

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 534 958**

21 Número de solicitud: 201331419

51 Int. Cl.:

**A61B 5/053** (2006.01)

12

PATENTE DE INVENCION

B1

22 Fecha de presentación:

**30.09.2013**

43 Fecha de publicación de la solicitud:

**30.04.2015**

Fecha de la concesión:

**02.02.2016**

45 Fecha de publicación de la concesión:

**09.02.2016**

56 Se remite a la solicitud internacional:

**PCT/ES2014/070712**

73 Titular/es:

**CONSEJO SUPERIOR DE INVESTIGACIONES  
CIENTÍFICAS (CSIC) (100.0%)**

**Serrano nº 117**

**28006 Madrid (Madrid) ES**

72 Inventor/es:

**DELGADO RESTITUTO , Manuel;**

**RODRIGUEZ PEREZ, Alberto y**

**RUIZ AMAYA, Jesus**

74 Agente/Representante:

**PONS ARIÑO, Ángel**

54 Título: **SISTEMA Y PROCEDIMIENTO PARA LA CALIBRACIÓN DE ETAPAS DE ADQUISICIÓN Y ACONDICIONAMIENTO DE BIOPOTENCIALES ELÉCTRICOS**

57 Resumen:

Sistema y procedimiento para la calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos. El sistema propuesto comprende medios para la definición de la banda espectral de captura de acuerdo con el tipo de biopotencial objeto de monitorización y medios para el ajuste de los niveles de ganancia en tensión previos a la digitalización de dicho biopotencial. Así mismo, la presente invención describe el procedimiento asociado a la definición de la banda espectral de captura de acuerdo con el tipo de biopotencial objeto de monitorización y al ajuste de los niveles de ganancia en tensión previos a la digitalización de dicho biopotencial.

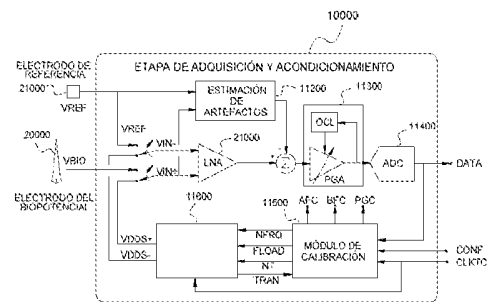


FIG. 2

ES 2 534 958 B1

## DESCRIPCIÓN

### SISTEMA Y PROCEDIMIENTO PARA LA CALIBRACIÓN DE ETAPAS DE ADQUISICIÓN Y ACONDICIONAMIENTO DE BIOPOTENCIALES ELÉCTRICOS

5

#### OBJETO DE LA INVENCION

La presente invención describe un sistema y un procedimiento para la calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos. El sistema  
10 propuesto comprende medios para la definición de la banda espectral de captura de acuerdo con el tipo de biopotencial objeto de monitorización y medios para el ajuste de los niveles de ganancia en tensión previos a la digitalización de dicho biopotencial. Así mismo, la presente invención describe el procedimiento asociado a la definición de la banda espectral de captura de acuerdo con el tipo de biopotencial objeto de  
15 monitorización y al ajuste de los niveles de ganancia en tensión previos a la digitalización de dicho biopotencial.

El campo técnico dentro del que se enmarca la presente invención es el de las tecnologías físicas, y más en concreto, el de las tecnologías de la información y las  
20 comunicaciones aplicadas a la bioingeniería.

#### ANTECEDENTES DE LA INVENCION

Todo sistema de monitorización de biopotenciales eléctricos comprende una etapa para  
25 la adquisición y acondicionamiento de las señales capturadas por los electrodos; una sección de procesamiento digital, precedida por un convertidor analógico-a-digital, para el análisis y codificación de los datos, y un módulo de comunicaciones para la transferencia de información al usuario.

30 La presente invención se centra en la primera de dichas etapas, esto es, la sección de adquisición y acondicionamiento de señal y, más en concreto, en la descripción de medios y procedimientos de calibración para el acondicionamiento de señal.

Puesto que la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal está en la cabecera de todo sistema de monitorización de biopotenciales eléctricos, los medios empleados para su implementación determinan en gran medida la precisión y la eficiencia del dispositivo sensor en su conjunto.

5

Aspectos de precisión están particularmente vinculados a los medios de adquisición, para los que se han propuesto numerosos aparatos y procedimientos conducentes a contrarrestar potenciales errores en la interfaz entre tejido humano y electrodo. Así, en el documento de estado de la técnica con número de publicación US 201110251817 A1 con título "Method and apparatus to determine impedance variations in a skin/electrode interface" se describe un sistema para corregir tensiones de offset y errores de ganancia originados por variaciones de impedancia en la interfaz. Así mismo, el documento de estado de la técnica con número de publicación EP 2298164 A2 con título "Cardiac monitoring circuit with adaptive sampling" muestra un sistema de adquisición de actividad cardiaca que utiliza un canal secundario para la medida de bioimpedancia con el objetivo de suspender la monitorización ECG en tanto que el valor de impedancia no esté por debajo de un determinado umbral. Aún en otro documento de estado de la técnica con número de publicación US 8174416 B2 con título "Automatic common-mode rejection calibration" se presentan medios y procedimientos para compensar desbalances de tensión y mejorar la razón de rechazo del modo común en una etapa diferencial de adquisición de biopotenciales. En otro caso, el documento de estado de la técnica con número de publicación EP 2086111 B1 con título "Instrumentation amplifier" muestra un amplificador de instrumentación con balance de corriente para eliminar componentes en DC de las señales capturadas por un sistema de adquisición EEG.

10

15

20

25

Aspectos de eficiencia están más relacionados con los medios de acondicionamiento de señal, cuyo cometido es ajustar el funcionamiento del sistema de monitorización al tipo particular de biopotencial objeto de análisis. Consideraciones esenciales en el acondicionamiento realizado por la etapa de adquisición son, por un lado, la definición de la banda espectral de captura de acuerdo con la señal inspeccionada y, por otro, la selección del nivel de amplificación necesario para que las formas de onda recibidas se adapten al rango dinámico de la sección de procesado subsiguiente, y así evitar una pérdida sustancial de información.

30

El ajuste de ambos aspectos es particularmente relevante en sistemas multi-sensor, como los empleados en implantes intracraneales para predicción epileptogénica (véase, por ejemplo, el documento de estado de la técnica con número de publicación US 6671555 B2 con título “*Closed loop neuromodulation for suppression of epileptic activity*”) o en interfaces cerebro-máquina destinadas a mejorar la calidad de vida de pacientes con severos problemas de desplazamiento (véase, por ejemplo, el documento de estado de la técnica con número de publicación US 8332024 B2 con título “*Low-power analog architecture for brain-machines interfaces*”). Dado que las acciones a realizar por estos sistemas se basan en la interpretación de la actividad cerebral medida desde un colectivo de electrodos, las respectivas etapas de adquisición y acondicionamiento de señal deben operar con las mismas características de transferencia espectral a la mayor resolución posible, de forma que se mejoren tanto la selectividad como la especificidad del dispositivo multi-sensor.

Convencionalmente, el ajuste de ambos aspectos, banda espectral y ganancia, se realiza durante el proceso de fabricación de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal e implica el uso de componentes discretos de alta precisión, de técnicas de ajuste de elementos de circuito (trimming) y/o de procedimientos de corrección usando datos de calibración almacenados en memorias locales. Así, por ejemplo, el documento con número de publicación US4237900, con título “*Implantable calibration means and calibration method for an implantable body transducer*” describe un sistema en el que la medida de biopotencial eléctrico se realiza en base a las características en tensión de un condensador incorporado a un circuito resonante LC; características que previamente han sido almacenadas en una memoria ROM durante el proceso de fabricación. Este procedimiento de ajuste, sin embargo, aumenta el coste de producción del sistema de monitorización en su conjunto y adolece de falta de adaptación frente a cambios en las condiciones ambientales.

Una segunda posibilidad más orientada a integración monolítica y que potencialmente ofrece mayor flexibilidad consiste en trasladar las tareas de ajuste de las características de amplificación y filtrado del sistema de monitorización a la sección de procesamiento digital posterior a la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal. Ejemplos de realización de esta estrategia se muestran en los documentos del estado de la técnica US 7171166 B2 con título “*Programmable wireless electrode system for medical monitoring*” y

US 2008/0140159 A1 con título "Implantable device for monitoring biological signals". El inconveniente de esta estrategia es que conlleva un sobredimensionado del sistema de monitorización, dado que se requieren medios de digitalización que han de cubrir rangos de tensión y frecuencia muy superiores a los estrictamente necesarios para monitorizar el biopotencial eléctrico bajo observación, lo que da lugar a altas resoluciones de procesamiento digital y, consecuentemente, a factores de forma y consumos de potencia elevados.

Una tercera posibilidad que trata de combinar las ventajas de los procedimientos anteriores consiste en dotar de programabilidad a la etapa de acondicionamiento de señal. De acuerdo con esta opción, la selección de las características de filtrado y amplificación se restringe a la etapa de acondicionamiento y no supone un incremento de resolución en los medios de procesamiento y digitalización del sistema de monitorización ni aumenta el coste de producción del sistema sensor. Así, en el documento de estado de la técnica US 2010/0106041 A1 con título "Systems and methods for multichannel wireless implantable neural recording" se muestran medios para la programación continua de la ganancia de la etapa de acondicionamiento de 68 a 77dB, medios analógicos para la definición del límite inferior de la banda espectral de captura en un rango entre 0.1Hz y 1kHz y medios digitales para la sintonización de la frecuencia de corte superior de dicha banda en el rango entre 0.7 y 10kHz. En otro ejemplo, reportado en el documento de estado de la técnica EP 2298164 A2 con título "Cardiac monitoring circuit with adaptive sampling", se muestran medios basados en condensadores conmutados para sintonizar el límite superior de la banda espectral de captura entre 1.87Hz and 3.94Hz y medios para ajustar digitalmente la ganancia de la etapa de acondicionamiento entre 20 y 83dB. El principal inconveniente de estas implementaciones es que no se proporcionan medios ni procedimientos de ajuste automático de los valores de programación por lo que, en la práctica, la definición de la banda de filtrado y la ganancia de la etapa de acondicionamiento se realiza bajo la inspección de un usuario especializado con el uso de equipamiento externo. En el documento de estado de la técnica EP 2571920 A1 con título "Biomedical acquisition system with motion artifact reduction" sí se emplean procedimientos automáticos de corrección en la cabecera de un sistema de adquisición biomédica, sin embargo, dichos procedimientos están orientados a la reducción de los posibles artefactos que pueden contaminar las medidas, no al ajuste de las características de transferencia de dicha cabecera.

**DESCRIPCIÓN DE LA INVENCION**

Analizados los antecedentes de la invención, se plantea como problema técnico a  
5 resolver encontrar un sistema de calibración integrado de bajo coste, que no conlleve el  
sobredimensionado de un sistema de monitorización de biopotenciales y que permita el  
ajuste de la banda de filtrado y de la ganancia de la etapa de acondicionamiento de señal  
comprendida en dicho sistema de monitorización, de manera que opere de forma  
esencialmente autónoma.

10

De acuerdo con la presente invención, la etapa de adquisición y acondicionamiento de  
señal de un sistema para la monitorización de biopotenciales comprende un amplificador  
de bajo ruido para amplificar la señal biopotencial capturada desde un electrodo; un  
circuito para estimar los artefactos, intencionados o no, que potencialmente pueden  
15 contaminar dicha señal capturada por dicho amplificador de bajo ruido; un amplificador de  
ganancia variable para ajustar los niveles de tensión de la señal proporcionada por dicho  
amplificador de bajo ruido una vez sustraída la señal generada por dicho circuito para la  
estimación de artefactos; un convertidor analógico-digital para digitalizar la señal  
producida por dicho amplificador de ganancia variable; y un sistema de calibración para el  
20 acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, objeto de la presente invención.

Dicho sistema de calibración comprende, de acuerdo con la presente invención, un  
sintetizador de frecuencia basado en barrido digital para la generación de formas de onda  
sinusoidales; y una unidad de procesado digital que configura y gestiona los citados  
25 bloques comprendidos en una etapa de adquisición y acondicionamiento de señal de un  
sistema para la monitorización de biopotenciales en función del procedimiento de  
calibración contemplado en la presente invención.

De acuerdo con una realización de la presente invención, el citado sintetizador de  
30 frecuencia está basado en barrido digital y comprende un divisor de frecuencia  
programable que genera una señal de reloj CLKDIV a partir de una señal de reloj CLKTC  
y de un dato de frecuencia *NFREQ*, ambos proporcionados por la citada unidad de  
procesado digital; un convertidor fase-amplitud que, cuando se temporiza con la citada  
señal de reloj CLKDIV, genera una forma de onda sinusoidal cuantizada en tiempo-

discreto; un convertidor digital-analógico con  $P$ -bits de resolución, temporizado por la citada señal CLKDIV, que convierte la citada forma de onda digital a la entrada en una señal analógica cuantizada; y un circuito de adaptación que elimina las réplicas espectrales producidas por la retención de señal inherente al proceso de conversión  
5 realizado en el citado convertidor digital-analógico.

En otro aspecto, la cabecera de una etapa adquisición y acondicionamiento de señal de un sistema para la monitorización de biopotenciales, conformada en este ejemplo de realización de la presente invención por dicho amplificador de bajo ruido y dicho  
10 amplificador de ganancia variable, proporcionan una característica de transferencia paso de banda para atenuar todas aquellas componentes en frecuencia que interfieren en la lectura de la señal biopotencial bajo observación.

De acuerdo con la presente invención, tanto las características de filtrado de la citada cabecera de una etapa adquisición y acondicionamiento de señal, como la ganancia del  
15 citado amplificador de ganancia variable son programables en el sentido de que tanto las frecuencias de corte inferior y superior de la característica paso de banda como los niveles máximos de tensión a la entrada del citado convertidor analógico-digital se pueden ajustar de forma independiente por medio de variables analógicas o digitales.

20 La calibración de una etapa de acondicionamiento de señal, de acuerdo con la presente invención, consta de cuatro fases secuenciadas por la citada unidad de procesado digital. En una primera fase se activa el citado sintetizador de frecuencias y se conecta su salida a la entrada del citado amplificador de bajo ruido. En una segunda fase se procede a la  
25 sintonización de las frecuencias de corte que definen la banda pasante de la citada cabecera de una etapa adquisición y acondicionamiento de señal. En una tercera fase se desactiva dicho sintetizador de frecuencias y se conecta la entrada de dicho amplificador de bajo ruido a un electrodo desde donde se captura la señal biopotencial. En una cuarta fase se ajusta la ganancia en tensión del citado amplificador de ganancia variable y se  
30 completa el ciclo de calibración.

