

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 634 708**

51 Int. Cl.:

G08B 1/08 (2006.01)

A61B 5/0215 (2006.01)

A61B 5/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **19.03.2010 PCT/US2010/027951**

87 Fecha y número de publicación internacional: **14.10.2010 WO10117597**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.03.2010 E 10762085 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **10.05.2017 EP 2417590**

54 Título: **Lector de sensor inalámbrico**

30 Prioridad:

07.04.2009 US 419326

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

28.09.2017

73 Titular/es:

**ENDOTRONIX, INC. (100.0%)
420 N. Main Street
East Peoria, IL 61611-2018, US**

72 Inventor/es:

**ROWLAND, HARRY;
WATKINS, ROGER;
SUNDARAM, BALAMURUGAN;
PAUL, BRIAN;
AHN, IN, SOO y
NAGY, MICHAEL**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 634 708 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

Lector de sensor inalámbrico

5 CAMPO TÉCNICO

Esta invención se refiere generalmente a la lectura de sensores inalámbricos pasivos, y más particularmente a una circuitería del lector y a un método para excitar y detectar datos procedentes de los detectores de sensores inalámbricos pasivos.

10 ANTECEDENTES

Se conocen sistemas de sensor inalámbrico pasivo que emplean la tecnología de circuitos resonantes. Estos sistemas utilizan un sensor inalámbrico pasivo en comunicación remota con circuitería de excitación y de lector. A menudo el sensor inalámbrico es implantado en una ubicación específica, tal como dentro del cuerpo humano, para detectar e informar de un parámetro detectado. El parámetro detectado varía la frecuencia del circuito resonante del sensor inalámbrico. El dispositivo lector muestrea la frecuencia resonante del sensor inalámbrico para determinar el parámetro detectado.

El primer investigador Haynes (H. E. Haynes y A. L. Witchey, "Medical electronics, the pill that 'talks'", RCA Engineer, vol 5, pp. 52-54, 1960) describe una píldora que se puede ingerir que incorpora un sensor de presión inalámbrico, con un dispositivo lector grande que rodea el cuerpo del sujeto y que mide la frecuencia por medio de un circuito discriminador. Nagumo (J. Nagumo, A. Uchiyama, S. Kimoto, T. Watanuki, M. Hori, K. Suma, A. Ouchi, M. Kumano, y H. Watanabe, "Echo capsule for medical use (a batteryless radioendosonde)", IRE Transactions on Bio-Medical Electronics. Vol BME-9, pp. 195-199, 1962) describe un sistema similar, en el cual el sensor incluye un condensador de almacenamiento de energía para alimentar el sensor durante la resonancia.

La patente de los EE.UU. Nº 4.127.110 de Bullara describe un sensor para medir la presión de fluido en el cerebro. La patente de los EE.UU. Nº 4.206.762 de Cosman describe un sensor similar para medir la presión intracraneal. Específicamente, la patente de Cosman describe el uso de un sistema por mínimo de rejilla para medir de modo inalámbrico la frecuencia resonante del sensor.

Distintos métodos de lectura de sensores inalámbricos pasivos han sido descritos también en las patentes anteriores. Por ejemplo, la patente de Cosman describe un circuito oscilador externo que usa el sensor implantado para sintonizar, y un sistema de medición por mínimo de rejilla para la medición de la frecuencia resonante del sensor. La patente de los EE.UU. Nº 6.015.386 de Kensey, y col., describe un lector que excita el sensor pasivo transmitiendo barridos de frecuencia y usa un detector de fase sobre la señal de transmisión para identificar el punto durante el barrido en que la frecuencia transmitida coincide con la frecuencia resonante del sensor. La patente de los EE.UU. 6.206.835 de Spillman, y col., describe una aplicación de implante médico para tecnología de lector descrita en la patente de los EE.UU. Nº 5.581.248 de Spillman, y col. Esta tecnología de lector detecta un efecto de carga de impedancia variable dependiente de la frecuencia sobre el lector por el parámetro detectado del sensor. La patente de los EE.UU. Nº 7.432.723 de Ellis y col., describe un lector con bucles de excitación cada uno sintonizado a y que transmite diferentes frecuencias espaciadas para asegurar que el ancho de banda del sensor permite la excitación resonante del sensor. Ellis usa una respuesta de supresión de resonancia desde el bucle de excitación apropiado para determinar la frecuencia resonante del sensor. La patente de los EE.UU. Nº 6.111.520 de Allen y col., describe un método para transmitir un "chirp" de ruido blanco al sensor y detectar la respuesta de supresión de resonancia.

Algunos lectores utilizan circuitería de bucle de fase bloqueada ("PLL") para bloquear sobre la frecuencia resonante del sensor. La patente de los EE.UU. Nº 7.235.117 de Joy y col., describe un circuito PLL activo y circuito de tratamiento de señal que ajusta una frecuencia PLL de transmisión hasta que coinciden la fase de señal recibida y la fase de señal PLL de transmisión. Cuando esta coincidencia ocurre, la frecuencia PLL de transmisión es igual a la frecuencia resonante del sensor.

Los circuitos PLL pueden incorporar funciones de muestra y retención (S/H) para muestrear la frecuencia de entrada y retener el PLL a una frecuencia dada. Los PLL con S/H pueden ser usados en una variedad de aplicaciones. Por ejemplo, la patente de los EE.UU. Nº 4.531.526 de Genest describe un lector que usa un circuito PLL con un circuito S/H para ajustar la frecuencia transmitida del lector para coincidir con la frecuencia resonante recibida desde el sensor. Esto se hace para maximizar la respuesta del sensor a la siguiente transmisión y mide la tasa de disminución de la amplitud de resonancia del sensor para extraer el valor del parámetro detectado. La patente de los EE.UU. Nº 4.644.420 de Buchan describe un PLL con un S/H usado para muestrear una corriente de datos de cinta y mantener una frecuencia de muestreo apropiada para la evaluación de impulsos de datos digitales en la cinta. La patente de los EE.UU. Nº 5.006.819 de Buchan, y col., proporciona mejoras adicionales a este concepto. La patente de los EE.UU. Nº 5.920.233 de Denny describe una técnica de muestreo de alta velocidad utilizando un circuito S/H con un PLL para reducir

el ruido de la bomba de carga procedente del detector de frecuencia de fase para mejorar el rendimiento de fluctuación de nivel de un circuito de sintetización de frecuencia. La patente de los EE.UU. Nº 4.511.858 de Charavit y col., describe un PLL con un circuito S/H para posicionar previamente la tensión de control de un oscilador controlado por tensión cuando la frecuencia de bloqueo PLL está siendo cambiada. Esto se hace para mejorar la velocidad de respuesta del PLL cuando cambia la frecuencia sintetizada deseada. La patente de los EE.UU. Nº 6.570.457 de Fischer y la patente de los EE.UU. Nº 6.680.654 de Fischer y col., describen un PLL con circuitería S/H para mejorar el escalonado de frecuencia, así como una característica de corrección de desplazamiento. La patente de los EE.UU. Nº 3.872.455 de Fuller, y col., describe un PLL que tiene un S/H digital para congelar la presentación de frecuencia y precargar el contador de frecuencia cuando es detectado un bloqueo de fase PLL.

Se han encontrado también lectores que implementan muestreo directo de señal y técnicas de análisis de frecuencia. Un ejemplo es la patente de los EE.UU. Nº 7.028.756 de Eggers, y col., que mide la temperatura corporal interna utilizando un sensor resonante con una temperatura de curie para mostrar el cambio de respuesta a un umbral de temperatura.

Además, se conocen lectores que utilizan análisis de señal digital para mejorar el rendimiento y la respuesta. La patente de los EE.UU. Nº 7.466.120 de Miller, y col., describe utilizar un procesador de señal digital (DSP) para evaluar la respuesta de un sensor pasivo de presión sanguínea que ha sido excitado por un impulso de frecuencia evaluando a continuación las señales de respuesta desde una excitación de triple frecuencia para retrasos de fase relativos.

Los diseños actuales para lectores de sensor pasivos, tales como los descritos anteriormente, sufren de un número de deficiencias. Los primeros "sistemas de llamada de eco pulsatorio" de Haynes y Nagumo requerían dispositivos lectores grandes, de alta potencia. Adicionalmente, Collins (C. Collins, "Miniature Passive Pressure Transensor for Implanting in the Eye" IEEE Transactions on Bio-Medical Engineering, vol BME-14, nº 2, Abril de 1967) describe que estos sistemas sufrían de imprecisión y pobre resolución debido a las dificultades para medir la frecuencia de señal de llamada efímera, que conducen a su abandono en favor de distintos métodos de frecuencia de barrido.

Lectores de sensor de frecuencia de barrido similares a los descritos en las patentes de Cosman, Kensey, Ellis y Spillman, así como el método de impulso descrito por Allen, requieren la concesión por el gobierno de un ancho de banda relativamente amplio por las transmisiones de radio que regulan el cuerpo. Esto limita otros usos del espectro y hace que la interferencia sea un problema potencial. Lectores que rastrean la frecuencia resonante de un sensor resonante pasivo con un transmisor de frecuencia variable, tal como Genest, Ellis y Joye sufren también de problemas similares. La circuitería adicional requerida por la frecuencia de barrido y/o aproximaciones de rastreo digital es significativa, añadiendo al tamaño del lector, coste y tasa de fallos. Además, la cantidad de potencia eléctrica necesaria para las transmisiones, tratamiento de señales, muestreo, y seguimiento de la frecuencia resonante de un sensor que usa seguimiento de frecuencia controlada de manera digital o sistemas de frecuencia de barrido es significativo y limita la capacidad para usar la energía de la batería en un lector, así como para limitar la longevidad de las baterías en un lector alimentado por baterías. Por consiguiente, un sistema de sensor y lector pasivo mejorado es necesario en la técnica.

El documento WO 2008/115456 A1 se refiere a un dispositivo médico implantable que incluye una primera agrupación de sensores que se puede mover entre una configuración plegada y una configuración desplegada. La primera agrupación de sensores incluye una primera porción principal y al menos un sensor rígido acoplado de forma móvil a la primera porción principal. Un acoplador está acoplado de forma operativa a la primera agrupación de sensores y está configurada para acoplar el dispositivo médico implantable con respecto a una cámara del corazón.

El documento WO 2007/030489 A1 se refiere a un sistema que determina la frecuencia resonante de un sensor inalámbrico ajustando la fase y frecuencia de una señal energizante hasta que la frecuencia de la señal energizante coincide con la frecuencia resonante del sensor. El sistema energiza el sensor con un ciclo bajo de servicio, una ráfaga cerrada de energía de RF que tiene una frecuencia predeterminada.

Así, según un aspecto, el problema se relaciona con la mejora de la precisión de un resultado de un parámetro detectado por un sensor inalámbrico y medido por un lector.

Este problema es resuelto por un sistema que tiene las características descritas en la reivindicación 1. Las realizaciones preferidas son definidas en las reivindicaciones dependientes.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Se hace referencia a la descripción detallada en conexión con las siguientes ilustraciones_

La figura 1 es un diagrama de bloques de un sistema de sensor inalámbrico pasivo;
 la figura 2 es un diagrama de flujo que ilustra el proceso de adquisición de una lectura desde el sensor;
 5 la figura 3 es un gráfico que ilustra cualitativamente las características de frecuencia del intercambio de señal entre el sensor y el lector;
 la figura 4 comprende tres gráficos secuenciales que ilustran cualitativamente las características de frecuencia del intercambio de señal entre el sensor y el lector durante una adquisición de lectura;
 10 la figura 5 es un diagrama de bloques del sistema de sensor inalámbrico pasivo de la figura 1, expandido para incluir una interfaz de datos externos y funciones de manejo de datos remotos;
 la figura 6 es un diagrama de bloques del sistema de sensor inalámbrico pasivo de la figura 1, aumentado por una antena intermedia;
 la figura 7 es un diagrama de bloques de nivel superior de la circuitería interna del lector;
 15 la figura 8 es un diagrama de bloques de la porción de temporización y control de la circuitería del lector;
 la figura 9 es un diagrama de bloques de la porción de transmisión de la circuitería del lector;
 la figura 10 es un diagrama de bloques de la porción de recepción de la circuitería del lector;
 la figura 11 es un diagrama de bloques de la porción de bucle bloqueado de fase de la circuitería del lector;
 20 la figura 12 es un diagrama de bloques de la porción de contador de frecuencia de la circuitería del lector;
 la figura 13 es un diagrama de bloques de una realización alternativa de la porción de bucle bloqueado de fase de la circuitería del lector mostrada en la figura 11, con un temporizador de muestreo digital y funcionalidad de generación para implementar la muestra y mantenerla;
 25 la figura 14 es un diagrama de bloques que representa una realización alternativa de la circuitería interna del lector de la figura 7, en la que el PLL y el Contador de Frecuencia son reemplazados por la Circuitería de Muestreo Digital y la Circuitería de Análisis de Espectro;
 la figura 15 es un diagrama de bloques que representa una realización alternativa de la circuitería de temporización y control de la figura 8, en la que el temporizador de PLL y el temporizador de Contador de Frecuencia son reemplazados por un temporizador de Muestreo Digital y el temporizador de Análisis de Espectro, respectivamente;
 30 la figura 16 es un diagrama de bloques de la arquitectura interna del bloque de la Circuitería de Muestreo Digital de la figura 14; y
 la figura 17 es un diagrama de bloques de la arquitectura interna del bloque de la Circuitería de Análisis de Espectro de la Figura 14.

COMPENDIO

Se proporciona un dispositivo de lectura para interconectar con un sensor inalámbrico, cuya frecuencia resonante varía proporcionalmente con el parámetro detectado. El lector trasmite un impulso de energía corto
 40 a una frecuencia fija para hacer que el sensor inalámbrico suene en o cerca de su frecuencia resonante inmediatamente después de que finalice la transmisión. El lector recibe y amplifica la señal de sonido del sensor, y mide su frecuencia. En una realización, el lector lleva a cabo esta medición enviando la señal a un bucle de fase bloqueada ("PLL") que bloquea a la frecuencia de sonido del sensor. Una vez que el PLL ha bloqueado la frecuencia de sonido, el oscilador controlado de tensión ("VCO") del PLL es colocado en un
 45 modo de espera para mantener la frecuencia VCO en la frecuencia bloqueada. La frecuencia VCO es contada para determinar la frecuencia resonante del sensor. Alternativamente, la propia tensión de control VCO es muestreada y es usada para determinar la frecuencia resonante del sensor basándose en una correlación conocida. Cuando la tensión de control VCO es muestreada, la frecuencia VCO puede no necesitar ser bloqueada si el muestreo de tensión es lo suficientemente rápido. Son descritos también los
 50 métodos y sistemas de determinación de frecuencia adicionales que implican análisis de espectro digital.

DESCRIPCIÓN DETALLADA

Se proporciona un sistema de sensor inalámbrico pasivo que incluye un lector 10 en comunicación remota con un sensor 12. El lector 10 es capaz de excitar el sensor 12 transmitiendo una señal, tal como un impulso
 55 de radiofrecuencia ("RF"), en o cerca de la frecuencia resonante del sensor 12. (Véase figura 1). El sensor 12 puede emitir una señal de llamada durante un corto periodo de tiempo en respuesta al impulso de excitación desde el lector 10.

El sensor 12 puede ser un dispositivo pasivo, que no contiene fuente de alimentación propia, y es capaz de
 60 emitir una señal de llamada 16 en respuesta a una señal de excitación 14 en o cerca de la frecuencia resonante del sensor 12. El sensor 12 puede ser configurado para detectar un parámetro específico. Por ejemplo, el sensor 12 puede incluir una inductancia fija 13 y un condensador 15 que varía basándose en el parámetro detectado. La variación de capacitancia o inductancia altera la frecuencia resonante del sensor 12. Debería apreciarse, sin embargo, que el sensor 12 puede ser cualquier sensor inalámbrico conocido en la

técnica capaz de comunicación remota con el lector 10. Además, mientras el sensor 12 es descrito como un sensor resonante de RF, se apreciará que el sensor 12 puede ser un sensor resonante acústicamente, un sensor resonante ópticamente, u otro sensor similar conocido en la técnica. El lector 10 puede emplear señales correspondientes para activar el sensor 12. Además, el sensor 12 puede ser un sensor activo o un sensor pasivo.

En una realización, el sensor 12 comprende al menos un elemento inductivo 13 y un elemento capacitivo 15. Para variar la frecuencia resonante del sensor 12 en proporción al parámetro detectado, o bien el elemento inductivo 13, o bien el elemento capacitivo 15, o bien ambos, pueden ser configurados para cambiar la inductancia o capacitancia proporcionalmente con el parámetro detectado. En un ejemplo de realización mostrado en la figura 1, el elemento capacitivo 15 es variable y el elemento inductivo 13 es fijo. Ejemplos típicos de tales componentes son sensores que cambian su capacitancia en respuesta a cambios de presión. Tales sensores de presión capacitivos son bien conocidos en la técnica.

En una realización, al menos un elemento inductivo 13 en el sensor 12 funciona también como una antena para sensor 12, que acopla la energía a y desde otra antena 26 ubicada sobre lector 10.

El lector 10 puede excitar el sensor 12 transmitiendo un impulso de excitación 14 en la proximidad del sensor 12. Por ejemplo, el lector puede emitir un impulso 14 de excitación de RF en o cerca de la frecuencia resonante del sensor 12. El sensor 12 puede emitir una señal de llamada 16 en respuesta al impulso 14 de excitación. El lector 10 puede determinar la frecuencia de la señal de llamada 16 con el fin de determinar el valor del parámetro detectado.

La figura 2 es un diagrama de flujo que ilustra un ejemplo de los pasos que pueden estar implicados en el proceso del lector 10 que adquiere una lectura desde el sensor 12. Cada paso puede consistir de múltiples pasos escalonados y tales pasos pueden estar escalonados a distintos niveles. Sin embargo, sólo los pasos básicos, de nivel superior son mostrados para clarificar la secuencia de operación del lector durante la adquisición de lectura. En la condición inicial 202, el sensor 12 está ya configurado de tal manera que su frecuencia resonante es proporcional al parámetro detectado. Algunos ejemplos de los parámetros detectados que pueden ser medidos con sensores capacitivos o inductivos son presión, temperatura, aceleración, tasa angular, nivel de PH, nivel de glucosa, salinidad, viscosidad, constante dieléctrica, amortiguación, proximidad, nivel de electrolitos, y nivel de oxígeno. Adicionalmente, pueden ser detectados también otros parámetros conocidos.

