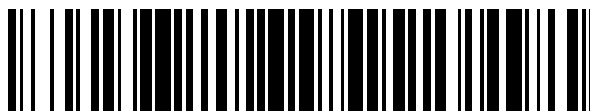


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 690 860**

51 Int. Cl.:

A61B 5/00 (2006.01)

A61B 5/053 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **05.11.2013** **E 13191539 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **18.07.2018** **EP 2727528**

54 Título: **Método para medición de la impedancia biológica**

30 Prioridad:

05.11.2012 US 201261722482 P

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

22.11.2018

73 Titular/es:

**CSEM CENTRE SUISSE D'ELECTRONIQUE ET DE
MICROTECHNIQUE SA - RECHERCHE ET
DÉVELOPPEMENT (100.0%)**

**Rue Jaquet-Droz 1
2002 Neuchâtel, CH**

72 Inventor/es:

CHÉTELAT, OLIVIER

74 Agente/Representante:

ISERN JARA, Jorge

ES 2 690 860 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

Método para medición de la impedancia biológica

5 Campo técnico

La presente invención se refiere a sistemas de medición de la impedancia. Más específicamente, la invención permite mediciones de la impedancia biológica sin artefactos de movimiento insensibles a la impedancia cutánea.

10 Estado de la técnica

En las mediciones de la impedancia, un electrodo es un trozo de material conductor colocado en contacto o cerca de la superficie de un cuerpo, de modo que sean posibles interacciones eléctricas para captar el potencial eléctrico de la superficie corporal bajo el electrodo y/o permitir que fluya una corriente entre el electrodo y el cuerpo.

15 Las mediciones de impedancia biológica permiten obtener información sobre, por ejemplo, la respiración, TEI (tomografía de electro-impedancia), composición e hidratación corporal, cardiografía de la impedancia, etc. Habitualmente, consiste en inyectar, normalmente a varios kilohercios, una pequeña corriente mediante un par de electrodos y medir las respuestas de potencial eléctrico, con los mismos o preferentemente con otros electrodos.

20 En el mundo real, los sistemas de medición de impedancia biológica tienen que enfrentarse a muchos retos, tales como, por ejemplo:

- 25 • alta impedancia de superficie (por ejemplo, impedancia cutánea),
- interfaz de electrodo/cuerpo inestable (artefactos de movimiento),
- alta impedancia de interfaz de electrodo/cuerpo,
- 30 • alta variación de impedancia de interfaz de electrodo/cuerpo (seco, sudor, movimiento, etc.),
- impedancia limitada de amplificador frontal,
- 35 • ruido electrónico, etc.

En los últimos años, se ha progresado mucho en particular con respecto a la electrónica frontal, que ofrece amplificadores con características más idóneas que antes (mayor impedancia del circuito de entrada, menor corriente de polarización de entrada, menor ruido), y con respecto a la técnica de medición que permite el uso, por ejemplo, de electrodos secos y capacitivos activos. El método descrito en el documento EP2567657 por el mismo solicitante permite mediciones simultáneas de varias impedancias biológicas, cada una de ellas a una frecuencia dada, pero todas las frecuencias cercanas entre sí. El documento US 2005/030724 A1 desvela un método y un dispositivo para la medición de la impedancia biológica en una superficie cutánea, que comprende un electrodo anular protector que está controlado individualmente por un amplificador protector.

45 Sumario

Un objeto principal de la invención es proporcionar un método y dispositivo que permite una mejora de la precisión de las mediciones de la impedancia biológica.

50 Otro objeto de la invención es proporcionar un método y dispositivo que permiten realizar la medición de la impedancia, independientemente de artefactos de movimiento, variaciones de impedancia de interfaz de electrodo/cuerpo, ruido electrónico, etc.

Según la invención, estos objetivos se consiguen notablemente por medio del objeto de la reivindicación principal, mientras que las reivindicaciones dependientes ilustran realizaciones variantes ventajosas de la invención.

Más particularmente, la invención proporciona un método para medir la impedancia biológica en una superficie cutánea de un cuerpo vivo, usando un dispositivo de medición de la impedancia biológica que comprende un electrodo sensor y un electrodo piloto, que comprende las siguientes etapas:

- 60 - colocar dicho electrodo sensor y electrodo piloto en la superficie de dicho cuerpo;
- proporcionar un electrodo protector (4) adaptado para separar la superficie en al menos dos zonas, entre las que hay una zona sensora que incluye el electrodo sensor y una zona de inyección de corriente que incluye el electrodo piloto;
- 65 - proporcionar un controlador, conectado eléctricamente a dichos electrodos, adaptado para controlar la fuente de corriente;

- controlar el potencial de dicho electrodo protector, al menos a frecuencias de detención dadas, para detener el flujo de la corriente de una zona a la otra.

El método proporciona un enfoque eficaz para aumentar la impedancia de superficie y de este modo evitar un flujo de corriente. Más preferentemente, el controlador proporciona un alto rechazo en una banda estrecha.

En una realización preferida, el control de potencial de dicho electrodo protector se proporciona al menos a frecuencias que permiten igualar sustancialmente el potencial de dicho electrodo sensor.

El rechazo se proporciona preferentemente en dos bandas laterales estrechas en ambos lados de una frecuencia angular ω dada. Por tanto, a la frecuencia angular ω , se supone que no hay ninguna corriente de distorsión (por ejemplo, 50/60 Hz) ni corriente inyectada (por ejemplo, 50 kHz).

En otro aspecto, la invención también proporciona un dispositivo para la medición de la impedancia biológica en la superficie cutánea de un cuerpo vivo, que comprende un electrodo sensor y un electrodo piloto adaptados para su colocación en una superficie de un cuerpo y que comprende además un electrodo protector adaptado para separar la superficie en al menos dos zonas, entre las que hay una zona sensora que incluye el electrodo sensor y una zona de inyección de corriente que incluye el electrodo piloto, un controlador, conectado eléctricamente a dichos electrodos, adaptado para controlar una fuente de corriente y un controlador adaptado para controlar el potencial de dicho electrodo protector, al menos a frecuencias de detención dadas, para detener el flujo de la corriente de una zona a la otra.

Breve descripción de las figuras

Se ilustran ejemplos de realizaciones de la invención por las figuras adjuntas, en particular las figuras 1 a 10, en donde:

la figura 1 muestra una aplicación de la invención para aumentar virtualmente la impedancia y reducir la corriente en superficie que de otro modo fluiría del electrodo y finalmente a través de la impedancia;

la figura 2 ilustra una realización que aumenta virtualmente la impedancia alrededor de frecuencias específicas, tales como distorsiones principales (50/60 Hz) para la medición del potencial biológico o corriente inyectada (típicamente 50 kHz) para la medición de la impedancia biológica;

la figura 3 ilustra un controlador que permite un alto rechazo en una banda estrecha;

la figura 4 muestra la generalización de un controlador que permite un alto rechazo de varias señales moduladas en una banda estrecha;

la figura 5 ilustra un controlador para el rechazo de varias bandas estrechas;

la figura 6 ilustra una implementación más eficaz de la figura 2 (división del electrodo 4 en dos electrodos 4 y 4' que separan el potencial y la corriente, respectivamente);

la figura 7 ilustra otra realización que permite un rechazo adicional en bandas estrechas;

la figura 8 ilustra una implementación de cinco anillos;

la figura 9 ilustra un posible factor de forma para la implementación de cinco anillos;

la figura 10 ilustra una realización de dos discos;

las figuras 11 a 22 ilustran otro aspecto de la invención relacionado con mediciones del potencial biológico;

la figura 11 representa un modelo eléctrico de interfaz de electrodo/cuerpo;

la figura 12 ilustra un modelo equivalente de un electrodo capacitivo real;

la figura 13 ilustra un diagrama de circuito eléctrico y sección del receptor de potencial eléctrico desvelado;

la figura 14 muestra una barrera cuando la impedancia de (3) es demasiado baja; y geometría optimizada con contactos intermedios con la superficie corporal si la superficie corporal protruye dentro del sensor y riesgos de tocar el electrodo (2);

la figura 15 es otra realización del receptor de potencial eléctrico;

la figura 16 ilustra el control de corriente de polarización/en reposo de entrada en la realización de la figura 15;

5 la figura 17 muestra una posible implementación del filtro de retroalimentación F para el control de la corriente de polarización/en reposo de entrada en la realización de la figura 15;

la figura 18 ilustra el control de la corriente de polarización/en reposo de entrada (reposición) y aumento de impedancia de entrada (neutralización) en la realización de la figura 13;

10 la figura 19 ilustra la medición de capacidad y corriente;

la figura 20 ilustra también otro método de medición de la capacidad;

15 la figura 21 muestra una realización del receptor de potencial eléctrico para medición sin artefactos de movimiento del potencial biológico según la figura 20; y

la figura 22 ilustra también una realización de dos receptores de potencial eléctrico para medición sin artefactos de movimiento de ECG e impedancia biológica.

20 Descripción detallada de posibles realizaciones

La Figura 1 muestra la invención aplicada para aumentar virtualmente la impedancia de superficie (19) entre la superficie del cuerpo (1) bajo el electrodo (2) y el contacto con el cuerpo (4). Para este objetivo, el electrodo (4) se conecta ahora a tierra (42) y se coloca un electrodo anular (9) alrededor del electrodo (4) y es conducido por la línea de transmisión (46) del amplificador operativo (11).

El aumento virtual de la impedancia (19) es deseable para obligar a todas las corrientes a atravesar la piel a través de la impedancia (111). De otro modo, una fracción de la corriente también fluye a través de la impedancia (110) lo que induce una distorsión/polarización en la medición de la tensión. Esto sucede particularmente si la piel está cubierta de una película de agua, pero incluso en condiciones secas, es una ventaja prevenir el flujo de la corriente a través de la impedancia (19) y de allí a través de la impedancia (110).

Las corrientes que fluyen a través de la piel son típicamente para mediciones de la impedancia biológica.

La realización de la figura 1 es sin embargo difícil de implementar en la práctica y desafortunadamente no es muy eficaz. No es muy eficaz, debido a que la relación de impedancia (18) sobre la impedancia de la interfaz del electrodo (4) con la piel (1) no es muy alta. Por lo tanto, el potencial real aplicado en la piel (1) puede no ser suficientemente cercano al potencial de (2) para aumentar virtualmente de forma sustancial la impedancia (19).