En otro aspecto, la definición de las frecuencias de corte de la citada cabecera de una etapa de adquisición y acondicionamiento de señal, de acuerdo con la presente invención, se realiza en primer plano ("foreground calibration", en inglés) mediante un

lazo cerrado de sintonía que usa como referencia la señal sinusoidal proporcionada por el citado sintetizador de frecuencias de acuerdo con las instrucciones recibidas de la citada unidad de procesado digital y como parámetro de control una versión digitalizada de la amplitud máxima alcanzada a la salida del citado amplificador de ganancia variable durante un intervalo de tiempo múltiplo del periodo de dicha señal sinusoidal de referencia; dicha versión digitalizada generada por el citado convertidor analógico-digital. Dicha amplitud máxima a la salida de dicho amplificador de ganancia variable, cuyo valor depende de la frecuencia de referencia y de las variables analógicas o digitales que controlan la banda pasante de dicha cabecera de una etapa adquisición y acondicionamiento de señal, proporciona una representación de la función de transferencia del filtro implementado por dicha cabecera, según la presente invención. De acuerdo con ello, para la calibración de los límites inferior y superior de la banda pasante, el citado sintetizador de frecuencias se programa para generar señales sinusoidales a las frecuencias de corte deseadas (cada una derivada a partir de un citado dato de frecuencia  $NFREQ$ ), y se modifican las variables de control de la respuesta espectral de la citada cabecera de una etapa adquisición y acondicionamiento de señal, hasta alcanzar un régimen estacionario en el que las amplitudes a la salida del citado amplificador de ganancia variable revelan atenuaciones propias de los límites de la banda pasante, típicamente unos decibelios por debajo de la ganancia a mitad de banda.

20

En otro aspecto, la definición de los niveles de ganancia de un amplificador de ganancia variable, de acuerdo con la presente invención, se realiza mediante un lazo de control en segundo plano ("background calibration", en inglés) al mismo tiempo que se adquiere y procesa la señal biopotencial capturada por un electrodo. Dicho lazo de control usa como variable de observación una versión digitalizada de la tensión máxima alcanzada a la salida del citado amplificador de ganancia variable durante un intervalo de tiempo estimado en función de consideraciones fisiológicas; dicha versión digitalizada generada por el citado convertidor analógico-digital. Además, dicho lazo usa como señales de control las variables analógicas o digitales que controlan la ganancia de dicho amplificador de ganancia variable. Durante el proceso de calibración se modifican las citadas señales de control hasta que se alcanza un régimen estacionario en el que las tensiones de pico a la salida del citado amplificador de ganancia variable están comprendidas entre una fracción de FS y FS en su límite superior y entre 0 y una fracción

30

de FS en su límite inferior, donde FS indica el fondo de escala del citado convertidor analógico-digital.

5 Tanto el sistema microelectrónico como los métodos reportados en la presente invención comparten las mismas ventajas, que se describen en profundidad en la sección que describe una realización detallada de la invención y que se listan brevemente a continuación.

10 Los medios propuestos son apropiados para sistemas de monitorización tanto no-invasivos - del tipo electroencefalografía (EEG), electrocardiografía (ECG) o electromiografía (EMG) - como implantados, para los que la necesaria miniaturización limita o, definitivamente, impide el uso de componentes discretos.

15 Además, los medios propuestos para la implementación integrada de un mecanismo de calibración para la etapa de acondicionamiento de señal de un sistema de monitorización de biopotenciales eléctricos son de baja complejidad, por lo que son susceptibles de integración con reducidos consumos de área y potencia. Este último aspecto es particularmente relevante en sistemas de monitorización que no disponen de baterías sino que, por el contrario, se alimentan a partir de recursos disponibles en el entorno.

20 En otro aspecto, los medios y procedimientos propuestos permiten contrarrestar las variaciones estadísticas del proceso tecnológico en el que se realiza la integración; variaciones que pueden suponer desviaciones del 30 o 40% con respecto al valor nominal en la característica de transferencia y en la ganancia de un sistema de  
25 acondicionamiento de señal, de acuerdo con la presente invención. Esto es posible siempre y cuando los rangos de programación del amplificador de bajo ruido y del amplificador de ganancia variable, comprendidos en un sistema de adquisición de señales biopotenciales de acuerdo con la presente invención, sean lo suficientemente grandes como para cubrir dichas desviaciones.

30 Aún en otro aspecto, los procedimientos propuestos para la calibración de una etapa de acondicionamiento de señal biopotencial, de acuerdo con la presente invención, son autónomos, ofrecen la posibilidad de adaptación dinámica frente a variaciones en el tejido bajo observación y se adecúan a cualquier tipo de paciente. Estas ventajas son

especialmente relevantes en sistemas de monitorización implantados dado que las posibilidades de manipulación una vez operativos son muy limitadas, a la vez que se ha de alargar al máximo el tiempo de vida útil del dispositivo.

- 5 Además, la automatización de los procedimientos para la calibración de una etapa de acondicionamiento de actividad bioeléctrica, de acuerdo con la presente invención, permite eliminar la intervención de usuarios especializados y/o el uso de equipamiento externo, tanto en la fase de fabricación como en la fase de explotación. Esto no sólo reduce los costes de producción y/o mantenimiento, sino que también permiten el  
10 despliegue ambulatorio de dispositivos de monitorización en servicios de tele-asistencia de enfermos.

En otro aspecto de la presente invención, el procedimiento de calibración para ajustar la ganancia de un sistema de acondicionamiento de señal opera concurrentemente con la  
15 adquisición de señal con el fin de evitar interrupciones en el proceso de medida.

Estos y otros objetivos y características del sistema de calibración descrito en la presente invención serán entendidos en su totalidad a partir de la siguiente descripción detallada que ha de ser leída a la luz de las figuras que se acompañan en donde las referencias  
20 numéricas se refieren a partes correspondientes citadas en el texto.

Es importante resaltar que los conceptos y especificaciones descritos en la presente invención son generales y no están estrictamente vinculados a ningún tipo de estándar en particular, ni a ninguna arquitectura concreta para los bloques comprendidos en una  
25 etapa de adquisición y acondicionamiento de señal de un sistema para la monitorización de biopotenciales eléctricos.

### **BREVE DESCRIPCIÓN DE LAS FIGURAS.**

- 30 Con el objeto de complementar la descripción de la invención y sus características, se acompaña como parte integrante de dicha descripción las siguientes figuras:

Figura 1.- Muestra el diagrama de bloques de un ejemplo de realización de un sistema de monitorización de biopotenciales eléctricos junto al electrodo con el que está

interconectado. En realizaciones prácticas, la separación física de los componentes de este sistema y su distribución funcional pueden no ser coincidentes.

5 Figura 2.- Muestra un diagrama de bloques de un ejemplo de realización del sistema para la calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos objeto de la presente invención.

10 Figura 3.- Muestra la programación de (3a) la característica de transferencia y (3b) la ganancia de la cabecera de una etapa de adquisición y acondicionamiento de señales biopotenciales”.

Figura 4.- Muestra el diagrama de bloques de un ejemplo de realización del sintetizador de frecuencias que se integra en el sistema objeto de la presente invención .

15 Figura 5.- Muestra (5a) el diagrama de bloques de un convertidor fase-amplitud comprendido en del sintetizador de frecuencias, de acuerdo con la presente invención, como (5b) el diagrama de flujo de su funcionamiento.

20 Figura 6.- Muestra esquemáticamente un ejemplo de realización de la circuitería interna del convertidor digital-analógico y de un circuito de adaptación, ambos comprendidos en el sintetizador de frecuencias, de acuerdo con la presente invención.

25 Figura 7.- Muestra un diagrama de flujo de un ejemplo de realización del procedimiento de calibración de una etapa de adquisición y acondicionamiento de señales biopotenciales, de acuerdo con la presente invención.

Figura 8.- Muestra un diagrama de flujo de un ejemplo de realización del procedimiento de sintonización de las frecuencias de corte de la banda pasante de etapa de adquisición y acondicionamiento de señales biopotenciales, de acuerdo con la presente invención.

30 Figura 9.- Muestra el proceso de “inicialización” del procedimiento de sintonización de las frecuencias de corte de la banda pasante en la etapa de adquisición y acondicionamiento de señales biopotenciales, de acuerdo con la presente invención.

Figura 10.- Muestra un diagrama de flujo del proceso de ajuste de la frecuencia de corte de baja frecuencia dentro del procedimiento de sintonización de la banda pasante de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señales biopotenciales, de acuerdo con la presente invención.

5

Figura 11.- Muestra un diagrama de flujo del proceso de ajuste de la frecuencia de corte de alta frecuencia dentro del procedimiento de sintonización de la banda pasante de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señales biopotenciales, de acuerdo con la presente invención.

10

Figura 12.- Muestra un diagrama de flujo el proceso de calibración de un “amplificador de ganancia variable” comprendido en la etapa de adquisición y acondicionamiento de señales biopotenciales, de acuerdo con la presente invención. Este proceso de calibración se lleva a cabo en la “inicialización” del procedimiento de sintonización de las

15 frecuencias de corte de la banda pasante de dicha etapa de adquisición y acondicionamiento de señal.

Figura 13.- Muestra un diagrama de flujo el proceso de calibración de un “amplificador de ganancia variable” comprendido en la etapa de adquisición y acondicionamiento de

20 señales biopotenciales, de acuerdo con la presente invención. Dicho ajuste se lleva a cabo en el proceso de calibración de dicha etapa de adquisición y acondicionamiento de señal.

Figura 14.- Muestra el procedimiento de validación por un supervisor externo del mecanismo de auto-calibración de la etapa de adquisición y acondicionamiento de

25 señales biopotenciales, de acuerdo con la presente invención.

### **DESCRIPCIÓN DE UN EJEMPLO DE REALIZACIÓN DE LA INVENCION**

30 Seguidamente se realiza, con carácter ilustrativo y no limitativo, una descripción de un ejemplo de realización de la invención, haciendo referencia a la numeración adoptada en las figuras.

La figura 1 representa el diagrama funcional de un sistema para la monitorización de biopotenciales eléctricos 10000, cuyo propósito es la captura, procesado y transmisión de valores representativos de la señal eléctrica detectada mediante un electrodo 20000. El sistema comprende una etapa para la adquisición y acondicionamiento de señal 11000, una sección de procesamiento digital 12000 y un bloque para la transferencia de información al usuario 13000. Es importante resaltar que esta división funcional no comporta necesariamente una separación física de los elementos que componen el sistema para la monitorización de biopotenciales eléctricos 10000. Así, por ejemplo, elementos del bloque funcional 12000 pueden estar alojados sobre el mismo sustrato que elementos del bloque 11000, o también es posible que los bloques 11000-13000 compongan en conjunto una única entidad física inseparable.

La presente invención se centra en la primera de las secciones comprendidas en un sistema para la monitorización de biopotenciales eléctricos 10000, esto es, la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 y, más en concreto, en la descripción de medios y procedimientos de calibración automáticos para el acondicionamiento de señal que se expondrán más adelante.

La figura 2 muestra el diagrama de bloques de una etapa para la adquisición y acondicionamiento de señal 11000, de acuerdo con la presente invención. Dicha etapa 11000 comprende un amplificador de bajo ruido 11100 (denominado LNA, por sus siglas en inglés, "Low Noise Amplifier") para amplificar la señal eléctrica capturada desde un electrodo 20000; un circuito 11200 para estimar los artefactos debidos, por ejemplo, a alteraciones en la impedancia de la interfaz entre tejido y electrodo o a la aplicación de terapias de electromodulación, que potencialmente pueden contaminar la señal capturada por el amplificador de bajo ruido 11100; un amplificador de ganancia variable 11300 (denominado PGA, por sus siglas en inglés, "Programmable Gain Amplifier") para ajustar los niveles de tensión de la señal proporcionada por el amplificador de bajo ruido 11100 una vez sustraída la señal generada por el circuito 11200 para la estimación de artefactos; un convertidor analógico-digital 11400 (denominado ADC, por sus siglas en inglés, "Analogue-to-Digital Converter") para digitalizar la señal proporcionada por el amplificador de ganancia variable 11300; y un sistema de calibración para el acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, objeto de la presente invención, que comprende a su vez una unidad de procesamiento digital (módulo de calibración) 11500 que

configura la etapa para la adquisición y acondicionamiento de señal 11000 durante los procedimientos de calibración, y un sintetizador de frecuencia basado en barrido digital 11600 (denominado DDS, por sus siglas en inglés, "Direct Digital Synthesizer") para la generación de formas de onda sinusoidales de referencia.

5

En el caso más general, el amplificador de ganancia variable 11300 incluye un lazo de cancelación de offset (denominado OCL, por sus siglas en inglés, "Offset Cancellation Loop") para eliminar las componentes en DC a la entrada del convertidor analógico-digital 11400 originadas por los desbalances a las entradas tanto del amplificador de ganancia variable 11300 como del amplificador de bajo ruido 11100.

10

Las entradas a la etapa para la adquisición y acondicionamiento de señal 11000 son CLKTC y CONF. La señal CLKTC es un tren de pulsos periódicos con frecuencia conocida *FTC*, que se utiliza para la generación de señales lógicas de control y para secuenciar el funcionamiento de la etapa para la adquisición y acondicionamiento de señal 11000. La señal CONF es una entrada secuencial de datos que se utiliza para programar la unidad de procesado digital 11500 de un sistema de calibración, de acuerdo con la presente invención. Dicha unidad de procesado 11500 también utiliza la salida digital DATA generada por convertidor analógico-digital 11400 como variable de control.

15

Junto a estas entradas procedentes, en una configuración preferente, de la sección de procesamiento 12000 del sistema de monitorización 10000, las señales *VBIO* y *VREF* constituyen entradas que provienen de sendos electrodos en contacto con el paciente bajo monitorización. La señal *VBIO* es la respuesta eléctrica capturada por el electrodo 20000, que sirve de interfaz entre el tejido cuya actividad eléctrica se desea monitorizar y el sistema de monitorización 10000. La señal *VREF* es una tensión extraída desde otro electrodo 21000 con baja impedancia de entrada que sirve de referencia para el funcionamiento del amplificador de bajo ruido 11100 y del circuito para la estimación de artefactos 11200. La presente invención no impone ninguna limitación ni sobre la geometría de los electrodos 20000 y 21000, ni sobre el tejido bajo observación.