El sensor 12 está ubicado remotamente del lector 10. En una realización, el sensor 12 está implantado dentro de un cuerpo humano o animal vivo para tomar medidas fisiológicas. Las ubicaciones posibles de interés incluyen, pero no están limitadas a: vasos sanguíneos, cráneo, ojos, vejiga, estómago, pulmones, corazón, superficie muscular, superficie ósea, o cualquier cavidad corporal. El sensor 12 puede ser implantado durante períodos de tiempo agudos a corto plazo, o crónicos a largo plazo. El sensor 12 puede ser autónomo, o puede estar incorporado con otro dispositivo tal como un catéter, un estent, un shunt, un filtro, un marcapasos, el cable de marcapasos, dispositivo de cierre vascular, y similares.

El sensor 12 está diseñado para tener un rango 220 de frecuencia operativa (no mostrada en la figura 2) que corresponde con un rango de valores del parámetro detectado. Cuando se desea adquirir una lectura, el lector 10 puede transmitir un impulso 14 de excitación en la proximidad del sensor 12 como en el bloque 204 de la figura 2. El impulso 14 puede ser una breve ráfaga de energía a una frecuencia fija predeterminada. La frecuencia del impulso 14 puede ser seleccionada para estar en o cerca del rango 220 de frecuencia de funcionamiento de la parte central del sensor 12, y el ancho de banda del impulso 14 puede ser estrecho. Una ventaja de un impulso de ancho de banda estrecho es que es menos probable que interfiera electromagnéticamente con otros dispositivos alrededor de éste. Una ventaja adicional de un impulso de ancho de banda estrecho es que permite al sistema cumplir más fácilmente con las ormas del gobierno o de la industria con respecto a la asignación de espectro electromagnético, habilitando a los diseñadores de sistema para seleccionar una frecuencia de impulso dentro de una banda ajustada especificada por tales norma. En una realización, el impulso 14 es estrecho y centrado en 13.56 MHz, que es una de las denominadas bandas Industriales, Científicas, y Médicas (ISM) asignadas para el uso en dispositivos de RF comerciales por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU). Aún otra ventaja de un impulso de ancho de banda estrecho es que puede requerir menos energía que una solución de transmisión continua equivalente, haciendo así al lector 10 más accesible al funcionamiento de la batería, y permitiendo el uso de componentes más pequeños que generalmente requieren menos disipación de calor que sus homólogos de mayor potencia. Finalmente, una ventaja de transmitir un impulso 14 de frecuencia fijo en el paso 204 de la figura 2 es que la circuitería de transmisión de lector 10 es simple comparada con las soluciones de frecuencia de barrido o transmisión continua.

Ya que el sensor 12 está en estrecha proximidad con el lector 10, el paso 206 de la figura 2 tiene lugar ahora.

El sensor 12 es energizado por el impulso 14 mediante el acoplamiento inductivo entre su antena y la del lector 10. El impulso 14 hace que la corriente fluya en la antena del sensor 12, energizando el circuito 'LC Tank' formado por el condensador 15 y la inductancia 13. El impulso 14 es generalmente de corta duración, y en el paso 208, lector 10 termina súbitamente el impulso 14. Inmediatamente la energía almacenada en el circuito LC Tank del sensor 12 comienza a disiparse, oscilando a frecuencia resonante del sensor 12 cuando así lo hace. La antena del sensor 12 emite así una señal de llamada 16 a esta frecuencia. Después de terminar la transmisión, el lector 10 debe inmediatamente ir a un módulo de recepción, como en el paso 210, con el fin de detectar la señal de llamada 16 y amplificarla.

Dependiendo de las condiciones de medición, la señal de llamada puede ser débil, ruidosa o de corta duración, lo que conduce a sanciones de precisión y de resolución durante la medición de la frecuencia. Por esta razón, el lector 10 puede bloquear y mantener la señal de llamada muestreada a frecuencia constante y amplitud fuerte en el paso 212, durante un tiempo suficiente para adquirir una medición de frecuencia de alta precisión en el paso 214.

La figura 3 ilustra de manera cualitativa las características idealizadas del lector 10 y del sensor 12 en el dominio de frecuencia, en una realización. El sensor 12 detecta su parámetro físico de interés a través de un rango operacional predeterminado de valores. Corresponde este rango de parámetro físico a un rango 220 de frecuencia operativa correspondiente. La curva 224 es la función de transferencia del sensor 12, cuando la frecuencia resonante del sensor 12 está en el mínimo de su rango 220 de frecuencia operativa. La función 224 de transferencia del sensor tiene su pico a la frecuencia resonante del sensor 12. Cuando el parámetro detectado varía dentro del rango operacional de valores, la función de transferencia de sensor se mueve correspondientemente dentro del rango 220 de frecuencia operativa. Así, dependiendo del valor del parámetro físico detectado, la función de transferencia del sensor puede estar centrada en cualquier sitio dentro del rango 220 de frecuencia operativa. Su frecuencia resonante (pico de la curva de función de transferencia) corresponderá con el valor del parámetro detectado. Cuando el parámetro detectado está en el otro extremo de su rango operacional, la función de transferencia del sensor resulta la función 222 de transferencia del sensor de frecuencia máxima.

La función 14 de banda estrecha en la figura 3 representa el impulso 14 de excitación mostrado en la figura 1. Su frecuencia, designada como f_{xmt} , es generalmente fijada para estar en o cerca del centro del rango 220 de frecuencia operativa. El impulso 14 es generalmente de ancho de banda estrecho, de corta duración de tiempo, y está fijado a una frecuencia predeterminada f_{xmt} . Estas características del impulso dotan al lector 10 con distintas ventajas sobre los lectores que deben barrer o variar sus frecuencias transmitidas: la circuitería más simple, el software/firmware de control más simple, consumo de energía total inferior (habilitando el funcionamiento de la batería), componentes de menor potencia (así más pequeños), menos disipación de calor interna, susceptibilidad reducida a interferencias electromagnéticas procedentes de una fuente exterior, probabilidad reducida de interferir electromagnéticamente con un dispositivo exterior, y facilidad de cumplimiento aumentada con las normas gubernamentales de asignación de frecuencia.

Otra característica importante mostrada en la figura 3 es la línea horizontal que representa el umbral 226 de detección de señal mínima del lector 10. Después de que el impulso 14 de excitación es desactivado, el sensor 12 disipará la energía recibida desde el impulso 14 de excitación. En ausencia del impulso 14 de excitación forzado, esta energía provoca la oscilación en la frecuencia resonante del sensor 12, emitiendo una señal de llamada 16 (no mostrada en la figura 3). La intensidad (amplitud) de la señal de la señal de llamada 16 es determinada por la intersección del impulso 14 de excitación y la función de transferencia del sensor: la amplitud de la señal de llamada estará limitada por el producto de las dos funciones en ese punto. La amplitud de este producto, en el punto de intersección, debe ser mayor que o igual al umbral 226 de detección de señal del lector 10 para que la señal de llamada 16 sea detectada y medida por el lector 10.

La figura 4 proporciona un ejemplo ilustrativo, en el dominio de frecuencia, de un intercambio de señal típica entre lector 10 y el sensor 12. El proceso mostrado en esta figura es el mismo que el mostrado en la forma del diagrama de flujo en la figura 2. En el estado inicial mostrado en la figura 4a, el valor del parámetro detectado es tal que la función de transferencia 228 del sensor 12 está centrada a una frecuencia dentro del rango 220 de frecuencia operativa. Obsérvese que el parámetro detectado (y por tanto la función de transferencia 228) cambian en una escala de tiempo mucho más lentamente que las señales electrónicas que van entre el sensor 12 y el lector 10, y por tanto la función de transferencia 228 es cuasi estática con relación a dichas señales. Ya que el parámetro detectado es cuasi estático con relación a las señales electrónicas, el lector 10 es capaz de tomar múltiples muestras durante un intervalo de tiempo corto y promediar dichas muestras para obtener una medición más precisa.

En la figura 4b, el impulso 14 de excitación es generado por el lector 10. El impulso 14 es una señal de ancho de banda estrecho, centrado en la frecuencia f_{xmt} , que está en o cerca del centro del rango 220 de frecuencia operativa. Cuando el lector 10 genera el impulso 14 de excitación en la proximidad física del sensor 12, la

energía es transferida desde el lector 10 al sensor 12. En una realización, esta transferencia de energía ocurre por acoplamiento inductivo, con f_{xmt} en la banda de frecuencia de RF. Obsérvese el punto de intersección 230 entre el impulso 14 de excitación del lector y la función 228 de transferencia del sensor. El producto de las dos amplitudes en este punto determinará la amplitud de la señal de llamada 16.

5 A continuación, en la figura 4c, el lector 10 deja de transmitir el impulso 14 de excitación. Cuando cesa la energía de excitación, el sensor 12 se desplaza desde una característica de accionamiento forzado a la frecuencia de transmisión con error de fase debido a la resonancia de frecuencia de transmisión desactivada, a una característica resonante pasiva a una frecuencia que depende de la frecuencia resonante del sensor y de sus alrededores, aproximadamente en el pico de la curva 228. Debido a la energía resonante dentro de la inductancia del sensor 12, se genera un campo magnético variable en el tiempo alrededor del sensor 12 a esta frecuencia resonante, que puede ser detectado en el lector 10 como una señal emitida a esta frecuencia resonante.

15 Obsérvese que si el sensor 12 es expuesto a un parámetro detectado que mueve la función de transferencia 228 aún más hacia la derecha en la figura 4b (en la dirección de f_{res} creciente) entonces la amplitud de la curva 228 en el punto de f_{xmt} disminuye, causando que el nivel de intersección 230 disminuya también. Cuando f_{res} aumenta más y alcanza f_{max} , la amplitud de intersección 230 iguala el umbral 226 de detección mínima del lector 10. Si la función de transferencia 228 se mueve aún más hacia la derecha, f_{res} excede de f_{max} , y la amplitud de intersección 230 cae por debajo del umbral de detección 216 del lector 10. Ahora el lector 10 ya no puede detectar la señal de llamada 16, es decir f_{res} está fuera del rango 220 de frecuencia operativa del sistema. Obsérvese que el sensor 12 debe estar diseñado de tal manera que su función de transferencia 228 tenga un ancho de banda suficientemente amplio para mantener una amplitud de intersección 230 por encima del umbral de detección 226 del lector 10 a través de todo el rango 220 de frecuencia operativa. Sin embargo, diseñar el sensor 12 con una función de transferencia 228 amplia generalmente baja la amplitud de pico de la función de transferencia 228, así debe encontrarse un equilibrio entre la amplitud y el ancho de banda. En general está claro a partir de la figura 4 que la capacidad del lector 10 para detectar y medir la señal de llamada 16 dependerá también del nivel de potencia de la señal de llamada después del cese del impulso 14 de excitación, en el sistema Q, y la duración de tiempo de la señal de llamada 16.

Las formas de función de transferencia 228, de las señales 14 y 16, y del rango 220 operativo mostrado en la figura 4 son ilustrados como ejemplos. En algunas realizaciones, la función de transferencia 218 puede tener diferentes características, y puede no ser simétrica alrededor de f_{res} , que está en su pico. Adicionalmente, el rango 220 operativo puede no ser simétrico alrededor de f_{xmt} , la frecuencia del impulso de excitación 16. Puede ocurrir una asimetría del rango 220 operativo como resultado de las características del sensor 12, o puede ser diseñado a propósito, con el fin de desplazar las asimetrías en la función de transferencia 228, la señal de excitación 16, o la señal de llamada 14.

40 En una realización alternativa, el lector 10 puede transmitir un impulso que no está cerca del centro del rango 220 operativo del sensor 12. En este caso el lector 10 transmite un impulso a una frecuencia que está relacionada armónicamente con una frecuencia dentro del rango 220 operativo del sensor 12. Es decir, un armónico más elevado o más bajo resultante del impulso o impulsos transmitidos es utilizado como el impulso de excitación 16 mostrado en la figura 4.

45 En aún otra realización, el lector 10 puede transmitir dos o más impulsos de excitación a diferentes frecuencias, bien simultáneamente o bien en diferentes momentos. Estos impulsos de excitación múltiples pueden excitar diferentes partes del rango 220 de frecuencia operativa. Alternativamente, las frecuencias creadas añadiendo o restando combinaciones de estos impulsos múltiples, o de sus armónicos, pueden servir como la frecuencia de excitación 16 en la figura 4. Los impulsos de excitación pueden asumir también una forma Gaussiana, u otra forma no sinusoidal.

50 Con referencia otra vez a la figura 1, el lector 10 puede incorporar también la circuitería para convertir las lecturas de frecuencia de llamada procedentes del sensor 12 a formato digital, y almacenar estos en una memoria integrada. Además de mediciones procedentes del sensor 12, la memoria del lector 10 puede almacenar también otros datos relevantes. Ejemplos incluyen datos de marcas de tiempo, coeficientes de calibración, firmware requerido para realizar funciones del sistema, actualizaciones de firmware, números de pieza, números de serie, registros de uso, datos históricos, datos de configuración, datos de diagnóstico, información sobre la ubicación del anfitrión y aplicación del sensor, y datos definidos por el usuario.

60 El lector 10 puede incorporar también interfaces humanos tales como una pantalla de presentación, LED, o una indicación audible, correspondiente con algún aspecto de los datos de frecuencia. Además, el lector 10 puede procesar los datos de frecuencia que recibe, realizando tales funciones como promediar, filtrar, ajustar la curva, vigilar el umbral, marcar el tiempo, análisis de tendencia, comparación con otros datos, y similares.

El lector 10 puede comunicar también con una interfaz de datos 17, como se ha mostrado en la figura 5. La interfaz de datos 17 es externa al lector 10, y está configurada para recibir señales electrónicas desde el lector 10, y transmitir señales al lector 10. Adicionalmente, la interfaz de datos 17 puede proporcionar energía al lector 10, por ejemplo cargando una batería ubicada en el lector 10. Ejemplos de interfaces de datos 17 incluyen un ordenador anfitrión, una estación de acoplamiento, una red de telefonía, una red de telefonía celular, una red GPS, una red óptica, una red Bluetooth, una red de área de almacenamiento, un sitio web de Internet, una base de datos remota, un dispositivo de entrada de datos, un sonido audible, y una pantalla de presentación.

El lector 10 y la interfaz de datos 17 pueden estar conectados directamente entre sí o indirectamente a través de un dispositivo intermedio, o pueden comunicarse mediante una conexión remota. Pueden residir en el mismo alojamiento. El lector 10 y la interfaz de datos 17 pueden estar conectados mediante un cable o por un enlace inalámbrico. El lector 10 puede enviar información a la interfaz de datos 17. Ejemplos incluyen datos relacionados con el sensor 12, mediciones tomadas a partir del sensor 12, datos de marcas de tiempo, número de pieza, número de serie, información de revisión de firmware, registros de uso, datos de diagnóstico, datos históricos, datos de estado, datos de configuración, información sobre la ubicación de anfitrión y aplicación del sensor, y datos definidos por el usuario. La interfaz de datos 17 puede proporcionar datos y comandos al lector 10. Por ejemplo, la interfaz de datos 17 puede proporcionar al lector 10 con información con respecto a horarios e intervalos para muestrear el sensor 12, coeficientes de calibración o tablas de búsqueda, firmware requerido para realizar funciones del sistema, actualizaciones de firmware, ajustes de configuración, comandos de diagnóstico, restauraciones, reinicios, datos definidos por el usuario, y comandos emitidos por el usuario.

La interfaz de datos 17 puede comunicar además con un sistema 18 de datos remoto para intercambiar señales de estado y control, así como para proporcionar datos del sensor. El sistema 18 de datos remoto puede incluir un módulo 19 de reunión de datos para recibir datos desde la interfaz de datos 17, un módulo 20 de registro de datos para almacenar los datos recibidos, y una presentación 21 de datos para presentar los datos de sensor. Como la interfaz de datos 17, el sistema 18 de datos remoto puede almacenar y procesar los datos, emitir comandos, y distribuir estos datos y comandos, permitiendo la comunicación con múltiples usuarios sobre una red de datos. Como la conexión entre el lector 10 y la interfaz de datos 17, la conexión entre la interfaz de datos 17 y el sistema 18 de datos remoto puede ser a través de un cable o puede ser inalámbrica. La configuración mostrada en la figura 5, donde el lector 10 conecta con la interfaz de datos 17 a través de un cable, y la interfaz de datos 17 conecta con el sistema 18 de datos remoto de manera inalámbrica, es un ejemplo de realización. Aunque el ejemplo en la figura 5 asocia las funciones de registro y presentación de datos con el sistema 18 de datos remoto, será obvio para los expertos en la técnica que estas funciones pueden ser llevadas a cabo también por la interfaz de datos 17 externa o el lector 10.

El sistema del lector 10, el sensor 12, e interfaz de datos 17 descritos anteriormente es particularmente ventajoso en una realización en el campo de la telemetría biomédica. En esta realización el sensor 12 es implantado en un ser humano vivo, para detectar un parámetro fisiológico, por ejemplo presión sanguínea detectada desde dentro de una arteria. El sensor 12 es muy adecuado para esta aplicación ya que puede hacerse muy pequeño por técnicas convencionales, y ya que es un sensor pasivo no requiere fuente de energía integrada que se agotará eventualmente. El lector 10, por su parte, puede ser lo suficiente físicamente pequeño para ser portátil, alimentado con baterías, térmicamente frío, y electromagnéticamente compatible con otros dispositivos electrónicos en su proximidad. Estos atributos provienen de circuitos simples, de baja potencia que generan el impulso de excitación 14 de frecuencia fija, de banda estrecha como se ha descrito anteriormente. Así el lector 10 puede ser usado de manera cómoda sobre la ropa de una persona en la proximidad del sensor 12 implantado, tomando lecturas frecuentes y procesándolas/almacenándolas. Periódicamente, por ejemplo diariamente, el usuario puede posicionar el lector 12 sobre la interfaz de datos 17 en la forma de un puesto de acoplamiento. La interfaz de datos 17 puede contener la circuitería para cargar la batería del lector 12, actualizar las configuraciones y el software del lector 12, y descargar sus datos. La interfaz de datos 17 puede comunicar también estos datos al usuario, y a otras personas interesadas tales como el médico del usuario, mediante Internet o enlace telefónico. Debido al esquema de excitación de baja potencia utilizado por el lector 12, tal sistema puede tomar lecturas frecuentes, precisas de presión sanguínea con un mínimo de inconveniencia para un paciente, y comunicar esto a los cuidadores de manera eficiente. Claramente, esta realización se puede aplicar también para detectar cualquier otro parámetro fisiológico interno que puede efectuar un cambio en la frecuencia resonante sobre un sensor LC pasivo.

