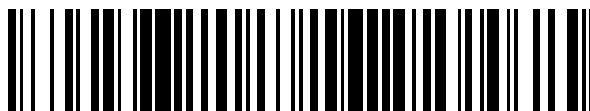


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 841 145**

51 Int. Cl.:

G01R 19/00 (2006.01)

H03F 1/34 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **03.09.2015** **PCT/FR2015/052330**

87 Fecha y número de publicación internacional: **17.03.2016** **WO16038281**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **03.09.2015** **E 15766914 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **14.10.2020** **EP 3191853**

54 Título: **Dispositivo para la medida de corriente**

30 Prioridad:

10.09.2014 FR 1458486

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

07.07.2021

73 Titular/es:

**COMMISSARIAT À L'ÉNERGIE ATOMIQUE ET
AUX ÉNERGIES ALTERNATIVES (100.0%)
25, rue Leblanc, Bâtiment "Le Ponant D"
75015 Paris, FR**

72 Inventor/es:

BODEN, ROBERT

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 841 145 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

Dispositivo para la medida de corriente

Campo técnico de la invención

5 La invención se refiere a un dispositivo para la medida de corrientes y, más en particular, a un dispositivo para la medida de corriente por integración, y más específicamente, la medida de corrientes muy bajas, próximas al femtoamperio. Adicionalmente, este dispositivo está preferiblemente destinado a hacer de interfaz con una cámara de ionización, utilizada para los detectores de radioprotección o de medida de dosis con fines médicos, que procede por integración. Pudiendo ser de aplicación este dispositivo, además, en la medida de corrientes en el seno de resistencias muy grandes, o también la medida de las resistencias de fuga de los aislantes o aisladores.

10 **Estado de la técnica anterior**

Se da preferencia a la medida de corriente por integración para la medida de corrientes muy bajas, con posibilidad de bajar hasta el femtoamperio con tiempos de integración del orden del minuto para una medida de algunos fA.

La medida de radiaciones ionizantes se puede realizar por medio de tres grandes familias de dispositivos: las cámaras de ionización, los contadores proporcionales y los contadores Geiger.

15 Una cámara de ionización se constituye a partir de dos superficies conductoras, planas o coaxiales, separadas por un dieléctrico gaseoso. Estas dos superficies conductoras se polarizan con una tensión continua del orden de 100 v/cm. Las partículas o radiaciones ionizantes generan pares de iones (electrón-núcleo), comportándose el conjunto como un generador de corriente, de resistencia interna superior a 10^{15} ohmios. La baja corriente generada es proporcional a la ionización. Así, un dieléctrico compuesto de aire, a presión atmosférica, genera, por cada unidad
20 de volumen de un dm^3 , una corriente de 10^{-14} A/ $\mu\text{Gy/h}$. Ciertas cámaras de ionización están colimadas mediante blindajes de plomo (laboratorio de metrología) para no detectar más que lo que viene de una dirección o de un volumen dado. En efecto, el volumen que ha de tenerse en cuenta es aquel acotado por la zona irradiada, que puede ser más pequeño que el volumen total comprendido entre los electrodos. Si se aumenta la presión del aire, la sensibilidad crece en proporción, ya que depende de la cantidad de moléculas de gas dentro del volumen de medida
25 que separa los electrodos. Al generar la cámara una corriente proporcional a la irradiación, la impedancia de entrada del circuito de adquisición debe ser despreciable frente a la de la cámara de ionización, con el fin de no introducir una caída de tensión.

El volumen de dieléctrico determina la sensibilidad de la cámara. De acuerdo con las actuales aplicaciones industriales, las sensibilidades de las cámaras de ionización son de varios tipos:

- 30 - para campos muy localizados como en radioterapia, del orden del cm^3 ;
- para controles portátiles (tipo dispositivo Babyline™), medio dm^3 (e incluso menos, si el aire está a presión) para conservar la manejabilidad;
- para las cámaras de gases, encaminadas a medir las radiaciones emitidas por un gas radioactivo que se hace circular entre los dos electrodos de la cámara, el volumen es del orden del dm^3 a una decena de dm^3 ;
- 35 - para las cámaras de irradiación destinadas a la medida de la irradiación ambiente de un edificio nuclear, donde las fuentes pueden ser múltiples y generalmente están alejadas, interesa captar el máximo posible de ellas. El volumen, entonces, es de algunos dm^3 a varias decenas de dm^3 .

El objeto de la invención, no obstante, no radica en estos propios detectores, sino en un dispositivo de medida por integración de corrientes muy bajas, del cual una aplicación preferente es la de constituir la electrónica de entrada
40 apta para ser ubicada entre estas cámaras detectoras de radiaciones y unos medios de recuento o de visualización realizados en electrónica más corriente (por ejemplo, C-Mos). Tras una sucinta reseña de estos detectores, nos centraremos, pues, en la electrónica que llevan asociada en la técnica anterior y en sus limitaciones funcionales.

Una cámara de ionización implica que los dos electrodos están polarizados por un generador de tensión anexo, llevados a una diferencia de potencial que oscila entre algunas decenas de voltios y varios cientos de voltios. Las
45 tensiones de polarización más usuales para los detectores portátiles de cámara de ionización son de algunos cientos de voltios. Cuando estas cámaras de ionización se someten a un flujo de partículas o de radiaciones ionizantes, se originan pares de cargas de signo contrario dentro del volumen del material dieléctrico gaseoso, y son atraídos por la tensión de polarización hacia el electrodo de signo opuesto a su carga.

El término de "cámara de ionización" es un término genérico que también puede designar la familia de detectores que consta de las cámaras de ionización propiamente dichas, de los contadores proporcionales y de los contadores Geiger.
50 En lo que sigue, esta expresión tan solo se utilizará para designar las cámaras de ionización propiamente dichas.