20

25

30

Como reconocerá el experto en la técnica, la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000, formada por el amplificador de bajo ruido 11100 y el amplificador de ganancia variable 11300, se ha de diseñar de forma que proporcione una

característica de transferencia paso de banda en el camino de señal para, de este modo, filtrar todas aquellas componentes en frecuencia que interfieren en la lectura de la señal biopotencial bajo observación. De acuerdo con la presente invención, y en consonancia con el estado de la técnica, dicha operación de filtrado se realiza de forma distribuida de forma que la frecuencia de corte del límite inferior de la banda pasante *BF* (por baja frecuencia) se implementa a la entrada del amplificador de bajo ruido 11100, mientras la frecuencia de corte del límite superior de la banda pasante *AF* (por alta frecuencia) se implementa en algún punto previo a la digitalización por el convertidor analógico-digital 11400. La presente invención no impone ninguna restricción sobre este último aspecto de manera que dicho límite superior *AF* se puede implementar a la salida del amplificador de bajo ruido 11100, como ocurre en algunas realizaciones del estado de la técnica, o bien a la salida del amplificador de ganancia variable 11300, como se reporta en otras.

De acuerdo con la presente invención, tanto las frecuencias de corte *BF* y *AF* de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000, como la ganancia *PG* del amplificador de ganancia variable 11300 son programables en el sentido de que se pueden adaptar por medio de parámetros de ajuste analógicos o digitales comprendidos en los bloques 11100 y 11300. Dichos parámetros pueden ser resistencias, capacidades, transconductancias o, en general, cualquier elemento o conjunto de elementos que permita la variación monótonica de *BF*, *AF* y *PG* de forma independiente, sin influencia mutua.

Dependiendo de la implementación particular de los bloques de circuito 11100 y 11300, aspecto que no forma parte de la presente invención pero para el que existen numerosos ejemplos en la literatura, la programación de las variables *BF*, *AF* y *PG*, se puede realizar en modo continuo o en modo discreto. La diferencia estriba en si se realiza un reglaje analógico (modo continuo) o una programación digital (modo discreto) del parámetro o conjunto de parámetros de ajuste. Las técnicas en modo continuo, esencialmente basadas en arquitecturas maestro-esclavo, permiten un ajuste muy preciso de dichos parámetros, si bien son de mayor complejidad y requieren mecanismos adicionales para el almacenamiento y refresco de corrientes y/o tensiones. Por el contrario, las técnicas en modo discreto, esencialmente basadas en el empleo de matrices de elementos de circuito controlados binariamente, son estructuralmente simples y usan sencillos registros digitales para almacenar las configuraciones de calibración, aunque la precisión, limitada

por la cuantización impuesta por la programación digital, es usualmente inferior al método de ajuste analógico.

Es importante resaltar que los medios y procedimientos propuestos en la presente invención son igualmente aplicables para ambos tipos de programación, analógico o digital, y, por tanto, son de propósito general y no están ligados a ninguna realización particular del amplificador de bajo ruido 11100, ni a ninguna implementación concreta del amplificador de ganancia variable 11300. En todo caso, en aplicaciones que requieren consumos ultra-bajos de energía como, por ejemplo, en sistemas de monitorización implantables, se usarán preferentemente técnicas de programación digital que presentan menor demanda de potencia eléctrica.

A modo de ilustración y sin suponer en ningún caso una limitación de la presente invención, la figura 3(a) muestra un ejemplo en el que las frecuencias de corte  $BF$  y  $AF$  se pueden controlar digitalmente a través de las palabras de control  $BFC<1:NBF>$  y  $AFC<1:NAF>$ , respectivamente. Los valores  $NBF$  y  $NAF$  representan el número de bits comprendidos en dichas palabras de control. Sin pérdida de generalidad, las frecuencias de corte  $BF$  y  $AF$  crecen conforme aumentan los valores programados en las correspondientes palabras digitales de control. La figura 3(a) ilustra los rangos de sintonía de las frecuencias de corte  $BF$  y  $AF$  para el caso  $NBF = 3$  y  $NAF = 2$ . Como se observa, la ganancia total de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000, que viene dada por el producto de la ganancia  $G$  del amplificador de bajo ruido 11100 y la ganancia  $PG$  del amplificador de ganancia variable 11300, permanece inalterada independientemente de la programación digital efectuada.

De forma similar, la figura 3(b) ilustra un ejemplo en el que la ganancia  $PG$  del amplificador de ganancia variable 11300 se controla mediante una palabra digital  $PGC<1:NPG>$ , donde  $NPG$  representa la longitud de dicha palabra ( $NPG = 3$  en la gráfica). Sin pérdida de generalidad, la ganancia  $PG$  crece conforme aumenta la palabra digital de control. Como se observa, las frecuencias de corte  $BF$  y  $AF$  de la característica de transferencia de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000, permanece inalterada independientemente de la programación digital de la palabra  $PGC$ .

De acuerdo con la presente invención, el propósito del sistema de calibración para el acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, compuesto por los bloques 11500 y 11600, es la programación automática de los parámetros de ajuste para la definición de las variables *BF*, *AF* y *PG* de forma que la banda pasante del filtrado sólo incluya el contenido espectral de la señal objeto de monitorización y que el nivel de amplificación proporcionado por el amplificador de ganancia variable 11300 se adapte al fondo de escala del convertidor analógico-digital 11400.

De acuerdo con la presente invención, la programación automática de los parámetros de ajuste para la definición de las variables *BF*, *AF* y *PG* se realiza mediante técnicas de procesado digital (del inglés "digitally assisted calibration") que sacan partido de la presencia de un convertidor analógico-digital 11400 en la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000. Tanto para las variables de frecuencia *BF* y *AF*, como para la variable de ganancia, *PG*, el bloque de procesado digital 11500 establece un lazo cerrado de control automático que modifica los correspondientes parámetros de ajuste, de acuerdo con la respuesta cuantizada de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 frente a determinados estímulos.

En el caso de las frecuencias de corte *BF* y *AF*, el lazo cerrado de control, o lazo de sintonía, usa como estímulos los tonos de referencia generados mediante el sintetizador de frecuencia basado en barrido digital 11600 que, de acuerdo con la presente invención, forma parte de un sistema de calibración de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000.

La figura 4 muestra el diagrama de bloques del sintetizador de frecuencia 11600 que, de acuerdo con la presente invención, comprende un divisor de frecuencia programable 11610 que genera una señal de reloj CLKDIV a partir de la señal de reloj CLKTC y del dato de frecuencia *NFREQ* proporcionado a través de la conexión serie CONF (véase figura 2); un convertidor fase-amplitud 11620 que, cuando se temporiza con la señal de reloj CLKDIV, genera una forma de onda sinusoidal cuantizada en tiempo-discreto; un convertidor digital-analógico 11630 (denominado DAC, por sus siglas en inglés, "Digital-to-Analogue Converter") con *P*-bits de resolución que convierte la forma de onda digital a la entrada en una señal analógica cuantizada; un circuito de adaptación 11640 que acondiciona la salida del DAC 11630 para cerrar el lazo de sintonía de acuerdo con las

características de entrada del amplificador de bajo ruido 11100; un contador lógico disparado por flancos 11650 que contabiliza el número de semiperiodos de la forma de onda sinusoidal generada por el convertidor fase-amplitud 11620; y un comparador digital 11660 que detecta cuando el número de semiperiodos contabilizados por el contador  
 5 11650 supera un determinado número  $NT$  de semiperiodos. Dicho número  $NT$ , definido a través de la conexión serie CONF, se estima como representativo de la fase de estabilización del lazo cerrado de control para el ajuste de las frecuencias de corte  $BF$  y  $AF$ . La conexión serie CONF también proporciona señales de activación de los bloques comprendidos en el sintetizador de frecuencia 11600, de forma que cuando están  
 10 deshabilitados entran en modo de bajo consumo.

En una realización preferente de la presente invención, el divisor de frecuencia programable 11610 se implementa mediante la detección de sobredisparos en un acumulador digital con  $L$ -bits de resolución, temporizado por la señal CLKTC, que usa el  
 15 dato de frecuencia  $NFREQ$  como palabra de control de paso. La carga del dato de frecuencia  $NFREQ$  se realiza sincronamente con el pulso  $FLOAD$ . El lapso de tiempo entre sobredisparos corresponde a un periodo de la señal CLKDIV obtenida a la salida del divisor de frecuencia programable 11610. De acuerdo con esta realización preferente, la frecuencia de  $FDIV$  de la señal CLKDIV viene dada por la expresión  $FDIV =$   
 20  $NFREQ \cdot FTC / 2^L$ , donde  $FTC$  representa la frecuencia de la señal CLKTC. En el libro "Digital synthesizers and transmitters for software radio" de J. Vanka, publicado por la Editorial Springer en Dordrecht, The Netherlands, en el año 2005, se pueden encontrar ejemplos eficientes de implementación de acumuladores digitales.

25 De acuerdo con la presente invención, el convertidor fase-amplitud 11620 proporciona  $4M$  muestras contiguas cuantizadas por periodo de función seno. Cada muestra viene dada por una palabra digital de  $P$  bits de longitud,  $B<0, P-1>$ , donde el término  $B(0)$  representa el bit menos significativo y el término  $B(P-1)$ , el más significativo. La razón de salida del convertidor de fase-amplitud 11620 es una muestra por ciclo de reloj CLKDIV. Por tanto,  
 30 la frecuencia  $FDDS$  de la forma de onda sinusoidal generada por el convertidor fase-amplitud 11620 es

$$FDDS = \frac{1}{4M} \cdot FDIV = \frac{1}{4M} \cdot \frac{FTC}{2^L} \cdot NFREQ$$

La figura 5(a) muestra el diagrama funcional de un convertidor fase-amplitud 11620 que, de acuerdo con una realización de la presente invención, comprende una máquina de estado 11621 que controla la operación del convertidor; una memoria 11622 con  $(M + 1) \times P$  elementos y lectura por filas, las cuales almacenan muestras contiguas de un arco de  $\pi/2$  radianes de la función seno; y dos registros de desplazamiento con  $M$  posiciones, uno con desplazamiento descendente (11623) y otro con desplazamiento ascendente (11624), cuyas salidas están conectadas a los controles de habilitación de las filas de la memoria 11622. El experto en la técnica comprenderá que ambos registros de desplazamiento se podrían unificar en un único registro de desplazamiento bidireccional, sin embargo, para una mejor explicación de los conceptos que continúan se considerarán dos registros diferenciados.

Obsérvese que la memoria 11622 sólo almacena  $M + 1$  muestras correspondientes a un cuarto de periodo de la función seno. Esto es así porque la síntesis de la forma de onda completa es trivial a partir de la simetría  $\pi / 2$  de la función seno. De acuerdo con esta estrategia de compresión de datos, se simplifica notablemente el hardware necesario para implementar el convertidor fase-amplitud 11620.

La operación del convertidor fase-amplitud 11620 se ilustra con el diagrama de flujo de la figura 5(b). Cuando el dispositivo está inactivo todas las variables internas están a '0' lógico, y la memoria 11622 no libera ninguna salida. Cuando recibe una señal de activación desde la conexión serie CONF, se carga síncronamente con la señal CLKDIV un '1' lógico en la primera posición del registro de desplazamiento descendente 11623. A cada ciclo de reloj, el bit activo se desplaza por el registro y habilita la lectura de la correspondiente fila de la memoria 11622. Cuando se alcanza el final del registro 11623, se activa la señal de fin de desplazamiento,  $Fd = '1'$  y se deshabilita el bloque. En respuesta a la señal  $Fd$  activa, se habilita el registro de desplazamiento ascendente 11624 y se carga un '1' lógico en la primera posición de dicho registro. Una vez en funcionamiento el registro 11624, la señal  $Fd$  vuelve al nivel lógico bajo. Como en el caso anterior, el bit activo se desplaza por el registro 11624 y habilita, a cada paso de reloj, la lectura de la correspondiente fila de la memoria 11622. Cuando se alcanza el final del registro 11624, se activa la señal de fin de desplazamiento,  $Fu = '1'$  y se deshabilita el bloque. Al mismo tiempo, la señal lógica  $INV$ , que marca las transiciones de  $\pi$  radianes

en la función seno, cambia su estado por el complementario. En respuesta a la señal  $F_u$  activa, se vuelve a habilitar el registro de desplazamiento descendente 11624 y, una vez en funcionamiento, la señal  $F_u$  vuelve al nivel lógico bajo. A partir de este punto se repite todo el proceso, salvo que se instruya lo contrario desde la conexión serie CONF. La figura 4 muestra de forma ilustrativa las formas de onda que exhiben las salidas  $B$  e  $INV$  proporcionadas por el convertidor fase-amplitud 11620.

El contador lógico 11650 usa la salida  $INV$  del convertidor fase-amplitud 11620 para contabilizar el número de semiperiodos de la forma de onda sinusoidal generada por el convertidor fase-amplitud 11620 a partir de la acción de reinicio marcada por el disparo del pulso de carga  $FLOAD$ . Cuando el recuento del contador lógico 11650 supera el valor  $NT$ , la señal de salida  $TRAN$  del comparador digital 11650 pasa de estado lógico '1' a estado lógico '0'. El intervalo temporal comprendido entre los cambios de estado de la señal  $TRAN$  se elige para cada dato de frecuencia  $NFREQ$  como representativo del tiempo necesario para que el lazo de sintonía formado por la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 y el sintetizador de frecuencia 11600 alcance el régimen estacionario.

De acuerdo con la presente invención, la longitud de las palabras digitales almacenadas en una memoria 11622 comprendida en el convertidor fase-amplitud 11620 coincide con la resolución  $P$  del convertidor digital-analógico 11630.

Aunque la presente invención no impone ninguna restricción sobre la implementación del convertidor digital-analógico 11630, éste usará preferentemente técnicas en modo de corriente y proporcionará dos salidas, una complementaria de la otra. Ejemplos conocidos de estas técnicas son los convertidores basados en arquitecturas R-2R y los convertidores basados en convección de corriente (véase el capítulo 3 del libro "Data Converters" de F- Maloberti, publicado por la Editorial Springer en Dordrecht, The Netherlands, en el año 2007). Como se detalla a continuación, esta elección permite completar fácilmente la síntesis de la forma de onda sinusoidal completa en el dominio analógico.