En una variante de esta realización, el sensor 12 es incorporado con otro dispositivo médico implantable que realizan una función diferente. Por ejemplo, el sensor 12 puede ser un sensor de presión sanguínea incorporado con un dispositivo de cierre vascular, tal como el producto Angio Seal de St. Jude Medical, Inc., of St. Paul, Minnesota. En aún otra variación de esta realización, el lector 10 puede ser incorporado con otro

dispositivo. Por ejemplo, el lector 10 puede ser unido a un teléfono móvil, un par de gafas, un reproductor de música portátil, un videojuego, un artículo de ropa, o un reloj de pulsera.

5 El sensor 12, que comprende el condensador 15 y la inductancia 13, puede ser tal que estos elementos del circuito son ensamblados en un único paquete. Alternativamente, algunas aplicaciones pueden hacerlo ventajoso para ubicar el condensador 15 lejos de la inductancia 13, con los dos elementos conectados por cables conductores. Como un ejemplo, en la realización donde un sensor 12 es implantado en un cuerpo humano, el condensador 15 sensible a la presión podría ser ubicado en el lugar donde se ha encontrado la presión de interés, y la inductancia 13, que actúa como una antena, puede estar ubicado más próximo a la superficie de la piel, minimizando la distancia de acoplamiento inalámbrico entre el sensor 12 y el lector 10. Los cables conductores de conexión pueden tomar cualquier número de formas bien conocidas, incluyendo cables, filamentos de cables, circuitos flexibles impresos, circuitos rígidos impresos, alimentaciones pasantes o clavijas rígidas.

15 En la realización implantable, puede ser ventajoso también diseñar el sensor 12 para que pueda ser utilizable para métodos de implante mínimamente invasivos, tales como administración a base de catéter. Adicionalmente, puede ser deseable que una porción del sensor implantable sea radiopaca o reflectante a los ultrasonidos, para ayudar a diagnósticos de implante y posteriores al implante.

20 El sensor 12 puede ser fabricado mediante varias tecnologías bien conocidas. El sensor capacitivo 15 puede ser fabricado por tecnologías de sistemas micro-electromecánicos (MEMS), técnicas litográficas, o técnicas de mecanización clásica. La inductancia 13 pueden ser una bobina de hilo enrollado ; un FR4, Teflon, Rogers, u otra tarjeta de circuito impresa; una Cerámica Recocida a Baja Temperatura (LTCC), cinta verde, u otra tarjeta de circuito impresa de cerámica; o cualquier otra tecnología de inductancia conocida para los expertos en la técnica. La inductancia 13 puede ser con núcleo o sin núcleo, y puede utilizar además materiales magnéticos incorporados en una de las tecnologías de tarjeta de circuito impreso o cerámica mencionadas anteriormente. La inductancia y el condensador pueden ser empaquetados juntos como un módulo de múltiples chips (MCM).

30 En otra realización, el sistema de la figura 1 puede comprender además una antena 240 intermedia, como se ha mostrado en la figura 6. La antena 240 intermedia comprende dos antenas: la antena 242 del lado del lector y la antena 224 del lado del sensor, que están conectadas juntas en serie. La antena 240 intermedia puede mejorar el acoplamiento de señal entre el lector 10 y el sensor 12, y puede ser útil en casos donde existen múltiples barreras 246 y 248 entre el lector 10 y el sensor 12, que no son penetradas fácilmente por cables conductores. Como un ejemplo, para un sensor 12 implantado en un vaso sanguíneo, la Barrera 2 (248) representa la pared del vaso sanguíneo, y la Barrera 1 (246) representa la superficie de la piel. Con la antena 240 intermedia en su lugar, el acoplamiento de señal entre el lector 10 y el sensor 12 es más eficiente, ya que tiene lugar con conducción a través de conductores en vez de por radiación a través de cualquier medio en que se encuentra el sistema. Adicionalmente, las antenas 242 y 244 puede cada una ser dimensionada para hacer coincidir sus antenas correspondiente sobre el sensor 12 y el lector 10, mejorando además la eficiencia de acoplamiento. Finalmente, la antena 244 del lado del sensor puede estar alineada con precisión a través de la inductancia 13 del sensor, reduciendo errores debido a la desalineación entre lector 10 y el sensor 12 que podría ocurrir en la ausencia de la antena 240 intermedia. La antena 240 intermedia puede estar hecha de circuitos flexibles, bobinas de hilo enrollado, u otros medios ampliamente disponibles. Obsérvese también que el concepto puede extenderse a aplicaciones donde existen más de dos barreras, añadiendo más antenas 240 intermedias para cada par de barreras.

50 En otra realización, el sensor 12 en la figura 1 puede comprender además un segundo circuito LC Tank, con una inductancia y condensador separados, llamado Resonador de Referencia. El Resonador de Referencia puede ser fabricado utilizando los mismos materiales, procesos, y partes que el Resonador de Detección comprendido de la inductancia 13 y del condensador 12, pero con dos diferencias clave. En primer lugar, los componentes del Resonador de Referencia son fijos en valor y no varían con el parámetro detectado. En segundo lugar, su frecuencia resonante fija está diseñada para estar fuera del Rango 220 de Frecuencia Operacional del resonador de detección. El propósito del Resonador de Referencia es proporcionar una lectura de fondo que puede ser utilizada para corregir la lectura del sensor adquirida por el lector 12. Ciertos factores que conducen a imprecisión, tal como la distancia del lector, cambia en el medio intermedio, orientación del sensor al lector, envejecimiento de los componentes, tensión mecánica, sollicitación eléctrica, desgasificación, temperatura, crecimiento celular, coagulación sanguínea, etc., puede afectar al Resonador de Referencia de una manera similar a la del resonador de detección. Entendiendo la relación entre la desviación del Resonador de Referencia de su frecuencia fija y la desviación del resonador de detección de su frecuencia nominal, el lector puede proporcionar los factores de corrección a la frecuencia detectada basándose en la lectura de Referencia. En esta realización, los pasos extra son introducidos en la figura 2 entre los pasos 202 y 204, en los cuales el lector 10 transmite un impulso de excitación a la frecuencia resonante nominal del Resonador de Referencia, observa cualquier desviación en la frecuencia de llamada

de Referencia, y calcula (u obtiene a partir de una tabla de búsqueda) un factor de corrección apropiado para la próxima lectura obtenida en el paso 210. Alternativamente, la lectura de referencia puede ser tomada después de la lectura de detección. Aunque cada cambio que sufre el Resonador de Detección puede no afectar al Resonador de Referencia exactamente de la misma manera, este método de "auto-calibración" puede mejorar el rendimiento eliminando o reduciendo algunas de las imprecisiones que son comunes a ambos resonadores. Estas pueden ser, por ejemplo, asociadas con la distancia, orientación, reacciones fisiológicas, cambios en tejido intermedio, y otros cambios a largo plazo en el comportamiento del sensor 12 a menudo denominados colectivamente "derivación del sensor". Adicionalmente, debe tenerse cuidado en la selección de frecuencia, y otros aspectos de diseño del Resonador de Referencia, para evitar el acoplamiento con el resonador de detección original, y la interacción común con el lector.

El lector 10 incluye la circuitería para enviar el impulso 14 de excitación, recibir la señal de llamada 16, y procesar la señal de llamada 16. (figura 7). Por ejemplo, el lector 10 incluye la circuitería 22 de temporización y control para configurar y activar los otros circuitos en el lector 10. Las flechas llenas a y y desde la circuitería 22 de temporización y control representan las interfaces de control, tales como señales digitales o de baja frecuencia. La circuitería 22 de temporización y control genera además una señal RF (ilustrada como la flechas de línea discontinua) que es enviada a la circuitería 24 de transmisión. La circuitería 24 de transmisión recibe la señal RF y envía el impulso 14 de excitación a la antena 26 para excitar el sensor 12. La circuitería 22 de temporización y control puede proporcionar solamente la señal RF a la circuitería 24 de transmisión durante los intervalos cuando el impulso de excitación está siendo transmitido para impedir la fuga o acoplamiento a otros nodos en el sistema.

El lector 10 incluye además una antena 26 conectada a la circuitería 24 de transmisión y a la circuitería 28 de recepción. La circuitería 24 de transmisión utiliza la antena 26 para transmitir el impulso de excitación 14, mientras la circuitería 28 de recepción utiliza la antena 26 para recibir la señal de llamada 16. En una realización, la antena 26 está conectada tanto a la circuitería 24 de transmisión como a la circuitería 28 de recepción en todo momento en vez de ser cambiada entre transmisión y recepción. Este diseño de antena 26 compartido requiere consideración especial para impedir el daño a la circuitería 28 de recepción. Específicamente, debe tenerse cuidado de no sobrecargar las etapas sensibles del amplificador de la circuitería 28 de recepción. Adicionalmente, el lector 10 requiere una rápida transición entre la condición de rebose extrema presente mientras la circuitería 24 de transmisión está accionando la antena 26, y la condición de baja tensión presente en la antena 26 durante las fases de recepción y amplificación. Por ejemplo, la tensión en la antena 26 puede exceder los 200 V de pico a pico durante la transmisión del impulso de excitación, y puede ser de milivoltios de un único dígito, decayendo rápidamente a microvoltios, durante la recepción inmediatamente siguiente al impulso 14 de excitación. Aunque el lector 10 es descrito como que tiene una antena 26 compartida, se apreciará que el lector 10 puede incorporar más de una antena para realizar de manera separada las funciones de transmitir el impulso 14 de excitación y recibir la señal de llamada 16.

El lector 10 incluye además un bucle 30 de fase bloqueada (PLL) para recibir y bloquear sobre la señal de llamada 16. La circuitería 28 de recepción puede amplificar y condicionar la señal de llamada 16 antes de enviarla al PLL 30. El PLL 30 incluye un oscilador controlado de tensión ("VCO") 32 (no mostrado en la figura 7) que puede funcionar para bloquear una frecuencia dentro del rango de las frecuencias de resonancia del sensor cuando no hay señal presente, o puede ser elegido para preferir una frecuencia por encima o por debajo del rango de frecuencias de resonancia del sensor cuando no hay señal presente para mejorar el tiempo de bloqueo cuando se recibe una frecuencia de resonancia de sensor. En una realización, se eligió un PLL que funcionó mejor cuando la frecuencia de bloqueo del PLL sin señal estaba ligeramente por encima del rango de frecuencias resonantes del sensor. El VCO 32 genera una señal de c.a. que es proporcional a la frecuencia de señal de llamada, denominada señal de recuento 250. El PLL 30 ajusta la señal de recuento dividida hacia abajo para hacer coincidir la frecuencia de la señal de llamada 16, y enviar la señal de recuento 250 a un contador 34. El VCO 32 se interconecta con el contador 34 de frecuencia que determina la frecuencia de señal de recuento 250, y proporciona una señal digital que representa esa frecuencia para la circuitería 36 de interfaz externa para transferir a la interfaz de datos 17. Operando el VCO 32 a una frecuencia más elevada que la de la señal de llamada 16, el tiempo requerido para contar y grabar la frecuencia de señal de recuento 250 del VCO 32 puede ser significativamente disminuido.

Cada componente del lector 10 está diseñado para funcionar eficazmente y reducir el consumo de energía. Con ese fin, el lector 10 incluye una funcionalidad de energía reducida. La circuitería 22 de temporización y control controla el estado de la energía de cada componente por medio de un despertador 38 conectado a cada componente. (figura 8). En el modo de energía reducida, algunos componentes pueden ser completamente desactivados mientras que otros componentes pueden operar en un modo de reposo, donde la energía permanece para mantener la configuración pero el circuito se vuelve estático para minimizar el consumo de energía.

La circuitería 22 de temporización y control puede posicionar cada componente del lector 10 en un modo de reposo o desactivado cuando no está en uso. Adicionalmente, el lector 10 completo puede ser posicionado en un modo de baja energía al nivel del sistema durante periodos de tiempo especificados por un controlador externo. La circuitería 22 de temporización y control puede incluir una memoria tampón 40 de configuración que recibe instrucciones de temporización desde la circuitería 36 de interfaz externa. Las instrucciones establecen el periodo de tiempo antes de entrar en modo de energía reducida, y otros periodos de tiempo para el despertador 38. Además de las instrucciones de temporización desde fuera del lector 10, la entrada en/salida del modo de energía reducida pueden activarse también por un umbral que es excedido por una de las señales a bordo. El firmware del lector 10 puede contener algoritmos para decidir entrada/salida del modo de energía reducida.

Durante una adquisición de lectura, el temporizador 38 de activación puede activar cada componente del lector 10 en el momento apropiado para asegurar que cada componente está en un estado operacional cuando es necesario. Específicamente, el temporizador 38 de activación puede comunicar con un temporizador 42 de transmisión, un temporizador 46 de recepción, un temporizador 48 de PLL, y un temporizador 50 de contador de frecuencia para activar y controlar los componentes respectivos del lector 10. Una vez iniciado, cada uno de estos temporizadores puede controlar y accionar el componente respectivo. Cuando es configurado, el temporizador 38 de activación puede retrasarse durante un intervalo especificado, que puede ser de cero segundos, antes de enviar una señal 52 de inicio para poner en marcha los otros temporizadores. Como se ha ilustrado en la figura 8, la señal 52 de inicio no es mostrada como una línea continua procedente del temporizador 38 de activación para los temporizadores respectivos con el fin de impedir el cruce de líneas y minimizar la confusión.

Una vez iniciado, el temporizador 42 de transmisión establece la secuencia y período apropiados para el control 54 de potencia, el control 56 de amortiguación, el control 58 de Q, y señales 60 para habilitar la RF para secuenciar apropiadamente la circuitería 24 de transmisión y transmitir el generador 44 de frecuencia. La señal 54 de control de potencia controla el estado de potencia y el estado de reposo de la circuitería 24 de transmisión. La señal 56 de control de amortiguación controla la activación de un circuito de amortiguación en la circuitería 24 de transmisión para disipar rápidamente la potencia de la antena 26 al final de un periodo de transmisión. La señal 58 de control de Q controla un circuito de conmutación en la circuitería 24 de transmisión para reducir la Q y modificar el ancho de banda de la antena 26 durante la recepción de la señal de llamada 16. La señal para habilitar la RF permite al generador 44 de frecuencia de transmisión enviar una señal de RF a la circuitería 24 de transmisión. En una realización, el generador 44 de frecuencia de transmisión proporciona solamente la señal de RF a la circuitería 24 de transmisión durante los periodos donde la circuitería 24 transmisión está transmitiendo un impulso 14 de excitación.

El temporizador 46 de recepción es configurado para establecer la secuencia y período apropiados para la señal 62 de control de potencia para secuenciar apropiadamente la circuitería 28 de recepción.

El temporizador 48 de PLL establece la secuencia de periodos apropiados para las señales 64 de control de potencia y 66 de modo S/H para secuenciar apropiadamente el PLL 30. La señal 64 de control de potencia controla el estado de la potencia y el Estado de reposo del PLL 30. La señal 66 de modo S/H controla una muestra y mantiene el circuito en el PLL 30, utilizado para provocar que el PLL se bloquee sobre la frecuencia transmitida a continuación sobre la frecuencia de la señal de llamada 16, a continuación mantiene la frecuencia de la señal de recuento 250 del VCO 32 a la frecuencia bloqueada hasta que la frecuencia es medida por el contador 34.

El temporizador 50 de contador de frecuencia establece la secuencia e intervalo de recuento apropiados para las señales 68 de control de potencia y 70 de recuento de inicio/parada para secuenciar apropiadamente el contador 34 de frecuencia. La señal 68 de control de potencia controla el estado de potencia y el estado de reposo del contador 34 de frecuencia. La señal 70 de recuento de inicio/parada controla el instante en el que el contador 34 de frecuencia comienza y finaliza la medición de la frecuencia de la señal de recuento 250 de VCO 32.

Obsérvese que aunque la figura 8 contiene señales que comparten el mismo nombre, tales como "Iniciar", "Configurar", y "Control de Potencia", cada una de estas señales es única para el bloque de circuito al que se conecta. Por ejemplo, la señal 68 de control de potencia procedente del bloque 50 de Temporizador de Contador de Frecuencia no es la misma señal que la señal 64 de control de potencia procedente del bloque 48 de Temporizador de PLL, como se ha descrito anteriormente.

La circuitería 24 de transmisión es configurada para transmitir el impulso 14 de excitación al sensor 12 por medio de la antena 26. (figura 7). El impulso 14 de excitación puede ser una ráfaga de frecuencia fija o que varía rápidamente en o cerca de la frecuencia resonante del sensor 12. Por ejemplo, el impulso 14 de excitación puede ser una ráfaga de frecuencia fija dentro de distintos anchos de banda de la frecuencia

resonante del sensor 12. Alternativamente, el impulso 14 de excitación puede ser una ráfaga o barrido de frecuencia fijo o que varía rápidamente de una muy corta duración, en o cerca de una frecuencia armónicamente relacionada con la frecuencia resonante del sensor 12. El impulso 14 de excitación puede ser también un impulso de banda ultra amplio. Esta pluralidad de aproximaciones del impulso 14 de excitación es posible ya que la señal de llamada 16 es recibida cuando han cesado las transmisiones del impulso 14 de excitación. Por lo tanto, las transmisiones del impulso 14 de excitación pueden estar limitadas a bandas de frecuencia, amplitudes y esquemas de modulación aceptables para los organismos reguladores gubernamentales. Las normas de radiofrecuencia puede no aplicarse al sensor 12 ya que el sensor 12 es un dispositivo puramente pasivo.