Estas cámaras de ionización presentan una proporcionalidad muy buena entre la energía depositada por partículas o radiaciones ionizantes que atraviesan la cámara y la corriente muy baja que dan por resultado, de ahí su aplicación

en metrología. Sus derivas en función de la temperatura y de la presión son bien conocidas y reproducibles. Para sacar provecho de estas posibilidades, conviene, por tanto, establecerlas en interfaz mediante un circuito electrónico que tenga corrientes de fuga extremadamente bajas, y estables en el tiempo. En este modo de funcionamiento, no es necesario que la tensión de polarización sea muy estable, la respuesta de la cámara es plana, por lo que varía muy poco si varía la tensión de polarización. Por el contrario, unos valores tan bajos casi siempre se miden por integración, y es el montaje integrador el que requiere una estabilidad muy grande de la tensión de alimentación ($< 10^{-4}$). En efecto, este montaje incluye un condensador C cuyo valor, por ejemplo 100 pF, constituye la capacidad de integración, en serie con la resistencia de protección. Por lo tanto, el circuito integra en el tiempo la carga $Q = CV$, y la tensión V en bornes del condensador C representa la integral de la corriente en el tiempo. Pero si varía la tensión de polarización, esta variación de tensión de polarización se reparte entre la capacidad parásita de la cámara de ionización y la capacidad C del integrador. Por lo tanto, una medida por integración requiere una estabilidad de la tensión de polarización lo mayor posible, lo cual, en la mayoría de las aplicaciones, corresponde a mejor que 10^{-4} . La tensión de alimentación podrá ser menos estable si la capacidad del integrador es grande respecto a la capacidad parásita de la cámara de ionización.

Cuando son más numerosas las cargas producidas y se desea una lectura instantánea, no se utiliza un circuito integrador, sino un simple amplificador montado en transimpedancia con una resistencia pura.

Un contador proporcional emplea una cámara de ionización en principio idéntica, polarizada con una tensión más elevada, en orden a amplificar las cargas recogidas (a efectos prácticos, una optimización conduce a una construcción de la cámara un tanto diferente). Así, los electrodos recogen más cargas que aquellas formadas inicialmente por las radiaciones ionizantes. Cada interacción produce un pulso de corriente que se computa (recuento ya no de cargas, sino de pulsos). A partir de este momento, la electrónica ya no mide por integración, sino por amplificación simple y recuento de pulsos. Puesto que estas cargas son amplificadas acusadamente en el seno de la cámara por un coeficiente dependiente de la tensión de polarización. Por lo tanto, la misma debe ser muy estable, como en el caso anterior. En este caso, este número de cargas recogidas permanece, tras la amplificación, proporcional a la energía depositada por la radiación incidente.

Un contador Geiger utiliza una cámara de ionización polarizada a tensión aún más intensa que en el caso anterior del contador proporcional, hasta tal punto que la más mínima interacción desencadena un fenómeno de avalancha de cargas eléctricas sobre los electrodos, lo cual produce un pulso. Esta descarga será parada por la caída de la tensión de polarización ocasionada por la avalancha a través de una resistencia en serie y por la utilización de ciertos gases que tienen un efecto "extintor".

La estabilidad de la tensión de alimentación influye mucho menos. Cada interacción produce un pulso de corriente de igual amplitud que se computa (solo el número de pulsos es portador de una información relacionada con la ionización de la cámara). Este tipo de medida no permite diferenciar la energía de las radiaciones ionizantes incidentes.

La electrónica de detección no integra, y es todavía más simple que aquella de una cámara proporcional, debido a la elevada amplitud de la señal de la cámara. Esta realiza básicamente un mero recuento de pulsos, cuyas características permiten el disparo directo de contadores muy elementales.

Volviendo a las cámaras de ionización, la medida de corrientes del orden de algunos femtoamperios de manera estable, e incluso menos, en un tiempo razonable obliga al cumplimiento simultáneo de imposiciones contradictorias en algunos casos, en particular si se quieren grandes rangos de medida. La expresión "tiempo razonable", a efectos prácticos, significa del orden del segundo para un aparato portátil manipulable en zonas potencialmente peligrosas para el operario, o del orden de varias decenas de segundos para una metrología más precisa.

Cabe recordar que un circuito de medida por integración está previsto para ser configurado alternativamente en dos estados de duraciones muy desiguales:

- un estado de medida, más largo, en el que el circuito integra la señal presentada en su entrada por medio de una capacidad de integración, y
- un estado de reinicialización, mucho más breve, que repone la capacidad de integración en el estado en que se encontraba en el momento de empezar la medida por integración. De acuerdo con la técnica anterior, esta reinicialización corresponde a una descarga de la capacidad de integración. De acuerdo con la invención, esta reinicialización consiste en reponer el estado de carga inicial Q_0 para efectuar una medida por integración en las mejores condiciones. Si, por ejemplo, la corriente que ha de medirse tiende a descargar la capacidad de integración, el dispositivo según la invención incluye un generador de corriente apto para poner este condensador en su estado de carga máxima compatible con las tensiones de alimentación, con el fin de beneficiarse del rango de medida más extenso posible, y ello sin tener que invertir la señal. Definimos la reinicialización como la reposición de la capacidad de integración en el estado de carga Q_0 .

Esta reinicialización, en el instante en que se establece, produce a la salida de un primer amplificador una tensión V_{Min} llamada de umbral bajo, cuyo valor absoluto es sensiblemente igual a un primer extremo de la escala de medida de tensiones que puede aceptar la entrada analógica del microcontrolador. Se define entonces una tensión V_{Max} , llamada de umbral alto, cuyo valor absoluto es el otro extremo de la escala de medida del microcontrolador.