En un ejemplo de realización de la presente invención, ilustrado en la figura 6, el convertidor digital-analógico 11630 usa una arquitectura R-2R que genera términos de

corriente pesados binariamente a partir de una corriente de referencia  $I_{REF}$ . La corriente  $I_+$  está formada por la superposición de aquellos términos de corriente habilitados por los '1' lógicos contenidos en la palabra digital de entrada,  $B<0, P-1>$ . Por el contrario, la corriente  $I_-$  está compuesta por la combinación de los términos de corriente habilitados por los '0' lógicos contenidos en la referida palabra digital; combinación a la que se resta un término adicional  $I_{REF}$ . A la salida de la arquitectura R-2R, un sencillo arreglo de llaves permite completar la síntesis de la forma de onda sinusoidal completa en el dominio analógico usando la señal  $INV$  proporcionada por el convertidor fase-amplitud 11620. Así, las corrientes de salida  $I_{out+}$  e  $I_{out-}$  se conforman alternando las señales  $I_+$  e  $I_-$ , de acuerdo con las transiciones de  $\pi$  radianes de la función seno.

Como se muestra en la figura 6, las corrientes  $I_{out+}$  e  $I_{out-}$  constituyen las entradas a un circuito de adaptación 11640, que en este ejemplo de realización de la presente invención, está formado por un convertidor corriente a tensión mediante un amplificador operacional. Las tensiones de salida,  $V_{DDS+}$  y  $V_{DDS-}$ , del circuito de adaptación 11640 están confinadas entre los valores  $-R_2 \cdot I_{REF}$  y  $R_2 \cdot I_{REF}$ . De acuerdo con ello, los parámetros  $R_2$  e  $I_{REF}$  se han de elegir de forma que dichos límites estén comprendidos dentro del rango de entrada de un amplificador de bajo ruido 11100, de acuerdo con la presente invención.

Suponiendo que el convertidor digital-analógico 11630 es ideal, el espectro a su salida por efecto de la retención de señal viene dado por,

$$H(f) = \frac{1}{2} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \text{sinc}\left(\frac{m}{4M}\right) \cdot \delta(f - m \cdot F_{DDS})$$

donde  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ ,  $m = 4kM \pm 1$ , y  $k$  es un número entero.

Por consiguiente, además del tono fundamental en  $F_{DDS}$ , la señal presenta otras imágenes a frecuencias  $k \cdot F_{DIV} \pm F_{DDS} = m \cdot F_{DDS}$  que están tanto más alejadas del tono fundamental cuanto mayor sea la resolución del convertidor fase-amplitud 11620. La

atenuación de dichas imágenes respecto al tono fundamental por efecto de la función  $\text{sinc}(x)$ , viene dada por,

$$A(\text{dB}) = 20 \log(4kM \pm 1)$$

5

y, por tanto, es tanto mayor cuanto mayor sea  $M$ . Junto a estas imágenes, la respuesta del sintetizador de frecuencia 11600 también incluye otros armónicos a frecuencias  $|\pm i \cdot \text{FDIV} \pm j \cdot \text{FDDS}|$ , donde los índices  $i, j$  son números enteros, que son atribuibles a la resolución finita  $P$  del convertidor digital-analógico 11630 y a imperfecciones en su  
 10 implementación tales como desapareamientos de dispositivos, errores de establecimiento, glitches, jitter, retrasos diferentes en las líneas digitales, etcétera.

Con vistas a atenuar dichas imágenes y armónicos, el circuito de adaptación 11640 incluye condensadores  $C_2$  en el camino de realimentación del amplificador operacional  
 15 que confieren a la estructura una característica paso de baja de primer orden. Estos condensadores permiten eliminar glitches de conmutación y mejorar la pureza espectral de la señal sinusoidal generada por el sintetizador de frecuencia 11600.

Haciendo uso de los medios expuestos, la figura 7 muestra el procedimiento de  
 20 calibración 30000 para el ajuste del amplificador de bajo ruido 11100 y del amplificador de ganancia variable 11300, de acuerdo con la presente invención. El procedimiento 30000 se habilita una vez recibida la correspondiente instrucción a través del enlace de comunicación serie CONF. El método de calibración 30000 está caracterizado porque comprende las siguientes fases:

- 25
- en primer lugar (31000), se conectan las entradas del amplificador de bajo ruido 11100 a las salidas del sintetizador de frecuencia 11600, de manera que las tensiones  $V_{IN}$  y  $V_{DDS}$  coinciden. Al mismo tiempo, se deshabilita el circuito para la estimación de artefactos 11200;
  - en segundo lugar (32000), se procede a la sintonización de las frecuencias de  
 30 corte que definen la banda pasante de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000, según un procedimiento que se detallará con posterioridad en relación con la figura 8;
  - en tercer lugar (33000), se conectan las entradas del amplificador de bajo ruido

11100 a los electrodos 20000 y 21000, de manera que las tensiones  $V_{IN+}$  y  $V_{BIO}$ , por un lado, y las tensiones  $V_{IN-}$  y  $V_{REF}$ , por otro, coinciden. Al mismo tiempo, se habilita el circuito para la estimación de artefactos 11200;

- en cuarto lugar (34000), se procede al ajuste de la ganancia en tensión del amplificador de ganancia variable 11120, según un procedimiento que se detallará con posterioridad en relación con la figura 13.
- En quinto lugar (35000), si así se estima oportuno, se procede a la validación de los resultados del método de auto-calibración descrito por medio de un supervisor externo.

El procedimiento 32000 para el ajuste de las frecuencias de corte  $BF$  y  $AF$  de la banda pasante de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 comprende tres pasos, tal como se ilustra en la figura 8. A lo largo de todo el proceso, tal como se indicó en la figura 7, el nudo de entrada  $V_{IN}$  del amplificador de bajo ruido 11100 se conecta a la salida  $V_{DDS}$  del sintetizador de frecuencia 11600 y, por tanto, se desconecta de los electrodos 20000 y 21000. Las fases, secuenciadas por el circuito de calibración 11500, son:

❖ Paso 1 o de inicialización (32100), representado en la figura 9. Cuenta con las siguientes etapas:

- en primer lugar (32110), se configura la palabra digital  $NFREQ$  a través de la conexión serie  $CONF$  de forma que el sintetizador de frecuencias 11600 genere un tono de señal que, por diseño y aun contando con las desviaciones potenciales de las frecuencias de corte  $BF$  y  $AF$ , se sitúa en la banda pasante de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000. La carga del dato de frecuencia  $NFREQ$  se realiza mediante el disparo del pulso  $FLOAD$ ;
- en segundo lugar (32120), se definen las palabras de control  $BFC<1:NBF>$  y  $AFC<1:NAF>$  de forma que la característica de transferencia de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 ofrezca el ancho de banda menos restrictivo, lo que implica  $BFC = "00...0"$  y  $AFC = "11...1"$ ;
- en tercer lugar, se espera un tiempo transitorio marcado por el cambio de estado de la señal lógica  $TRAN$  del nivel alto al nivel bajo;

- en cuarto lugar (32130), se calibra el amplificador de ganancia variable 11300 de acuerdo con un procedimiento basado en la detección de valores máximos de amplitud que se detallará en relación a la figura 12;
  - en quinto lugar (32140), se almacena una versión digitalizada del valor máximo de amplitud  $V_a$  observado a la salida del amplificador de ganancia variable 11120, como resultado del proceso de calibración 32130. Dicha versión digitalizada se obtiene por medio del convertidor analógico-digital 11400 y se almacena en un registro digital disponible en el módulo de calibración 11500.
- 5
- 10 ❖ Paso 2 o de sintonización de la frecuencia de corte de baja frecuencia  $BF$  (32200), representado en la figura 10. Cuenta con las siguientes etapas:
- en primer lugar (32210), se configura la palabra digital  $NFREQ$  a través de la conexión serie CONF de forma que el sintetizador de frecuencias 11600 genere un tono de señal a la frecuencia de corte  $BF$  deseada. La carga del dato de frecuencia  $NFREQ$  se realiza mediante el disparo del pulso  $FLOAD$ ;
  - en segundo lugar (32220), se define la palabra de control  $BFC<1:NBF>$  de forma que el codo paso-alta de la característica de transferencia de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 esté a la mayor frecuencia posible, esto es,  $BFC = "11...1"$ . Así mismo, se define la palabra de control  $AFC<1:NAF>$  de forma que el codo paso-baja de la característica de transferencia de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 esté a la menor frecuencia posible, esto es, al valor  $AFC = "00...0"$ ;
  - en tercer lugar, se espera un tiempo transitorio marcado por el cambio de estado de la señal lógica  $TRAN$  del nivel alto al nivel bajo;
  - en cuarto lugar (32230), se detecta y almacena un valor digitalizado del valor máximo de amplitud  $V_{a,BF}$  observado a la salida del amplificador de ganancia variable 11300, usando los mismos medios y procedimientos empleados en la etapa 32135, que se detallará con posterioridad. Dicho valor digitalizado se registra en el módulo de calibración 11500;
  - en quinto lugar (32240), se compara el valor digitalizado de  $V_{a,BF}$  con una versión escalada de la versión digital de la amplitud  $V_a$  previamente almacenada en la etapa 32140. El factor de escala  $\alpha$  es inferior a la unidad y se elige como representativo de la atenuación de la característica de transferencia de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 en el
- 15
- 20
- 25
- 30

codo paso-alta. Las operaciones de escalado y comparación se implementan en el módulo de calibración 11500 mediante sencillos circuitos digitales;

- 5
    - Si  $V_{a,BF} < \alpha \cdot V_a$  (etapa 32250) se decrementa en un bit menos significativo la palabra digital *BFC* y se ejecutan de nuevo las etapas 32230 y 32240.
    - Si  $V_{a,BF} > \alpha \cdot V_a$  se procede a la etapa 32260;
  - en sexto lugar (32260), se almacena el último valor definido para la palabra digital *BFC* en el módulo de calibración 11500.
- 10 ❖ Paso 3 o de sintonización de la frecuencia de corte de alta frecuencia *AF* (32300), representado en la figura 11. Cuenta con las siguientes etapas:
- en primer lugar (32310), se configura la palabra digital *NFREQ* a través de la conexión serie CONF de forma que el sintetizador de frecuencias 11600 genere un tono de señal a la frecuencia de corte *AF* deseada. La carga del dato de frecuencia *NFREQ* se realiza mediante el disparo del pulso *FLOAD*;
  - 15 • en segundo lugar (32320), se define la palabra de control *AFC*<1:*NAF*> de forma que el codo paso-baja de la característica de transferencia de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000 esté a la menor frecuencia posible, esto es, *AFC* = "00...0". Así mismo, se define la palabra de control *BFC*<1:*NBF*> con el valor previamente obtenido en la etapa 32260;
  - 20 • en tercer lugar, se espera un tiempo transitorio marcado por el cambio de estado de la señal lógica *TRAN* del nivel alto al nivel bajo;
  - en cuarto lugar (32330), se detecta y almacena un valor digitalizado del valor máximo de amplitud  $V_{a,AF}$  observado a la salida del amplificador de ganancia variable 11300, usando los mismos medios y procedimientos empleados en la etapa 32135, que se detallará con posterioridad. Dicho valor digitalizado se registra en el módulo de calibración 11500;
  - 25 • en quinto lugar (32340), se compara el valor digitalizado de  $V_{a,AF}$  con una versión escalada de la versión digital de la amplitud  $V_a$  previamente almacenada en la etapa 32140. En un caso general, este factor de escala  $\alpha$  puede diferir del empleado en la etapa 32240. Las operaciones de escalado y comparación se implementan en el módulo de calibración 11500 con los mismos medios usados en la etapa 32240;
  - 30

- Si  $V_{a,AF} < \alpha \cdot V_a$  (etapa 32350) se incrementa en un bit menos significativo la palabra digital *AFC* y se ejecutan de nuevo las etapas 32330 y 32340.
  - Si  $V_{a,AF} > \alpha \cdot V_a$  se procede a la etapa 32360;
- 5       • en sexto lugar (32360), se almacena el último valor definido para la palabra digital *AFC* en el módulo de calibración 11500.

La duración de los pasos 32100, 32200 y 32300 está fundamentalmente determinada por los cálculos de las tensiones de pico realizadas en las etapas 32130, 32230 y 32330, respectivamente. El tiempo empleado en dichas etapas depende en última instancia de la  
 10 frecuencia de los tonos generados por el sintetizador 11600. En el caso de los pasos 32200 y 32300 la duración es también proporcional al número de iteraciones requeridas para la ejecución de los lazos 32230-32250 y 32330-32350, respectivamente.

15 Es importante resaltar que la pureza espectral de los tonos generados por el sintetizador de frecuencias 11600 se ve favorecida durante el proceso de calibración por la propia característica paso de banda de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000, dado que dicha característica permite una atenuación adicional de las imágenes y espurios resultantes de la retención de señal realizada por el  
 20 convertidor digital-analógico 11630. En ese sentido, la citada cabecera junto con el circuito de adaptación 11640, actúan como filtro de reconstrucción del sintetizador de frecuencias 11600. En todo caso, para evitar que la primera imagen del tono generado por el sintetizador de frecuencias 11600 caiga dentro de la banda pasante de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000, la  
 25 resolución  $M$  del convertidor fase-amplitud 11620 se ha de elegir de tal forma que  $FDIV/FDDS$  sea mayor que  $AF$  en todos los pasos implicados en el procedimiento 32000.