El impulso 14 de excitación no requiere tiempo de transmisión significativo ya que una única transmisión de energía corta da como resultado una muestra única y completa de la señal de llamada 16. El consumo de potencia puede reducirse utilizando un ciclo de trabajo de transmisión menor, reduciendo por ello el ciclo de trabajo de transmisión, de recepción, de recuento, y la circuitería de tratamiento digital. Reduciendo el consumo de potencia la alimentación de la batería se convierte en una opción mucho más viable para alimentar el lector 10.

El impulso 14 de excitación puede ser configurado para maximizar varios parámetros del sistema. Por ejemplo, si se utiliza un impulso 14 de excitación de frecuencia fija, la frecuencia de la ráfaga puede ser configurada para maximizar parámetros tales como la potencia de pico de transmisión permisible máxima, máxima libertad de interferencia dentro de banda o cerca de la banda durante el intervalo de "recepción" mientras el PLL está siendo bloqueado a la señal de llamada 16, máxima aceptación mundial de una frecuencia particular para las transmisiones del lector para el propósito del sensor deseado, u otros de dichos criterios.

La figura 9 ilustra la circuitería 24 de transmisión. Un cambiador 72 de nivel de la circuitería 24 de transmisión recibe las señales 54, 56, 58 de control y la señal de RF procedentes de la circuitería 22 de temporización y de control. El cambiador 72 de nivel almacena temporalmente las entradas y convierte los niveles lógicos de control a niveles de accionamiento de circuito. Un accionador 74 de transmisión amplifica la señal de RF para proporcionar suficiente potencia para accionar la antena 26. El circuito 76 de control de Q es activado durante la recepción para reducir la Q de la antena 26 combinada y del bloque 82 de sintonización y de c.c. Un circuito 78 de amortiguación es activado brevemente de manera inmediata al final de la transmisión del impulso 14 de excitación para absorber la energía en la antena y permitir que la antena responda a la señal de llamada 16. El circuito 78 de amortiguación puede proporcionar un factor Q diferente a la antena para mejorar la recepción de la llamada 16. La circuitería 80 de control de potencia controla el encendido y el modo de reposo para los componentes en la circuitería 24 de transmisión. El bloque 82 de sintonización y de c.c. ajusta la sintonización para la antena 26 e impide a la corriente continua cargarse inapropiadamente hacia los circuitos 78 de amortiguación. La salida de RF o el impulso 14 de excitación desde la circuitería de transmisión es encaminado tanto hacia la antena 26 como hacia la circuitería 28 de recepción.

Una vez que es transmitido el impulso 14 de excitación por la circuitería 24 de transmisión, la circuitería 28 de recepción es configurada para escuchar la señal de llamada 16. Con referencia a la figura 10, una memoria tampón/fijador 84 de Z elevada incluye un dispositivo de entrada de alta impedancia ("Z elevada") que limita el efecto de la circuitería 28 de recepción sobre la sintonización realizada por el bloque 82 de sintonización y c.c. La memoria tampón/fijador 84 de Z elevada sirve además para proteger las etapas amplificadoras 86 de las tensiones extremas presentes en la antena 26 durante la transmisión del impulso 14 de excitación. Las tensiones en la antena 26 pueden alcanzar más de 200 V de pico a pico durante la transmisión del impulso de excitación, requiriendo aproximadamente sólo 60 picofaradios de capacitancia para sintonizar la antena 26. En una realización, es utilizado un condensador de 1 picofaradio con un dispositivo de limitación de corriente de entrada de impedancia elevada sobre un circuito de transmisión de 13,56 MHz. Las uniones de diodos de baja capacitancia que derivan sobretensión a la fuente de alimentación y subtenión a tierra pueden ser colocadas sobre el lado del receptor del condensador de 1 pF, de manera que el condensador limita la corriente a través de los diodos ya que protegen el amplificador del receptor de altas tensiones durante la transmisión a través de la antena 26.

Las etapas amplificadoras 86as 86 amplifican la señal de llamada 16 a un nivel suficiente para accionar la entrada del PLL 30. El diseño cuidadoso de las etapas amplificadoras 86as 86 es requerido para conseguir la respuesta transitoria adecuada cuando la señal del impulso 14 de excitación transmitida es eliminada y amortiguada, y la señal de llamada 16 de bajo nivel es recibida. Las etapas amplificadoras de puerta común con cargas de drenaje reactivo sintonizado de bajo Q pueden ser utilizadas para acondicionar la salida de la memoria tampón/fijador 84 de Z elevada, seguida por distintos filtros intercalados entre etapas amplificadoras de ganancia elevada. Los filtros pueden ser bien filtros de resistencia-condensador ("RC") o bien filtros de inductancia-condensador ("LC"). En una realización, los filtros pueden ser todos filtros de paso de banda RC. Otra etapa amplificadora de puerta común con carga de drenaje reactivo sintonizado de bajo Q puede ser

utilizada para el acondicionamiento final del paso de banda antes de alimentar la señal a la entrada del PLL 30. Este diseño habilita todos estos tipos de amplificadores a funcionar desde niveles de entrada de señal extremadamente bajos a niveles de entrada de señal extremadamente altos sin distorsión de señal tal como duplicar o reducir a la mitad la frecuencia debido a las características de saturación de etapa, así como la

5

excelente impedancia de entrada elevada alcanzable con las etapas amplificadoras de puerta común y las excepcionales características de respuesta transitoria del filtro RC intercalado entre las etapas amplificadoras de ganancia elevada. Se debe tener especial cuidado en el aislamiento de potencia y señal de etapa a etapa para impedir oscilaciones indeseadas debido a la extrema ganancia asociada con las etapas amplificadoras 86as 86.

10

La circuitería 88 de control de potencia puede aplicar y eliminar potencia a y desde las etapas amplificadoras 86 y la memoria tampón en la memoria tampón/fijador 84 de Z elevada para reducir el consumo de potencia. Debería observarse que la memoria tampón/fijador 84 de Z elevada está diseñada para proporcionar protección total incluso con potencia eliminada como exceso de energía activará meramente las etapas amplificadoras 86 hasta que sea disipada. La impedancia de entrada es lo suficientemente elevada para limitar el exceso de potencia para impedir sobrecargar las etapas amplificadoras 86. En una realización, la circuitería 28 de recepción está activa durante la transmisión del impulso 14 de excitación para disminuir el tiempo requerido para que el PLL 30 se bloquee en la señal de llamada 16.

15

20

El PLL 30 recibe la señal de llamada 16 amplificada y acondicionada desde la circuitería 28 de recepción. Con referencia a las figuras 10 y 11, la señal de RF procedente de las etapas amplificadoras 86 de la circuitería 28 de recepción alimenta una memoria tampón 90 de RF del PLL 30. La memoria tampón 90 de RF puede alimentar la señal de RF a un divisor 92 de RF que divide la frecuencia de señal de RF por un valor entero. (figura 11). El divisor 92 de RF alimenta a continuación la señal de RF a una primera entrada de un detector 94 de frecuencia de fase. La salida del detector 94 de frecuencia alimenta un amplificador 96 de muestreo y contención (S/H) de error. El amplificador 96 S/H de error controla la frecuencia del VCO 32. La señal de recuento 250 emitida por el VCO 32 alimenta al divisor 98 de VCO, cuya salida a su vez alimenta una segunda entrada al detector 94 de frecuencia de fase. El PLL 30 puede incluir una memoria tampón 102 de salida para reducir la carga del VCO 32 mientras que reenvía la frecuencia de la señal de recuento 250 al contador 34 de frecuencia. El divisor 98 de VCO permite al VCO 32 operar a una frecuencia significativamente más elevada que la frecuencia de llamada 16. Como resultado, el tiempo requerido para contar y grabar la frecuencia de señal de VCO puede ser significativamente reducido. Además, el intervalo de recuento más corto reduce la derivación VCO durante el recuento y permite una tasa de muestreo más elevada.

25

30

35

El detector 94 de frecuencia de fase es configurado para determinar la frecuencia y el error de fase entre la señal de RF dividida y la señal VCO dividida. Esto se logra mejor filtrando y amplificando la señal que es alimentada al amplificador 96 S/H de error. Además, la característica S/H puede reenviar óptimamente la señal filtrada y amplificada para controlar el VCO 32. De esta manera, un bucle de control cerrado está formado para provocar que la frecuencia de señal de recuento 250 de VCO 32 sea igual a la frecuencia de la señal de llamada 16 multiplicada por el entero del divisor 98 de VCO dividido por el entero del divisor 92 de RF. El PLL 30 puede incluir divisores de frecuencia adicionales para optimizar el diseño del circuito e incrementar el rango de frecuencia potencial de VCO 32.

40

45

El temporizador 48 de PLL envía una señal 66 de control de modo S/H al amplificador 96 S/H de error del PLL 30. La señal 66 de control de modo S/H puede posicionar el VCO en un modo de muestreo. En una realización, el VCO 32 es posicionado en modo de muestreo durante un período de tiempo predeterminado. En el modo de muestreo, la frecuencia de señal de recuento de VCO dividida es ajustada para coincidir con la frecuencia de señal de llamada 16, como se ha descrito anteriormente. Cuando la señal 66 de control de modo S/H es posicionada en el modo de espera, el amplificador 96 S/H de error mantendrá constante su salida, haciendo que la tensión de control para el VCO 32 sea aproximadamente constante a lo largo de un período de tiempo suficiente para determinar la frecuencia de la señal de recuento 250 del VCO 32.

50

55

La señal 64 de control de potencia del temporizador 48 de PLL para la circuitería 104 de control de potencia determina si el PLL está en un modo encendido o en un modo reposo/apagado para conservar energía eléctrica. Dependiendo del PLL 30 específico que es utilizado, se puede requerir un enlace de control y comunicación (no mostrados) para adaptar el número entero de divisor 92 de RF, el número entero de divisor 98 de VCO, y las salidas del detector 94 de frecuencia de fase y las configuraciones de salida. El enlace de comunicación puede ser específico para el PLL 30 particular utilizado.

60

El contador 34 de frecuencia incluye etapas 106 de contador, una memoria tampón 108 de contador, y una circuitería 110 de control de potencia como se ha mostrado en la figura 12. El temporizador 50 de contador de frecuencia envía una entrada 70 de control de inicio/parada a las etapas 106 del contador y a la memoria tampón 108 del contador. El temporizador 50 del contador de frecuencia envía también una entrada 68 de

- control de potencia a la circuitería 110 de control de potencia. Las etapas 106 del contador cuentan la frecuencia de la señal VCO desde la memoria tampón 102 de salida del PLL 30. Las etapas 106 del contador comienzan a contar cuando los comandos de control de inicio/parada comienzan, y finalizan cuando los comandos de control de inicio/parada se detienen. Cuando los comandos de control de inicio/parada se detienen, la memoria tampón 108 del contador es cargada con el valor de recuento de las etapas 106 del contador. La circuitería 110 de control de potencia controla los modos de encendido y de reposo para los componentes en el contador 34 de frecuencia. La salida de la memoria tampón 108 del contador puede suministrar una entrada de recuento a la circuitería 36 de interfaz externa. La frecuencia de llamada 16, y por consiguiente el parámetro detectado, pueden ser determinados a partir del recuento de frecuencia.
- En otras realizaciones, son posibles otros métodos para medir la frecuencia recibida y amplificada. Estos pueden incluir recuento directo de la señal de llamada, o distintos circuitos de conversión de frecuencia a tensión conocidos en la técnica.
- En funcionamiento, el lector 10 secuencía como sigue. Durante períodos de tiempo cuando el sensor 12 no está siendo muestreado, todos los componentes de lector 10 son colocados en modo de potencia reducida. El temporizador 38 de activación en la circuitería 22 de temporización y control es configurado para un retraso de muestreo particular o intervalo de muestreo. En el instante especificado, el temporizador 38 de activación inicia una secuencia de muestreo. Específicamente, el temporizador 38 de activación enciende o activa cada componente del lector en los momentos apropiados para asegurar que cada componente está en un estado operacional cuando es necesario.
- La circuitería 36 de interfaz externa no es generalmente requerida en la secuencia de muestreo, excepto para recibir los datos finales generados. Su entrada en/salida del modo de potencia baja puede ser manejado por controladores internos o externos distintos de la circuitería 22 de temporización y de control. La circuitería 22 de temporización y de control proporciona la señal de RF a la circuitería 24 de transmisión durante un período de tiempo corto, tal como aproximadamente 20 μ s. La señal de RF procedente de la circuitería 22 de temporización y control es terminada a continuación y la circuitería 24 de transmisión es controlada para amortiguar la señal transmitida en la antena 26 rápidamente. La circuitería de transmisión 24 es colocada a continuación en un modo apropiado para permitir la recepción de la señal de llamada 16 en la antena 26. En una realización, cuando la antena 26 es configurada para recibir la señal de llamada 16, la amortiguación de la antena 26 es mayor que la amortiguación de la señal de llamada 16.
- Durante la transmisión del impulso 14 de excitación, la circuitería 28 de recepción recibe, acondiciona, y fija la señal de RF transmitida a la antena 26. Una vez que la transmisión del impulso 14 de excitación cesa y la antena 26 es configurada para recibir la señal de llamada 16, la circuitería 28 de recepción se desplaza a un modo de recepción de ganancia elevada para recibir la señal de llamada 16 procedente de la antena 26. El PLL 30 está en modo de muestreo para permitir a la memoria tampón 90 de RF recibir la salida acondicionada de la circuitería 28 de recepción. Cuando la antena 26 comienza a recibir la señal de llamada 16, el PLL 30 se desplaza del bloqueo sobre la frecuencia del impulso 14 de excitación transmitido, al bloqueo de la frecuencia de la señal de llamada 16. Después de un intervalo de tiempo suficiente para que el PLL 30 se bloquee sobre la frecuencia de la señal de llamada 16, el PLL es desplazado a modo de espera para mantener la frecuencia de la señal de recuento 250 del VCO 32 a la frecuencia de la señal de llamada 16. El tiempo requerido para bloquear puede ser predeterminado, o puede ser adaptativo basándose en las condiciones bloqueadas del PLL detectado. Después del bloqueo, la circuitería 28 de recepción y la circuitería 24 de transmisión son desactivadas o colocadas en modo reposo según sea apropiado.
- Una vez que el PLL30 está en modo espera, la circuitería 22 de temporización y control instruye al contador 34 de frecuencia para realizar un recuento de intervalo controlado de la frecuencia de señal de recuento 250 del VCO 32. Al finalizar el recuento, los componentes del PLL 30 son desactivados o puestos en modo reposo según sea apropiado y el valor de recuento es transferido a la circuitería 36 de interfaz externa. Los componentes del contador 34 de frecuencia son a continuación desactivados o puestos en modo de reposo según sea apropiado, y por consiguiente los componentes de la circuitería 22 de temporización y control son desactivados o puestos en modo de reposo según sea apropiado. Si se programa para el muestreo por intervalos, el temporizador 38 de activación de la circuitería 22 de temporización y control cuenta hasta que venza la siguiente muestra. De lo contrario, la circuitería 22 de temporización y control espera un comando de activación con cualesquiera otras instrucciones necesarias procedentes de la circuitería 36 de la interfaz externa. En los modos de muestreo de ráfaga, el tiempo de activación necesario para que los componentes estén listos puede preceder al tiempo de desactivación, en cuyo caso los componentes permanecerían activados hasta la finalización de la ráfaga de muestreo.
- Una realización del circuito de PLL 30 en el lector 10, mostrada en la figura 13, incluye distintas características que pueden ser añadidas al PLL 30 para lograr alternativas pero de funcionalidad equivalente del circuito de PLL 30 descrito anteriormente. Algunos o todos los cambios vistos entre la figura 11 y la figura

13 pueden ser aplicados para mejorar el funcionamiento del PLL 30 de la figura 11. La memoria tampón 111 de RF de entrada seleccionable permite bien que la señal RF procedente de las etapas amplificadoras 86 o bien que la señal de referencia generada en otra parte en el lector 10, sea seleccionada para la entrada al divisor 92 de RF. La selección es determinada por la entrada de control de referencia/recepción de la memoria tampón 111 de RF. El amplificador 112 de error ha sido simplificado y ya no proporciona directamente la capacidad de muestreo y de espera previamente descritos para el amplificador 96 S/H de error en la figura 11.

Los elementos de circuito que incluyen un convertidor 113 de analógico a digital (A/D), un convertidor 114 de digital a analógico, y un conmutador 115, están ilustrados en la figura 13. Estos elementos pueden ser usados para lograr la característica de muestreo y de espera. En la configuración de la figura 13, puede seleccionarse una señal de frecuencia de referencia "Señal Ref" como entrada a la memoria tampón 111 de RF durante la transmisión del impulso 14 de excitación del lector 10 al sensor 12, y la señal de referencia mantenida hasta tal instante ya que la señal de RF a Entrada A de la memoria tampón 111 de RF de entrada seleccionable resulta estable y disponible desde la circuitería 28 de recepción. Esta señal de referencia permite al PLL 30 "bloquear previamente" sobre una señal de referencia estable, reduciendo así el tiempo de bloqueo cuando una señal de llamada resulta disponible a partir de la circuitería 28 de recepción. La salida de la memoria tampón de RF de entrada seleccionable es dividida por cualquier valor igual o mayor que 1 por el divisor 92 de RF, a continuación la señal de la memoria tampón dividida es alimentada al detector 94 de frecuencia de fase. La salida del detector 94 de frecuencia de fase alimenta un amplificador 112 de error que proporciona la respuesta de ganancia y frecuencia apropiada necesaria para actuar como la señal de control para el VCO 32 en el PLL 30. La salida del amplificador 112 de error alimenta la entrada A del conmutador 115. Cuando es seleccionada la entrada A, el conmutador 115 pasa la señal del amplificador 112 de error tanto al VCO 32 como al convertidor 113 A/D. El convertidor 113 A/D es a continuación utilizado para muestrear la tensión de control para el VCO para determinar el nivel de tensión de control al que se bloquea el VCO 32 a una frecuencia relacionada con la entrada A de la memoria tampón 111 de RF de entrada seleccionable. El convertidor 113 A/D puede ser usado para medir la frecuencia del VCO 32 de manera indirecta como será descrito después, y puede ser usado para determinar una configuración apropiada para el convertidor 114 D/A de tal manera que el conmutador 115 puede ser adaptado a la entrada B para mantener el VCO 32 al nivel de entrada de frecuencia bloqueada durante cualquier periodo de tiempo, logrando una característica de muestreo digital y de espera similar a la descrita para el amplificador 96 S/H de error en la figura 11.