- Entre las imposiciones figura asimismo la elección del valor del condensador que sirve de capacidad de integración. Esta capacidad debe ser de pérdida muy baja y de una gran estabilidad en el tiempo y en función de la temperatura. La capacidad se utilizará generalmente a bajas frecuencias (< 10 Hz). El valor de la capacidad depende de la corriente que haya de medirse y es del orden de algunos pF a algunos nF según el rango de medidas. Las
- 5 capacidades de tipo Styroflex (copolímero de estireno y de butadieno en lámina delgada metalizada) son perfectamente convenientes para este tipo de condensador (al cual en algunos casos se denominará, por metonimia, una capacidad, según un uso muy frecuente en electrónica). Los condensadores de mica son muy estables, pero su corriente de fuga es mayor y se desaconseja su uso para tiempos de integración muy largos. Los tiempos de integración pueden variar de algunos ms a varias horas.
- 10 Asimismo, es un parámetro de importancia crucial la cadencia de carga/descarga. Si las descargas son muy frecuentes (varias descargas/s), la descarga no se puede llevar a cabo por conmutación mecánica, y obliga al empleo de medios electrónicos de conmutación. Ahora bien, actualmente no existe ningún dispositivo semiconductor cuya relación entre la resistencia en conducción y en corte sea suficientemente grande para que tal circuito no parasite el proceso de integración de una corriente del orden del femtoamperio en unas proporciones irremediables.
- 15 Adicionalmente, la cadencia de cargas/descargas depende de la intensidad de la corriente que haya de medirse. Si varía en amplias proporciones, resultará aún más delicado encontrar el óptimo compromiso.
- Volviendo a las cámaras de ionización, sus circuitos electrónicos de medida por integración son de tres tipos, según que se trate de una utilización para medida de radioprotección, para medida metrológica de alta precisión o para medida en radiología portátil.
- 20 **Electrónicas de medida de corriente en radioprotección**
- Por ejemplo: la CIEP 42 es una cámara de ionización fija de algunos litros, diseñada para la radioprotección de un edificio y no con fines metrológicos. Esta cámara tiene una electrónica especializada cuyo esquema se adjunta en la figura 1. Ésta sortea los delicados problemas de sensibilidad y de la estabilidad a corrientes muy bajas sustituyendo las medidas de amplitud por medidas temporales según el proceso que sigue.
- 25 La cámara es equiparable a un generador de corriente, corriente esta que es debida casi exclusivamente a la ionización del dieléctrico (aire). Está conectada al circuito por intermedio de la resistencia de protección R4 de 10 Mohmios. El circuito de la figura 1 recibe la corriente resultante de las cargas generadas en la cámara. Estas son siempre de igual signo, función de la polarización de la cámara. Después de haber pasado a través de la resistencia de protección de 10 Mohmios, llegan a la entrada "menos" de un amplificador operacional (AOP en español, OA por Operational Amplifier en inglés), cuya entrada "más" está a masa. Un condensador C3, de valor muy pequeño (4,7 pF), constituye la capacidad de integración que transforma este AOP en integrador. A la salida, un diodo de protección imposibilita que, en caso de problema, una señal negativa degrade las entradas del circuito lógico aguas abajo.
- 30 El condensador de integración se carga en función de la corriente que viene de la cámara de ionización. De ello resulta la necesidad de realizar electrónicamente un ciclo de descarga y reposición en carga mediante la corriente que ha de medirse. También el gobierno de este ciclo es electrónico: los cerrojos lógicos U disparan este ciclo en cuanto se alcanza un umbral de tensión, y la descarga se efectúa por la puerta U1B por intermedio de una red RC que hace conductor el diodo D1. En el rango de utilización, el número de ciclos de carga-descarga puede variar de algunas descargas/h a 70 000 descargas/s.
- 35 La señal que por último se aprovecha es la salida 10 de la puerta U2C que entrega un pulso a cada ciclo de descarga. Un dispositivo aguas abajo asocia a cada cadencia de carga/descarga un valor de la intensidad emitida inicialmente por la cámara. Este circuito está adaptado a irradiaciones que corrientemente se dan en instalaciones nucleares. El propósito principal de este dispositivo es el de hacer detección, y no metrología. Este tipo de funcionamiento por pulso imposibilita conocer la intensidad en un instante t : tan solo se dispone de una información representativa en los instantes en los que se activa un ciclo de descarga. Entre dos ciclos, es imposible saber lo que ha ocurrido desde el final del ciclo anterior.
- 40 Por otra parte, el diodo D1 es del tipo PAD 1 de baja corriente de fuga; pero esta corriente es, con todo, del orden de algunas decenas de fA, lo cual representa mucho cuando se quiere medir con precisión una corriente de algunos fA.
- Finalmente, tal montaje es sensible a las derivas, especialmente térmicas. En particular, el diodo D1 (PAD 1) tiene una corriente de fuga muy baja, inferior al pA, pero la misma es a pesar de todo igual o superior a 20 fA. En realidad, se ve minimizada por una ligera polarización de este diodo, que optimiza; pero esta polarización es muy sensible a la temperatura, cuya menor variación destruye esta optimización y hace variar la corriente de fuga. Una vez más, esto no permite esperar una medida del orden de algunos fA, y estable.
- 45 El ruido de fondo medido por esta electrónica es del orden de dos μ gray por hora, es decir, aproximadamente 20 a 40 veces el ruido de fondo ambiente natural en un área metropolitana como París. La mayor parte de este ruido se genera voluntariamente por agregación de una fuente radiactiva de Cs 137 ubicada próxima a la cámara. Esto está destinado a generar un número de pulsos suficiente para asegurarse constantemente del correcto funcionamiento del sistema, ya que debe funcionar sin el control de un operario.
- 55

