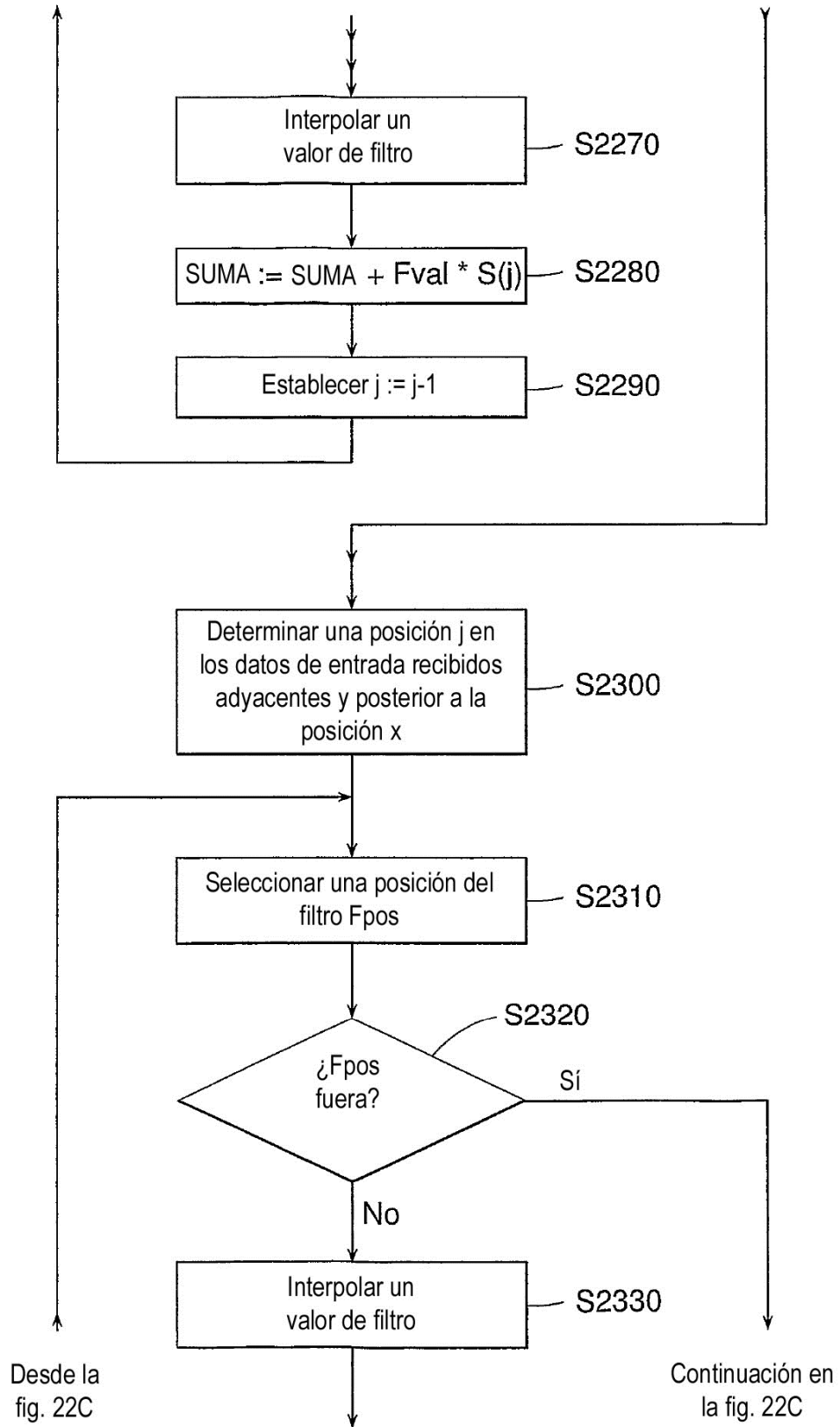


Fig. 22B