Es difícil de implementar porque la impedancia de salida interna del amplificador operativo (11) crea con la impedancia (18) un divisor de tensión y filtro de paso bajo. Otros divisores de tensión y filtros de paso bajo se realizan mediante la impedancia (111)/(112) y (110)/(19). Estos divisores de tensión y filtros de paso bajo afectan a la función de transferencia de bucle abierto de retroalimentación del amplificador operativo (11). Como el modelo de divisores de tensión mostrado en la figura 9 es sencillo y en cualquier caso con valores que abarcan variaciones grandes dependiendo de las condiciones reales (es decir, seco o húmedo), la estabilidad o/y el ancho de banda no están bajo el control del diseño.

La solución a este problema se presenta en la figura 2 donde una fuente de corriente (25) está controlada por el controlador (27) de modo que la tensión (26) entre el electrodo (4) y la tierra (42) es cercana a cero solamente para un conjunto de bandas estrechas para detención (por ejemplo, 50/60 Hz, 50 kHz). Por lo tanto, el electrodo (4) "distorsiona" la función de transferencia de bucle abierto del amplificador operativo (11) solamente en bandas estrechas, y, lo que es más importante, a frecuencias donde la ganancia del bucle abierto aún es alta. Por tanto, la estabilidad no se ve afectada y los rendimientos se mantuvieron tan altos como fuera posible en todas las situaciones (por ejemplo, seco o húmedo). Para frecuencias fuera de las bandas detenidas, la fuente de corriente (25) produce una corriente cero, lo que significa que la impedancia entre el electrodo (4) y la tierra (42) es alta (infinita para una fuente de corriente ideal).

La Figura 3 muestra un controlador (27) que permite un alto rechazo en una banda estrecha. De forma más precisa, el rechazo se realizará en dos bandas laterales estrechas en ambos lados de una frecuencia angular ω dada.

A la frecuencia angular ω , se supone que no hay ninguna corriente de distorsión (por ejemplo, 50/60 Hz) ni corriente inyectada (por ejemplo, 50 kHz). En su lugar, se inyecta una corriente piloto pequeña i_0 (40) como una onda cosenoide a frecuencia angular ω por la fuente de corriente (25). Esta corriente permitirá que el controlador (27) mida el fásor que convierte la corriente inyectada (25) en la tensión resultante (26). Las partes reales e imaginarias a y b de este fásor se determinan por los multiplicadores (36) y (36'), respectivamente, ya que la tensión (26) se

multiplica por la onda cosinusoide (35) y onda senoide (35'). Después del filtrado de paso bajo por los filtros de paso bajo (37) y (37') para retirar el producto de intermodulación de alta frecuencia, se obtienen las dos señales casi estáticas a y b , que son las partes reales e imaginarias del fasor.

5 Las partes reales e imaginarias de la señal (26) en ambos lados de, pero no sobre, la frecuencia ω se obtienen con los filtros de paso de banda (38) y (38'). Obsérvese que las ganancias G de estos filtros también son las ganancias del controlador.

10 Suponiendo que el fasor no cambia sustancialmente para frecuencias en la proximidad de ω , la matriz inversa (39) puede usarse para desacoplar el sistema de MIMO 2x2 que abordan partes reales e imaginarias. Los multiplicadores (41), (41') y la suma (34) reconstituyen la señal de control (25). Obsérvese que la dinámica está controlada por los filtros de paso de banda (38) y (38') que no dependen del modelo de impedancia que modela la relación entre la tensión (26) y la corriente (25).

15 Esta dependencia es controlada completamente por la matriz de desacoplamiento (39). Ya que los sistemas de MIMO desacoplados aún son estables si el desacoplamiento no es completamente perfecto, la suposición hecha anteriormente acerca de que el fasor en la banda controlada es igual que el medido en la frecuencia central ω está justificada.

20 Una generalización del método de la figura 3 se muestra en la figura 4 cuando varios canales actuales están contenidos en una banda estrecha alrededor de la frecuencia ω . Cada canal está separado de los otros por modulación, que puede ser una modulación de la amplitud de subportadora cosinusoides/sinusoides o cualquier otra modulación posible (por ejemplo, modulación temporal, donde cada canal tiene su propio intervalo de tiempo). El principio es que la corriente piloto i_o (40) toma un canal y se modula por el modulador (49) según la clave de modulación proporcionada por (58). La clave de modulación puede ser por ejemplo una onda cosinusoide/seno de una frecuencia dada para una modulación de la amplitud, un peine de un retardo dado para modulación temporal, etc. El resultado se multiplica después a (41) mediante $\cos \omega t$ (35) y a (41') mediante $\sin \omega t$ (35') antes de sumarse por (34) para controlar la fuente de corriente (25). La tensión resultante (26) se desmodula después por una multiplicación (36, 36') con las señales cosinusoides/sinusoides (35, 35') y se filtra por paso bajo (57, 57') para suprimir los productos de intermodulación de alta frecuencia y para conservar solo la banda base. Los dos componentes a y b se extraen de las bandas base cosinusoides/sinusoides por el desmodulador (48) con la misma clave de modulación proporcionada por (58).

35 Al mismo tiempo, todos los otros canales se extraen de las bandas base cosinusoides/sinusoides según su clave respectiva y se multiplican por el controlador (39') que comprende la matriz de desacoplamiento (39) y una función de transferencia $G(s)$ o $G(z)$ que puede ser por ejemplo un integrador, donde s es la variable de Laplace usada para controladores de tiempo continuo y $z = e^{sT}$ con T como tiempo de muestra para controladores de tiempo discreto. Por supuesto, también pueden usarse controladores distintos de LTI. Cada canal se modula después mediante el modulador (49) según su clave respectiva proporcionada por (58) y las bandas base cosinusoides/sinusoides multiplicadas a (41, 41') por las ondas cosinusoides/sinusoides (35, 35') antes de sumarse por (34) para controlar la fuente de corriente (25).

45 La ventaja para controlar cada canal de forma independiente es que se puede tener una ganancia de bucle abierto mucho mayor para cada canal que el de los filtros de paso de banda (38) y (38') y por lo tanto la fuente de corriente controlada (25) dará como resultado una impedancia muy baja para cada canal ofreciendo al mismo tiempo de otro modo una impedancia muy alta, en particular para las frecuencias que determinan la estabilidad del amplificador operativo (11).

50 Si hay varias bandas estrechas para rechazar simultáneamente (por ejemplo, 50/60 Hz y 50 kHz), varios controladores (27), es decir, (27'), (27''), etc. pueden sumarse por (34'), (24'') como se muestra en la figura 5.

55 La figura 6 muestra una implementación más eficaz de la realización de la figura 2, debido a que se usan electrodos (4) y (4') separados para detectar la tensión (26) e inyectar la corriente (25), respectivamente. Por lo tanto, la impedancia en la interfaz entre los electrodos (4), (4') y la superficie cutánea (1) no afecta al resultado. Como alternativa, la tensión entre los electrodos (4) y (2) puede tomarse en lugar de la tensión (26).

60 El rechazo de bandas estrechas descritas en la figura 3 a la figura 5 también puede aplicarse a las realizaciones que abordan el conductor (7) para potenciar el rechazo del amplificador operativo (11) en bandas estrechas adicionales de interés. Para este objetivo, la tensión entre el electrodo (2) y la tierra (42) se controla más cerca de cero para bandas estrechas aumentando la ganancia de bucle abierto para estas bandas. Una posible realización se muestra en la figura 7 donde el potencial del electrodo (2) se detecta mediante el seguidor (68). La tensión resultante se filtra después mediante el filtro de retroalimentación H (69) implementado según la figura 3, la figura 4 y/o la figura 5, y el resultado controla la fuente de tensión controlada (70).

65 Además, o como alternativa, la función de transferencia H (69) también puede aumentar la ganancia para el bucle (10-46) a baja frecuencia. Por ejemplo, puede construirse un controlador I(PI), siendo el integrador I uno del

amplificador operativo (11) y el I del PI de la función de transferencia adicional H, siendo P igual a la unidad. Una ganancia mayor a baja frecuencia es por supuesto deseable para mejorar el rendimiento del aumento virtual de la impedancia (6). Esto es especialmente importante cuando la impedancia (6) es baja.

5 Para ilustrar adicionalmente la invención, se proporcionan los siguientes ejemplos, sin la intención de limitar el alcance de la invención.

10 La Figura 8 muestra el principio de una implementación de cinco anillos con el electrodo central que puede ser un electrodo capacitivo como se muestra en todas las figuras previas, o un electrodo resistivo. La idea de los electrodos (44) y (44') es la misma que para los electrodos (4) y (4'), es decir, aislar el potencial controlado del electrodo (9) para que no sea distorsionado o afecte a los otros receptores de potencial eléctrico o la conexión (15) que no puede aislarse, y para no distorsionar el electrodo sensor central, respectivamente. Con la invención, toda la corriente se inyecta en la región bajo el electrodo (9).

15 La figura 9 muestra un posible factor de forma para la implementación de cinco anillos de la figura 8. Como alternativa, también es posible una realización de dos discos como se muestra en la figura 10. En la figura 10, solamente el disco (9) tiene anillos (4') y (4), pero en otra realización, el disco (2) también tiene su anillo (4') y (4).

20 La presente invención también se refiere receptores de potencial eléctrico sobre un cuerpo o parte de cuerpo humano/animal. La invención permite que las técnicas de compensación de artefactos de movimiento sean eficaces en condiciones normales, es decir, sin requerir una carcasa del receptor extremadamente limpia y seca.

25 Se usan mediciones del potencial biológico por ejemplo para ECG (electrocardiograma), EEG (electroencefalograma), EMG (electromiograma), etc., donde la diferencia entre dos potenciales biológicos o entre un potencial biológico y un potencial de referencia es de interés.

30 Incluso aunque en la práctica aún se usan ampliamente electrodos Ag/Ag^+Cl^- de gel y se recomiendan preparaciones cutáneas (en ocasiones duras), en la actualidad es posible obtener buenas señales con electrodos más suaves y de uso fácil.

35 Si se supone que la impedancia de entrada del amplificador frontal es suficientemente alta para hacer frente a variaciones de impedancia de interfaz de electrodo/cuerpo y que su ruido es insignificante (que son suposiciones fácilmente realizables actualmente), la mayor parte del problema viene de la interfaz de electrodo/cuerpo. La interfaz puede modelarse en una primera aproximación como se muestra en la figura 11. Obsérvese que el mismo modelo se aplica para electrodos capacitivos o resistivos (es decir, de gel o secos), pero la importancia relativa de las diferentes partes es significativamente diferente.