De acuerdo con la presente invención, el procedimiento de calibración 32130 de los niveles máximos de tensión a la salida del amplificador de ganancia variable 11300,  
 30 cuando el nudo de entrada *VIN* del amplificador de bajo ruido 11100 se conecta a la salida *VDDS* del sintetizador de frecuencia 11600, se efectúa mediante el ajuste controlado de alguno de los parámetros de circuito comprendidos en dicho amplificador de ganancia variable. El procedimiento 32130, ilustrado en la figura 12, comprende seis

fases. Dichas fases, secuenciadas por el circuito de calibración 11500 y basadas en un algoritmo de búsqueda binaria, son:

- en primer lugar (32131), se inicializa un índice  $IPG$  con valor '0' lógico;
- 5 • en segundo lugar (32132), se fija el bit más significativo de la palabra digital  $PGC$  al valor lógico '1', mientras el resto de bits se fija al valor lógico '0', esto es,  $PGC = "10...0"$ ;
- en tercer lugar (32133), se incrementa el índice  $IPG$  en 1.
  - Si  $NPG - IPG < 1$ , se procede a la fase 32139.
  - 10 ○ Si  $NPG - IPG > 1$ , se procede a la fase 32134;
- en cuarto lugar (32134), se genera una palabra digital  $PGCI$  de longitud  $NPG - IPG$  con el valor del bit más significativo a '1' lógico y el resto de bits a '0' lógico;
- en quinto lugar (32135), se detecta y almacena un valor digitalizado del máximo de amplitud  $V_{pk,PG}$  observado a la salida del amplificador de ganancia variable 15 11300. Dicho valor de pico se obtiene reteniendo la mayor de las palabras de salida proporcionadas por el convertidor analógico digital 11400 a lo largo de un periodo de tiempo establecido por el módulo de calibración 11500. La tasa de conversión del ADC 11400 es muy superior a la frecuencia del tono de entrada para de esta forma reducir los errores de observación del valor de pico  $V_{pk,PG}$ .
- 20 Los medios empleados para la detección de pico son un registro y un comparador digital disponibles en dicho módulo 11500. Si la dinámica del lazo de sintonía así lo requiriera, el cálculo de la tensión de pico se realiza tras un transitorio que ocupa un número finito de semiperiodos de la señal sinusoidal generada por el sintetizador 11600. El procedimiento, fácilmente reproducible por un experto en la técnica, sería similar al empleado frente a modificaciones en el dato de frecuencia  $NFREQ$ ;
- 25 • en sexto lugar (32136), se compara el valor digitalizado de  $V_{pk,PG}$  con el fondo de escala  $V_{FS}$  del convertidor analógico-a-digital 11400.
  - Si  $V_{pk,PG} < V_{FS}$  (etapa 32137) se incrementa  $PGC$  en  $PGCI$  y se vuelve a la etapa 32133.
  - 30 ○ Si  $V_{pk,PG} = V_{FS}$  (etapa 32138), los niveles de tensión a la salida del amplificador de ganancia variable 11300 sobrepasan el fondo de escala del convertidor ADC 11400, se decrementa  $PGC$  en  $PGCI$ , y se vuelve a la etapa 32133;

- en séptimo lugar (32139), se almacena el último valor definido para la palabra digital *PGC*.

De acuerdo con la presente invención, el procedimiento 34000 para el ajuste de la ganancia en tensión del amplificador programable 11300 dentro del método de calibración 30000, difiere del procedimiento 32130 descrito con anterioridad. Las diferencias entre los métodos 34000 y 32130 están originadas por el hecho de que, en el primer caso, los nudos de entrada *VIN* del amplificador de bajo ruido 11100 se conectan a los microelectrodos 20000 y 21000, mientras que, en el segundo caso, dichos nudos se conectan a la salida del sintetizador de frecuencia 11600. Por tanto, mientras en el procedimiento 34000 el amplificador programable 11300 recibe biopotenciales eléctricos cuya distribución temporal es esencialmente aleatoria, en el procedimiento 32130, la señal recibida es una onda sinusoidal con frecuencia conocida.

La figura 13 muestra el esquema del procedimiento 34000 para el ajuste de la ganancia en tensión del amplificador programable 11300, de acuerdo con la presente invención. El procedimiento, iniciado por el módulo de calibración 11500 consta de las siguientes etapas:

- en primer lugar (34100), se inicializa la palabra digital *PGC* con todos sus bits al valor lógico '1', de forma que la ganancia *PG* del amplificador programable 11300 toma su valor máximo;
- en segundo lugar (34200), se detectan los valores máximo y mínimo de señal  $V_{pk,max}$  y  $V_{pk,min}$ , respectivamente, a la salida del amplificador programable 11300 a lo largo de un periodo de tiempo definido por un operador externo. La duración de dicho periodo de monitorización depende del tipo de biopotencial objeto de análisis, por ejemplo, en el caso de monitorización ECG la duración debe ser superior al intervalo máximo entre complejos QRS. La información sobre el periodo de detección se transmite al módulo de calibración 11500 a través del canal serie CONF, codificado como número de ciclos del reloj CLKTC. De forma similar a los procedimientos descritos en relación a la etapa 32135, la detección del pico de amplitud se realiza preferentemente en el dominio digital a partir de las muestras de señal convertidas por el ADC 11400. La tasa de conversión del ADC 11400 es muy superior a la frecuencia *AF* de la

banda pasante de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000;

- en tercer lugar, se comparan los valores digitalizados de  $V_{pk,max}$  y  $V_{pk,min}$  con dos valores proporcionales al fondo de escala del ADC 11400. El factor de escala  $\beta$  es cercano pero inferior a la unidad, mientras que el factor de escala inferior,  $\gamma$ , es cercano pero superior a cero. Ambos valores se eligen como salvaguarda frente a efectos residuales derivados de imperfecciones en el circuito para la estimación de artefactos 11200, con objeto de evitar la saturación del convertidor 11400.

5

10

- Si  $V_{pk,max} > \beta \cdot V_{FS}$  o  $V_{pk,min} < \gamma$ , se disminuye el valor de  $PGC$  en un bit menos significativo (34300) y se vuelve al paso 34200.

- Si  $V_{pk,max} < \beta \cdot V_{FS}$  o  $V_{pk,min} > \gamma$ , se procede a la fase 34400;

- en cuarto lugar (34400), se indica a través del canal DATA que la fase de auto-calibración, no sólo del procedimiento 34000 sino del método general 30000, se ha completado.

15

Con vistas a validar el proceso de auto-calibración, objeto de la presente invención, la figura 14 muestra el esquema del procedimiento 35000 de una fase de supervisión por parte de un operador externo. El procedimiento consta de las siguientes etapas:

20

- en primer lugar (35100), se mantienen los nudos de entrada  $V_{IN}$  del amplificador de bajo ruido 11100 conectado a los microelectrodos 20000 y 21000 y se monitoriza discrecionalmente la señal biopotencial digitalizada por el ADC 11400 a través del puerto de salida serie DATA.

25

- Si se estima que el valor de la ganancia  $PG$  amplificador programable 11300 no es adecuado, se ajusta el valor  $PGC$  (etapa 35200) de acuerdo con las instrucciones transmitidas por el operador externo a través del canal serie CONF.

- En caso contrario, el operador externo envía una señal de validación a través del canal CONF y se procede a la etapa 34700.

30

- en segundo lugar (35300), se almacena el valor definido para la palabra digital  $PGC$ .

Implementación de la invención.

En un ejemplo de realización de la presente invención, el sistema de monitorización de biopotenciales eléctricos 10000 es implantable y se emplea para la captura en tiempo-real de los potenciales de acción generados en una zona del córtex cerebral. El rango de frecuencias que ocupan típicamente dichos potenciales está comprendido aproximadamente entre 200Hz y 7kHz. Los niveles de tensión de dichos potenciales de acción están en el orden de pocos milivoltios.

En una posible implementación de este ejemplo de realización de la presente invención, el amplificador de bajo ruido 11100 ofrece una ganancia nominal de aproximadamente 47dB e implementa a su entrada la frecuencia de corte inferior  $BF$  de la banda pasante de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000. Más aún, la frecuencia de dicho límite inferior es programable mediante una palabra digital de 3 bits y cubre un rango de frecuencias comprendido aproximadamente entre 140 a 210Hz. Esta configuración no se debe considerar limitativa de la presente invención, antes al contrario, cualquier estrategia de programación con cubrimiento sobre la frecuencia de interés de 200Hz con suficiente margen frente a desviaciones de implementación es igualmente válida.

Así mismo, también de acuerdo con una posible implementación de este ejemplo de realización, el amplificador de ganancia programable 11300 ofrece ocho niveles de amplificación, comprendidos entre 0 y 18dB, por medio de la configuración de una palabra de control de 3 bits. Además, el amplificador de ganancia programable 11300 implementa a su entrada la frecuencia de corte superior  $AF$  de la banda pasante de la cabecera de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal 11000; frecuencia que puede ser ajustada dentro del rango entre 6.5 y 8kHz, por medio de una palabra de control de 2 bits. Al igual que en el caso anterior, estos valores se muestran exclusivamente a título de ejemplo, sin constituir una limitación de la presente invención.

En otro aspecto, la frecuencia  $FTC$  del reloj del sistema se sitúa a 4.0MHz, la resolución del acumulador digital comprendido en el divisor de frecuencia programable 11610 es  $L = 12$ , la longitud del convertidor fase-amplitud es  $M = 8$ , y las palabras digitales de control  $NFREQ$  usadas por el sintetizador de frecuencias 11600 para definir los tonos empleados en el proceso de calibración 32000 de la banda pasante de la cabecera de la etapa de

adquisición y acondicionamiento de señal 11000 son  $NFREQ = 6$  (para la sintonía de la frecuencia BF),  $NFREQ = 60$  (para el tono en la banda pasante) y  $NFREQ = 220$  (para la sintonía de la frecuencia AF). De nuevo, estos valores no son, en modo alguno, limitativos de la presente invención; sólo constituyen un ejemplo de realización entre otras  
5 muchas posibilidades.

Aún en otro aspecto, la resolución del convertidor analógico-digital 11400 es de 8 bits y admite diferentes razones de muestreo. En concreto, durante los pasos 1 y 2 del proceso de calibración 32000 de la banda pasante de la cabecera de la etapa de adquisición y  
10 acondicionamiento de señal 11000, la tasa de conversión es de 30kS/s mientras para el paso 3 del referido proceso la tasa es de 90kS/s. Durante el procedimiento 34000 para el ajuste de la ganancia en tensión del amplificador de ganancia programable 11300, la tasa de conversión se fija a 30kS/s. Estos valores se dan sólo a título ilustrativo; cualquier otra configuración que obtenga bajos errores de observación en el cálculo de la versión  
15 digitalizada de los valores de pico a la salida del amplificador de ganancia programable 11300, pueden ser apropiados a los propósitos de calibración.

Los diferentes aspectos mencionados en relación con este ejemplo de realización de la presente invención, conllevan novedades y mejoras frente al estado de la técnica, que  
20 conducen a mejorar la automatización de los procedimientos para la calibración de una etapa de acondicionamiento de actividad biopotencial, y eliminar la intervención de usuarios especializados y/o el uso de equipamiento externo, tanto en la fase de fabricación como en la fase de explotación. Esto no sólo reduce los costes de producción y/o mantenimiento, sino que también permiten el despliegue ambulatorio de dispositivos  
25 de monitorización en servicios de tele-asistencia de enfermos.

Además, la autonomía de la calibración que permite la presente invención ofrece la posibilidad de adaptación dinámica frente a variaciones en el tejido bajo observación y se adecúan a cualquier tipo de paciente. Estas ventajas son especialmente relevantes en  
30 sistemas de monitorización implantados dado que las posibilidades de manipulación una vez operativos son muy limitadas.

Adicionalmente, los medios propuestos para la implementación integrada de un mecanismo de calibración para la etapa de acondicionamiento de señal de un sistema de

monitorización de biopotenciales eléctricos son de baja complejidad, por lo que son susceptibles de integración con reducidos consumos de área y potencia.

- 5 En el contexto de la presente invención, los términos "aproximadamente" o "del orden de" deben entenderse como indicando valores muy próximos a los que dicho término acompañe. El experto en la técnica entenderá que una pequeña desviación de los valores indicados, dentro de unos términos razonables, es inevitable debido a imprecisiones de medida, etc.
- 10 A lo largo de la presente descripción, el término "comprende" y sus derivados no debe interpretarse en un sentido excluyente o limitativo, es decir, no debe interpretarse en el sentido de excluir la posibilidad de que el elemento o concepto al que se refiere incluya elementos o etapas adicionales.

## REIVINDICACIONES

1.- Sistema de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, donde la entrada de la etapa de adquisición y acondicionamiento se conecta a un electrodo que captura una señal bioeléctrica y la salida de la etapa de adquisición y acondicionamiento se conecta a una etapa de procesamiento de señales bioeléctricas, estando la etapa de adquisición y acondicionamiento y la etapa de procesamiento integradas en un sistema de monitorización de biopotenciales eléctricos, donde adicionalmente la entrada de la etapa de adquisición y acondicionamiento comprende:

- un amplificador de bajo ruido para amplificar la señal bioeléctrica capturada;
- un circuito de estimación de artefactos de la señal bioeléctrica cuya entrada se conecta a un electrodo de referencia y cuya salida se conecta a la salida del amplificador de bajo ruido;
- un amplificador de ganancia variable conectado a la salida del amplificador de bajo ruido para ajustar unos niveles de tensión de la señal bioeléctrica una vez sustraída una señal proveniente de la salida del circuito de estimación de artefactos; y,
- un convertidor analógico-digital conectado a la salida del amplificador de ganancia variable;

caracterizado por que el sistema de calibración comprende,

- un modulo de calibración de la señal de salida del convertidor analógico-digital que programa automáticamente unos parámetros de ajuste que definen una frecuencia de corte inferior del amplificador de bajo ruido, una frecuencia de corte superior de del convertidor analógico-digital y una ganancia del amplificador de ganancia variable; y,
- un sintetizador de frecuencia basado en barrido digital para generar formas de onda sinusoidales cuya entrada se conecta a la salida del módulo de calibración y cuya salida se conecta a la entrada del amplificador de bajo ruido y a la entrada del circuito de estimación de artefactos.

2.- Sistema de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 1, caracterizado por que a la entrada del módulo de calibración se introduce:

- una señal de reloj CLTK correspondiente a un tren de pulsos con frecuencia FTC conocida;

- una señal CONF correspondiente a una entrada secuencial de datos; y,

- una señal de control DATA generada por el convertidor analógico-digital.

5

3.- Sistema de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 2, caracterizado por que el sintetizador de frecuencia al menos comprende:

• un divisor de frecuencia programable que genera una señal de reloj CLKDIV a partir de la señal de reloj CLKTC y de una señal de frecuencia NFREQ generadas previamente por la etapa de procesamiento de señales bioeléctricas;

10

• un convertidor fase-amplitud conectado a la salida del divisor de frecuencia programable que genera una forma de onda sinusoidal cuantizada en tiempo-discreto;

15

• un convertidor digital-analógico con P-bits de resolución conectado a la salida del convertidor fase-amplitud temporizado por la señal de reloj CLKDIV;

• un circuito de adaptación que elimina réplicas espectrales generadas por retenciones de una señal generada en el convertidor digital-analógico.

20

4.- Sistema de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 3, caracterizado por que el divisor de frecuencia programable comprende medios de detección de sobredisparos en un acumulador digital de L-bits de resolución, temporizado por la señal de reloj CLKTC y cuya palabra de control de paso es la señal de frecuencia NFREQ.

25

5.- Sistema de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 4, caracterizado por que la señal de reloj CLKDIV tiene una frecuencia  $FDIV=NFREQ/2^L$ , donde FTC es la frecuencia de la señal de reloj CLKTC.