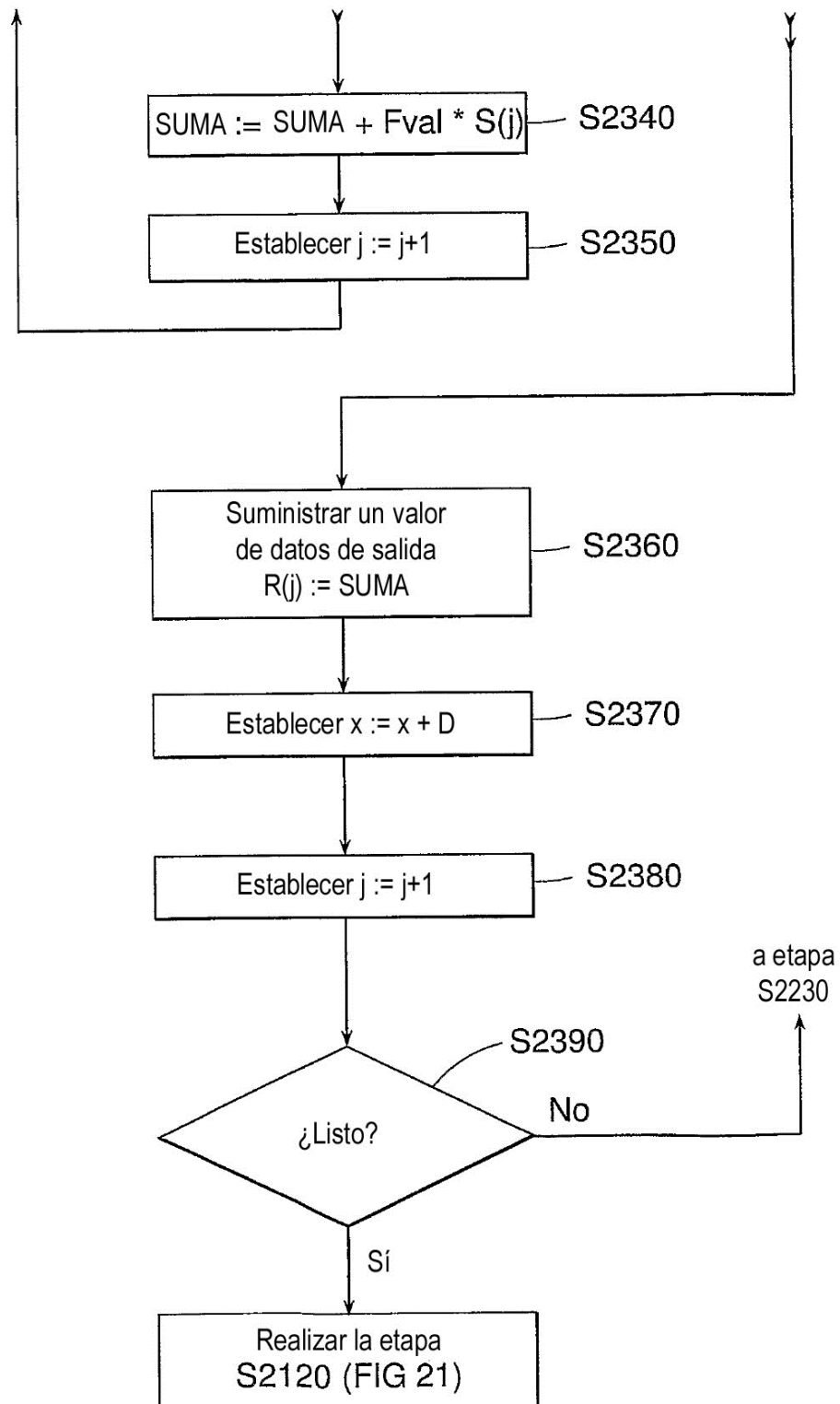
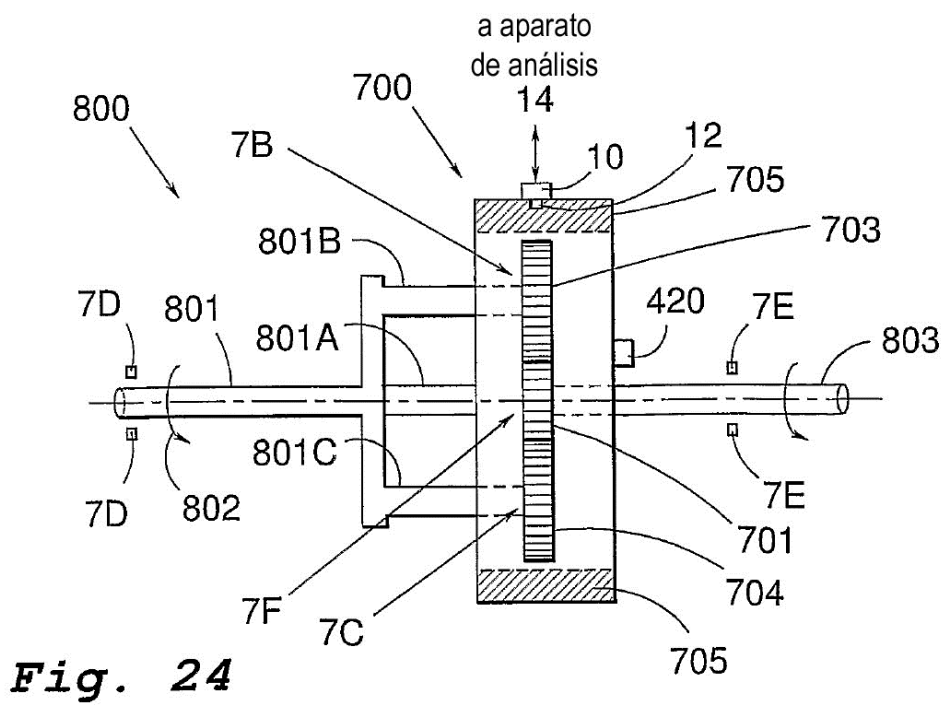