Este circuito, cuyo funcionamiento integrador reside en una carga sistemáticamente completa de una baja capacidad cuyo valor de cresta envía un pulso, determinando la secuenciación de los diversos pulsos la señal de salida Z, es práctico para dar una señal de alerta por encima de un cierto umbral (apta para alcanzar 70 000 cargas/descargas por segundo. No deja de ser operativo en caso de tasas de dosis muy intensas, incompatibles con la vida humana en caso de accidente nuclear) y permite, por ejemplo, reaccionar a niveles más bajos para disparar la evacuación del personal. En cambio, no constituye un verdadero amplificador integrador, pues el nivel de carga analógica de la capacidad de integración no es el que determina la señal de salida. Esta es la razón por la que este sistema no puede ser utilizado en metrología, especialmente para la medida precisa y estable de corrientes del orden del fA, por las siguientes razones:

- 10 - como no trabaja mediante integración de una magnitud analógica sino por simple recuento de pulsos, correspondiendo cada uno de ellos a un cierto número de picoculombios, no hay ningún medio de conocer de manera continua la medida de la corriente entre dos pulsos; ahora bien, tal medida continua de la corriente constituye el interés esencial de una cámara de ionización utilizada en metrología;
- 15 - requiere una adecuación de la corriente de fuga que obligatoriamente depende de la dispersión de los componentes, de su envejecimiento y, sobre todo, de la temperatura ambiente; más generalmente, estas corrientes de fuga son notables y difíciles de dominar;
- con objeto de minimizar los artefactos, el AOP es de muy alta impedancia de entrada del orden de 10^{14} ohmios, ahora bien, tales componentes son sumamente sensibles a los campos electrostáticos, obligan a una puesta en práctica compleja y costosa (pulseras unidas al plano de trabajo y a tierra) y el precio del propio componente es elevado (aproximadamente 40 a 50 euros la pieza);
- 20 - las corrientes de entrada de fuga son del orden de algunos 10 fA, pero la salida puede fluctuar con la temperatura, especialmente por deslizamiento del punto de funcionamiento del diodo D1;
- un pulso corresponde a algunos picoculombios. Pero el dispositivo no permite seguir la evolución entre dos pulsos. Si las dosis son muy bajas, la sucesión de los pulsos de salida puede sobrepasar varias decenas de minutos. En este caso, la señal se confundiría con el ruido si el constructor no hubiese colocado dentro de la propia cámara de ionización una microfente de cesio 137 destinada a generar una señal mínima de referencia, conocida en su conjunto, pero con una precisión insuficiente como para que se reste de la señal útil.

Por lo tanto, este dispositivo es práctico para dar una señal de alerta, pero no puede ser adecuado para metrología, especialmente para las dosis muy bajas.

- 30 Una variante del mismo ha venido dada por la Escuela Superior de Gestión e Ingeniería del Cantón de Vaud (HEIG-VD), en Suiza, y publicada en la Revue Polytechnique de noviembre de 2013. (ver <http://www.polymedia.ch/RpArticles/view/336>). El principio es el mismo: rebasando un cierto umbral de carga de la capacidad de integración, un comparador emite un pulso que representa un incremento de recuento, y este pulso también es utilizado como reinicialización mediante puesta en cortocircuito de la capacidad de integración, como en la CIEP 42. Al compartir el mismo principio, también comparte los citados inconvenientes que se derivan directamente de este principio. Pese a ello, se ha introducido un perfeccionamiento muy complejo para disminuir las "principales perturbaciones" que serían "de tipo electromagnético". A tenor de nuestra experiencia, no es así y tenemos fundamentos para considerar que estas perturbaciones que afectan a su circuito resultan de la utilización de un interruptor estático (de semiconductor) cuyas corrientes de fuga en estado abierto son notables frente a las corrientes que han de medirse. Ello por cortocircuitar la capacidad de integración. Para acotar este problema, el dispositivo añade una etapa de inversión periódica de los electrodos de la corriente que ha de medirse, a una frecuencia que no se menciona pero probablemente sincronizada con los impulsos de reinicialización. Ello obliga a llevar a cabo cierto número de medidas con esta corriente en un cierto sentido y, luego, un número equivalente de medidas con el sentido opuesto. Por lo tanto, este perfeccionamiento introduce una nueva limitación: la corriente que ha de medirse debe ser estrictamente estable durante 60 segundos. Esto no cuadra en absoluto con las condiciones de una medida de la corriente de una cámara de ionización (en sentido amplio), donde, como es lógico, la magnitud que se mide evoluciona libremente y de manera continua.

Electrónicas de medida de corriente en metrología de alta precisión

- 50 La metrología se lleva a cabo mediante un dispositivo del tipo del LNHB francés (Laboratorio Nacional Henry Becquerel) o del LNE francés (Laboratorio Nacional de Ensayos), dispositivos comparables, muy costosos y que tienen el volumen de un bastidor electrónico.

- 55 En el LNHB, el banco de medición está dedicado a la calibración precisa de las cámaras de ionización (laboratorio "primario", es decir, de referencia), en especial para las instalaciones hospitalarias. La parte electrónica está constituida por un aparato Keithley para medida de corriente muy baja. El circuito tiene una impedancia de entrada $> 10^{14}$ ohmios (1 teraohmio = 10^{12} ohmios). La capacidad de integración está constituida por un condensador patrón exterior al aparato. El ruido de fondo del sistema es del orden de la 1/10 de fA (1 fA para la invención, con un coste 100 veces menor).