30

6.- Sistema de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 3, caracterizado por que el circuito de adaptación comprende un amplificador operacional para convertir corriente a tensión y condensadores en el camino de realimentación del amplificador operacional.

7.- Sistema de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 1, caracterizado por que el amplificador de ganancia variable comprende un lazo de cancelación de offset para eliminar componentes en DC a la entrada del convertidor analógico digital.

8.- Procedimiento de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, que hace uso del sistema de calibración descrito en una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8, caracterizado por que comprende las siguientes fases:

- conectar las entradas del amplificador de bajo ruido a las salidas del sintetizador de frecuencia, y simultáneamente deshabilitar el circuito para la estimación de artefactos;
- sintonizar unas frecuencias de corte que definen una banda pasante de la etapa de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos;
- conectar las entradas del amplificador de bajo ruido al electrodo que captura una señal bioeléctrica y al electrodo de referencia y desconectar las entradas del amplificador de bajo ruido de las salidas del sintetizador de frecuencia y simultáneamente habilitar el circuito para la estimación de artefactos ; y,
- ajustar la ganancia en tensión del amplificador de ganancia variable en el módulo de calibración.

9.- Procedimiento de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 8, caracterizado por que la fase de sintonización de las frecuencias de corte que definen la banda pasante de la etapa de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos adicionalmente comprende las siguientes etapas:

- inicializar los elementos que conforman el sistema de calibración de la etapa de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos;
- sintonizar una frecuencia de corte de baja frecuencia  $BF$ ; y,
- sintonizar una frecuencia de corte de alta frecuencia  $AF$ .

10.- Procedimiento de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 9, caracterizado por que la etapa de

inicialización de los elementos que conforman el sistema de calibración comprende la siguientes subfases:

- 5 • configurar la señal de frecuencia digital *NFREQ* a través de la señal CONF y generar el sintetizador de frecuencias un tono de señal que se sitúa en la banda pasante de la etapa de adquisición y acondicionamiento, realizándose la carga en el sintetizador de frecuencias de la señal de frecuencia digital *NFREQ* mediante el disparo del pulso *FLOAD*;
- 10 • definir unas palabras binarias de control *BFC<1:NBF>* y *AFC<1:NAF>* para que la característica de transferencia de la etapa de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos tenga el ancho de banda menos restrictivo;
- 15 • esperar un tiempo transitorio marcado por un cambio de estado de una señal lógica *TRAN* del nivel alto al nivel bajo, siendo la señal *TRAN* una señal de salida del sintetizador de frecuencias;
- calibrar el amplificador de ganancia variable mediante la obtención de una palabra digital *PGC*; y,
- capturar mediante el convertidor analógico-digital, un valor máximo de amplitud  $V_a$  obtenido a la salida del amplificador de ganancia variable, y almacenar dicho valor en el módulo de calibración.

20

11.- Procedimiento de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 9, caracterizado por que la etapa de sintonizar la frecuencia de corte de baja frecuencia *BF* comprende las siguientes subetapas:

- 25 i) configurar la señal de frecuencia digital *NFREQ* a través de la conexión serie CONF de forma que el sintetizador de frecuencias genere un tono de señal a la frecuencia de corte *BF* deseada, realizándose la carga de la señal de frecuencia digital *NFREQ* mediante el disparo del pulso *FLOAD*;
- 30 ii) definir una palabra de control *BFC<1:NBF>* de forma que un codo paso-alta de la característica de transferencia de la etapa de adquisición y acondicionamiento de señal esté a la mayor frecuencia posible, esto es, *BFC* = "11...1";
- iii) definir una palabra de control *AFC<1:NAF>* de forma que el codo paso-baja de la característica de transferencia de la cabecera de la etapa de adquisición y

acondicionamiento de señal esté a la menor frecuencia posible, esto es,  $AFC =$   
 "00...0";

- iv) esperar un tiempo transitorio marcado por el cambio de estado de una señal  
 lógica *TRAN* del nivel alto al nivel bajo, siendo la señal *TRAN* una señal de  
 5 salida del sintetizador de frecuencias;
- v) detectar y almacenar un valor digitalizado del valor máximo de amplitud  $V_{a,BF}$   
 obtenido a la salida del amplificador de ganancia variable, almacenándose el  
 valor digitalizado en el módulo de calibración; y,
- vi) comparar, en el módulo de calibración, el valor digitalizado de  $V_{a,BF}$  con una  
 10 versión escalada de  $V_a$ , siendo el factor de escala  $\alpha$  inferior a la unidad y  
 representativo de una atenuación de la característica de transferencia de la  
 etapa de adquisición y acondicionamiento de señal en el codo paso-alta;
- si  $V_{a,BF} < \alpha \cdot V_a$  se decrementa en un bit menos significativo la palabra  
 digital *BFC* y se ejecuta de nuevo la subetapa v);
  - 15 ○ si  $V_{a,BF} > \alpha \cdot V_a$  se almacena el último valor definido de *BFC* en el  
 módulo de calibración siendo este valor *BFC* el valor que sintoniza la  
 frecuencia de corte de baja frecuencia *BF*.

12.- Procedimiento de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de  
 20 biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 9, caracterizado por que la etapa de  
 sintonización de la frecuencia de corte de baja frecuencia *AF* comprende las siguientes  
 subetapas:

- i) configurar la señal de frecuencia digital *NFREQ* a través de la señal *CONF* para  
 que el sintetizador de frecuencias genere un tono de señal a la frecuencia de corte  
 25 *AF*, realizándose la carga de la señal de frecuencia digital *NFREQ* en el  
 sintetizador de frecuencias mediante el disparo del pulso *FLOAD*;
- ii) definir una palabra de control  $AFC<1:NAF>$  para que el codo paso-baja de la  
 característica de transferencia de la etapa de adquisición y acondicionamiento  
 esté a la menor frecuencia posible,  $AFC =$  "00...0";
- 30 iii) definir una palabra de control  $BFC<1:NBF>$  con el último valor de la palabra digital  
*BFC* previamente almacenado en el módulo de calibración;
- iv) esperar un tiempo transitorio marcado por el cambio de estado de la señal lógica  
*TRAN* del nivel alto al nivel bajo;

- v) detectar y almacenar un valor digitalizado del valor máximo de amplitud  $V_{a,AF}$  obtenido a la salida del amplificador de ganancia variable almacenándose el valor digitalizado en el módulo de calibración; y,
- vi) comparar el valor digitalizado de  $V_{a,AF}$  con una versión escalada de la versión digital de la amplitud  $V_a$ , siendo el valor de escala  $\alpha$ ;
- si  $V_{a,AF} < \alpha \cdot V_a$  se incrementa en un bit menos significativo la palabra digital *AFC* y se ejecuta de nuevo las etapa v);
  - si  $V_{a,AF} > \alpha \cdot V_a$  se almacena el último valor definido para la palabra digital *AFC* en el módulo de calibración, siendo este valor *AFC* el valor que sintoniza la frecuencia de corte de alta frecuencia *AF*.

13.- Procedimiento de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 10, caracterizado por que la subfase de calibración del amplificador de ganancia variable comprende la siguientes subetapas:

- i) inicializar un índice *IPG* con valor '0' lógico;
- ii) fijar el bit más significativo de una palabra digital *PGC* al valor lógico '1' y fijar el resto de bits al valor lógico '0', esto es,  $PGC = "10...0"$ ; y,
- iii) incrementar el índice *IPG* en 1,
  - si  $NPG - IPG < 1$ , se almacena el último valor definido para la palabra digital *PGC* dándose el amplificador por calibrado;
  - si  $NPG - IPG > 1$ ,
    - generar una palabra digital *PGCI* de longitud  $NPG - IPG$  con el valor del bit más significativo a '1' lógico y el resto de bits a '0' lógico;
    - detectar y almacenar un valor digitalizado de un máximo de amplitud  $V_{pk,PG}$  obtenido a la salida del amplificador de ganancia variable; y,
    - comparar el valor digitalizado de  $V_{pk,PG}$  con un fondo de escala  $V_{FS}$  del convertidor analógico-digital;
      - si  $V_{pk,PG} < V_{FS}$  se incrementa *PGC* en *PGCI* y se vuelve a la subetapa iii);
      - si  $V_{pk,PG} = V_{FS}$  se decrementa *PGC* en *PGCI* y se vuelve a la subetapa iii).

14.- Procedimiento de calibración de etapas de adquisición y acondicionamiento de biopotenciales eléctricos, según la reivindicación 8, caracterizado por que la fase de

ajuste de la ganancia en tensión del amplificador de ganancia variable comprende las siguientes etapas:

- 5 i) inicializar una palabra digital  $PGC$  con todos sus bits al valor lógico '1', de forma que la ganancia  $PG$  del amplificador de ganancia variable toma su valor máximo;
- ii) detectar unos valores máximo y mínimo de señal  $V_{pk,max}$  y  $V_{pk,min}$ , respectivamente, a la salida del amplificador a lo largo de un periodo de tiempo previamente definido;
- 10 iii) enviar información relativa al periodo de tiempo de detección al módulo de calibración a través de la señal CONF, codificada como número de ciclos de la señal de reloj CLKTC; y,
- iv) comparar los valores digitalizados de  $V_{pk,max}$  y  $V_{pk,min}$  con dos valores escalados del valor de fondo de escala  $V_{FS}$  del convertidor analógico-digital, siendo un primer factor de escala  $\beta$  cercano e inferior a la unidad, y un  
15 segundo factor de escala  $\gamma$  cercano y superior a cero,
  - a. si  $V_{pk,max} > \beta \cdot V_{FS}$  o  $V_{pk,min} < \gamma \cdot V_{FS}$ , se disminuye el valor de  $PGC$  en un bit menos significativo y se vuelve a la etapa ii);
  - b. si  $V_{pk,max} < \beta \cdot V_{FS}$  o  $V_{pk,min} > \gamma \cdot V_{FS}$ , se notifica a través del canal DATA que la fase de auto-calibración se ha realizado.

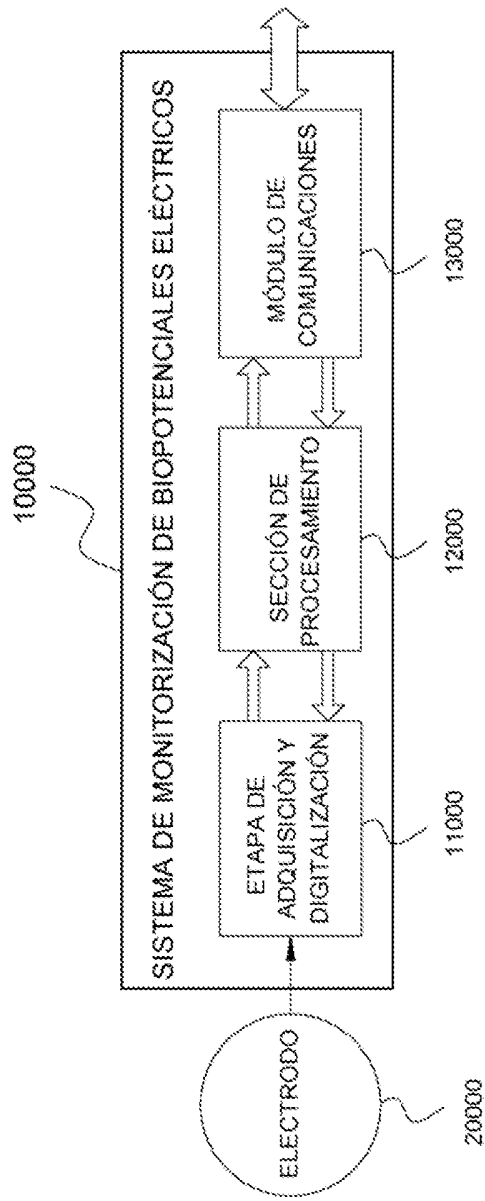


FIG. 1

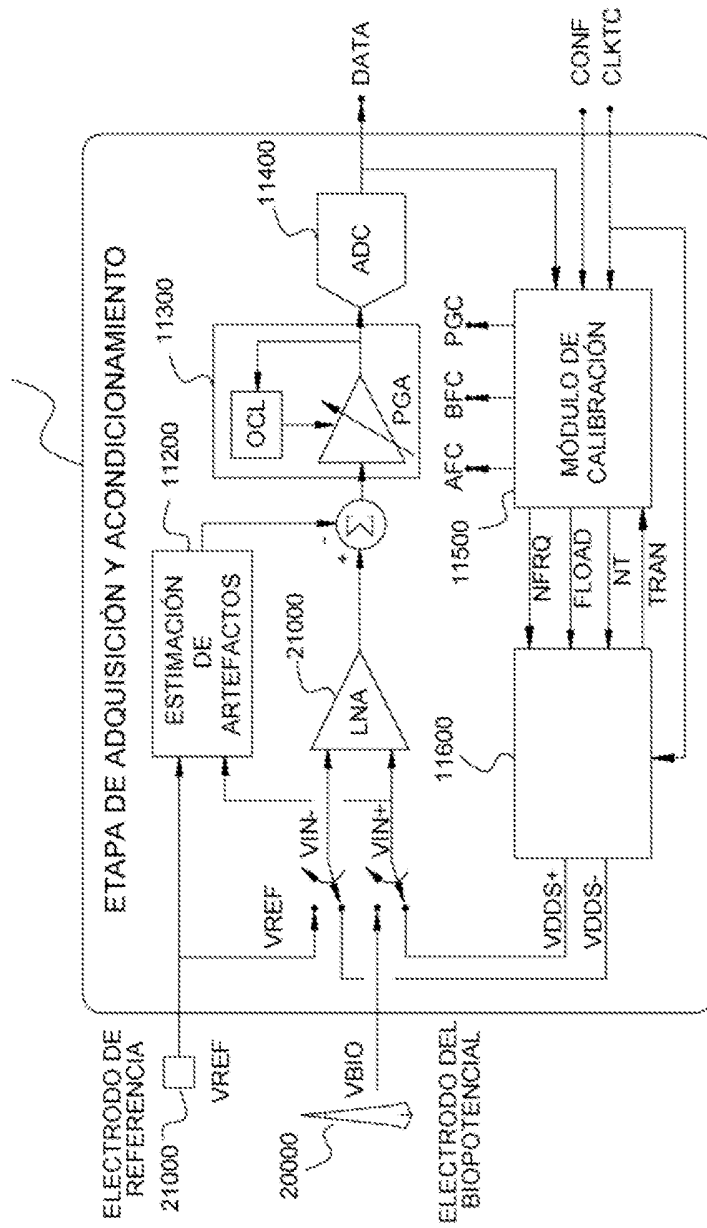


FIG. 2

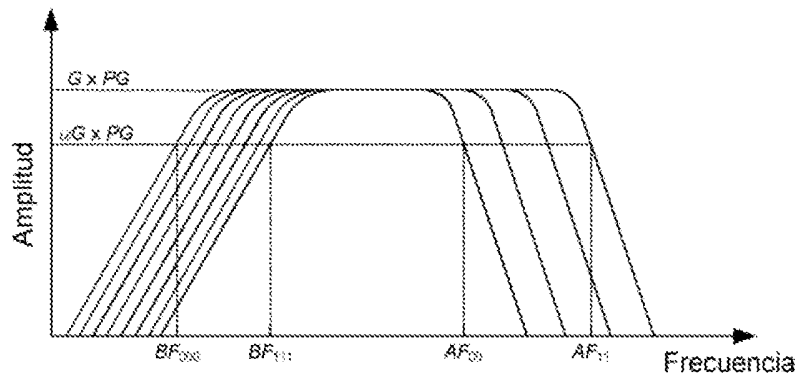


Fig. 3(a)