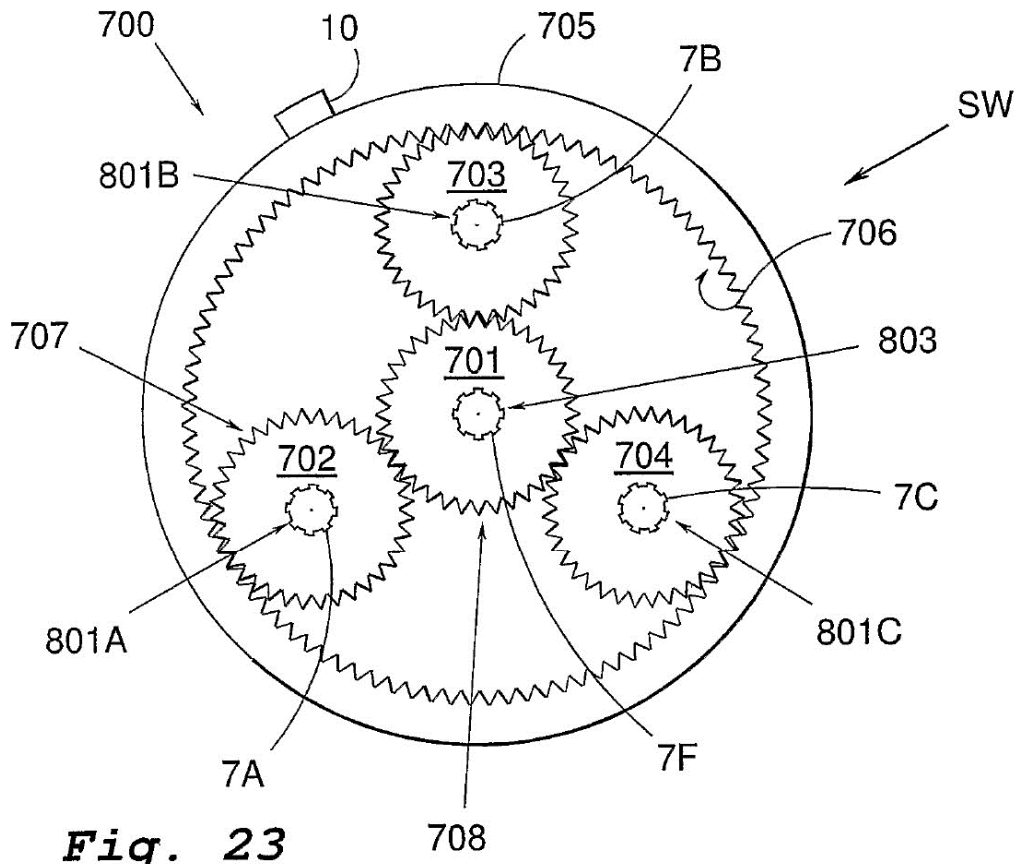