De conformidad con la figura 2, el condensador C1 constitutivo de la capacidad de integración se descarga mediante un relé electromecánico SW0 en serie con una resistencia de limitación de corriente.

En el LNE, la parte electrónica que hace de interfaz con la cámara está realizada mediante un circuito prototipo elaborado a partir de un amplificador operacional de calidad metrológica, montado en un circuito integrador muy parecido al propio del LNHB. El amplificador operacional tiene una impedancia de entrada $> 10^{14}$ ohmios (1 teraohmio = 10^{12} ohmios), que es estable en el tiempo. La capacidad de integración está constituida por un condensador patrón exterior. El ruido de fondo del sistema es del orden de la 1/10 de fA (1 fA para la invención, con un coste 100 veces menor).

En estos dos casos, los condensadores patrón utilizados son costosos. Por otro lado, se utilizan juntamente con resistencias patrón, a su vez muy costosas (por ejemplo, una cincuenta de euros en lugar de algunos céntimos de euro), su gestión es complicada (existencias limitadas que requieren pedidos planificados de antemano) y esta complejidad y estos costes está previsto que aumenten. Finalmente, su manipulación es delicada, obliga a utilizar guantes ya que la película lipoproteica así como las sales minerales y la humedad que deja la piel humana constituyen una resistencia de fuga nada desdeñable frente al valor marcado.

La descarga del condensador constitutiva de la capacidad de integración se lleva a cabo por conmutador electromecánico que cortocircuita este condensador, la mayoría de las veces por intermedio de una resistencia de limitación de la corriente. Este conmutador debe tener unas altas prestaciones para no inducir microcortes. Generalmente requiere contactos dorados, de modo que su coste es elevado y no puede sino incrementarse. En el caso del LNE, la corriente de mando del relé de puesta en cortocircuito se estima demasiado perturbadora, de modo que la bobina de mando se ha sustituido por un imán permanente desplazado por un motor paso a paso. Estos componentes son muy caros, y estos costes no pueden sino incrementarse rápidamente en el futuro. La elección del valor de la capacidad de integración se relaciona con la amplitud de la corriente que ha de medirse. Si el condensador es pequeño, el montaje será más sensible a las eventuales fluctuaciones de la tensión de polarización de la cámara. En efecto, la capacidad parásita de la cámara, modelizable mediante una capacidad en paralelo con el generador de corriente, crea, con la capacidad del condensador de integración en serie, un puente capacitivo que divide las fluctuaciones de la tensión de polarización.

Si el condensador es grande, su estabilidad en el tiempo es mayor a igualdad de tecnología, pero los tiempos de medida son más largos.

El LNE y el LNHB tienen diferentes objetivos. Estos escogen en consecuencia el valor de la capacidad.

El LNE se dedica a las medidas de corrientes muy bajas, por ejemplo para calibraciones de amperímetros o de resistencias patrón de valor muy intenso (superior al Tohmio). Utiliza una mínima capacidad de integración del orden de 0,1 a 1 pF. Habida cuenta de este bajísimo valor, debe adoptar un sinnúmero de precauciones y, en la práctica, realiza un condensador diferencial cuyo dieléctrico es un gas seco, acotado por anillos de guarda. Unido el conjunto al circuito mediante un cable apantallado. Este tipo de dispositivo, encaminado a optimizar las prestaciones casi a cualquier precio, lógicamente, no es concebible en un producto industrial.

El LNHB se dedica a la calibración de los campos de irradiación o de las cámaras de ionización para los hospitales. Habida cuenta de la existencia de generadores X por pulsos de ciertos dispositivos, es menester poder recibir las decenas de pC o los nC que se derivan en correspondencia con la cámara de ionización, sin que se sature el circuito de integración. En consecuencia, debe utilizar una capacidad más grande. En la práctica, utiliza capacidades de al menos 300 pF.

Los detectores portátiles de tipo Babyline™ utilizados en integradores utilizan una capacidad de integración de algunos nF. En efecto, deben poder cubrir una gama muy amplia de tasas de dosis sin saturación y sin conmutación a otra capacidad. Adicionalmente, su descarga es mecánica, llevada a cabo por un operario, lo cual no permite una cadencia elevada de reposición a cero.

Estos dispositivos tienen un circuito de entrada de amplificador operacional, cuya compensación (offset) se ajusta mediante un divisor de tensión entre las tensiones de alimentación, de conformidad con la figura 2.

Medida en radiología portátil

Un aparato muy conocido y apreciado por los profesionales es la Babyline™. Este aparato incluye una cámara de ionización de un volumen del orden de medio litro (500 cm³), alimentada con una tensión de polarización del orden de 300 V, y dos circuitos de medida de corriente conmutables manualmente: bien una medida de corriente por integración, o bien una medida por amplificación, montado en transimpedancia, pero que precisa de una resistencia patrón de valor muy acusado (superior al Tohmio), muy costosa y difícil de manipular.

La Babyline™ como integrador funciona como el dispositivo del LNHB o del LNE, con la diferencia de que el dispositivo mecánico de descarga es un conmutador manual rotatorio. Las impedancias de entrada son comparables, con la dificultad relacionada con la implementación de componentes ultrasensibles a las cargas electrostáticas, que imponen pulseras unidas a tierra y a la mesa de trabajo. Al no ser el amplificador operacional un

componente integrado en la época del diseño, la amplificación se lleva a cabo mediante componentes discretos, antaño FET y ahora MOSFET. Adicionalmente, algunos de estos componentes son cada vez más raros y cada vez más costosos.

- 5 Un conmutador con contactos dorados permite operar una transición a medida directa sin integración. El amplificador se monta entonces como amplificador de transimpedancia, convirtiendo una corriente en tensión. Este montaje permite una medida directa de la dosis instantánea, mientras que el dispositivo tradicional con integrador precisa de una derivación para dar con la señal instantánea.