40 Para electrodos resistivos, la tensión u tiene su mayor componente de la celda electroquímica (electrodo de gel o húmedo) o de la diferente afinidad electrónica de los dos materiales en contacto (electrodo seco). La tensión puede ser fácilmente del orden de medio voltio y varía lentamente con la temperatura, concentración de iones, etc. Otra contribución viene del ruido térmico de la resistencia R .

45 La tensión v tiene una componente de CC v_0 que modela la tensión inicial (en el tiempo $t = 0$) de la capacidad C , que se crea mediante u para electrodos resistivos y por el campo eléctrico ambiental (del orden de 100 V/m) para electrodos capacitivos. Para electrodos capacitivos, la corriente de polarización de entrada del amplificador frontal también puede contribuir al componente de CC inicial de la tensión v .

50 El componente de Ca de la tensión $v(t)$ se debe principalmente a los artefactos de movimiento que cambian la capacidad $C(t)$ en ausencia de intercambios de carga como se muestra en la primera ecuación a continuación. La segunda ecuación procede de la primera suponiendo un condensador de placa con una distancia d entre las placas. CA significa componentes de frecuencia relativamente altos, mientras que CC significa componentes de frecuencia relativamente baja.

$$v(t) = \frac{C_0}{C(t)} v_0 \qquad v_{AC} = \frac{d_{AC}}{d_{DC}} v_{DC}$$

55 Ya que v_0 o V_{DC} pueden no ser insignificantes, la variación de capacidad debida a artefactos de movimiento es habitualmente la principal fuente de ruido para electrodos tanto resistivos como capacitivos.

60 La segunda ecuación anterior es útil ya que permite simplificar una etapa más el modelo de la figura 11 suponiendo que C sigue siendo constante (esto no es cierto, pero es aceptable ya que el efecto más relevante de la variación de la capacidad se tiene en cuenta en v gracias a la segunda ecuación). Un modelo con C y R constantes supuestas es

necesario para obtener una función de transferencia LTI (invariante de tiempo lineal). Con esta suposición, la tensión resultante entre los dos terminales es:

$$u_e = \frac{u + RCs \cdot v}{1 + RCs}$$

5 donde s es la variable de Laplace. Esta ecuación muestra que los filtros del circuito de RC u con un filtro de paso bajo y v con un filtro de paso alto (primer orden con frecuencia de punto de corte $f_c = 1/2\pi RC$).

10 Por lo tanto, para electrodos resistivos, RC debería ser pequeño para minimizar los artefactos de movimiento que surgen de v .

15 Por otra parte, la impedancia pequeña también es deseable para minimizar el efecto del divisor de tensión entre la impedancia del electrodo variante y la impedancia de entrada del amplificador frontal. Por lo tanto, la impedancia de entrada y el área del electrodo deberían maximizarse. Obsérvese que el producto de RC es independiente del área del electrodo ya que R es inversamente proporcional y C proporcional al área del electrodo.

20 Sin embargo, el RC bajo no ayuda a filtrar la tensión u . Por lo tanto, el ruido de u tiene que limitarse de otras maneras, tal como dando preferencia a interfaces estables, como material de electrodo Ag/Ag^+Cl^- con gel. La interfaz piel/gel es sin embargo más difícil de controlar. El estrato córneo de la piel se retira en ocasiones por abrasión para reducir el efecto de esta interfaz en el ruido u .

25 El modelo de la figura 11 es demasiado simplista para usar para compensación de artefacto de movimiento eficaz en el caso de electrodos resistivos (gel o secos). Por ejemplo, la resistencia R y la capacidad C dependen de la frecuencia. Para electrodos capacitivos que no tocan el cuerpo o la ropa, es decir, para electrodos capacitivos que tienen aire (o cualquier otro gas) como dieléctrico, el modelo es sin embargo excelente. Para estos electrodos, la capacidad C es pequeña pero cercana a lo ideal (lineal y constante a todas las frecuencias). Esta característica abre el camino a técnicas de compensación de artefactos de movimiento basadas en el modelo de la figura 11. Por otra parte, ya que no hay contacto directo, no existe otra interfaz. Por lo tanto, la única fuente de ruido de electrodos parece ser la tensión v (es decir, artefactos de movimiento). Esto no sucede, sin embargo, en condiciones reales como se muestra posteriormente.

30 Suponiendo que las bajas frecuencias no son de interés y se filtran con un filtro de paso alto de primer orden con frecuencia de punto de corte f_L (por ejemplo, a $f_L = 0,05$ Hz para ECG), el ruido térmico generado por la resistencia R se filtra con un filtro de paso bajo por la capacidad C y con el tiempo da como resultado la siguiente tensión en el electrodo:

$$u_{e,th} = \sqrt{\frac{k_B T}{C(1 + 2\pi f_L RC)}}$$

40 donde k_B es la constante de Boltzmann, y T la temperatura. Por ejemplo, la constante RC en el aire sería:

$$RC = \epsilon \rho \approx 8,85 \text{pF/m} \cdot 40 \text{T}\Omega\text{m} = 350 \text{s}$$

donde ϵ es la permisividad del aire y ρ la resistividad del aire.

45 Asimismo, un disco de capacitancia de $\varnothing 1$ cm a una distancia uniforme de 1 mm desde la superficie corporal con aire entre medias conduciría a:

$$C = 0,7 \text{pF}, \quad R = 510 \text{T}\Omega, \quad u_{e,th} = 7,3 \mu\text{V}_{\text{rms}} \approx 44 \mu\text{V}_{\text{pp}}$$

50 Este ruido no es insignificante, ya que para ECG, el patrón 60601-2-47 requiere un máximo de $50 \mu\text{V}_{\text{pp}}$ (lo que significa que el presupuesto de ruido ya casi se ha alcanzado solamente con el ruido térmico). La resistividad del aire puede variar mucho y depende de su composición. Se supone que es justo el valor seleccionado por encima de ($40 \text{T}\Omega\text{m}$).

55 El punto más importante es que la resistencia de $R = 510 \text{T}\Omega$ es enorme y es muy probable que las impurezas (por ejemplo, una huella dactilar, una gota de sudor que se haya secado o simplemente una película de condensación de agua) en las paredes de la carcasa de la placa de capacitancia hasta la superficie de contacto corporal (necesaria para mantener la distancia de 1 mm con la superficie corporal) no alcanzará dicho alto valor en la práctica.

La figura 12 muestra el modelo equivalente de un electrodo capacitivo real. El circuito RC a la derecha es el descrito hasta ahora. A la izquierda, el circuito R"C" modela la impedancia de superficie de las paredes de la carcasa. Finalmente, el circuito R'C' es el modelo del electrodo seco formado por la carcasa en contacto con la superficie corporal.

5 La capacitancia C" puede considerarse despreciable respecto de C (de no ser el caso, la situación podría ser incluso peor). En una situación real, se supone que la extremadamente elevada resistencia R es despreciable respecto de R". La impedancia del circuito R'C' es despreciable respecto de la impedancia R"C". Por lo tanto, el circuito de la figura 12 puede reducirse al circuito de la figura 11 con C y v sin cambiar, pero estando R dominada por R", y siendo u el ruido resultante del electrodo seco formado por la carcasa en contacto con la superficie corporal, es decir, v' filtrado por R'C'.

15 El primer impacto negativo de tener en cuenta la impedancia real de la superficie de la pared es que el valor de la resistencia R a tener en cuenta en la ecuación anterior es significativamente menor, con resultados no aceptables en el ruido térmico.

20 Por otra parte, debido a que el contacto de la carcasa con la superficie corporal crea un electrodo seco estándar, incluso si la carcasa no es conductora, el movimiento hace que esta interfaz sea una fuente de ruido para u que puede eliminarse por filtrado solo cuando RC es lo suficientemente grande.

25 Asumiendo que puedan manipularse los artefactos de movimiento que se originan a partir del electrodo capacitivo en sí (voltaje v) mediante cualquiera de los métodos descritos en la Patente de los Estados Unidos n.º US 8.193.821 o en la Patente de los Estados Unidos n.º US 2012/0116198, el receptor de potencial eléctrico podría hacerse insensible a los artefactos de movimiento. Si, sin embargo, la resistencia de superficie del contacto de la carcasa con la superficie corporal con la placa del electrodo capacitivo es menor de aproximadamente $5 T\omega$, no se habrá ganado nada respecto de los artefactos de movimiento (ya que el filtro de paso bajo RC de la figura 11 ya no eliminará por filtración todo el ruido de u). Aún peor, el sensor de electrodo capacitivo mucho más complejo (que también añadirá su propio ruido electrónico además de que no compensará por completo los artefactos de movimiento) tendrá un ruido térmico aproximadamente 10 veces por encima de los requisitos 60601-2-47, es decir, mucho peor de lo que podría obtenerse solo con un electrodo seco. Finalmente, el área usada para el electrodo capacitivo se podría haber usado para un electrodo seco mayor (es decir, menos ruidoso). Por lo tanto, el mínimo absoluto para la resistencia de superficie en el ejemplo anterior ha de ser de al menos $500 T\omega$.

35 Pueden fabricarse amplificadores frontales con alta impedancia de entrada como se describe en la Patente de los Estados Unidos n.º US 6.961.601 o la Patente de los Estados Unidos n.º US 7.885.700. Estas patentes explican cómo lidiar con la corriente de polarización de entrada del amplificador frontal a la vez que se obtiene una muy elevada impedancia de entrada (reposición, guarda y neutralización). En la Patente de los Estados Unidos n.º US 2011/0001497 se divulga otro enfoque donde se describe un amplificador frontal flotante (FFA) que proporciona un aumento de la impedancia de entrada mayor y más robusto que la neutralización. También pueden combinarse ambas estrategias.

45 Otro objeto de la invención es proporcionar una estructura sensora que eléctricamente, aumente sustancialmente la resistencia de superficie aparente o la impedancia alrededor de cualquier electrodo sensor de potencial para garantizar que sea despreciable el efecto de la resistencia de superficie o la impedancia en condiciones de uso normales (es decir, para una superficie no extremadamente limpia y seca). En otras palabras, con la invención, la mayor parte de R en el modelo de la figura 11 se deberá a la resistencia a la fuga dieléctrica del electrodo capacitivo.