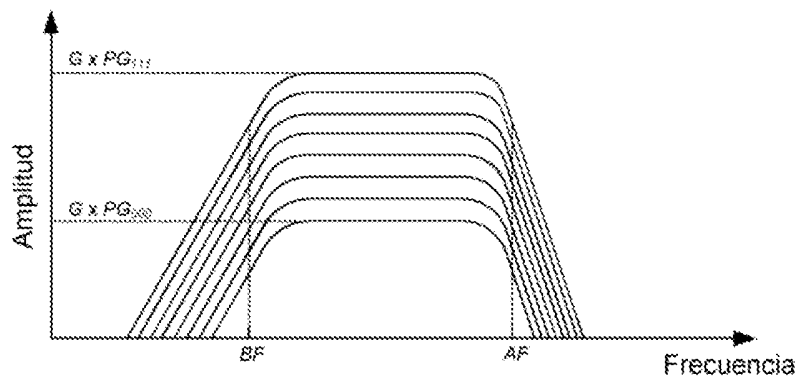


Fig. 3(b)

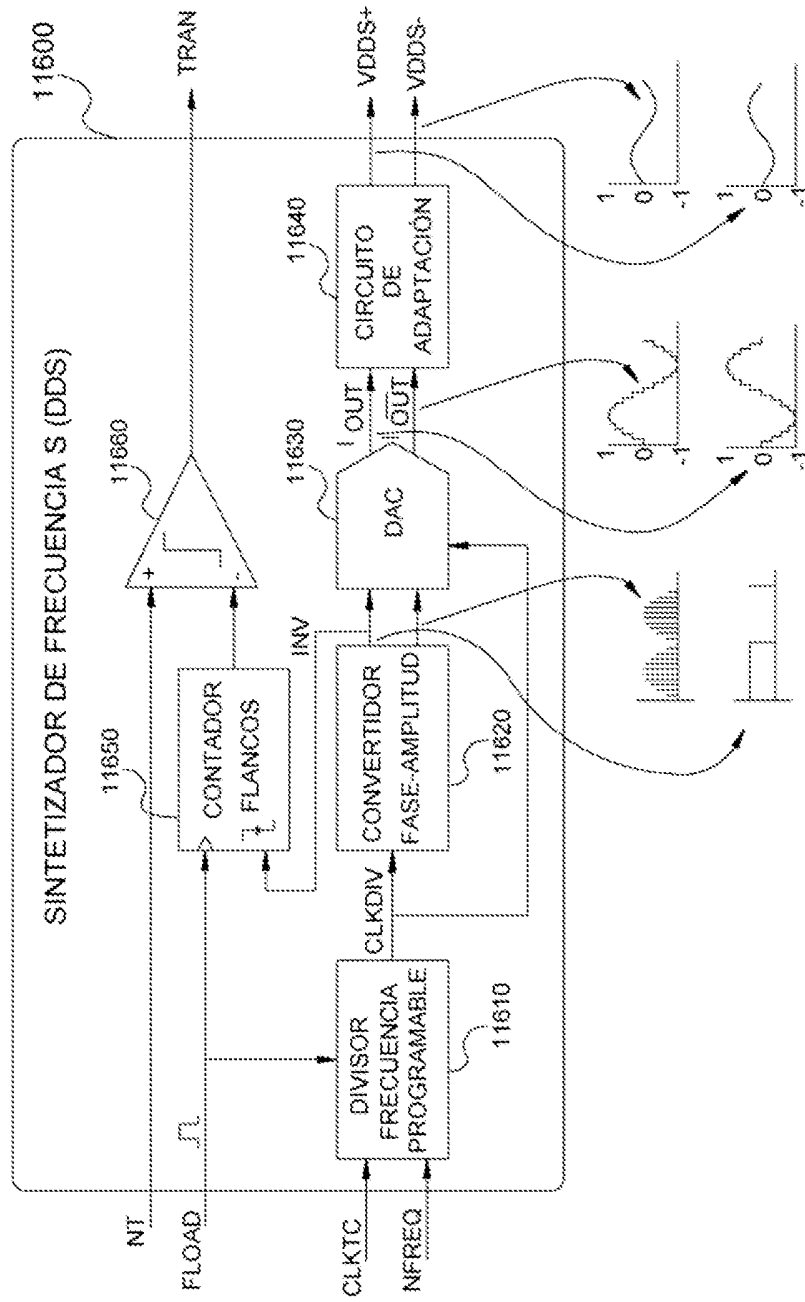


FIG. 4

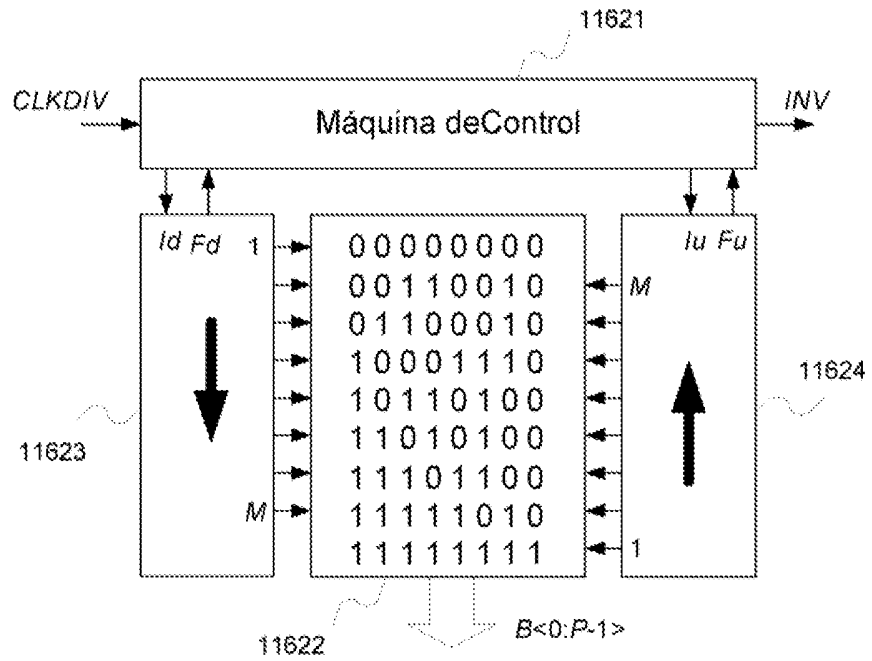


FIG. 5 (a)

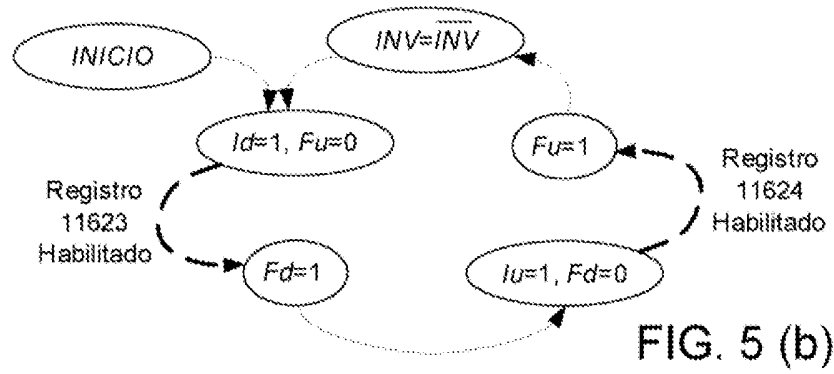


FIG. 5 (b)