Fig. 22C



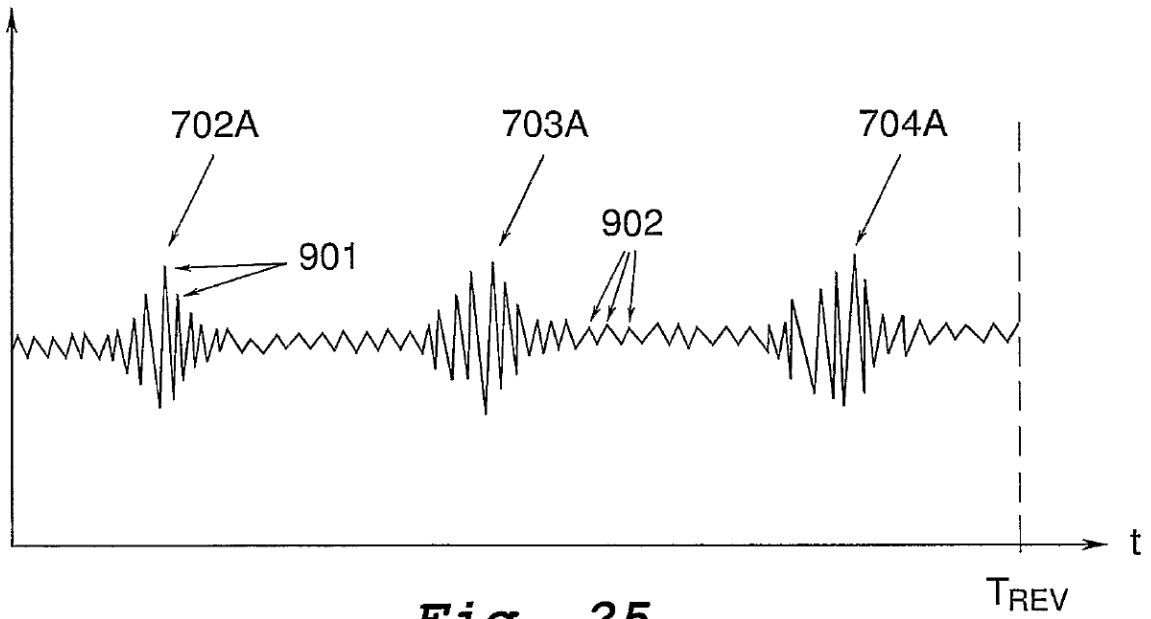


Fig. 25