Varias ligeras modificaciones a la operación descrita del circuito de la figura 13 pueden permitir resultados funcionalmente equivalentes. Una de tales modificaciones es la calibración de la tensión del convertidor 113 A/D a las frecuencias de señal de RF de la circuitería 28 de recepción específica utilizando la entrada B de la memoria tampón 111 de RF de entrada seleccionable alimentada con frecuencias conocidas. Una vez calibrada de modo que la relación entre la entrada de señal a la memoria tampón de RF y la salida digital del convertidor 113 de A/D está bien definida, la salida del convertidor 113 A/D puede ser usada para representar la frecuencia de la señal de llamada 16. La salida del convertidor 113 A/D resulta la salida del PLL. La operación de esta manera permitirá que el convertidor 113 A/D suplante parcial o completamente la funcionalidad de la memoria tampón 102 de salida y del contador 34 de frecuencia.

Otra modificación en el funcionamiento descrito del circuito de la figura 13 es usar los datos procedentes del convertidor 113 A/D para análisis de bloqueo del PLL 30 para reducir el tiempo de bloqueo y mejorar la precisión de la frecuencia de bloqueo. Esto es posible ya que la salida del amplificador 112 de error convergerá en el valor de tensión de bloqueo cuando la señal 16 del sensor 12 esté disponible en la salida de la circuitería 28 de recepción, a continuación divergirá de una manera predecible cuando el nivel de la señal 16 del sensor 12 decaiga más allá de donde el bloqueo puede ser mantenido.

Otra modificación en el funcionamiento descrito del circuito de la figura 13 es usar el convertidor 114 D/A para generar tensiones específicas a la entrada del VCO 32, grabando la salida del convertidor A/D en estas tensiones específicas, y determinando la frecuencia de la señal en la salida de la memoria tampón 102 de salida, utilizando el contador 34 de frecuencia. Esto permite la calibración del convertidor A/D para una o más frecuencias utilizando el contador 34 de frecuencia.

Modificaciones menores del circuito de la figura 13 que deberían ser obvias a un experto en diseño electrónico incluyen la reorganización de la ubicación del conmutador 115 y del convertidor 114 D/A de la ubicación mostrada en la figura 13 entre el detector 94 de frecuencia de fase y el amplificador 112 de error. Esta disposición requiere el paso adicional de calibración de la salida del convertidor 114 D/A a través del amplificador 112 de error para determinar el escalado adecuado para lograr una tensión de control del VCO 32 deseada, hecho utilizando bien el convertidor 113 A/D o bien el contador 34 de frecuencia, o bien ambos. Sin embargo, esta disposición permite al convertidor 114 D/A ser usado para bloqueo previo en vez de usar la señal de referencia en la entrada B de la memoria tampón 111 RF de entrada seleccionable. Esta disposición

- en combinación con el esquema de calibración del convertidor 113 A/D previamente descrito que permite la eliminación de la memoria tampón 102 de salida y del contador 34 de frecuencia, puede permitir reducciones moderadas en la potencia requerida para operar el lector 10 acortando el tiempo requerido para resolver la frecuencia resonante del sensor 12 para cada ciclo de llamada. Otra modificación menor de la realización descrita es distribuir la carga de tratamiento del sistema en ubicaciones apropiadas basándose en limitaciones de energía, complejidad computacional, requisitos críticos de tiempo, u otras prioridades relacionadas con el sistema. Tal modificación podría llevar a un diseñador a colocar el procesamiento o análisis de datos procedentes del convertidor 113 A/D, para el convertidor 114 D/A, o el contador 34 de frecuencia en cualquiera de o bien el sistema 18 de datos remoto, o bien el lector 10, o la interfaz de datos 17 externa.
- En aún otra realización de la circuitería del lector 10, la circuitería de análisis de espectro digital reemplaza el PLL 30 y el Contador 34 de Frecuencia en la figura 7, dando como resultado el diagrama de bloques modificado mostrado en la figura 14. Aquí la Circuitería 260 de Muestreo Digital reemplaza el PLL 30, y la Circuitería 262 de Análisis de Espectro reemplaza el Contador 34 de Frecuencia. La señal de Recuento 250 Analógica es igualmente reemplazada por la Señal 264 de Recuento Digital.
- Funcionalmente, la circuitería 260 de muestreo digital extrae y digitaliza la información procedente de la señal de llamada 16 durante su corta duración de llamada. La circuitería 28 de recepción puede amplificar y acondicionar la señal de llamada 16 antes de enviarla a la circuitería 260 de muestreo digital. La circuitería 260 de muestreo digital puede muestrear directamente la salida de radiofrecuencia de la circuitería 28 de recepción para obtener datos basados en el dominio de tiempo para un análisis adicional.
- En una realización, el lector 10 contiene además la circuitería 262 de análisis de espectro para convertir la salida de datos de dominio de tiempo procedente de la circuitería 260 de muestreo digital a datos de dominio de frecuencia, y para almacenar temporalmente los datos de dominio de frecuencia para reenviar los datos a la circuitería 36 de interfaz externa. La circuitería 262 de análisis de espectro puede incluir también funcionalidad de discriminación para determinar la frecuencia de llamada para la señal de llamada 16. Como será obvio a los expertos en la técnica, parte o toda la funcionalidad de la circuitería 262 de análisis de espectro puede ser llevada a cabo fácilmente por el lector 10 o por el sistema 18 de datos remoto, siendo las mayores diferencias en la implementación en el tipo y cantidad de datos enviados mediante la circuitería 36 de interfaz externa, y la potencia de procesamiento necesaria en la ubicación donde se hace el procesamiento.
- La circuitería 260 de muestreo digital y la circuitería 262 de análisis de espectro son controladas por la circuitería 22 de temporización y control de una manera similar a la realización del PLL representada en la figura 8. El diagrama de bloques en la figura 15 representa una realización alternativa de la circuitería 22 de temporización y control, adaptada para controlar la circuitería de lector 10 alternativa mostrada en la figura 14. El temporizador 48 del PLL en la figura 8 es reemplazado por el temporizador 274 de Muestreo Digital en la figura 15. Este temporizador establece la secuencia y periodo apropiados para las señales de control de potencia 270 y de inicio de muestreo 272 para secuenciar la circuitería 260 de muestreo digital. La señal 270 de control de potencia controla el estado de la potencia y el estado de reposo de la circuitería 260 de muestreo digital. La señal 272 de inicio de muestreo hace que la circuitería 260 de muestreo digital recoja un número apropiado de muestras en un modo de muestreo de ráfaga para enviar a la circuitería 262 de análisis de espectro.
- Igualmente, el temporizador 50 de contador de frecuencia en la figura 8 es reemplazado por el temporizador 280 de análisis de espectro en la figura 15. El temporizador 280 de análisis de espectro establece la secuencia y temporización apropiadas para las señales de control de potencia 272 y de inicio de análisis 278, para secuenciar la circuitería 262 de análisis de espectro. La señal 276 de control de potencia controla el estado de la potencia y el estado de reposo de la circuitería 262 de análisis de espectro. La señal 278 de inicio de análisis controla el instante en que la circuitería 262 de análisis de espectro comienza a evaluar la ráfaga de muestreo 264 proporcionada por la circuitería 260 de muestreo digital.
- La circuitería 28 de recepción en la realización alternativa de la figura 14 es funcional y arquitectónicamente equivalente a la circuitería 28 de recepción en la realización basada en el PLL de las figuras 7 y 10, siendo la única diferencia que la señal de salida desde las etapas amplificadoras 86 alimenta al convertidor 290 analógico a digital en la entrada de la circuitería 260 de muestreo digital, en vez del PLL 30.
- La figura 16 es un diagrama de bloques que representa una realización de la circuitería 260 de muestreo digital. La señal de RF procedente de las etapas amplificadoras 86 de la circuitería 28 de recepción alimenta la entrada para el convertidor 290 analógico a digital (ADC) del circuito 260 de muestreo digital. El ADC 290 convierte la señal de RF en un conjunto de muestras relacionadas con el tiempo tomadas a intervalos suficientemente próximos y con suficiente cantidad de muestras para permitir que la circuitería 262 de análisis

de espectro logre su precisión de frecuencia requerida. Este conjunto de muestras relacionadas con el tiempo serán denominadas aquí como una ráfaga 264 de muestreo digital.

5 La salida de la ráfaga 264 de muestreo digital desde el ADC 290 es alimentada al circuito 94 de conversión de dominio de tiempo a frecuencia de la circuitería 262 de análisis de espectro mostrado en la figura 17. Los trabajos internos de la conversión 94 de dominio de frecuencia no son especificados aquí ya que esta conversión puede ser cualquiera de varios medios que podrían incluir transformada de Fourier rápida o discreta, transformada de ondícula discreta o continua, o cualquiera de varias transformadas de Laplace, cualquiera de las distintas transformadas Z, u otros algoritmos de conversión conocidos en la técnica. Los
10 trabajos internos de la conversión 94 de dominio de frecuencia pueden ser implementados en hardware o software o cualquier combinación de ambos para lograr la conversión deseada. Ya que la salida de la conversión 94 de dominio de frecuencia será generada en el intervalo de muestreo, y puede contener múltiples valores para transferir a la interfaz de datos 17 externa, una memoria tampón 96 de resultados es mostrada en la circuitería 262 de análisis de espectro para mantener estos valores hasta que puedan ser
15 transferidos a la interfaz de datos 17 externa.

En esta realización del análisis de espectro digital, la secuencia operativa del lector 10 es similar a la descrita en "Reader Operational Sequence" anteriormente, excepto en que la circuitería 260 de muestreo digital y la circuitería 262 de análisis de espectro realizan las funciones relacionadas con la determinación de la
20 frecuencia de la señal de llamada 16. Cuando la antena 26 comienza a recibir la señal de llamada 16, el circuito 260 de muestreo digital muestrea rápidamente durante un periodo predeterminado o calculado para obtener una ráfaga 264 de muestreo digital. Después de la finalización de la ráfaga 264 de muestreo digital, la circuitería 28 de recepción y el circuito 260 de muestreo digital son desactivados o colocados en modo de reposo según sea apropiado. El circuito 262 de análisis de espectro convierte los datos de la ráfaga 264 de
25 muestreo digital al dominio de frecuencia y coloca el resultado en la memoria tampón 96 resultante, a continuación es desplazado a un modo de baja energía. Posteriormente, los componentes de la circuitería 22 de temporización y control son desactivados o colocados en modo reposo según sea apropiado. Si se programa para muestreo de intervalos, el temporizador 38 de activación de la circuitería 22 de temporización y control cuenta hasta que venza la siguiente muestra. De lo contrario, la circuitería 22 de temporización y control espera un comando de activación con cualesquiera otras instrucciones necesarias procedentes de la
30 circuitería 36 de interfaz externa. Los datos de muestreo en la memoria tampón 96 resultante son mantenidos disponibles a la circuitería 36 de interfaz externa para transferir al sistema 18 de datos remoto como si estuviera controlado por la interfaz de comunicaciones.

35 Será obvio a cualquier experto en la técnica que pueden hacerse numerosas modificaciones menores a la realización del análisis espectral digital descrito para lograr resultados funcionalmente equivalentes. Tal modificación es el uso del rellenado con ceros de los datos de ADC, como es práctica común con las conversiones de dominio de tiempo a dominio de frecuencia donde se evalúan los datos de ráfaga de señal. Otra modificación es mover la ubicación física del circuito 262 de análisis de espectro desde el lector 10 al
40 sistema 18 de datos remoto, con los datos de ADC 90 transmitidos en forma de dominio de tiempo desde el lector 10 al sistema 18 de datos remoto. Aún otra modificación es convertir la frecuencia de la señal de llamada 16 en algún punto en el lector 10 por la circuitería de multiplicación, división, suma, o diferencia de frecuencia, cambiando la señal de llamada 16 a una señal de frecuencia intermedia por cualquiera de numerosas razones relacionadas con la selectividad de frecuencia, el ancho de banda, el tiempo de
45 muestreo, etc. Aún otra modificación es el uso de técnicas de tratamiento de señal digital para filtrar, formar, analizar, comparar con otros datos, o de lo contrario procesar y evaluar los datos de dominio de frecuencia o de dominio de tiempo.

Igualmente, los expertos en la técnica observarán fácilmente que las combinaciones de los distintos métodos de determinación de frecuencia descritos en este documento son posibles y pueden ser ventajosos en
50 diferentes aplicaciones. Por ejemplo, un circuito de muestreo analógico y de espera puede ser usado en combinación con análisis espectral digital, con el fin de mantener la señal de llamada 16 lo suficientemente larga para obtener una muestra adecuada para digitalización.

55 En otra realización, una etiqueta RFID estándar, de un tipo conocido por los expertos en la técnica, puede ser incorporada con el sensor 12. Tal etiqueta puede tener una antena separada, y operar a un Rango 220 Operacional de Sensor fuera de la frecuencia. Puede ser codificada con información de configuración del sensor 12.

60 La realización de la invención ha sido descrita anteriormente y, obviamente, se les ocurrirán modificaciones y alteraciones a otros tras la lectura y entendimiento de esta memoria. Las reivindicaciones como sigue están destinadas a incluir todas las modificaciones y alteraciones en la medida en que estén dentro del alcance de las reivindicaciones.

65

REIVINDICACIONES

- 5 1.- Un sistema para obtener una medición desde una ubicación remota, comprendiendo dicho sistema:

un sensor inalámbrico (12) configurado para cambiar su frecuencia resonante en proporción con al menos un parámetro detectado; y
10 un lector (10) configurado para transmitir una pluralidad de impulsos (14) de excitación a una frecuencia fija predeterminada a dicho sensor inalámbrico (12), para recibir una pluralidad de señales (16) procedentes de dicho sensor inalámbrico (12) en respuesta a dicha pluralidad de impulsos (14) de excitación, para muestrear y mantener dichas señales recibidas (16), y promediar al menos dos de dichas señales recibidas (16) desde dicho mismo sensor (12).
- 15 2.- El sistema de la reivindicación 1, en donde al menos una de dicha recepción, muestreo, o espera está adaptada a una condición detectada.
- 3.- El sistema de la reivindicación 1, en donde dicho lector (10) incluye además un circuito de bucle de fase bloqueada que genera una señal de recuento y ajustar la frecuencia de dicha señal de recuento para coincidir
20 con la frecuencia de dichas señales recibidas (16), y en donde además dicho circuito de bucle de fase bloqueada es posicionado en un modo de espera para mantener dicha señal de recuento para averiguar la frecuencia de dicha señal de recuento.
- 4.- El sistema de la reivindicación 3, en donde dicho circuito de bucle de fase bloqueada recibe una señal de referencia para el bloqueo previo en su sitio de dichas señales recibidas durante al menos una porción de
25 tiempo cuando dichas señales recibidas no están presentes.
- 5.- El sistema de la reivindicación 3, en donde dicha señal de recuento es generada por un oscilador controlado de tensión, y en donde además dicho sistema muestrea la tensión de control de dicho oscilador controlado de tensión después de dicho ajuste de dicha frecuencia de señal de recuento, con el fin de
30 determinar la frecuencia de dichas señales recibidas.
- 6.- El sistema de la reivindicación 1, en donde:

dicho sensor inalámbrico (12) comprende además un circuito resonante adicional que tiene una frecuencia resonante fija fuera del ancho de banda correspondiente a dicho cambio en frecuencia
35 causado por dicho parámetro detectado;
dicho lector (10) está configurado además para transmitir un segundo impulso (14) de excitación a dicha frecuencia resonante fija de dicho circuito resonante adicional;
40 dicho lector (10) está configurado para recibir una respuesta procedente de dicho circuito resonante adicional, y;
dicho lector (10) está configurado además para averiguar la frecuencia de dicha respuesta desde dicho circuito resonante adicional con el propósito de calibrar al menos apropiada señal recibida.
- 45 7.- El sistema de la reivindicación 1, en donde dichos impulsos (14) de excitación son al menos dos de:

una ráfaga que contiene una frecuencia dentro de un ancho de banda de más o menos el veinte por ciento de la frecuencia de dicha señal recibida;
50 una ráfaga que contiene una frecuencia dentro de un ancho de banda de más o menos el veinte por ciento de una frecuencia sub armónica de dichas señales recibidas;
un impulso de banda ultra amplia que tiene una anchura de impulsos de menos de dos veces dicho período de señal y contenido espectral de no menos de un tercio de la frecuencia de dichas señales recibidas;
55 una ráfaga que consiste de no menos de diez ciclos y no más de diez mil ciclos a una frecuencia no menor de ocho décimas la frecuencia de dichas señales recibidas y no más de doce décimas la frecuencia de dichas señales recibidas; y
una ráfaga que contiene una frecuencia que está relacionada armónicamente con la frecuencia resonante de dicho sensor inalámbrico.
- 60 8.- El sistema de la reivindicación 1, en donde dichos impulsos (14) de excitación son seleccionables para cualquier grupo deseado de valores de frecuencia y anchos de banda.
- 9.- El sistema de la reivindicación 1, en donde el sensor inalámbrico (12) incluye una función de transferencia de sensor en donde dicha función de transferencia de sensor tiene un ancho de banda suficientemente

amplio de manera que una amplitud de un producto del impulso de excitación y la función de transferencia del sensor en un punto de intersección del mismo es mayor que o igual a un umbral de detección a través de todo un rango de frecuencia operativo.