- 10 Esta Babyline™, adicionalmente, para su medida de transimpedancia, precisa de la utilización de resistencias patrón de valor acusado, costosas y frágiles, sensibles a la temperatura. Adicionalmente, requiere grandes precauciones de manipulación.

Su circuito de entrada, inicialmente de FET y, luego, en una versión posterior, de MOSFET, también incluye una adecuación de las corrientes de fuga mediante un divisor de tensión entre las tensiones de alimentación y una resistencia de acusado valor.

- 15 Otros dispositivos de menores prestaciones conservan el mismo esquema de principio, pero los componentes son menos costosos y/o de montaje menos meticuloso. El conmutador electromecánico de descarga se realiza en ocasiones por medio de conmutadores estáticos, pero la relación entre su resistencia en paso y en conducción es demasiado pequeña como para no gravar significativamente la precisión de las medidas. En particular, su resistencia a circuito abierto no alcanza el valor mínimo de 100 Tohmios. E inducen corrientes de fuga demasiado grandes y no lo bastante constantes para ser compensables.

- 20 Para medir corrientes del orden de algunos fA, las impedancias de ciertos componentes deben ser muy grandes (> 100 Tohmios), un integrador comprende una capacidad de integración que hay que descargar regularmente a un valor muy preciso y que puede variar en función de la aplicación. Un relé mecánico colocado en paralelo puede cumplir esta función, un interruptor (switch) electrónico tiene una impedancia en circuito abierto demasiado baja (en el mejor de los casos, del orden del Tohmio) e induce corrientes de fuga demasiado grandes.

- 25 Para resumir, la técnica anterior se divide en dos ramas. La primera rama evita la verdadera medida por integración eligiendo cargar y descargar muy deprisa un condensador de pequeño valor, no llevándose ya a cabo entonces la medida directamente mediante la integración analógica, sino indirectamente mediante el recuento de los ciclos de carga/descarga. Las prestaciones son menos altas, pero ello permite la utilización de una electrónica de conmutación mucho menos eficiente en cuanto a resistencia entre el estado de conducción y el estado de corte y hacerla conmutar varios miles de veces por segundo para descargar el condensador de integración.

- 30 Todos los demás circuitos, más preocupados por la exactitud y por la representatividad de la medida, comparten los mismos inconvenientes, aun si aquellos del LNE y del LNHB, mucho más recientes, estriban en componentes pasivos de prestaciones muy altas, amplificadores operacionales de metrología y conmutadores igualmente de altas prestaciones. Estos inconvenientes se derivan esencialmente de que una conmutación tiene lugar en paralelo con el condensador de integración (es decir, el condensador cuya capacidad constituye la capacidad de integración) o en serie entre este condensador de integración y el amplificador operacional al que está asociado en el momento de la reinicialización (es decir, de la reposición de la carga del condensador de integración en su estado de carga inicial Q_0 previo a la medida). Para estos dispositivos de la técnica anterior, bien el circuito está cortado mediante un interruptor en serie entre el condensador de integración y el amplificador operacional asociado, o bien se realiza un cortocircuito entre los bornes de este condensador (eventualmente, por intermedio de una pequeña resistencia que limita la corriente a un valor que no dañe este componente). Por lo tanto, el conjunto de las conexiones entre este condensador de integración (por metonimia, esta capacidad de integración) y el amplificador operacional cambia entre el estado de integración y el estado de reinicialización.

- 45 De ello se derivan unas prestaciones limitadas, para cuya superación los esfuerzos han ido encaminados a la utilización de componentes muy eficientes, cada vez más costosos y cuya delicada puesta en práctica requiere una mano de obra muy cualificada que observe unas condiciones muy restrictivas. Asimismo, son conocidos dispositivos de la técnica anterior tales como los descritos en las solicitudes de patente US 2005/105310 y WO 2010/109347.

Explicación de la invención

- 50 La invención está encaminada a mantenerse dentro del ámbito de una verdadera medida analógica por integración, de manera acorde con la segunda rama de la técnica anterior (Babyline, LNE, LNHB), todo ello sin introducir modificaciones de las conexiones del condensador de integración (por metonimia, capacidad de integración), ni en él mismo (ausencia de cortocircuito), ni en el amplificador operacional asociado (ausencia de interruptor en serie) entre el estado de medida del circuito y su estado de reinicialización. Y ello sin utilizar más que componentes de bajo coste y que están llamados a abarataarse, mientras que las electrónicas de la técnica anterior utilizan componentes muy costosos y que están llamados a encarecerse en el futuro.

Dicho de otro modo, la invención realiza la integración mediante un circuito en el que el condensador de integración (por metonimia, la capacidad de integración) está conectado de la misma manera en el estado de integración y en el

estado de reinicialización. No existe medio alguno que permita cortocircuitar sus electrodos para la reinicialización del integrador.