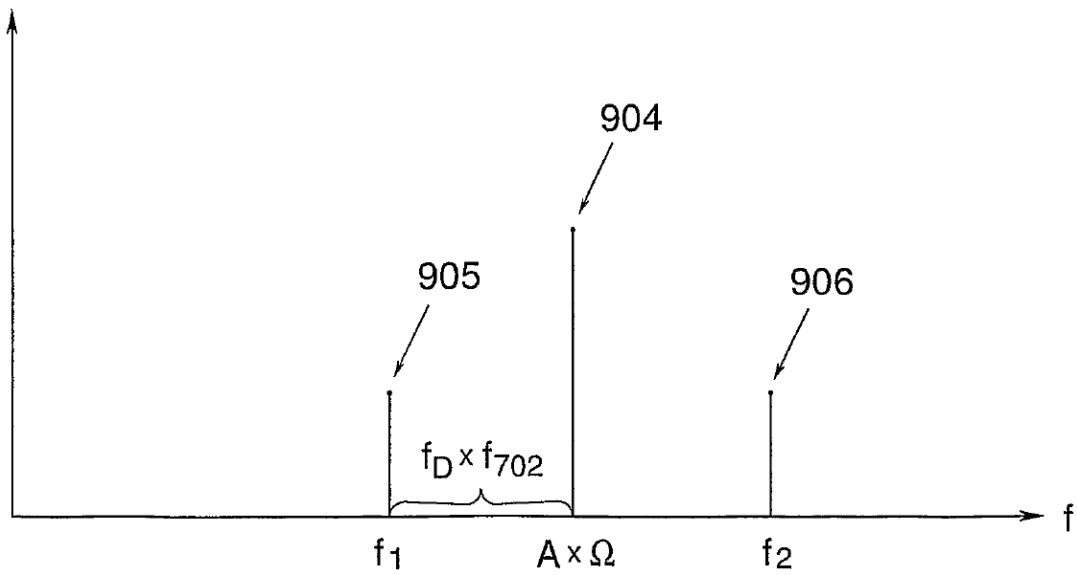


Fig. 27

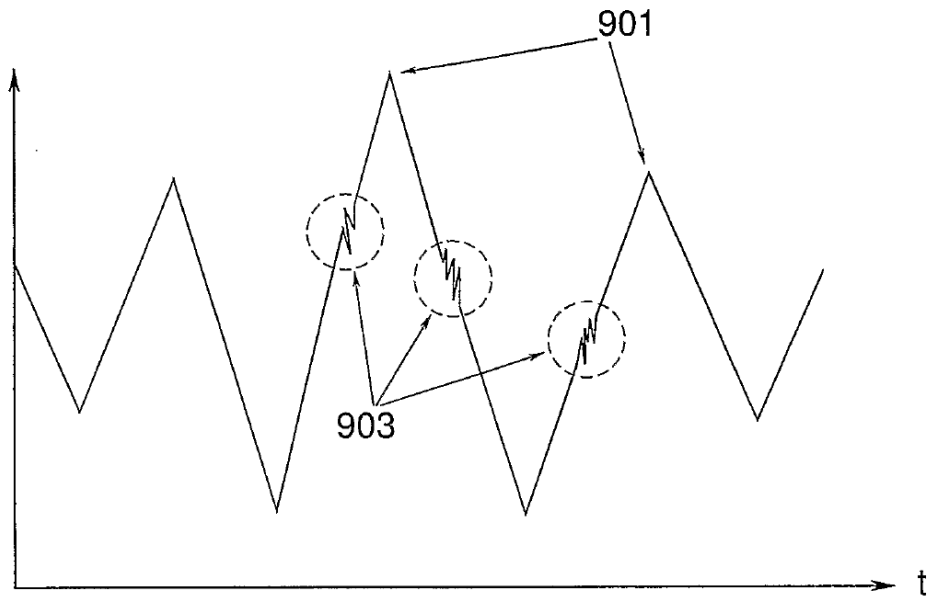