50 La figura 13 muestra una de las realizaciones más sencillas de la invención. Se coloca un receptor de potencial eléctrico sobre una superficie corporal (1), tal como, por ejemplo, la piel. El receptor de potencial eléctrico se encuentra en contacto con la superficie en (4), por ejemplo, en forma de un anillo. Aunque no es la configuración preferida, también es posible tener una capa de vestimenta entre la superficie del cuerpo (1) y el receptor de potencial eléctrico.

55 La función del receptor de potencial eléctrico es transformar la elevada impedancia de entrada (1/Cs) de la fuente de potencial eléctrico en una fuente de potencial eléctrico de baja impedancia conducida por el conductor (15).

60 La capacitancia C puede ser el resultado de la superficie corporal (1) y el conductor (2) que forman las dos placas capacitoras y de una cavidad del receptor de potencial eléctrico rellena de aire o cualquier otro gas como dieléctrico. Obsérvese que el conductor (2) puede estar o no cubierto con una capa o película de dieléctrico sólido.

65 El cierre de la cavidad (3) es principalmente un dieléctrico de baja filtración resistiva que incluye una guarda (8). El principal objeto de la invención es proporcionar una solución para la impedancia de filtración de superficie demasiado baja (5 en serie con 6) entre la placa de capacitancia (2) y el receptor de potencial eléctrico en contacto con la superficie corporal en (4). Para este objetivo, se inserta un conductor (7) entre la placa de capacitancia (2) y el contacto corporal (4) para rodear la placa de capacitancia (2). El conductor (7) forma parte preferentemente de la superficie para permitir una conexión galvánica, pero posiblemente puede estar cubierto total o parcialmente con una

5 fina capa de dieléctrico sólido cuando es suficiente el acoplamiento capacitivo. El conductor (7) y la placa de capacitancia (2) están separados por una parte de dieléctrico (3) y la impedancia de superficie entre estos se modela por (6). De manera similar, el conductor (7) preferentemente no se encuentra en contacto con la superficie corporal (1) o el contacto (4) ya que se inserta una porción de dieléctrico (3) entre medias con la superficie de impedancia (5).

10 El potencial de la placa de capacitancia (2) se detecta por la entrada positiva del amplificador operativo (11) conectado a través de la línea (10) preferentemente guardada con (14). La guarda (14) está conectada eléctricamente o se encuentra al menos al mismo potencial que la guarda (8). La entrada negativa del amplificador operativo (11) está conectada a la guarda (8) y al conductor (7) por la línea (13). En una realización preferida, esta conexión al conductor (7) se efectúa en el lado más próximo a la placa de capacitancia (2), mientras que el otro lado más próximo al contacto corporal (4) está conectado a la salida del amplificador operativo (11) a través de la línea (12). La salida (15) del receptor de potencial eléctrico también está conectada a la salida del amplificador operativo (11).

15 El amplificador operativo (11) está montado como un seguidor con la retroalimentación negativa efectuada por las líneas (12, 13) y el conductor (7). Por lo tanto, el potencial del conductor (7) sigue de cerca al potencial de la placa de capacitancia (2). Esto impide que fluya cualquier corriente superficial entre la placa de capacitancia (2) y el conductor (7), virtualmente magnificando la impedancia (6) por $g+1$, donde g es la ganancia del amplificador operativo (11). El conductor (7) preferentemente no se encuentra en contacto con el contacto (4) para mantener la impedancia (5) en un valor lo suficientemente elevado por motivos de estabilidad cuando la piel del cuerpo (1) está conectada a tierra. Dicha conexión puede ser, por ejemplo, cuando el contacto corporal (4) está conectado a tierra, como se muestra en la figura 18 con la línea (16).

25 El conductor (7) no tiene en la práctica una conductividad infinita. Ya que para obtener el mejor rendimiento es de vital importancia tener el potencial de la parte de conductor (7) próximo a la placa de capacitancia (2) lo más próximo al potencial de la placa de capacitancia (7), la línea de detección (13) se conecta a este extremo, mientras que el otro extremo del conductor (7) está conectado a la salida del amplificador (11). Por lo tanto, cualquier corriente que fluya a tierra desde la línea (12) a través de la impedancia (5) no induce una caída de voltaje que degrade la magnificación de la impedancia (6).

30 Hasta ahora, la impedancia del dieléctrico (3) se ha considerado infinita. En caso de que esta suposición no modele de manera adecuada la realidad, también se puede separar el dieléctrico (3) con el conductor (7), tal como se muestra en la figura 14.

35 Para evitar que la piel (1) sobresalga dentro del sensor y entre en contacto con la placa de capacitancia (2) o el conductor (7), puede optimizarse la geometría del receptor y tener contactos intermedios (4) con la superficie corporal (1) como se ilustra en la figura 14.

40 En la figura 15 se muestra otra realización. Esta realización supone que el amplificador operativo (11) y la conexión a tierra interna (42) están flotando para cada receptor de potencial dieléctrico.

45 Dichos amplificadores frontales flotantes se obtienen fácilmente, por ejemplo, con una sola fuente de energía (por ejemplo, batería) para cada receptor de potencial eléctrico. Una sola fuente de energía también podría proporcionar otra característica interesante: cualquier corriente de la línea (15) fluirá primero a tierra, después a la fuente de energía del amplificador operativo (11), salir por la salida del amplificador operativo (11) y en última instancia, atravesar la piel desde el electrodo (4) hasta el centro del cuerpo. Sin embargo, la realización de la figura 13 también comparte esta propiedad cuando el electrodo (4) está conectado a tierra y cuando cada receptor de potencial eléctrico tiene su propia batería como fuente de energía y como tierra.

50 No obstante, la realización de la figura 15 tiene una característica única: la impedancia de entrada del amplificador frontal, es decir, del amplificador operativo (11) se magnifica por $g+1$, donde g es la ganancia del amplificador operativo (11). Esto se debe a que la tierra (42) sigue de cerca la entrada del amplificador conectada a la línea (10) gracias a la retroalimentación aplicada en el electrodo (4) por el amplificador operativo (11).

55 A diferencia de la realización de la figura 13, la entrada negativa del amplificador operativo (11) está conectada a la placa de capacitancia (2) a través de la línea (10), mientras que la entrada positiva está conectada a la guarda (8), al conductor (7) y finalmente a tierra (42).

60 El potencial de la línea (15) sigue de cerca al potencial de la placa de capacitancia (2) que a su vez sigue al potencial biológico recogido debido a la extremadamente elevada impedancia de entrada virtual del amplificador operativo (11) producida por la retroalimentación (46). Por lo tanto, la corriente fluye libremente desde la línea (15) hasta el centro del cuerpo con una caída del voltaje próxima a cero, es decir, como si hubiese un tránsito de cero ohmios en lugar de la elevada impedancia de la piel. Esta característica es altamente deseable para las medidas potenciales biológicas debido a que cualquier corriente de distorsión que surja, por ejemplo, de las principales a 50Hz/60Hz bien conocidas a través de capacitancias perdidas se elimina. También es deseable para las mediciones de impedancia biológica ya que la impedancia de la piel no solo es elevada, sino que también fluctúa con las variaciones de presión ejercidas por el receptor de potencial eléctrico en la superficie del cuerpo.

Al igual que para la figura 13, se aplica la misma preferencia para conectar el conductor (7) al amplificador operativo (11) en el lado más próximo a la placa de capacitancia (2) y a tierra (42) en el lado más próximo al electrodo (4).

5 En las implementaciones reales, los amplificadores operativos tienen una corriente de polarización/en reposo de entrada distinta de cero. Por lo tanto, el circuito de la figura 15 no puede funcionar, ya que esta corriente de polarización se integrará por la capacitancia C hasta que el voltaje en la línea (46) alcance la saturación. Por otra parte, los amplificadores operativos también tienen un voltaje en reposo diferente de cero. Dicho voltaje se aplicará a la impedancia (6) que también da como resultado una corriente integrada por la capacitancia C .

10 Para compensar para estas dos corrientes, la figura 16 muestra una realización mejorada en la que se controla una fuente de corriente de tal forma que el voltaje (20) entre la línea (46) y la tierra es próxima a cero o al menos nunca alcanza la saturación. De hecho, la fuente de corriente se implemente en la figura 16 en forma de una fuente de voltaje controlada (23) en serie con la impedancia (24). Una fuente de corriente ideal podría tener una impedancia interna (24) infinita. En la figura 16, la impedancia (24) puede ser elevada ya que las corrientes a compensar son pequeñas. Por otra parte, ya que el potencial en línea (10) está próximo a tierra gracias al amplificador operativo (11), la fuente de corriente implementada por la fuente de voltaje (23) en serie con la impedancia (24) es prácticamente ideal.

20 El filtro de retroalimentación F normalmente es un filtro de ganancia o preferentemente de paso bajo para tener un corte más pronunciado. Puede implementarse de manera analógica o digital con una fuente de voltaje (23) real o simplemente con componentes pasivos, tal como se muestra en la figura 17, donde la salida del amplificador operativo (11) está en serie con una resistencia (72) conectada en la misma línea con la impedancia (24) y a tierra a través de una capacitancia (71).

25 El escudo (17) ayudará a hacer que el receptor de potencial eléctrico sea conforme respecto de las regulaciones EMC (compatibilidad electromagnética). El escudo (17) puede conectarse al electrodo (4) o a tierra.

30 La figura 18 muestra una estrategia similar para el control de corriente de polarización/en reposo de entrada en la realización de la figura 13. El filtro de retroalimentación F (21) también puede implementarse de un modo similar a la figura 17, pero con la capacitancia (71) conectada a la salida del amplificador operativo (11) y la resistencia (72) a tierra. Esta técnica también se conoce bien como reposición (ya que el seguidor tiene una retroalimentación positiva). Ya que el potencial de la línea (10) no sigue al potencial de tierra, obsérvese, sin embargo, que la fuente de corriente implementada por la fuente de voltaje (23) es menos ideal que la descrita anteriormente en la figura 16.