Así, la invención propone un dispositivo para la medida de una corriente por integración, incluyendo dicho dispositivo:

- 5 - un primer amplificador operacional OP1 que incluye una primera entrada inversora, aplicándose la corriente que ha de medirse a dicha primera entrada inversora;
- un condensador de integración dispuesto entre la primera entrada inversora del primer amplificador operacional OP1 y la salida de este primer amplificador operacional;
- 10 - un generador de corriente activo conectado a la primera entrada inversora del primer amplificador operacional OP1, estando este generador de corriente configurado para:
 - en un primer estado de medida del dispositivo, compensar las corrientes de fuga del dispositivo;
 - en un segundo estado de reinicialización del dispositivo, disparado por un valor de carga del condensador de integración sensiblemente igual a un valor máximo Q_{Max} que puede tener, generar una corriente apta para reponer esta carga en su valor inicial Q_0 ;
- 15 - medios de gobierno configurados para:
 - memorizar un estado inicial de carga Q_0 correspondiente a una tensión V_{C0} a la salida del primer amplificador operacional;
 - poner el dispositivo en estado de medida y mantenerlo en el mismo hasta que la carga del condensador de integración alcance sensiblemente Q_{Max} , correspondiente a una tensión V_{CMax} a la salida del primer amplificador operacional;
 - 20 - cuando la carga del condensador de integración alcanza sensiblemente Q_{Max} , correspondiente a una tensión V_{CMax} a la salida del primer amplificador operacional, poner el dispositivo en estado de reinicialización hasta que la carga del condensador de integración alcance sensiblemente Q_0 .

25 El valor inicial de carga Q_0 del condensador de integración se puede elegir igual a cero, pero también a cualquier valor físicamente alcanzable habida cuenta de la tensión de alimentación del circuito.

30 El valor máximo de carga Q_{Max} que puede tener el condensador de integración es, *a priori*, el valor máximo alcanzable habida cuenta de la tensión de alimentación del circuito. No obstante, el operario puede elegir, en ciertas condiciones de medida, fijar él mismo un valor de Q_{Max} comprendido entre Q_0 y el valor máximo alcanzable habida cuenta de la tensión de alimentación. Por lo tanto, conviene prever, habida cuenta del signo de la corriente que ha de medirse, un rango de variación entre Q_0 y Q_{Max} en el sentido que permita pasar de Q_0 y Q_{Max} bajo el efecto de la corriente que ha de medirse y cuya desviación $Q_{Max} - Q_0$ está adaptada a la intensidad que haya de medirse.

35 La masa de referencia de las señales corresponde a un potencial mediano entre las tensiones de alimentación. Cuando el circuito está alimentado por una sola alimentación, esta masa se elige a un potencial mediano que se crea mediante resistencias, aunque este potencial de masa virtual puede situarse en cualquier punto entre las tensiones de alimentación, siempre y cuando el sistema permanezca en un funcionamiento lineal. Cuando el circuito está alimentado por dos alimentaciones simétricas, esta masa corresponde a su punto común.

40 Por generador de corriente activo, se entiende que incluye semiconductores aptos para proporcionar una potencia superior a la potencia de la señal que pasa a su través. Esta diferencia de potencia proviene entonces de un circuito anexo que aporta energía desde una alimentación. Por esta razón, la corriente inyectada en uno u otro sentido en la entrada inversora del primer amplificador operacional proviene de la alimentación de este circuito activo, *a priori* la misma que aquella del conjunto del circuito según la invención. En consecuencia, el punto de inyección de esta corriente tiene un potencial flotante, es decir, sigue al que le impone la entrada inversora del primer amplificador operacional. En la práctica, no se mueve sino menos de un mV en las condiciones normales de utilización.

45 De manera más particular, este generador de corriente incluye un segundo amplificador operacional OP2, en montaje seguidor, tal y como se ilustra en la figura 3. Preferentemente, estos dos amplificadores (OP1 y OP2) están integrados en la misma caja, así se encuentran a la misma temperatura. Una realización preferente de este generador de corriente activo se constituye a partir de un amplificador operacional OP2 en montaje seguidor e incluyendo además una pequeña retroalimentación positiva, con el concurso de una primera resistencia R5 de acusado valor (superior a 500 Mohmios, y típicamente 1 Gohmio). Esta figura 3 representa la versión básica de la invención, para la cual se van a describir varios perfeccionamientos ventajosos.

50 Esta versión básica funciona como sigue: el segundo amplificador operacional OP2 está montado como seguidor de la tensión de entrada inversora del primer amplificador operacional OP1, con una retroalimentación negativa muy acusada (resistencia muy baja, en el caso presente, nula) entre la salida del segundo amplificador operacional y la

entrada inversora del segundo amplificador operacional, en orden a tener sensiblemente una ganancia unidad. Por lo tanto, la tensión a la salida del segundo amplificador operacional siempre es igual a la tensión de entrada no inversora del segundo amplificador operacional, que es la misma que la tensión de entrada inversora del primer amplificador operacional, salvando las imperfecciones físicas de los componentes. En realidad, existe un ligero desplazamiento del orden de algunos cientos de μV como máximo, que es prácticamente constante y sigue todas las variaciones de la tensión de entrada de la entrada inversora del primer amplificador operacional. En este desplazamiento es en lo que se fundamenta el generador de corriente.

La resistencia R_5 de valor acusado, superior a 500 Mohmios generalmente, en el caso presente igual a 1 Gohmio en el ejemplo de la figura 3, está unida entre la salida del segundo amplificador operacional OP2 y la entrada no inversora del primer amplificador operacional OP1. Puesto que tiene entre sus bornes una ddp (diferencia de potencial) prácticamente constante $d_2 - d_1$ de algunos cientos de μV , por ella pasa una corriente $i = (d_2 - d_1)/R_5$, es decir, en valores numéricos 10^{-9} veces unos 10^{-4} V, es decir, unos 10^{-13} A. Esta corriente, que se encuentra inyectada a la entrada inversora del primer amplificador operacional, es sumamente estable, lo cual permite compensarla en gran parte mediante un circuito de compensación descrito posteriormente. Por lo tanto, este circuito, tal y como se ilustra en la figura 3, constituido a partir de OP2, de su retroalimentación negativa y de su retroalimentación constituye realmente un dispositivo que funciona como generador de corriente.