Fig. 26

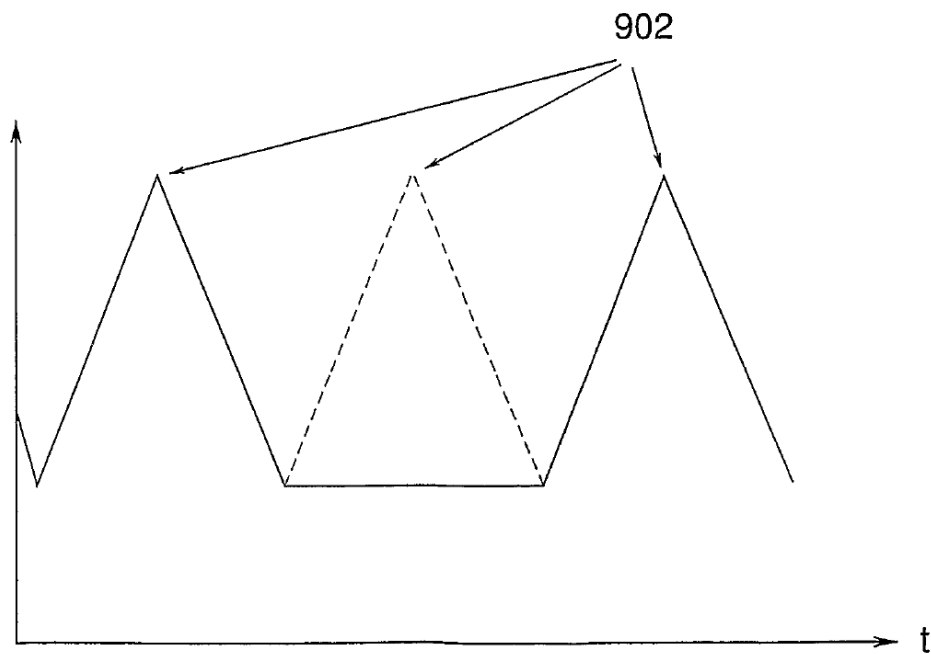


Fig. 28

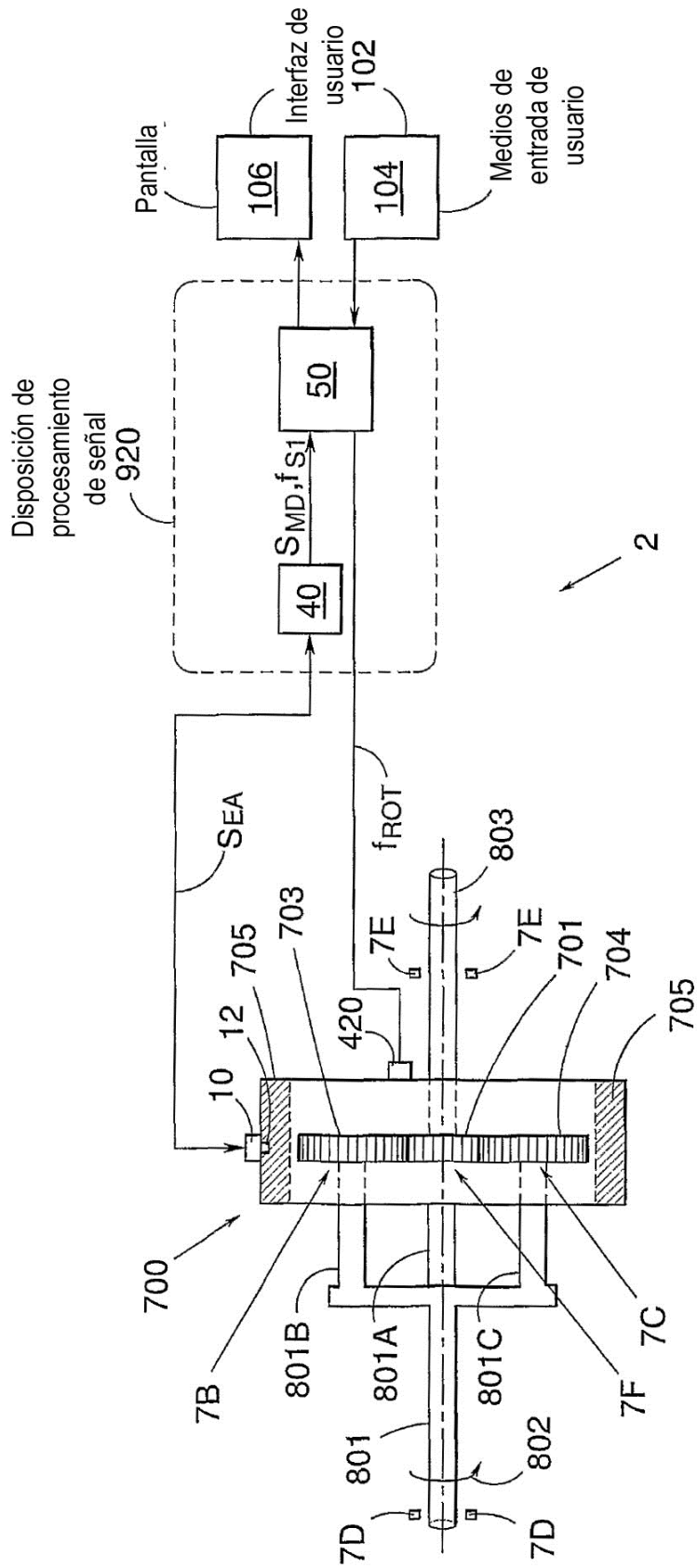