5

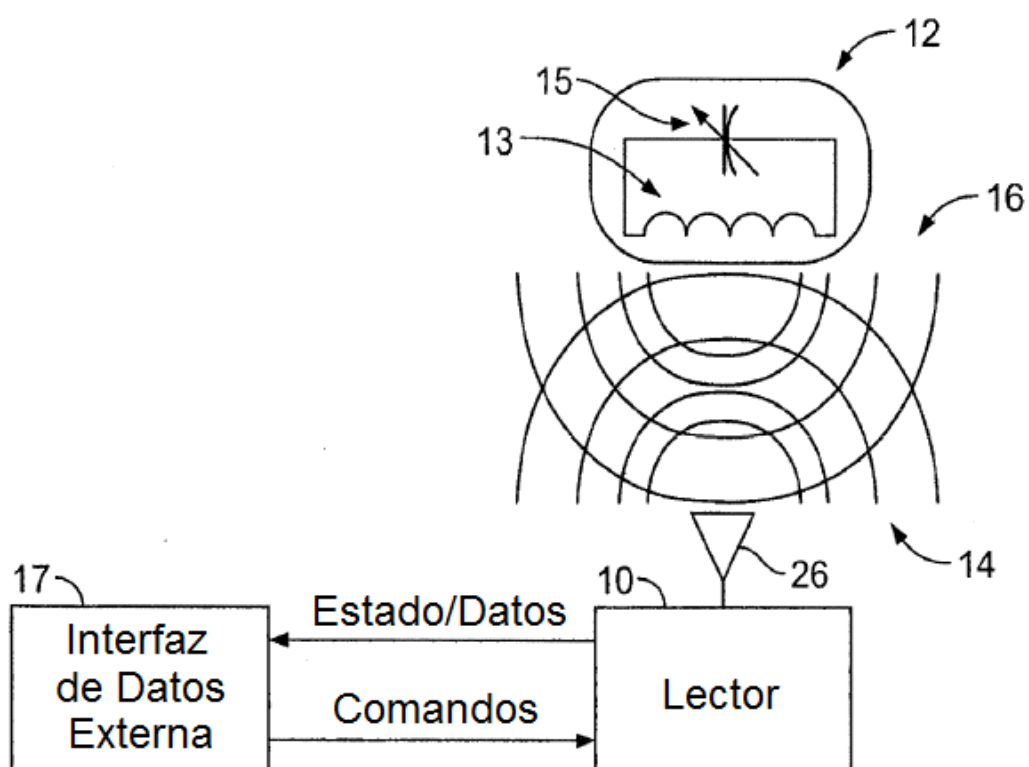


FIG. 1

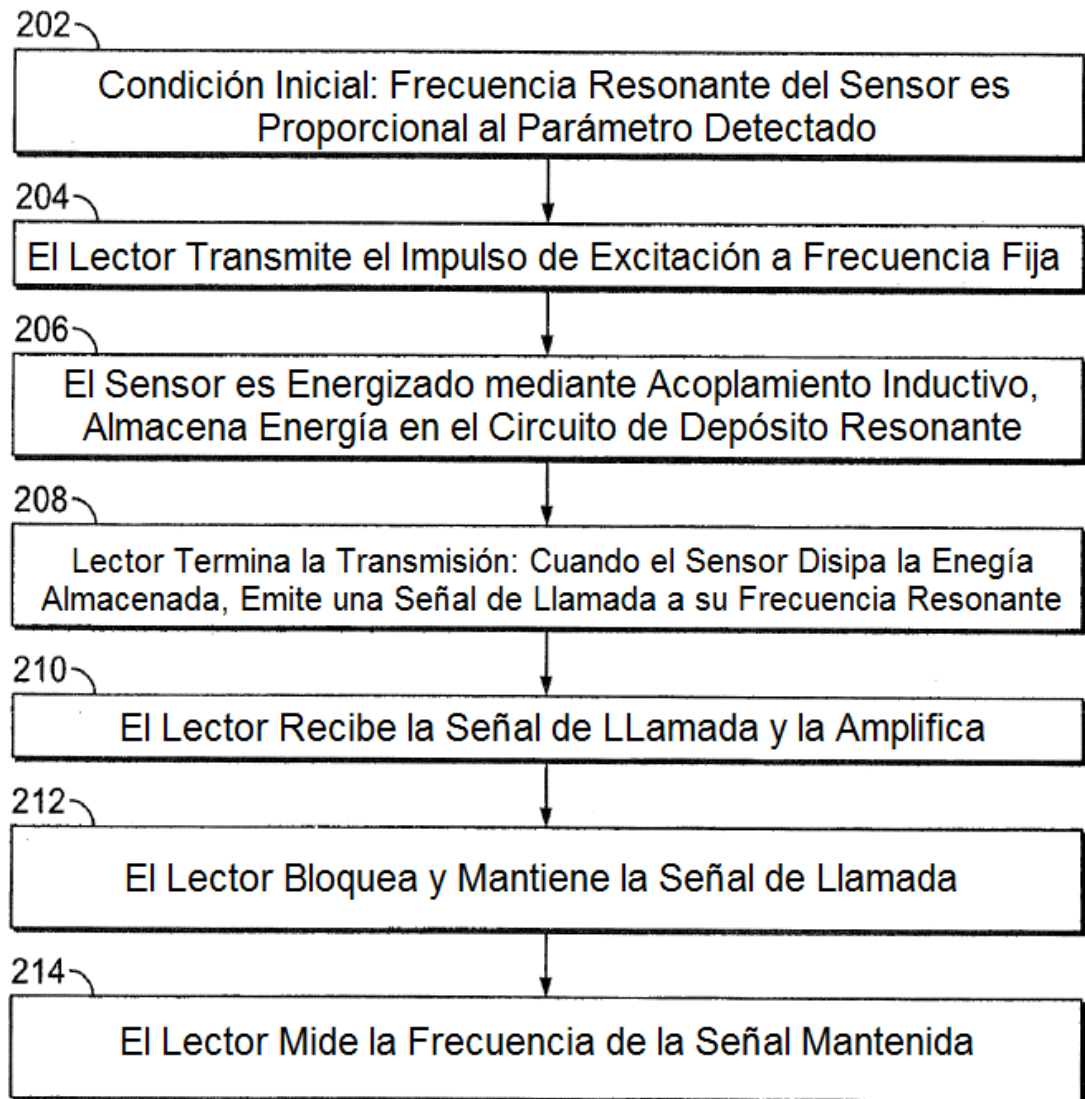


FIG. 2

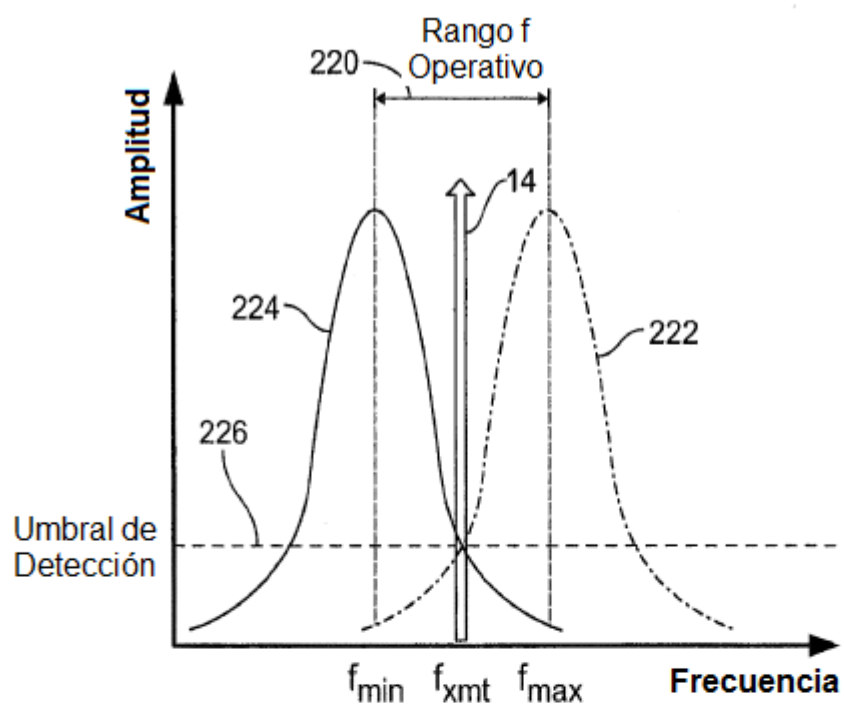


FIG. 3

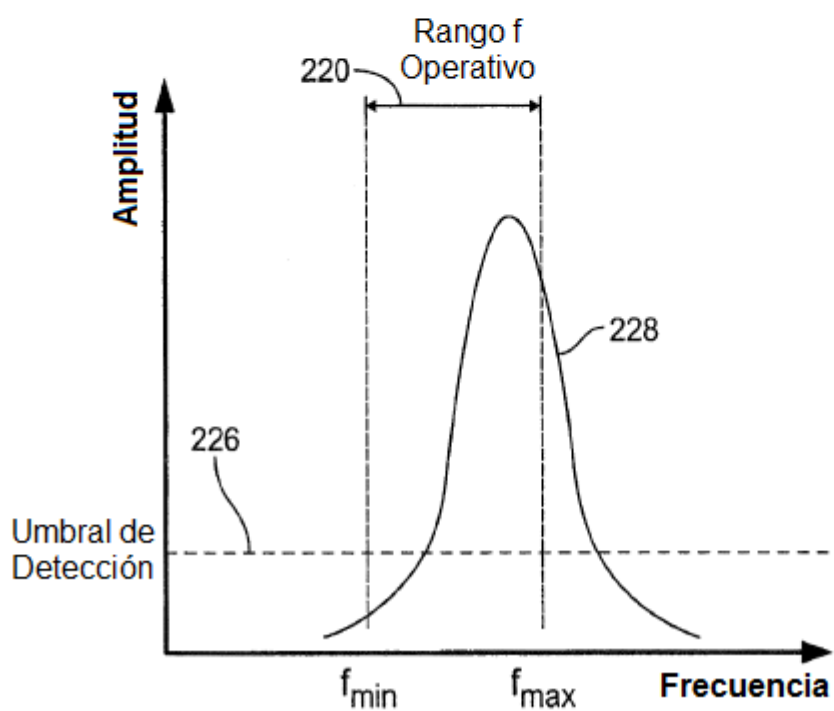


FIG. 4A

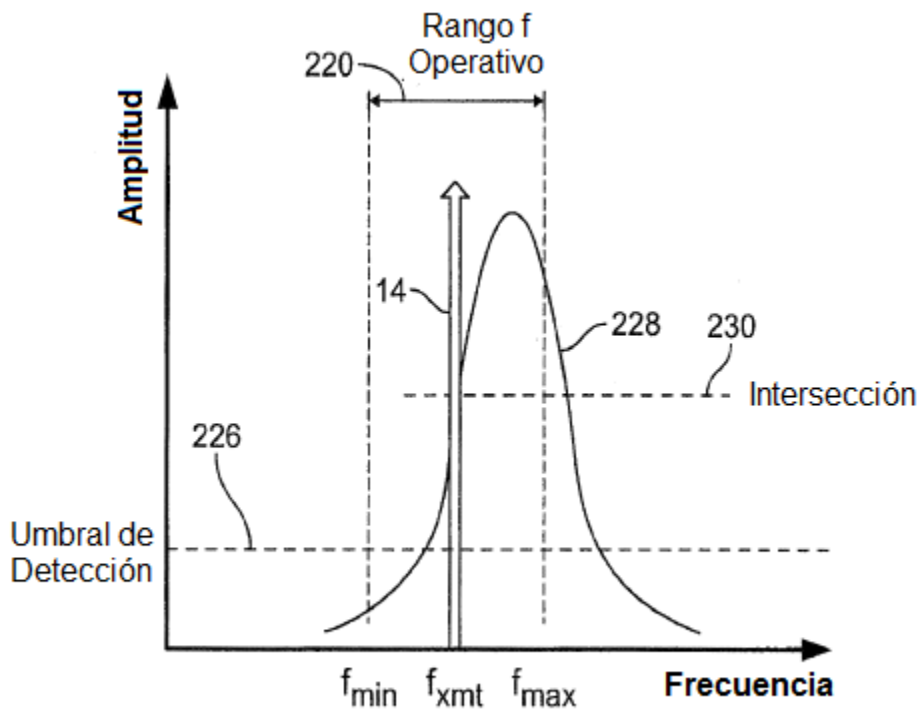


FIG. 4B

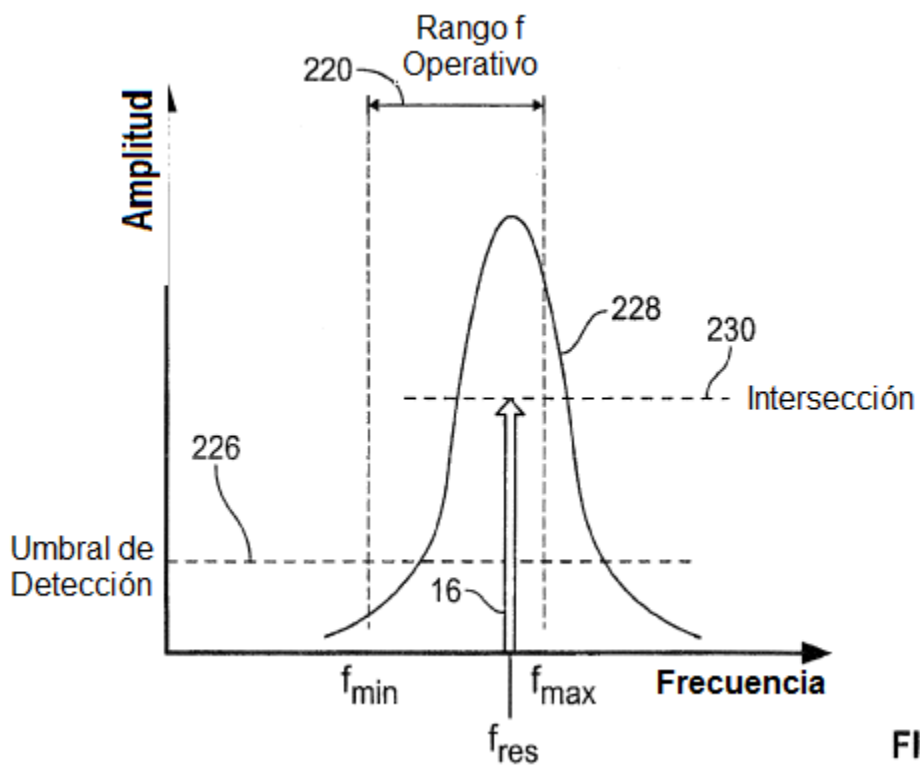


FIG. 4C