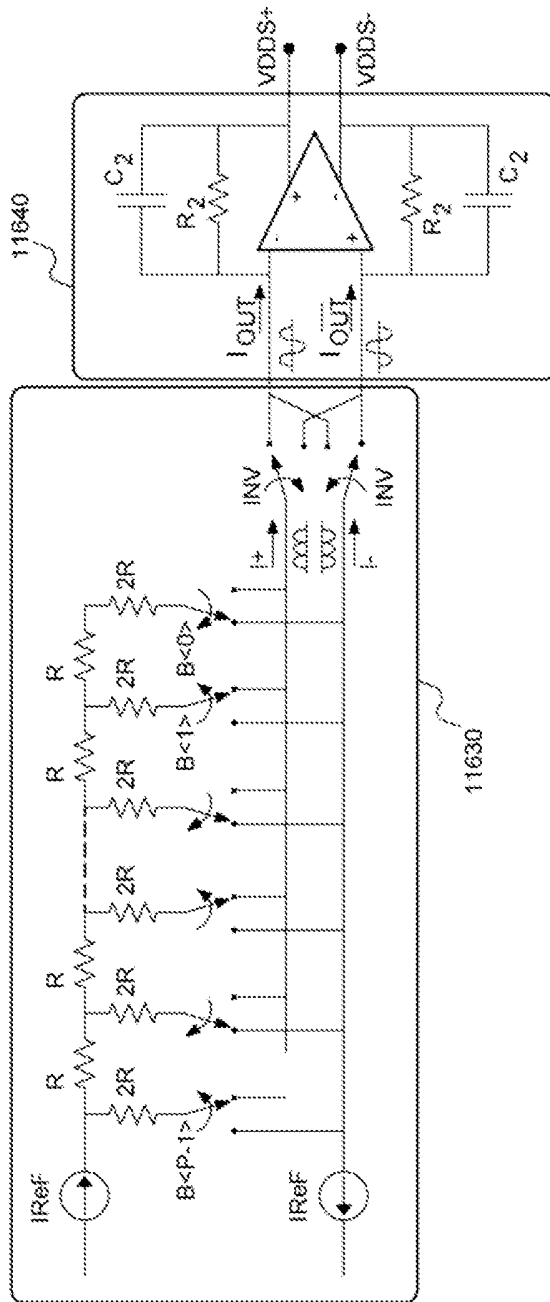


FIG. 6

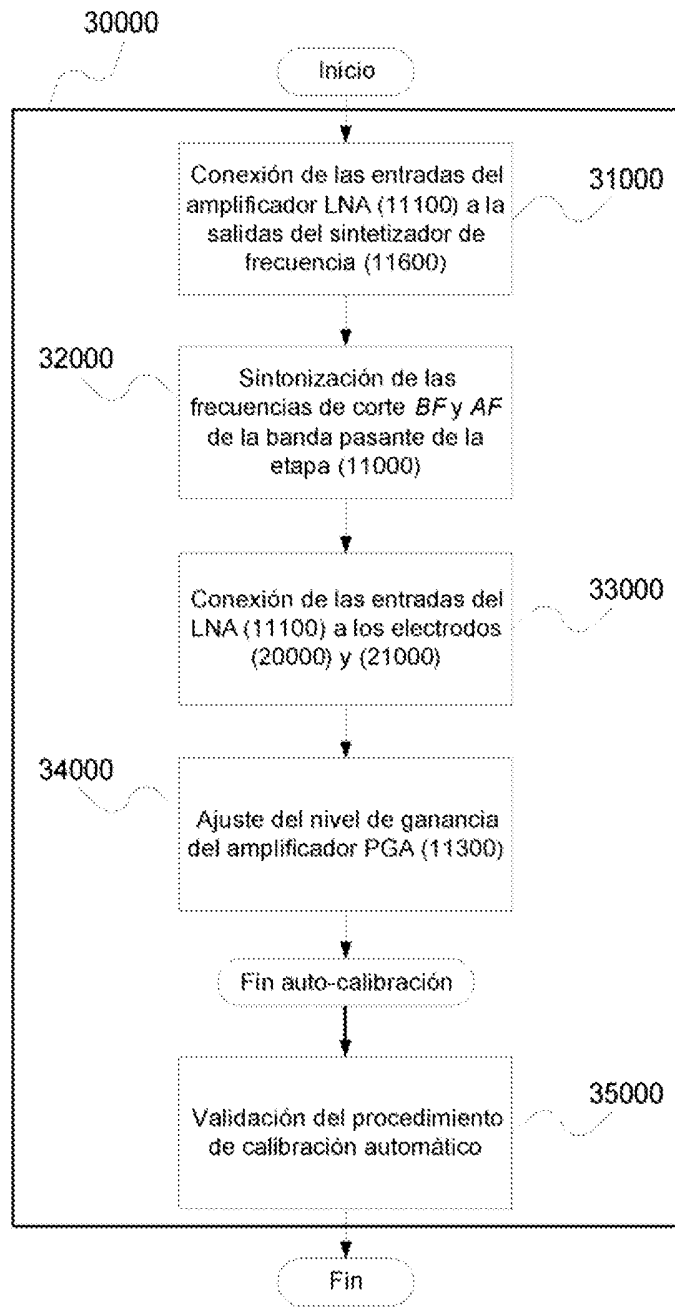


FIG. 7

46

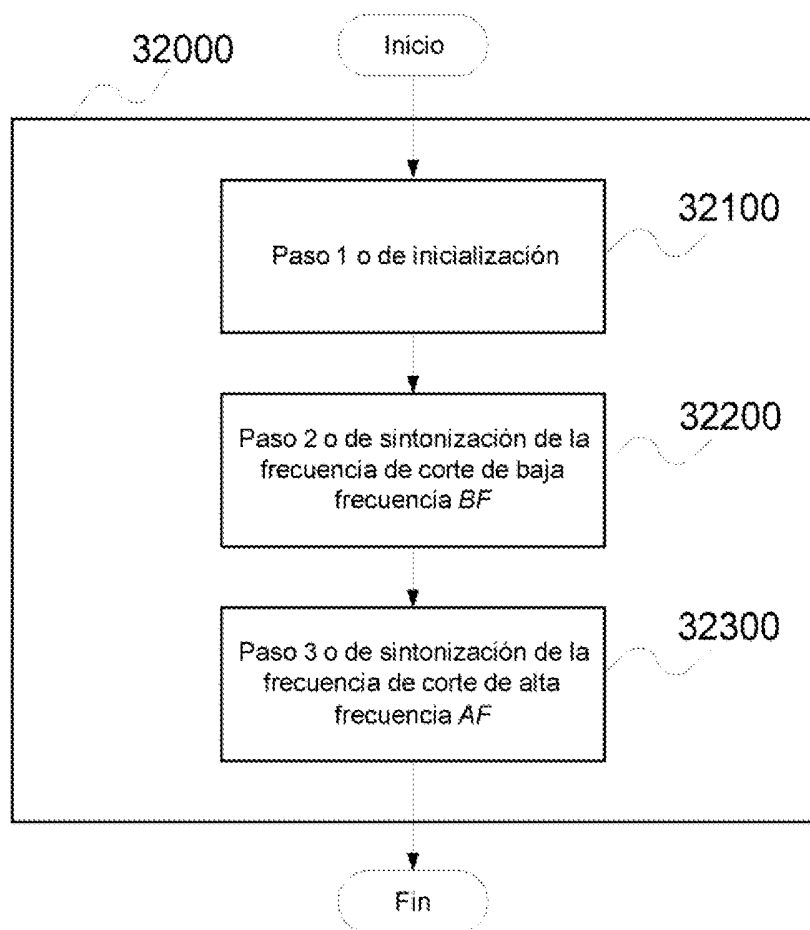


FIG. 8

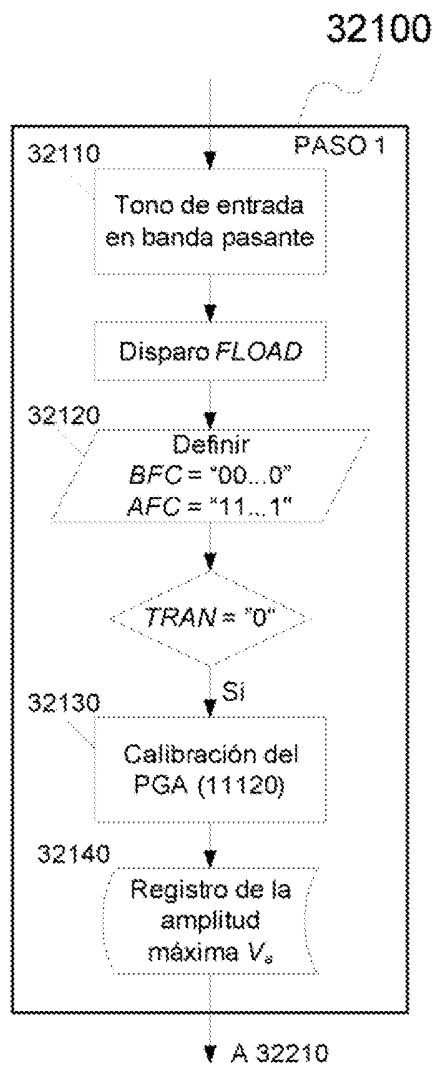


FIG. 9

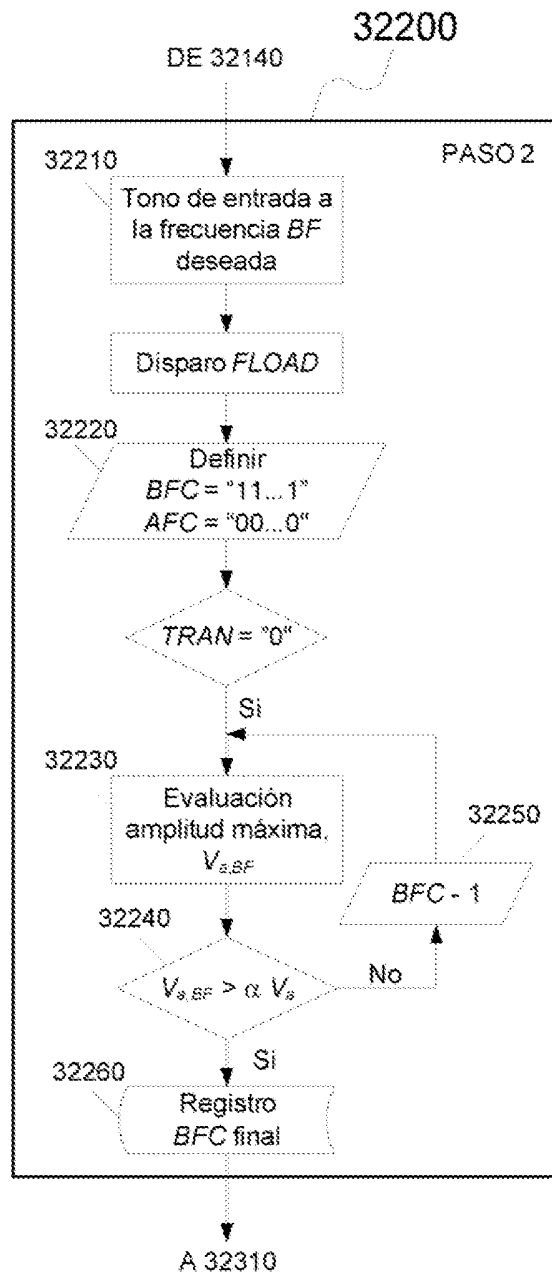


FIG. 10

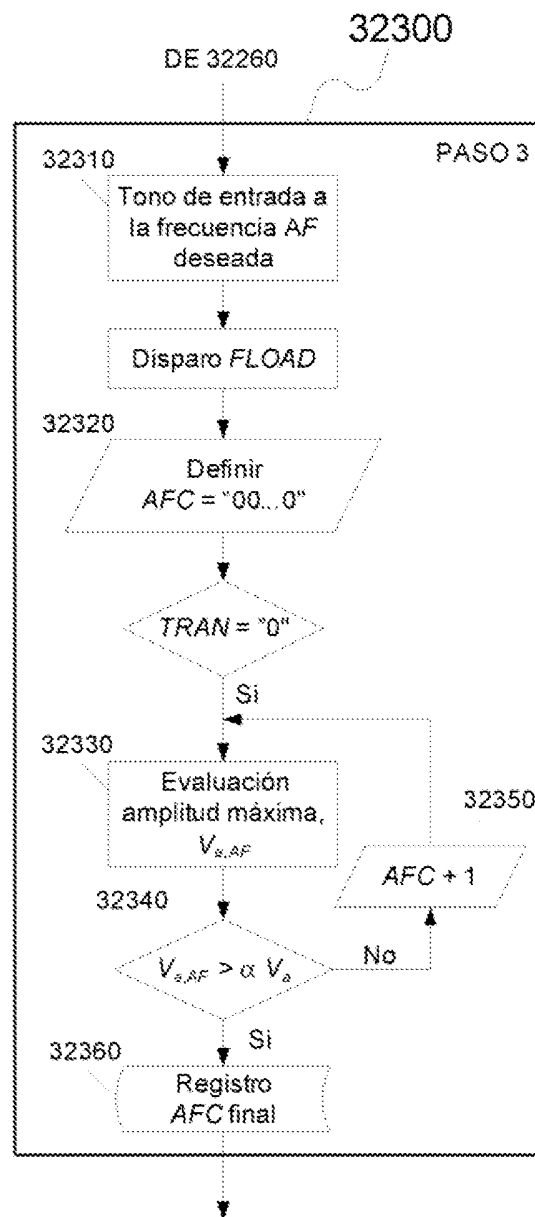


FIG. 11

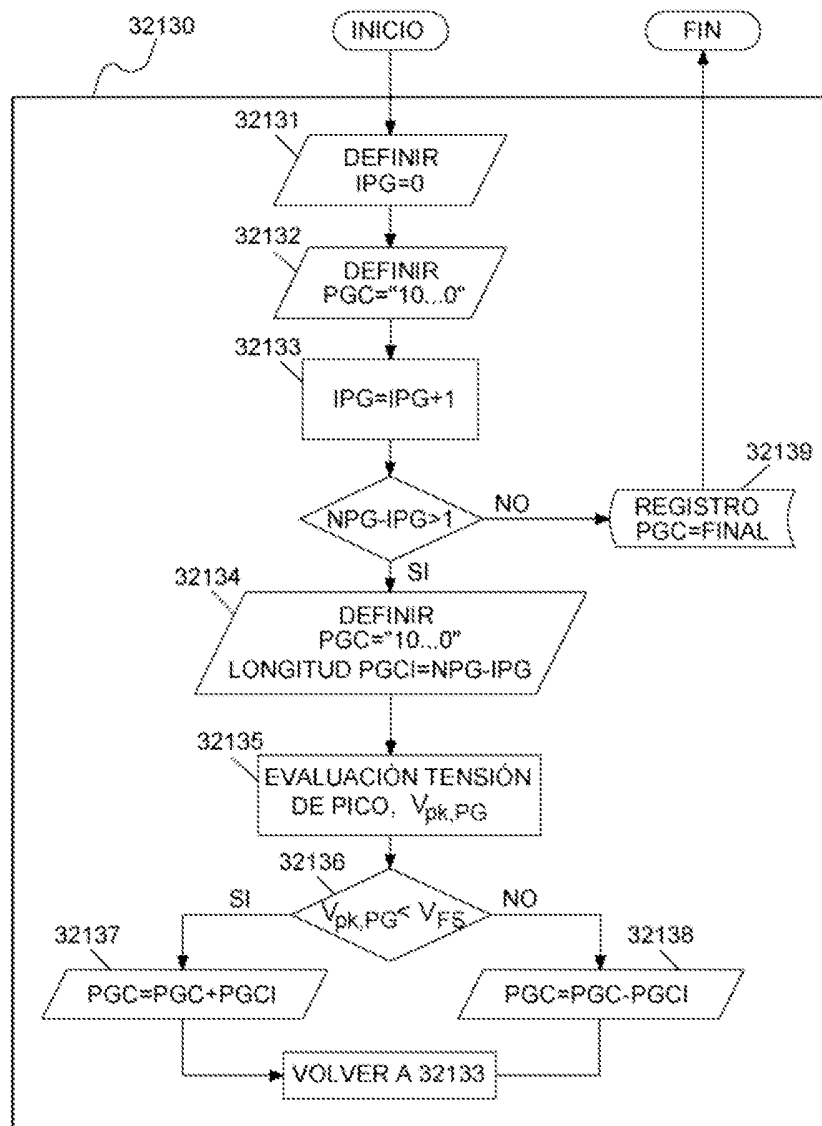


FIG. 12

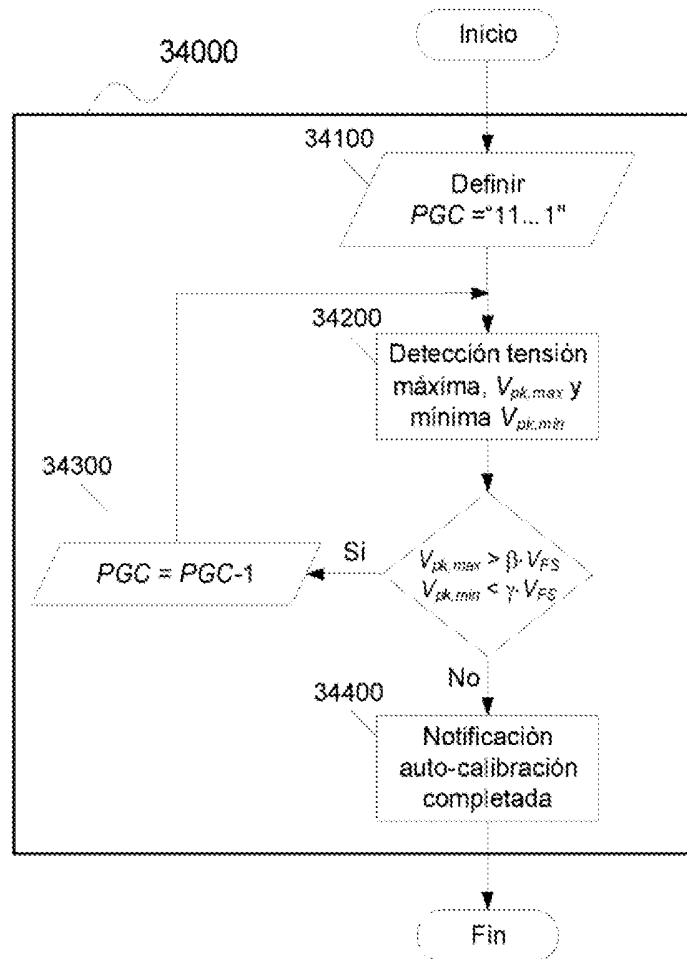


FIG. 13

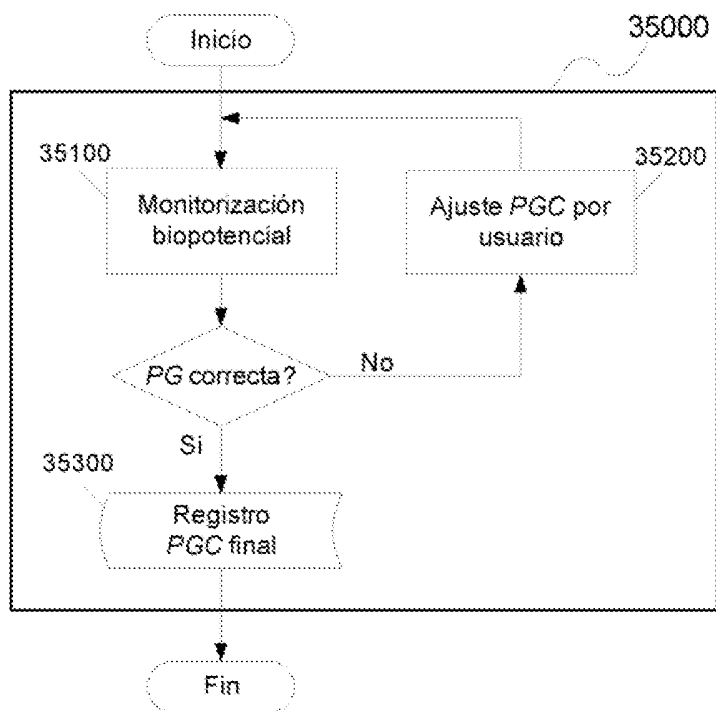


FIG. 14