Fig. 29

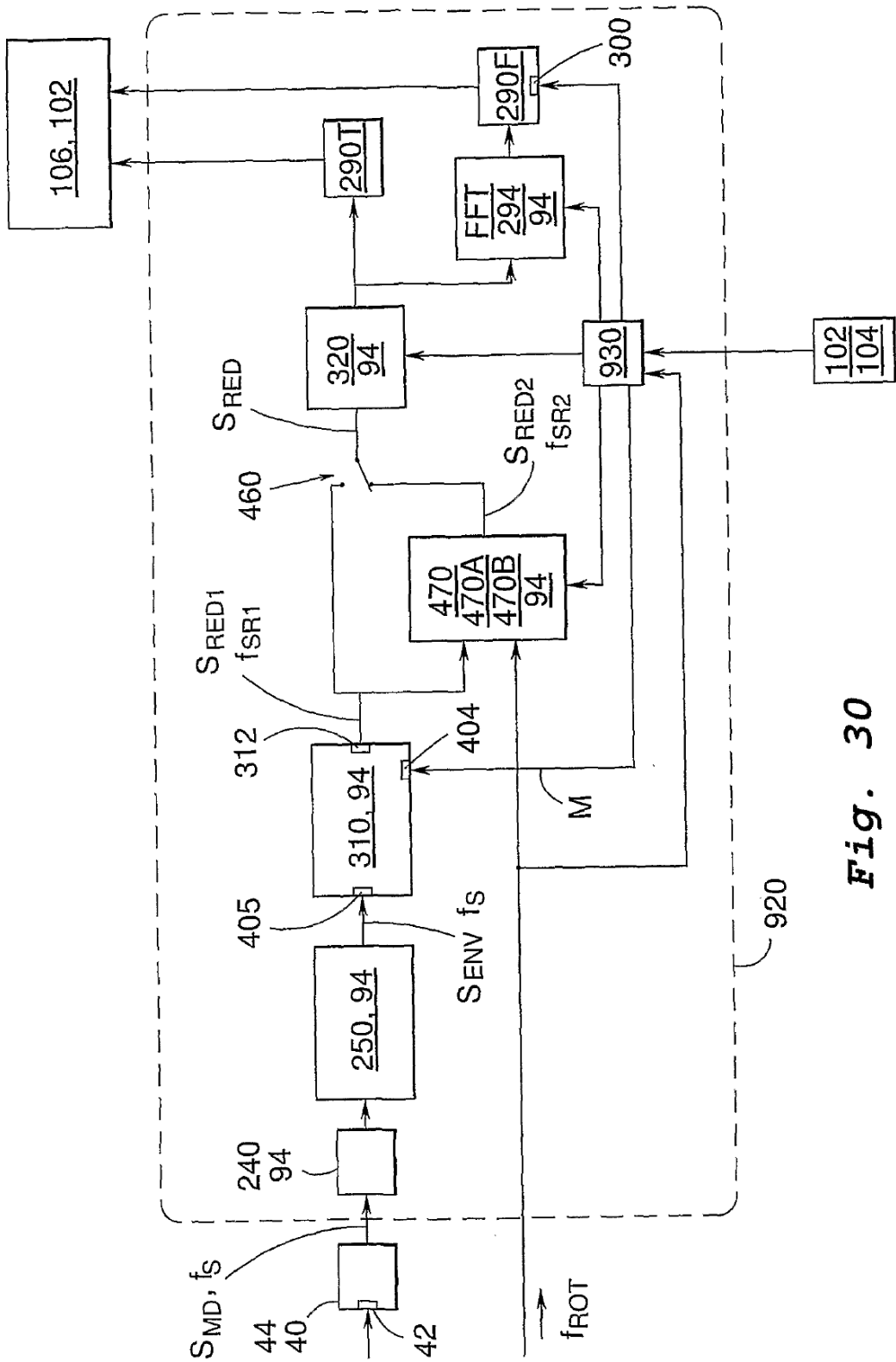


Fig. 30