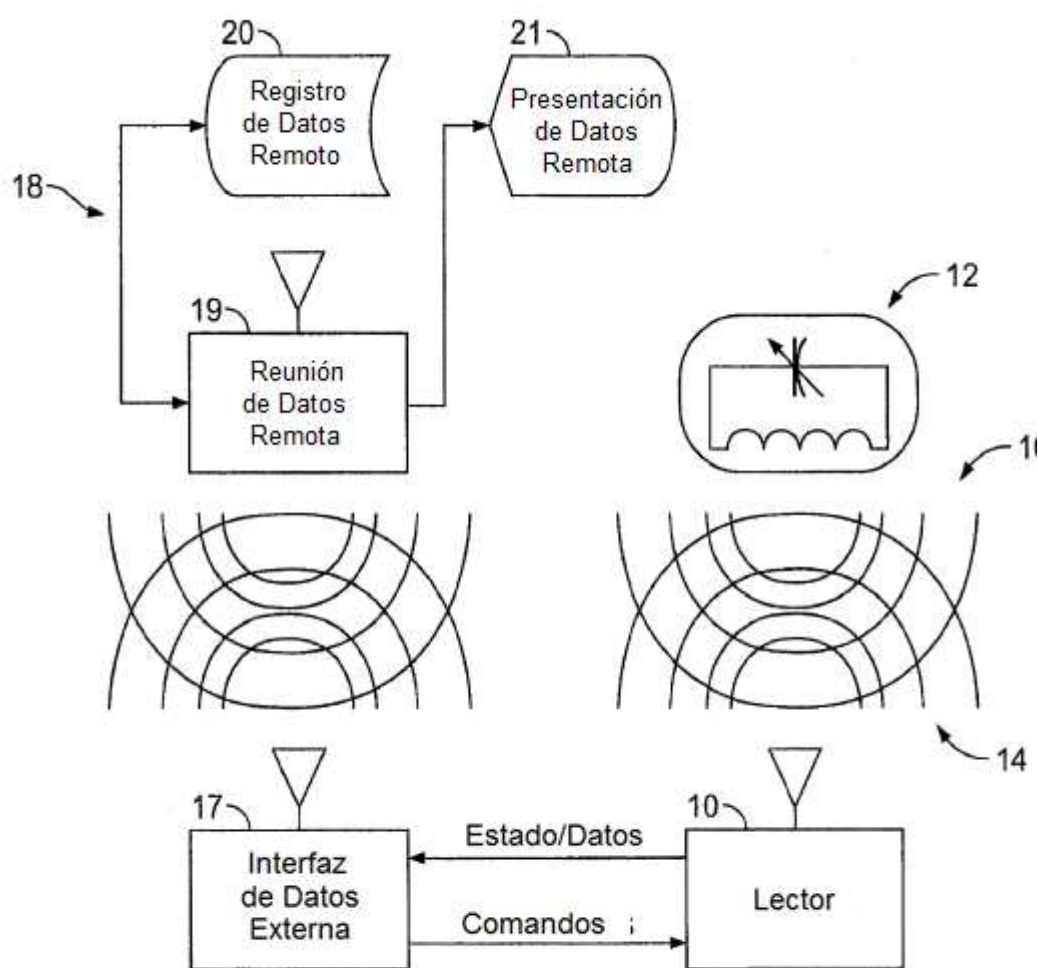


FIG. 5

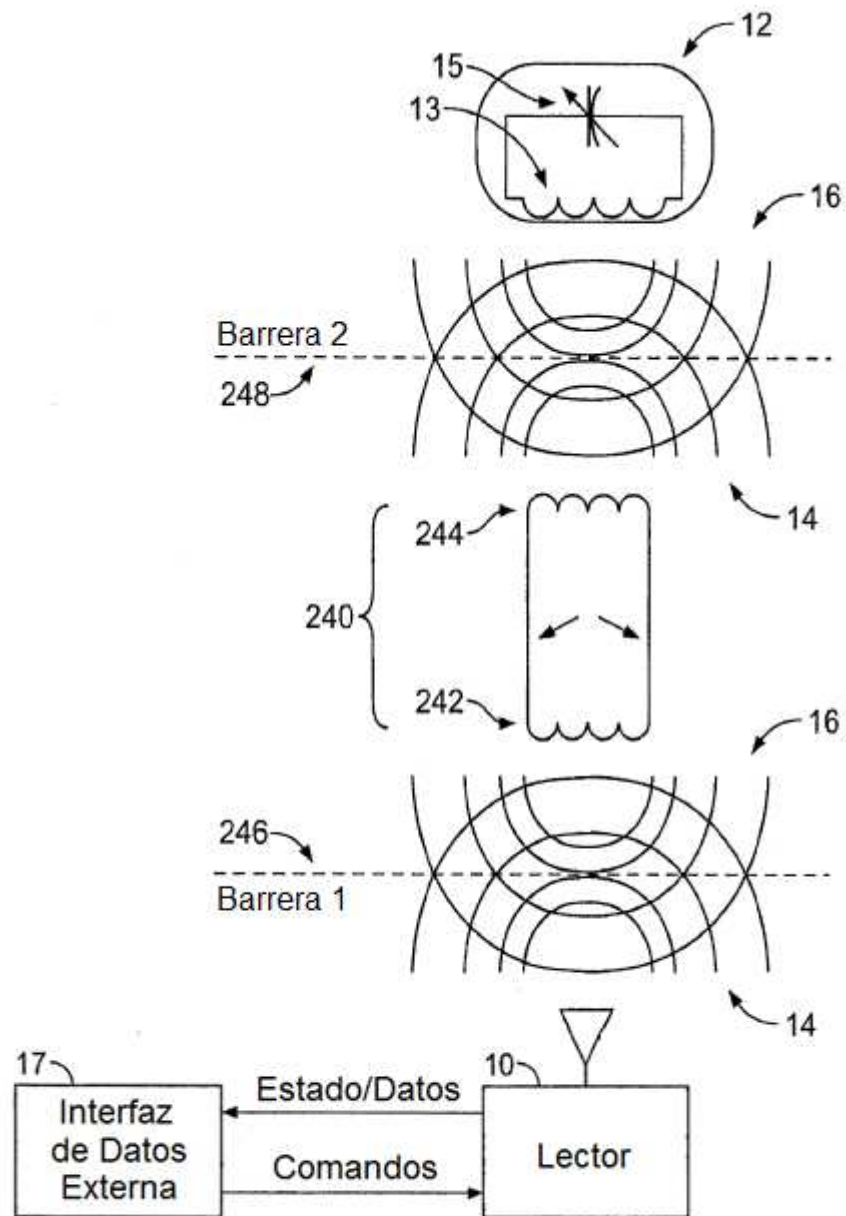


FIG. 6

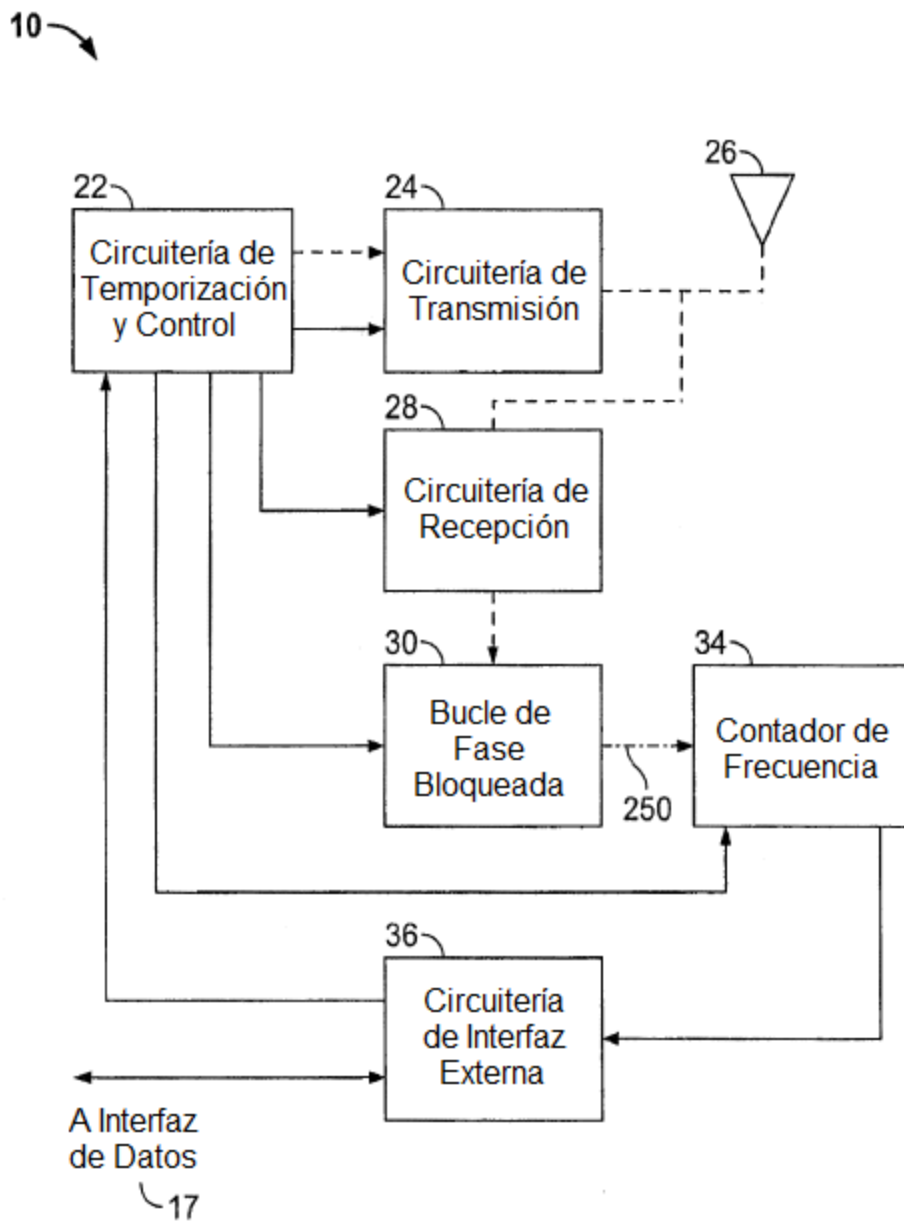


FIG. 7

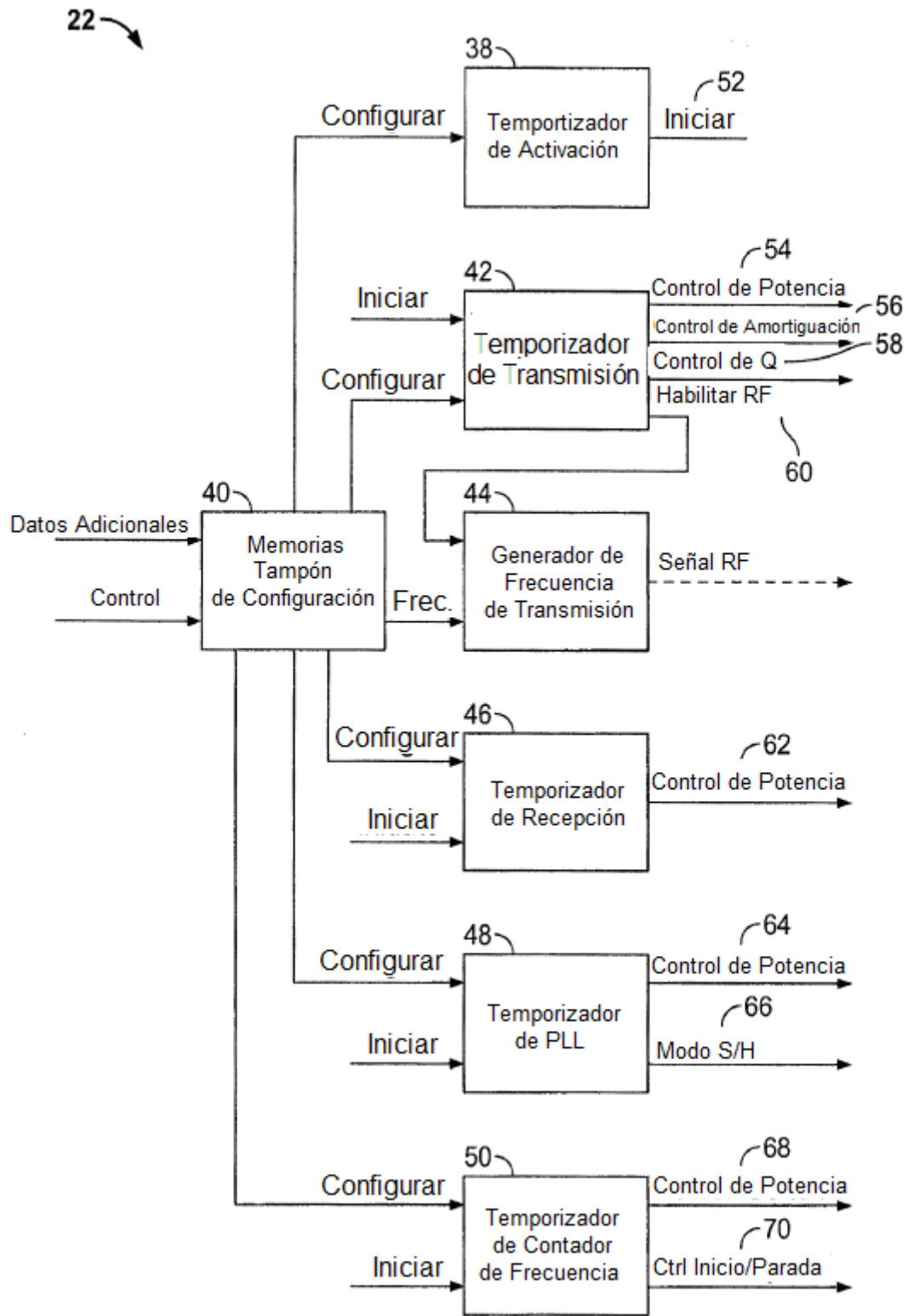


FIG. 8

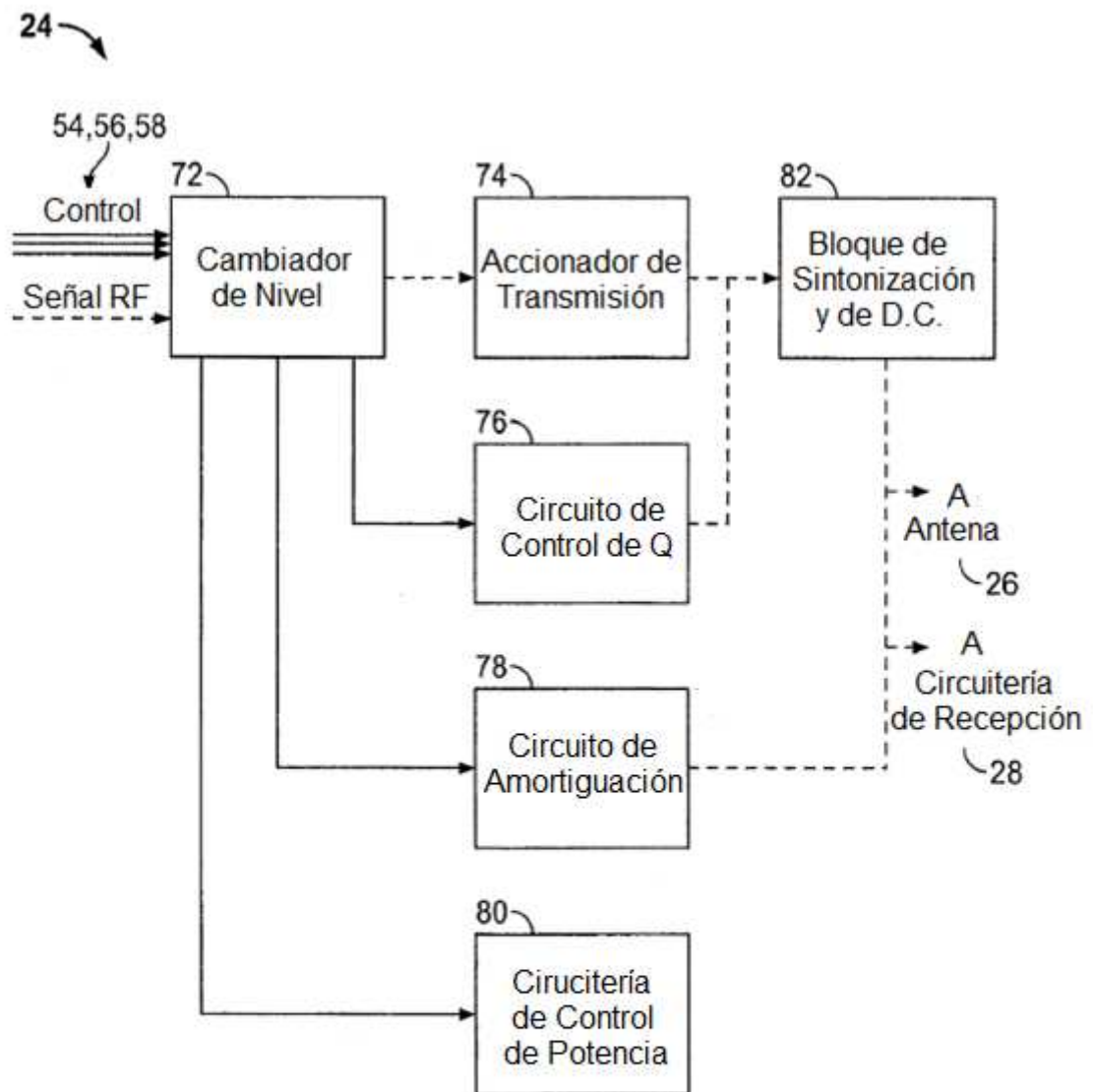


FIG. 9

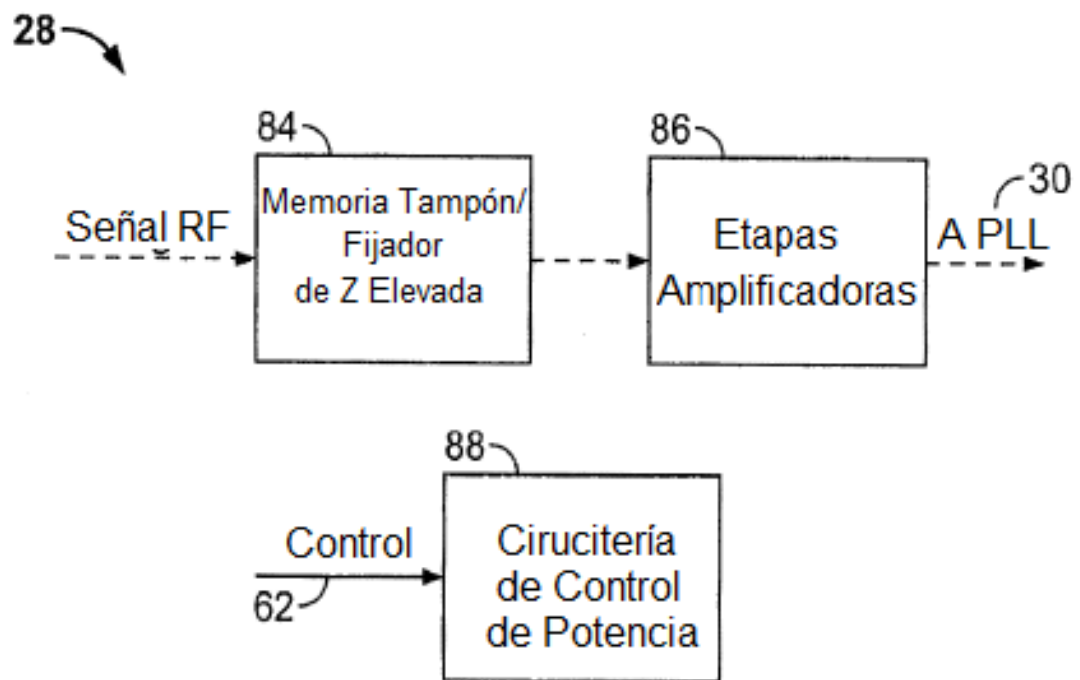


FIG. 10

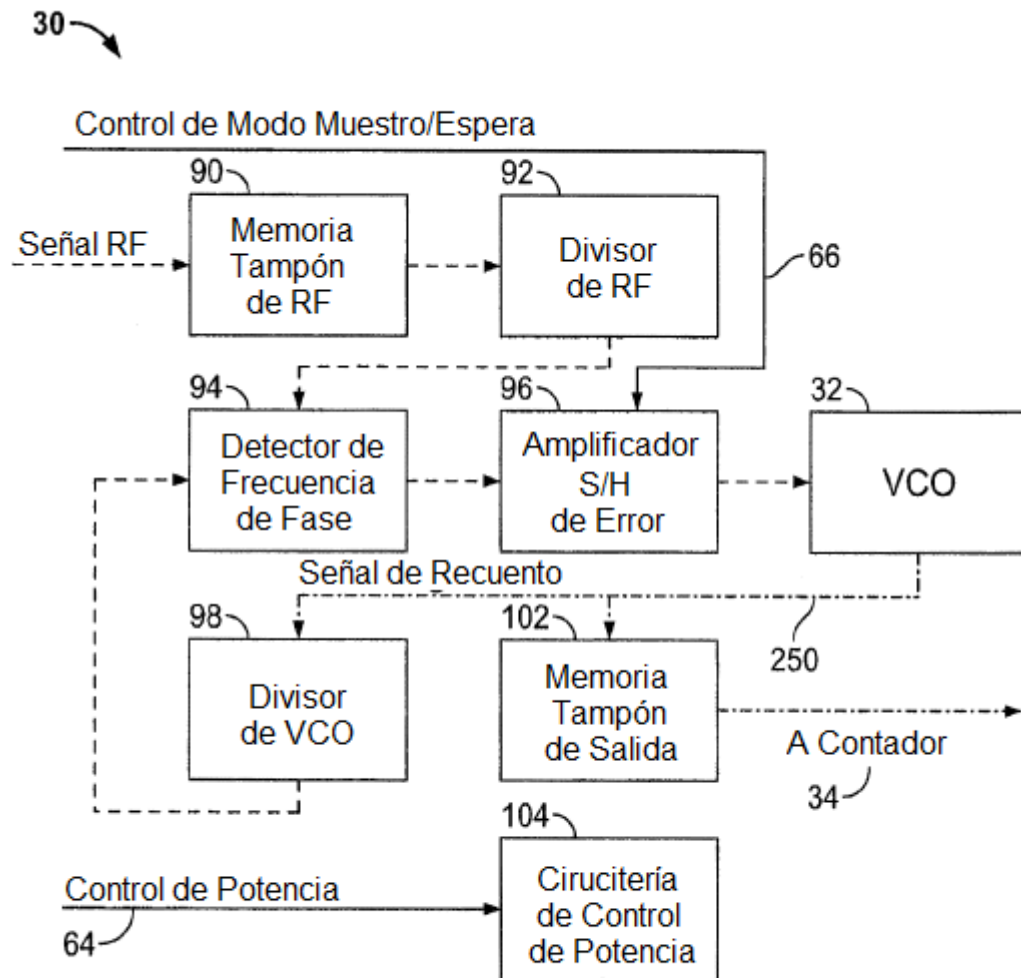