35 Además y por el mismo motivo, la impedancia de entrada del amplificador operativo (11) puede no ser lo suficientemente grande para la medición capacitiva. Una impedancia de entrada demasiado baja tiene un efecto negativo bien conocido respecto al cambio de la impedancia de la piel causada por la variación de la presión para electrodos resistivos. Para electrodos capacitivos, el problema es diferente, ya que la capacitancia C en serie con la impedancia de la piel es igualmente dominante. Se necesita una alta impedancia de entrada, de tal forma que el divisor de voltaje formado por la capacitancia C y la impedancia de entrada apenas reduce el potencial medido. En caso de que no se cumpla esta condición, el potencial de las guardas (8) y (14) no será igual y la capacitancia perdida no se desvanecerá. Más importante es que se aplica el mismo efecto para la invención, que requiere que el conductor (7) se encuentre exactamente al mismo potencial que el de la placa de capacitancia (2).

45 Por lo tanto, se usa una técnica denominada neutralización para aumentar la impedancia de entrada para la configuración de la figura 13. El amplificador operativo (30) con las dos resistencias (31) y (32) amplifica el voltaje de entrada. La ganancia ha de ser mayor de uno, debido a que el voltaje de la capacitancia (33) ha de inducir una corriente que fluye hacia la línea (10). Con un tamaño adecuado, esta corriente compensará la corriente perdida por la impedancia de entrada de los amplificadores operativos (11) y (30), así como por las guardas (14) y (8). Sin embargo, es de sobra conocido que dicha técnica de compensación hacia adelante de alimentación es muy sensible al cambio de parámetros (con la temperatura o el envejecimiento, por ejemplo). Por otra parte, debido a que esta estrategia requiere de ajustes, normalmente es más cara y el aumento de la impedancia de entrada se limita a aproximadamente un orden de magnitud. Por el contrario, las realizaciones basadas en la figura 15 usan un bucle de retroalimentación y no adolecen de estas limitaciones. Por lo tanto, todas las realizaciones preferidas de la invención están basadas en la de la figura 15, que además, necesita menos componentes.

60 La figura 19 muestra la invención complementada con una fuente de carga implementada como fuente de voltaje (51) en serie con una capacitancia (52). El voltaje aplicado es, por ejemplo, una onda senoide de frecuencia constante dentro del intervalo de kilo a megahercio. Las cargas inyectadas inducirán en la capacitancia C el siguiente voltaje:

$$v(t) = \frac{C_{52}}{C(t)} u_0 \text{ sen } \omega t$$

donde C_{52} es la capacitancia (52) y ω la frecuencia angular de la onda sinusoidal.

Este voltaje es igual al voltaje (20), ya que el potencial de la placa de capacitancia está controlado a tierra por el amplificador operativo (11). Por lo tanto, el multiplicador (53) seguido del filtro de paso bajo LP (54) proporciona una señal $s_{1/C}$ proporcional a $1/C$. Desde el punto de vista formal, se tiene:

$$s_{1/C}(t) \propto LP * \left(\frac{\text{sen}^2 \omega t}{C(t)} \right) \propto \frac{1}{C(t)}$$

donde $*$ es el operador de convolución e \propto el símbolo de proporcionalidad.

La corriente inyectada en la capacitancia C es fácil de medir, ya que es proporcional al voltaje (22) y por lo tanto, a la señal s_i .

También puede medirse la señal $s_{1/C}$ sin necesidad de un multiplicador, como se muestra en la figura 20. El principio de este otro método es dividir la placa de capacitancia (2) en dos partes, a fin de tener las capacitancias $C/2$ y $C'/2$. La capacitancia $C/2$ se usa para captar el biopotencial exactamente del mismo modo al mostrado anteriormente. Sin embargo, la placa de capacitancia $C'/2$ (2') tiene su potencial de CC controlado a v_0 por el controlador F' (61) que actúa sobre la fuente de corriente inyectando una corriente en $C'/2$. Justo como antes, en este contexto, CC significa frecuencias relativamente bajas y CA frecuencias relativamente elevadas. El controlador F' (61) no controla el componente de CA y por lo tanto, para CA, la corriente es cero. Obsérvese que esta fuente de corriente se implementa en la figura 20 como una fuente de voltaje en serie con la impedancia (64), como para la fuente (23). El seguidor (60) únicamente amortigua el potencial medido en la placa de capacitancia (2').

Asumiendo que $C/2=C'/2$ para todas las ocasiones, el voltaje (67), es decir, la señal $s_{1/C}$ es proporcional a $1/C$. Desde el punto de vista formal, se tiene:

$$s_{1/C}(t) = v_0 C_0 \frac{1}{C(t)}$$

donde C_0 es la capacitancia $C(t)$ en tiempo 0.

La figura 21 muestra una posible implementación de las dos placas de capacitancia (2) y (2'). En realidad, se fragmentan en varias piezas pequeñas, de tal forma que $C/2$ es igual a $C'/2$ para todas las ocasiones. Obsérvese que en la figura 21, el conductor (7) de la invención se coloca en la parte inferior de la cavidad y paso dibujado en las figuras anteriores. No hay una razón específica para esto, salvo para insistir en que hay varias maneras de colocar el conductor (7).

Los receptores de potencial eléctrico huecos de la invención también son adecuadas para su uso como electrodo de succión.

La figura 22 muestra el uso de dos receptores de potencial eléctrico como se han descrito anteriormente para medir un ECT libre de artefactos de movimiento y una impedancia biológica, tal como para la respiración.

Ambos receptores de potencial eléctrico pueden ser idénticos, pero tienen su propia fuente de energía (normalmente, una batería recargable o un sistema de captación de energía). Los principales fines del receptor de potencial eléctrico son:

- permitir una medición real de electrodo capacitivo (2) no afectada por la impedancia de la superficie normal de la carcasa (objeto de la invención);
- transformar las elevadas impedancias intrínsecas de la piel (111) y (110) en una impedancia virtualmente de cero ohmios, simbolizada en el receptor derecho;
- medir información adicional ($s_{1/C}$ y s_i) para eliminar los voltajes de la capacitancia v y v' que de otro modo podrían crear artefactos de movimiento en el ECG (u otros voltajes biológicos);
- inyectar una corriente i y medir el voltaje inducido para determinar la impedancia biológica.

Obsérvese que la línea (46) también puede conectarse a (15') en lugar de (4).

En la banda de frecuencia del ECG, el voltaje u (101) puede observarse como una suma del voltaje real del ECG y de los voltajes de la capacitancia v y v' (artefactos de movimiento) como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\underbrace{\vec{u}}_b = \underbrace{\text{ECG}}_\varepsilon + \underbrace{\begin{pmatrix} s_{1/C} \int_0^t s_i \cdot dt \\ s_{1/C} \\ s'_{1/C} \int_0^t s'_i \cdot dt \\ s'_{1/C} \\ 1 \end{pmatrix}^T}_A \underbrace{\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ \alpha' \\ \beta' \\ \gamma \end{pmatrix}}_\theta$$

$v-v'$

- 5 En caso de que uno asuma que la señal del ECG no está correlacionada con los artefactos de movimiento, puede extraerse la señal del ECG a partir de u mediante el método de mínimos cuadrados:

$$\text{ECG} = b - \underbrace{A(A^T A)^{-1} A^T}_\hat{\theta} b$$

- 10 Obsérvese que en la ecuación anterior, $A^T A$ en ocasiones puede ser singular. Sin embargo, si se diera el caso, esto significa únicamente que θ no puede obtenerse de manera explícita. No implica que $A(A^T A)^T$ no sea finito y que no pueda calcularse.

- 15 Por supuesto, también pueden usarse los métodos de mínimos cuadrados ponderados o iterativos u otros métodos de filtrado adaptativo similares.

- 20 Para la medición de la impedancia biológica, se inyecta una pequeña corriente de onda cosinusoide $i = i_0 \cos \omega t$ a una frecuencia fuera de la banda del ECG (típicamente de 50 kHz) por la fuente de corriente (100). Puede usarse la siguiente ecuación para calcular la impedancia z a partir del voltaje u resultante:

$$z(t) = \text{LP} * \frac{u(t) \cdot e^{j\omega t}}{i_0}$$

donde e es el número de Euler y j es la raíz cuadrada de -1.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un método para medir la impedancia biológica en una superficie cutánea (1) de un cuerpo vivo, usando un dispositivo de medición de la impedancia biológica que comprende un electrodo sensor (2) y un electrodo piloto (9) que comprende las siguientes etapas:
- 10 colocar dicho electrodo sensor (2) y electrodo piloto (9) en la superficie (1) de dicho cuerpo; proporcionar un electrodo protector (4) adaptado para separar la superficie (1) en al menos dos zonas, entre las que hay una zona sensora que incluye el electrodo sensor (2) y una zona de inyección de corriente que incluye el electrodo piloto (9); proporcionar un circuito controlador (27) conectado eléctricamente a dichos electrodos, adaptado para controlar una fuente de corriente (25); y
- 15 caracterizado por que el método comprende además usar el circuito controlador (27) para controlar la fuente de corriente (25) de tal forma que el voltaje (26) entre el electrodo protector (4) y la tierra (42) es próxima a cero a detenciones de banda dadas y de tal forma que la fuente de corriente (25) produce una corriente cero para frecuencias fuera de las bandas de frecuencia dadas.
- 20 2. Un método de acuerdo con la reivindicación 1, en donde se proporciona un rechazo dentro de dos bandas laterales de frecuencia estrechas a ambos lados de una frecuencia angular ω dada.
- 25 3. Un método de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, en donde se inyecta una corriente piloto i_0 (40) en forma de una onda cosinusoide a la frecuencia angular ω por la fuente de corriente (25), permitiendo que el controlador (27) mida fasor que convierte la corriente inyectada (25) en el voltaje (26) resultante.
- 30 4. Un método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, en el que dicho dispositivo de bioimpedancia se proporciona con un conductor (7) y en donde el control del potencial de dicho conductor (7) se lleva a cabo mediante un amplificador operativo (11) cuya entrada (10) está conectada a dicho electrodo sensor (2) y la salida (12) al conductor (7).
- 35 5. Un método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, en donde dicho electrodo protector (4) se encuentra en interacción eléctrica con dicha superficie corporal (1) y dicho electrodo piloto (9).
- 40 6. Un método de acuerdo con la reivindicación 4, en donde se conecta una salida (12) del amplificador operativo (11) al lado de dicho conductor (7) más alejado de dicho electrodo sensor (2) y el lado más próximo a dicho electrodo sensor (2) se conecta a una entrada negativa (13) del amplificador operativo (11), de tal forma que dicho conductor (7) forma parte del bucle de retroalimentación del amplificador operativo (11).
- 45 7. Un método de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en donde el cuerpo vivo es un cuerpo humano.
- 50 8. Un dispositivo para medir la impedancia biológica en la superficie cutánea de un cuerpo vivo, que comprende un electrodo sensor (2) y un electrodo piloto (9) adaptados para su colocación en una superficie de un cuerpo y que comprende además un electrodo protector (4) adaptado para separar la superficie en al menos dos zonas, entre las que hay una zona sensora que incluye el electrodo sensor (2) y una zona de inyección de corriente que incluye el electrodo piloto (9), caracterizado por que el dispositivo comprende además un circuito controlador (27) adaptado para controlar una fuente de corriente (25), de tal forma que un voltaje (26) entre el electrodo protector (4) y la tierra (42) es próximo a cero a detenciones de banda de frecuencia dadas y de tal forma que la fuente de corriente (25) produce una corriente cero para frecuencias fuera de las bandas de frecuencia dadas.
- 55 9. Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 8, en donde dicho electrodo protector (4) está cubierto al menos parcialmente por una capa dieléctrica.
- 60 10. Un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 8 o 9, en donde dicho electrodo protector (4) no se encuentra en contacto eléctrico directo con dicho electrodo sensor (2) o dicho electrodo piloto (9).
- 65 11. Un dispositivo de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 8 a 10, que además comprende un conductor (7) y en donde el control del potencial de dicho conductor (7) se lleva a cabo mediante una conexión a tierra (42) que se ajusta al potencial de dicho electrodo sensor (2) mediante el amplificador operativo (11) que tiene su entrada positiva conectada a tierra (42), su entrada negativa a dicho electrodo sensor (2) y su salida (46) a un electrodo (4, 9) en interacción eléctrica con dicha superficie (1).

12. Un dispositivo de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 8 a 11, en donde la tierra (42) se conecta al lado de dicho conductor (7) lo más alejado de dicho electrodo sensor (2) y el lado más próximo de dicho conductor (7) forma parte de la conexión a tierra (42).
- 5 13. Un dispositivo de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 8 a 12, en donde un electrodo (4', 44') se coloca al lado de dicho electrodo protector (4, 44) en la misma superficie y en la misma zona mencionadas que dicho electrodo piloto (9) y en donde el potencial del electrodo (4', 44') se controla por una fuente de corriente controlada (25, 45), que está controlada por la salida del controlador (27) que funciona al voltaje (26, 46) entre el potencial de dicho electrodo protector (4, 44) y un potencial sustancialmente igual al potencial de dicho electrodo sensor (2).
- 10
14. Un dispositivo de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 8 a 13, en donde el electrodo protector (4) y el electrodo (4') se encuentran en contacto eléctrico.
- 15 15. Un dispositivo de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 8 a 14, en donde el controlador (27) está formado por varios filtros H con la misma entrada (26) y con su salida sumada hasta formar la salida (25).

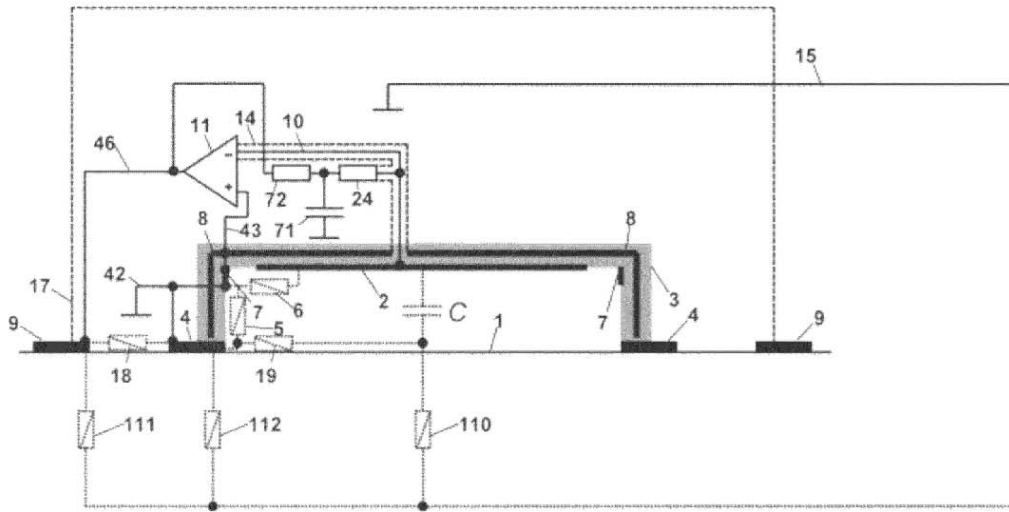


Figura 1

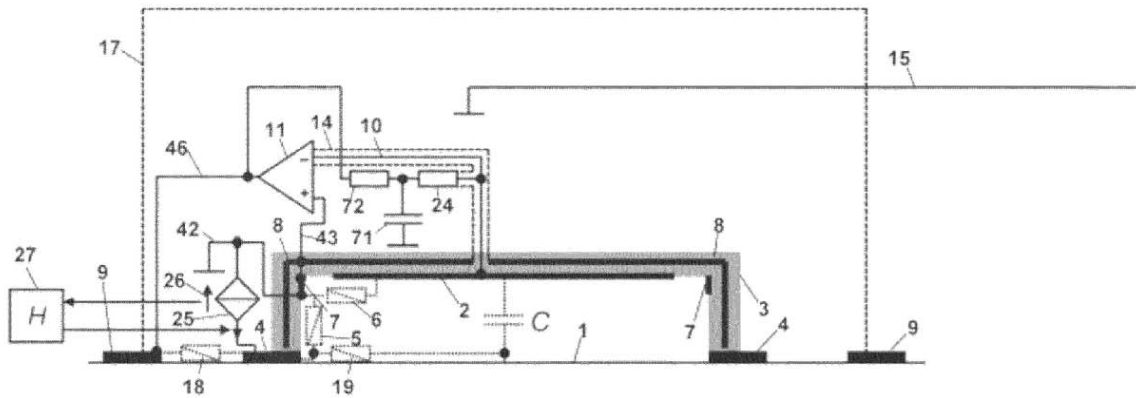


Figura 2

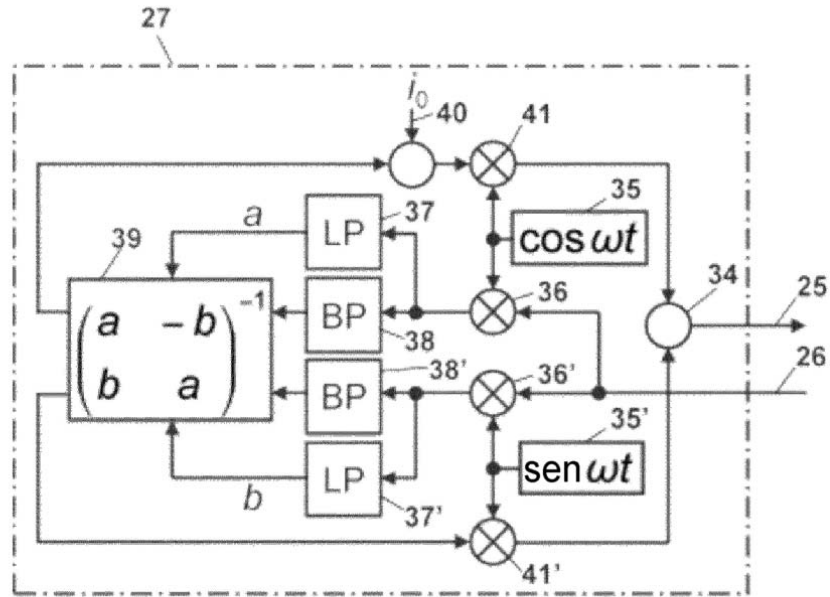


Figura 3

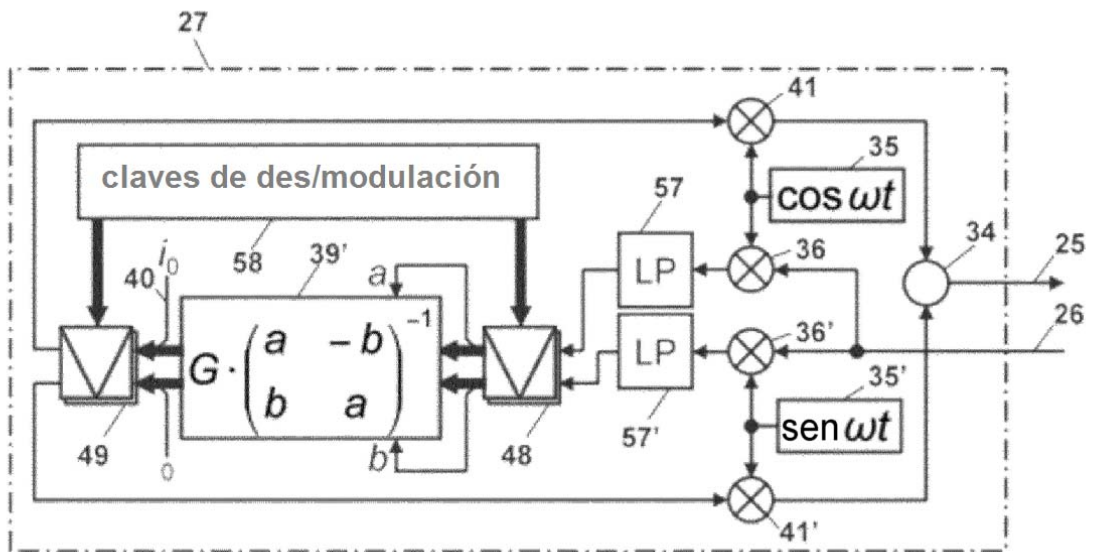


Figura 4

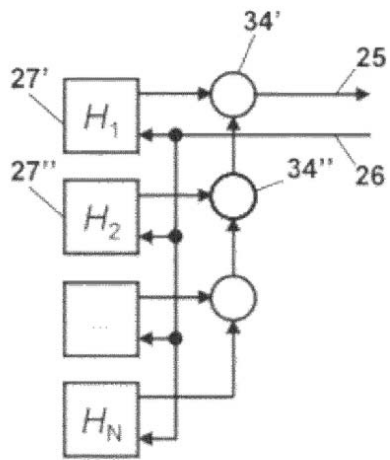


Figura 5

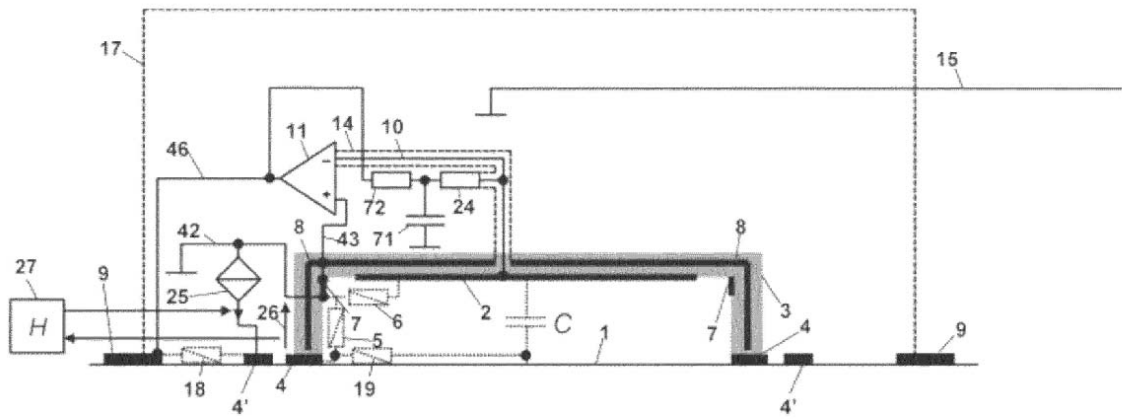


Figura 6

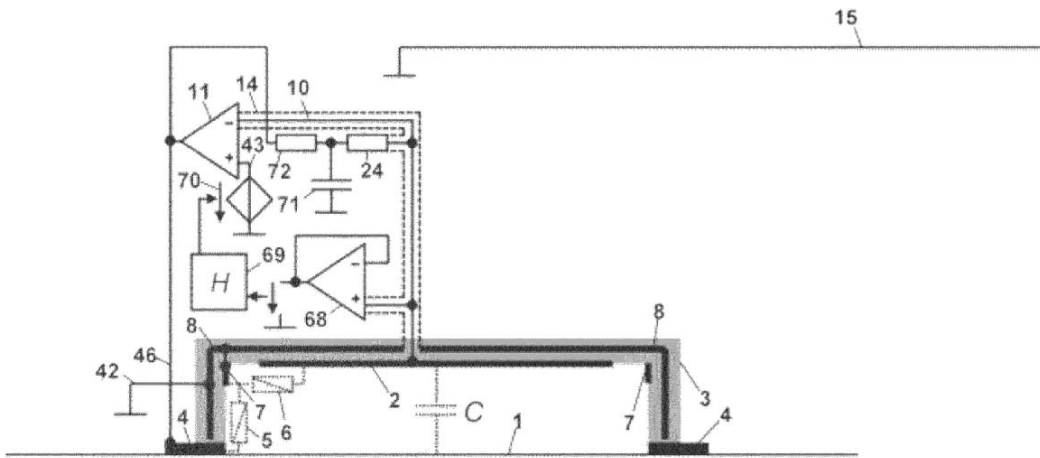


Figura 7