FIG. 11

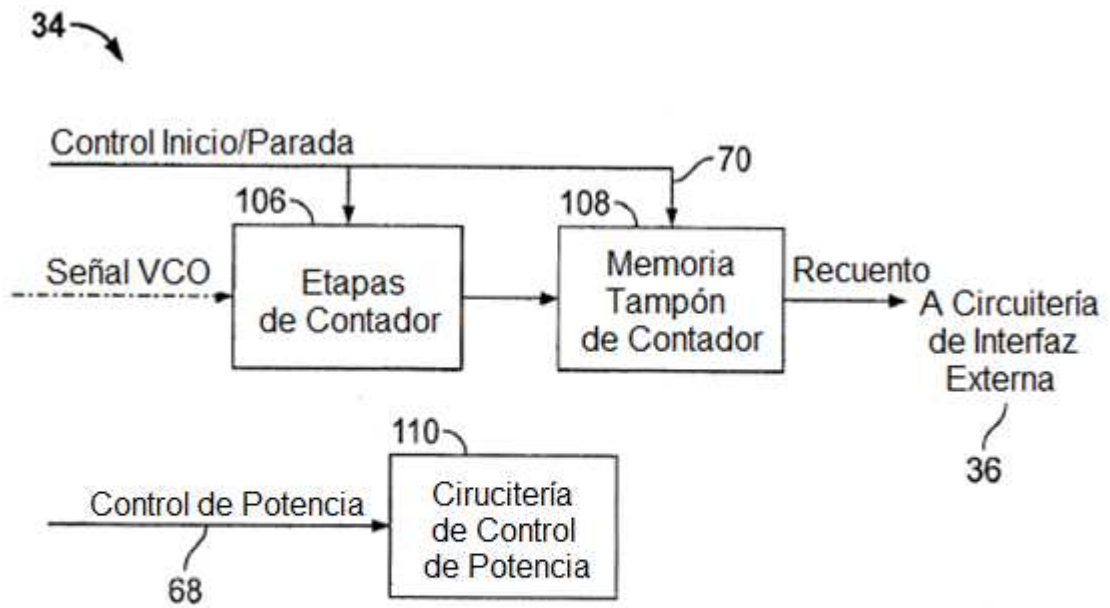


FIG. 12

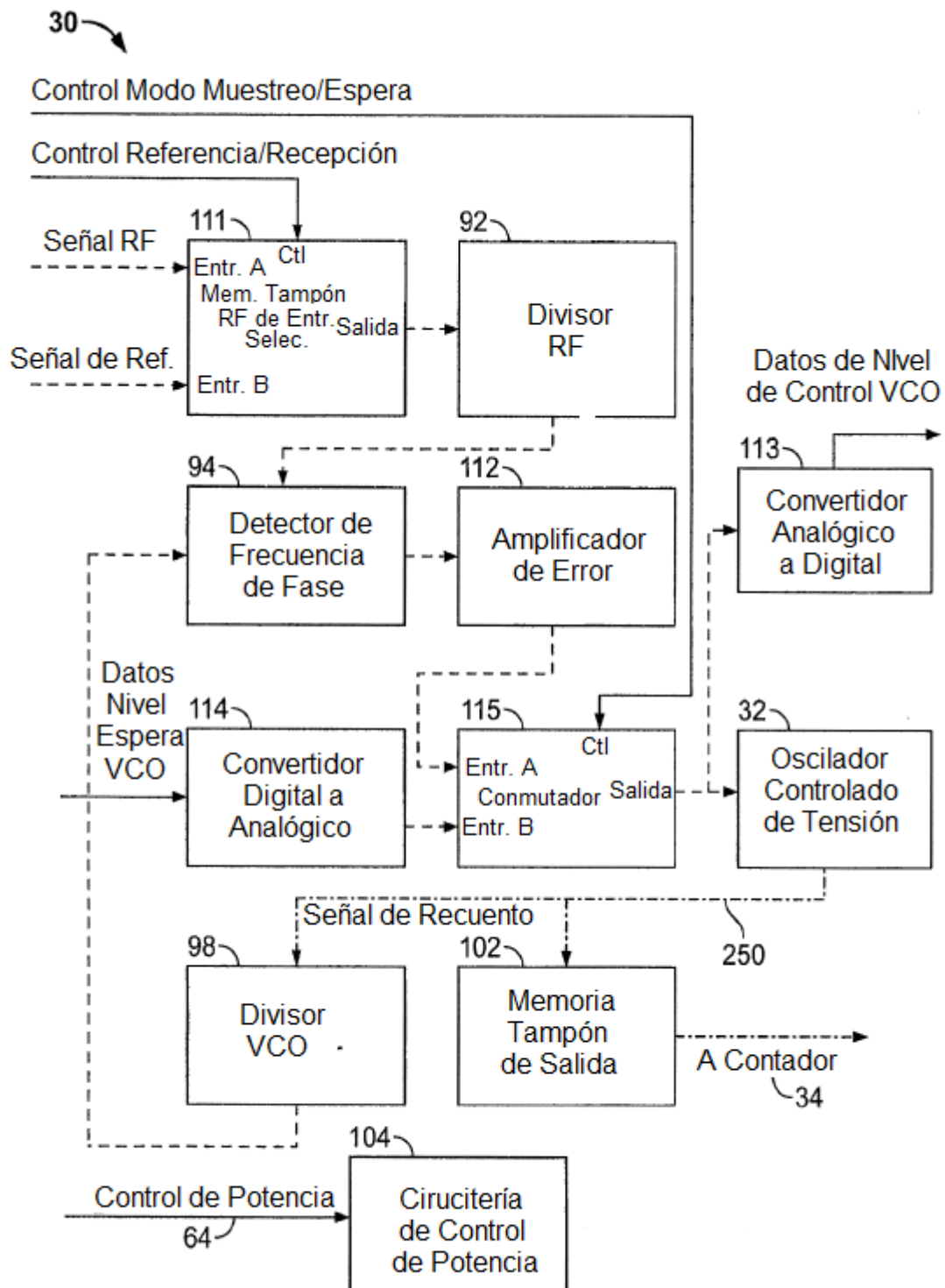


FIG. 13

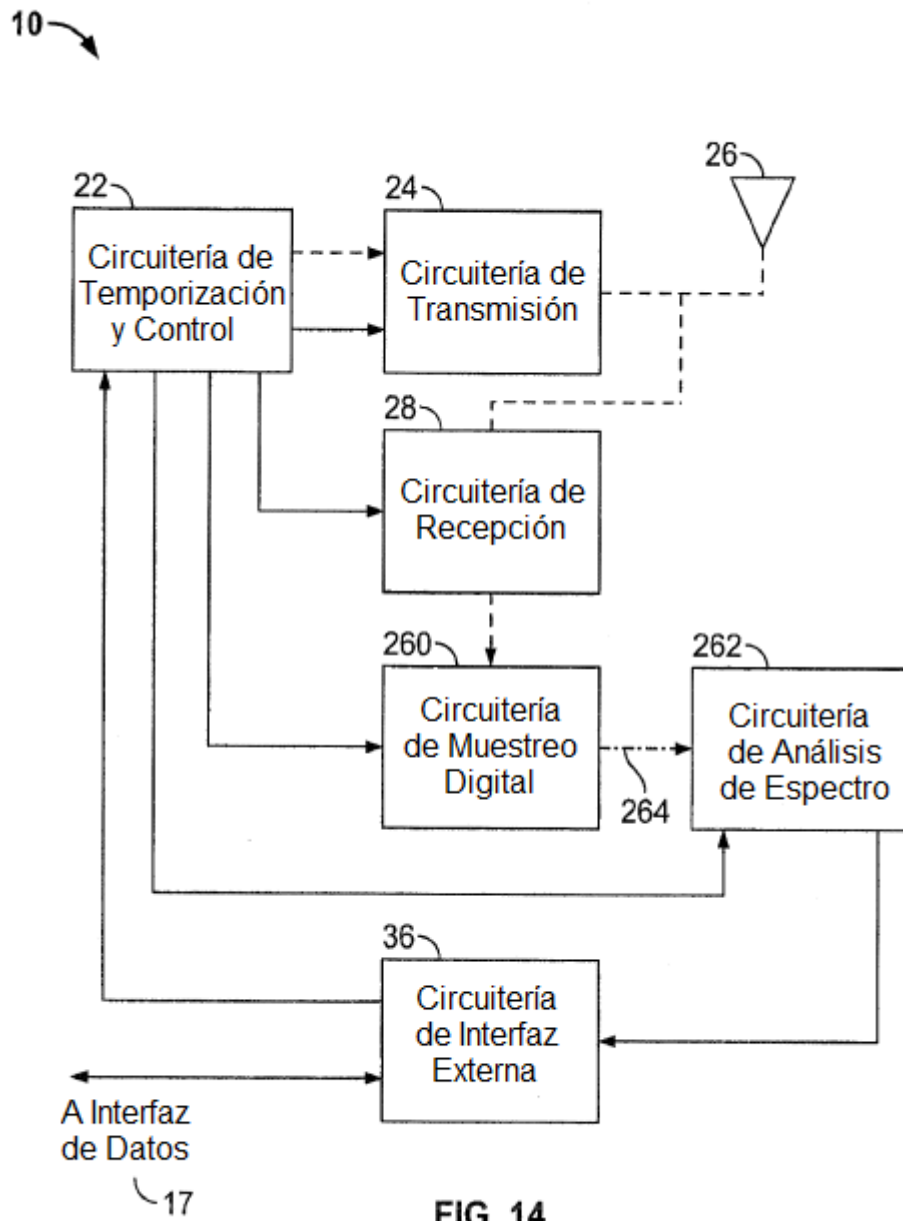


FIG. 14

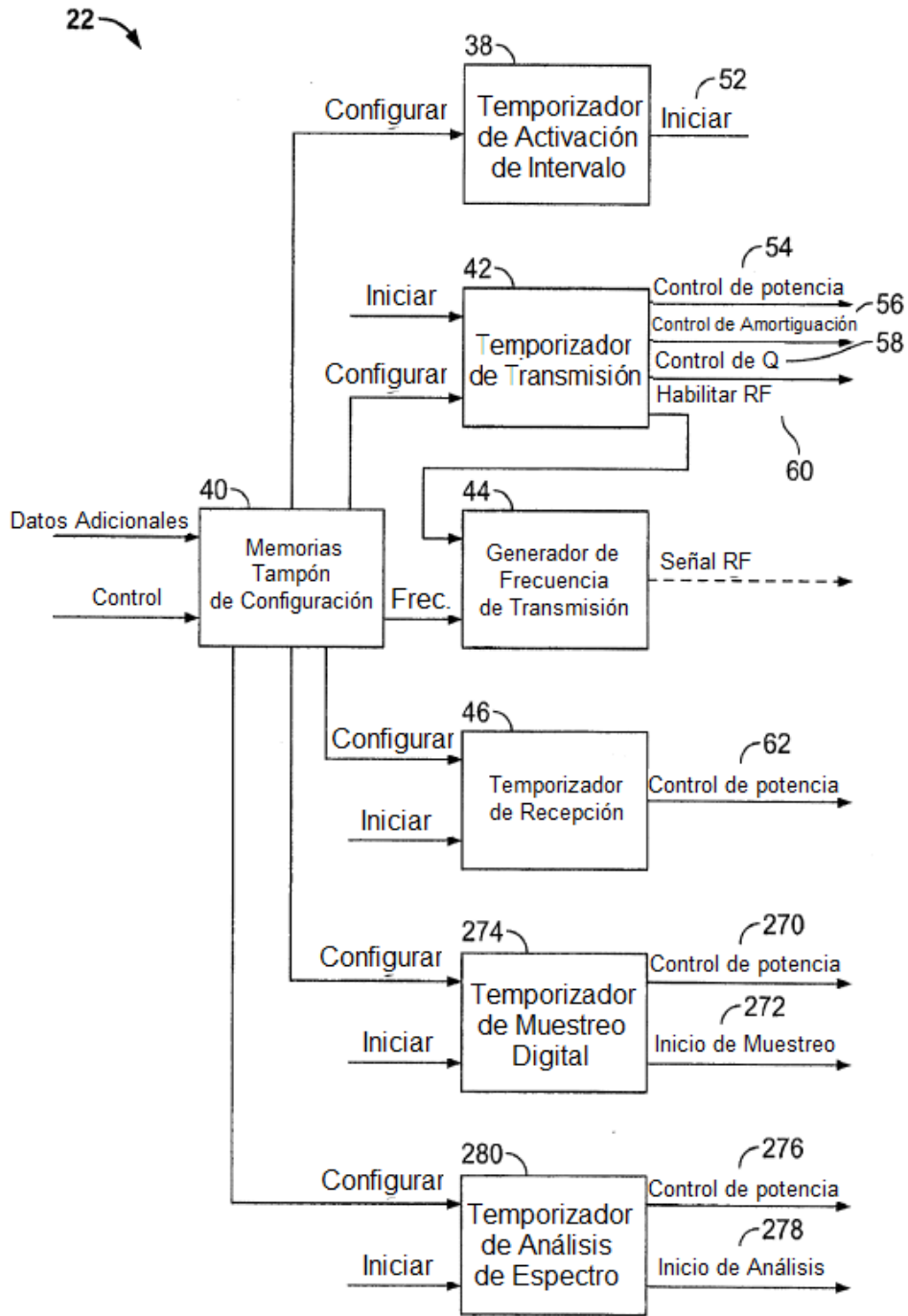


FIG. 15

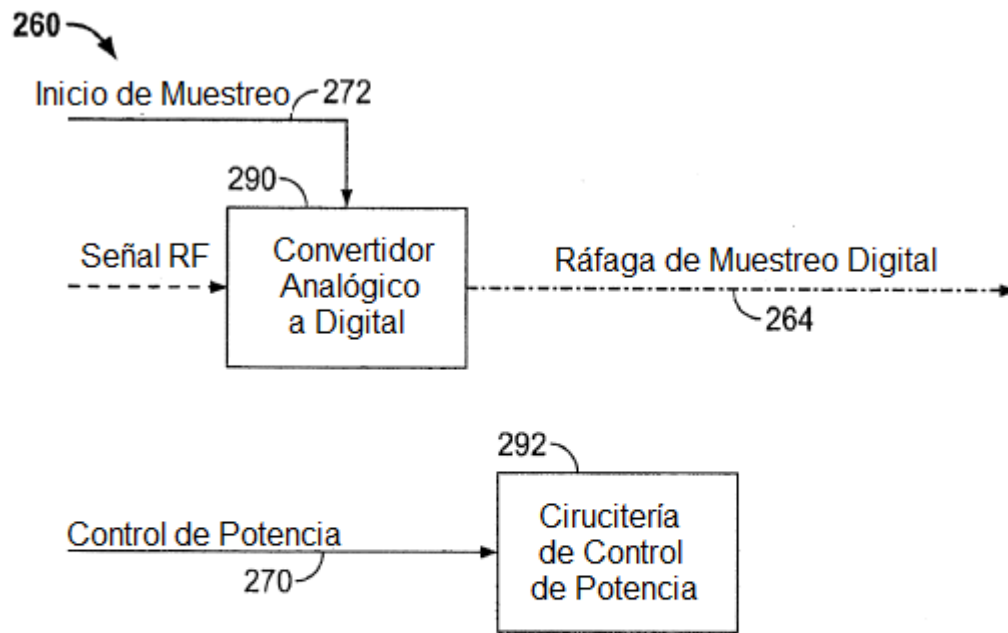


FIG. 16

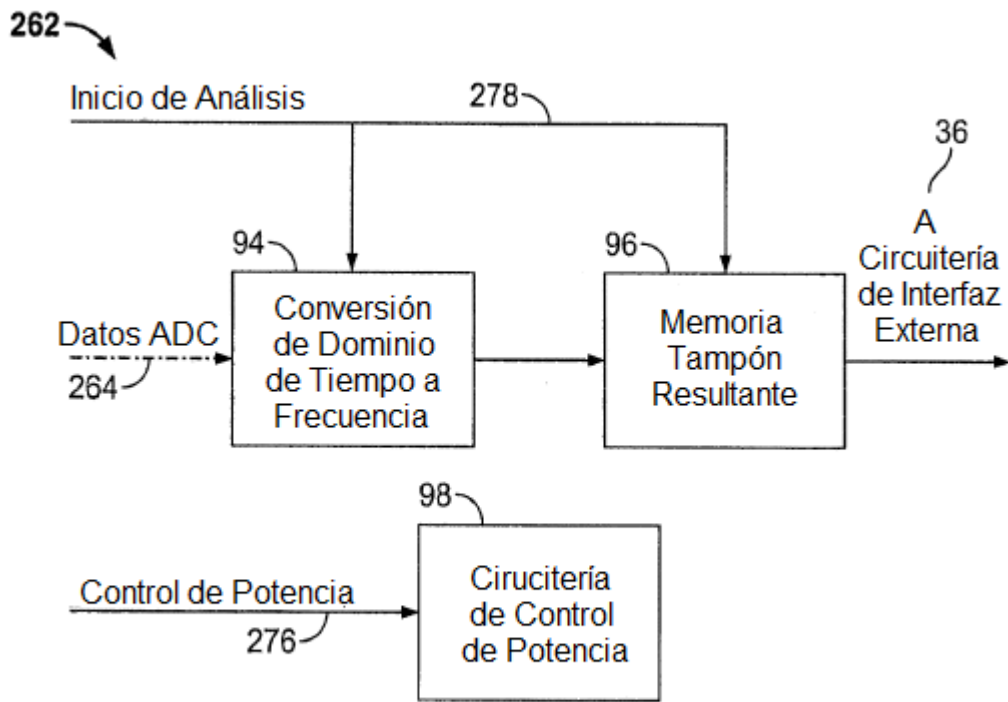


FIG. 17