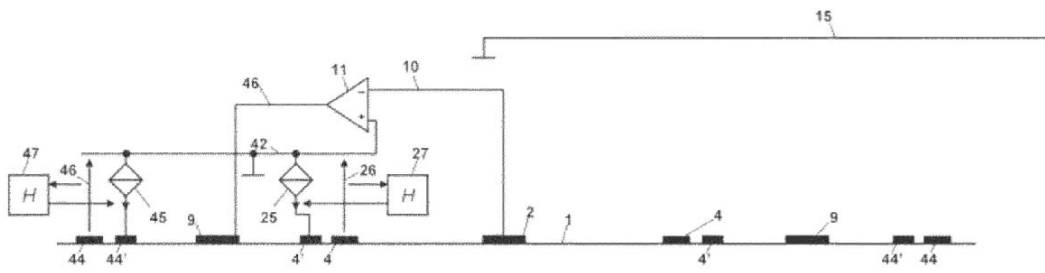


Figura 8

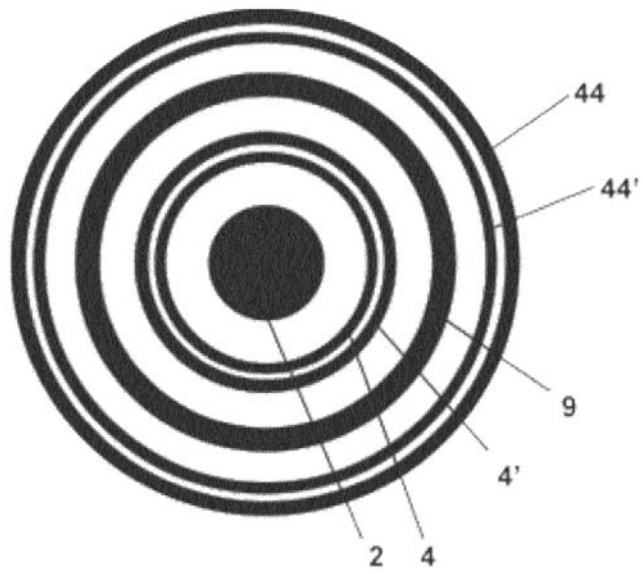


Figura 9

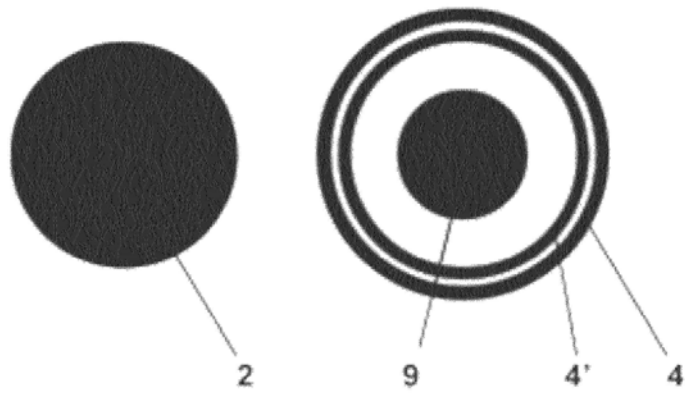


Figura 10

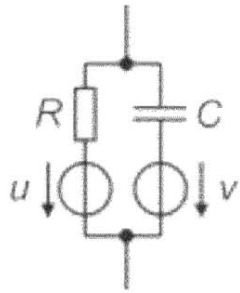


Figura 11

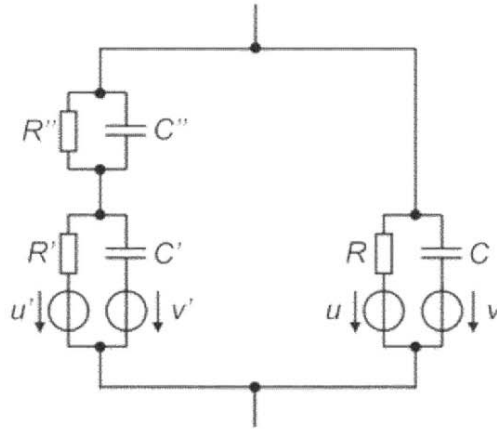


Figura 12

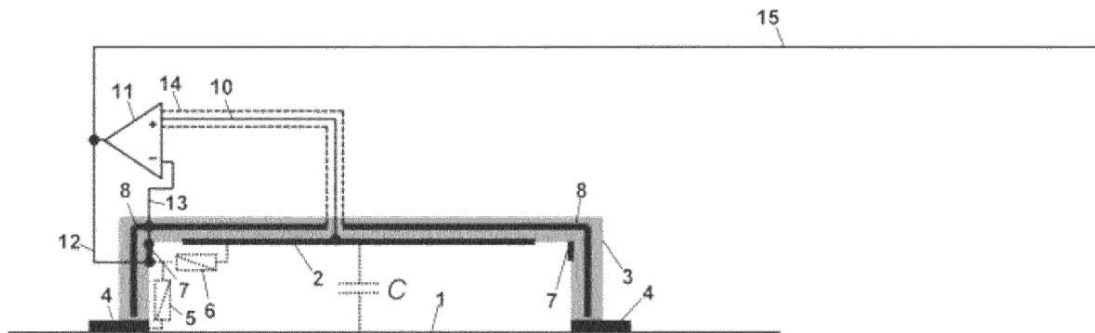


Figura 13

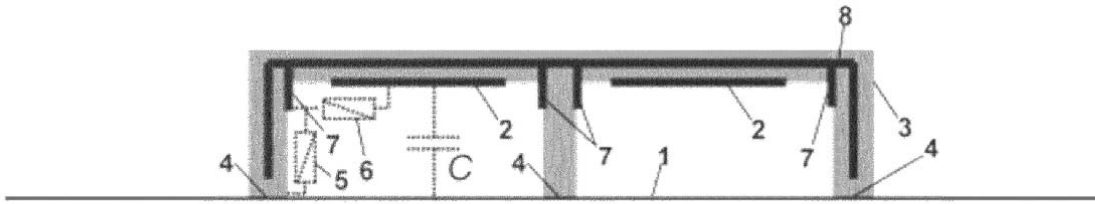


Figura 14

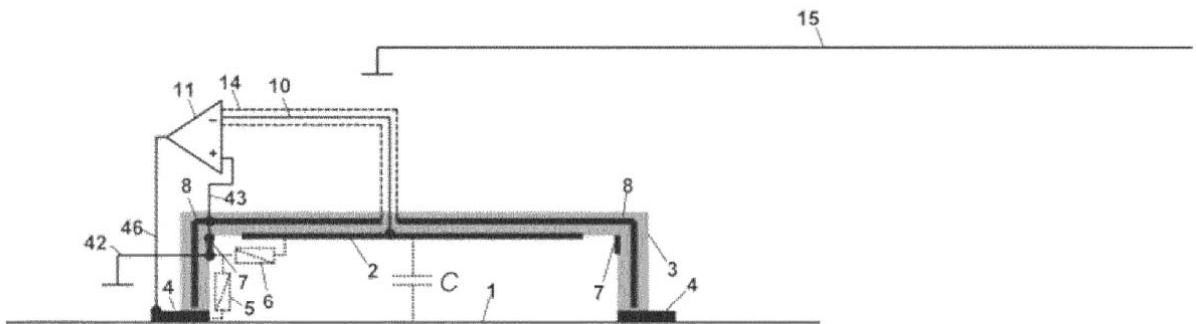


Figura 15

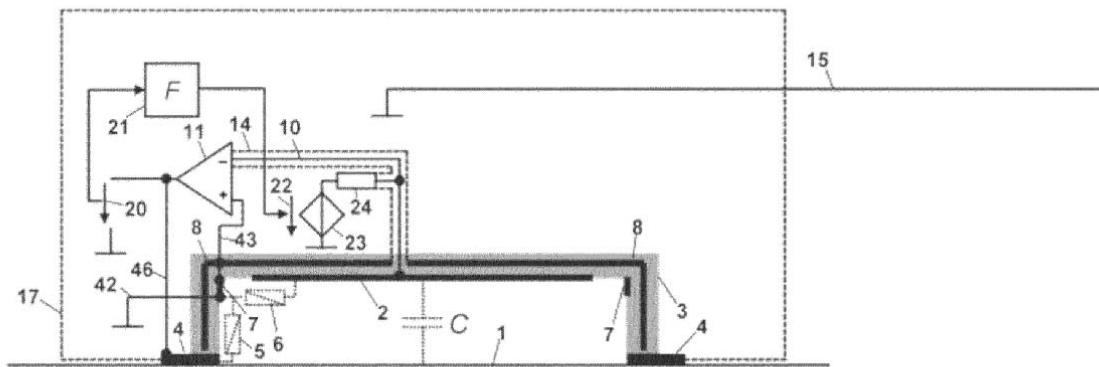


Figura 16

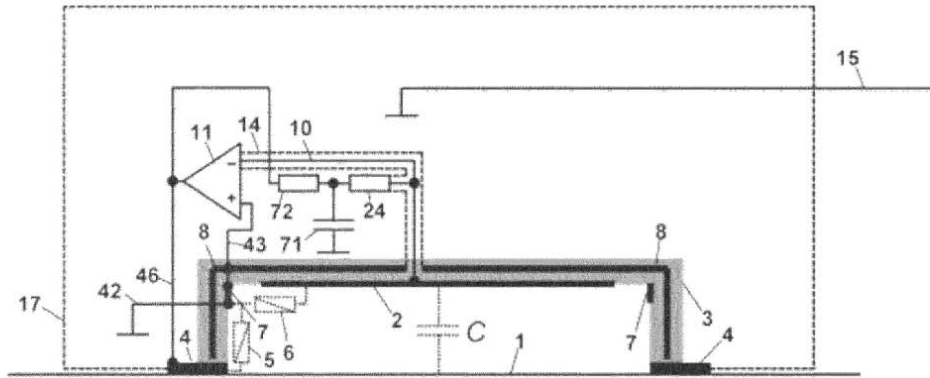


Figura 17

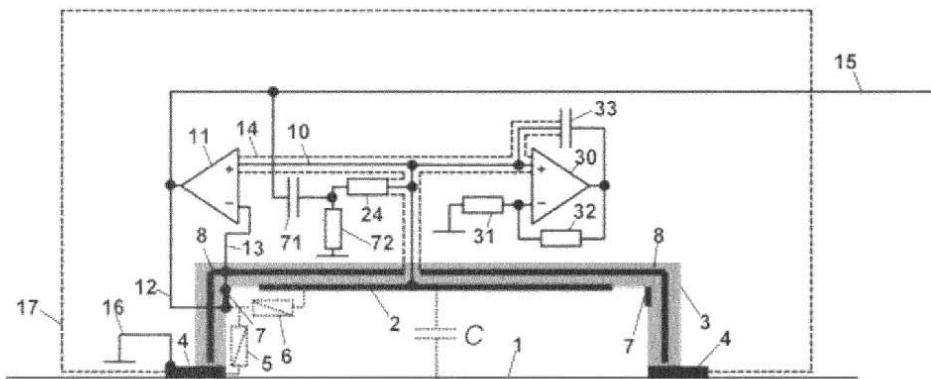


Figura 18

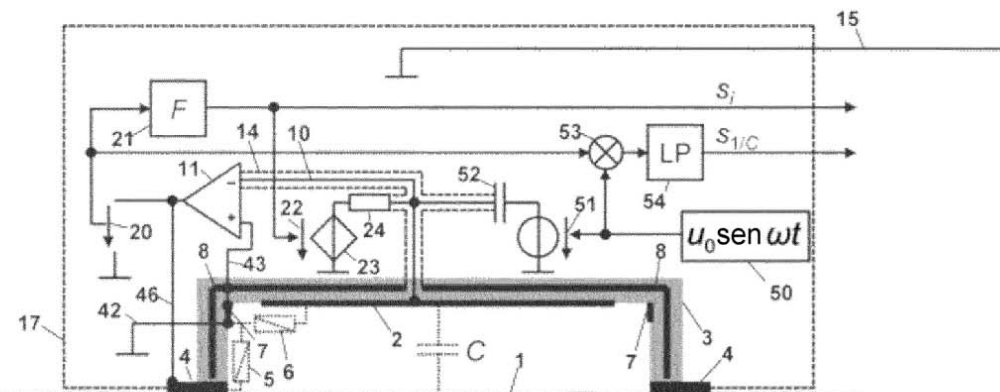


Figura 19

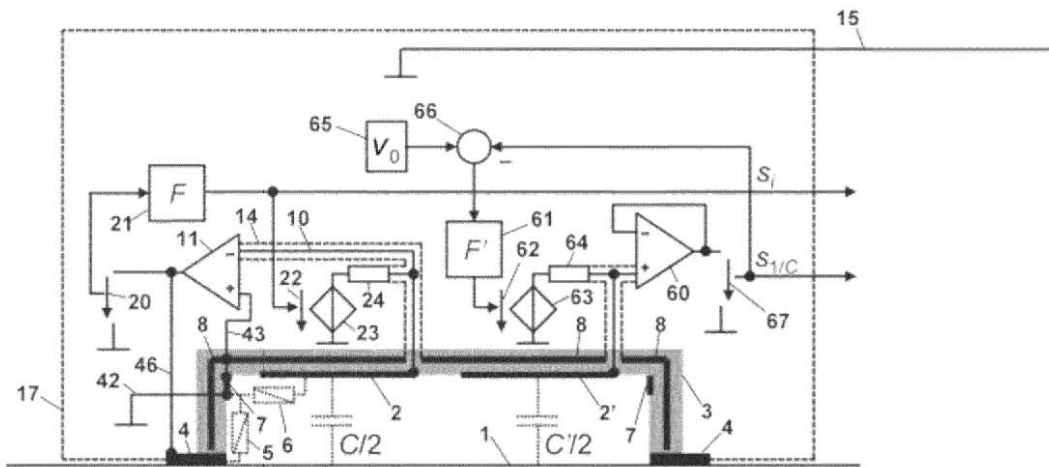


Figura 20

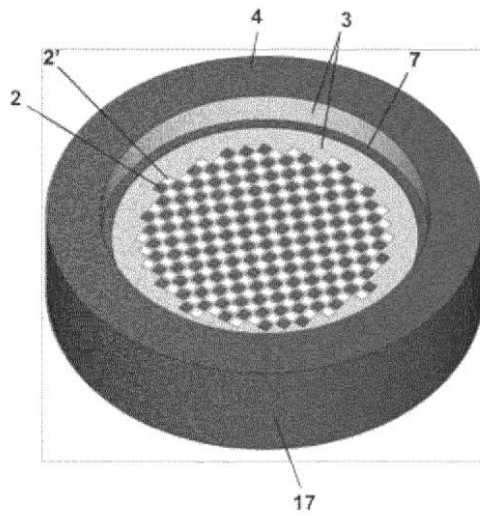


Figura 21

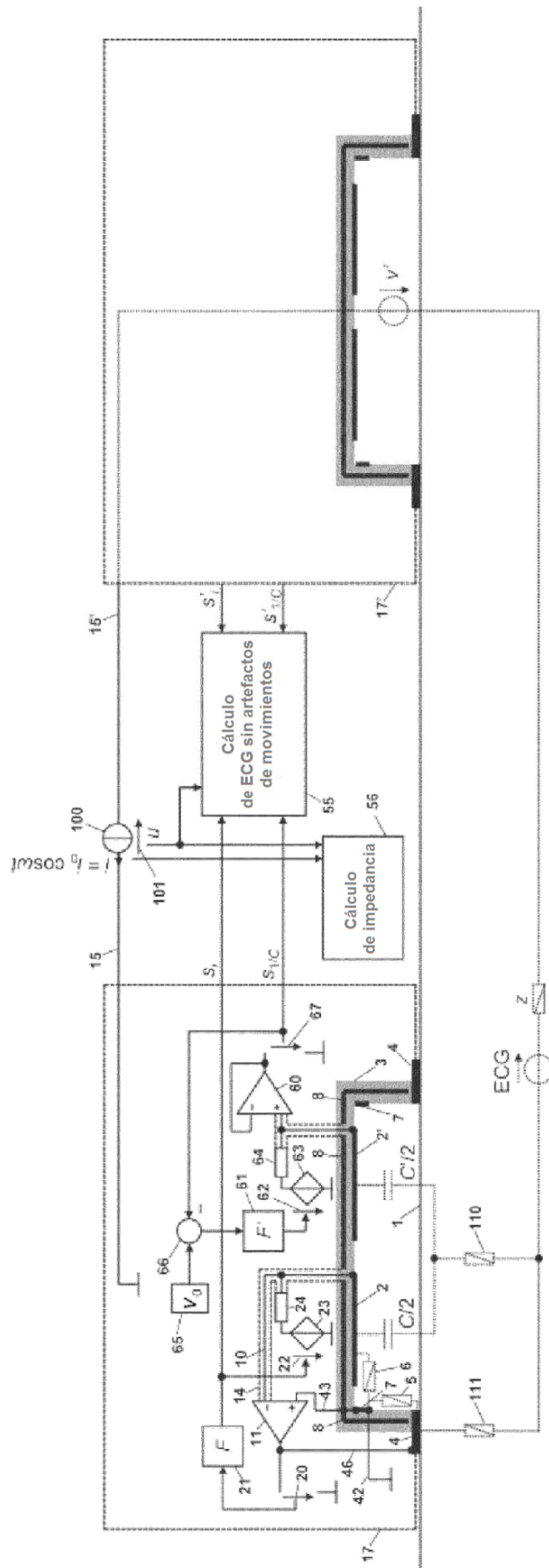


Figura 22

CSEM-21-PCT Fig