Adicionalmente, esta corriente se puede ajustar por intermedio de una compensación aplicada en la entrada inversora del segundo amplificador operacional OP2. Esta variante queda ilustrada en la figura 3. Una primera compensación, ajustable manualmente en la fabricación del circuito (ajuste de salida de fábrica por un operario), se constituye a partir de un potencial VR1 tomado entre la alimentación positiva y la masa merced a un potenciómetro VR1 (típicamente de 100 kohmios) en cuyo cursor está conectada en serie una resistencia R_7 que ayuda a determinar la ganancia aplicada por OP2 a esta tensión de compensación. Esta ganancia debe ser muy baja, habida cuenta de las magnitudes implicadas en el generador de corriente. Para no modificar significativamente el funcionamiento de este generador, R_8 debe permanecer pequeña para que OP2 tenga una ganancia muy próxima a 1. Ahora bien, esta ganancia, determinada por la relación R_8/R_7 , debe ser del orden de algunas milésimas con el fin de no inducir una compensación superior a unos fA en la entrada inversora de OP1. A título de ejemplo, con una ganancia de 0,001, se obtiene 1 fA en la entrada inversora de OP1 para 1 mV de VR1. Por otro lado, escogiendo R_7 entre 30 kohmios y 100 kohmios, y R_8 a algunas decenas de ohmios, la ganancia de OP2 es del orden de 0,001 (es decir, funciona como atenuador inversor).

Vista la función que desempeñan R_8 , R_7 y VR1 en la ganancia de OP2, R_8 , R_7 y VR1 deben ser estables en temperatura y con mejor precisión que el 5 %. Cumplidas estas imposiciones, el ajuste manual del potenciómetro VR1 permite desplazar el punto de funcionamiento de OP2 y, por ende, compensar aproximadamente las corrientes de fuga del circuito en la entrada inversora del primer amplificador operacional. Esto se comprueba midiendo la tensión de salida V_c del primer amplificador operacional y la deriva que presenta la misma antes de aplicar cualquier corriente para su medida. A título indicativo, para una capacidad de integración de 100 pF, una corriente de 10 fA producirá una variación de V_c de 1 mV / 10 s o 10 mV por 100 s. Sin embargo, tal ajuste del operario tan solo se requiere justo después de la fabricación, a la salida de fábrica o, eventualmente, después de un choque o un periodo excepcionalmente duro para el equipo.

El ajuste de compensación por R_7 y VR1 se adecua para compensar lo más posible las corrientes de fuga cuando el circuito se halla en estado de medida, y restituirlas a un intervalo del orden de 1 a 10 fA. Cuando el circuito de la invención está dotado de un microcontrolador para pilotar la transición de un estado al otro, este microcontrolador puede entregar ventajosamente, en una salida lógica LO4, pulsos PWM cuyo valor medio es sumado con la compensación de R_7 y VR1, adecuando así automáticamente la corriente del generador con el fin de que anule prácticamente las corrientes de fuga en la entrada inversora de OP1 (Fig. 4). Al igual que los dispositivos anteriores del LNE, LNHB o incluso los aparatos de tipo Babyline o cámara de gases, el dispositivo según la invención presenta dos estados diferenciados. Correspondiendo el primero a la integración de la corriente que ha de medirse por intermedio de la carga de un condensador de integración (C_1 en la técnica anterior de la Fig. 2, C_5 en la invención, Fig. 3 y siguientes), cuya capacidad recibe el nombre de capacidad de integración. Este primer estado existe en la invención y, merced al generador de corriente antes descrito, permite una mejor compensación de las corrientes de fuga.

El segundo estado para un amplificador por integración es la reinicialización de la carga del condensador de integración a su valor de partida Q_0 , como quiera que esta carga no puede crecer indefinidamente por efecto de la corriente que ha de medirse. En la técnica anterior, esta reinicialización es una descarga brusca del condensador de integración, mediante un cortocircuito entre sus electrodos, pudiéndose llevar a cabo este cortocircuito a través de una resistencia de pequeño valor destinada a limitar el valor de cresta de la corriente. De acuerdo con la invención, este estado de reinicialización ya no es un cortocircuito del condensador de integración, sino una carga del condensador de integración, en sentido inverso al de la carga resultante de la corriente que ha de medirse por medio de una corriente de carga de sentido contrario. Esto podría llevarse a cabo trabajosamente mediante una modificación temporal de la compensación del generador de corriente, por ejemplo aplicando a la entrada inversora de OP2 una compensación de acusado valor y de signo apropiado, por ejemplo por medio de otro puente potenciométrico y de un interruptor, no representados por un esquema por ser evidentes para un experto en la materia. No obstante, este medio simple sería de escasas prestaciones y dificultaría la transición de un estado al otro. Adicionalmente, es deseable que la corriente de reinicialización sea mucho más intensa y de sentido opuesto

que la corriente debida a la medida. Esta corriente anula el efecto combinado de las cargas integradas desde la última reinicialización, y vuelve a poner el valor de carga del condensador de integración en su valor inicial Q_0 . Si, por ejemplo, es diez veces, cien veces o mil veces mayor que la corriente que ha de medirse, el retorno de la capacidad a su valor inicial se hará diez veces, cien veces o mil veces más rápido. Por lo tanto, este valor es modificable dentro de un rango muy amplio sin salir por ello de la invención: solo las condiciones en cuanto a tecnologías de los circuitos y el tiempo de integración buscado limitan este valor. Solamente hay que procurar no solicitar una corriente tan intensa que perjudique por otro lado la estabilidad del circuito, cosa que es trivial para un experto en la materia.

Preferiblemente, esta transición de un estado al otro se lleva a cabo merced a un perfeccionamiento constituido a partir de dos diodos D1 y D2 y de una resistencia R10 de pequeño valor (típicamente 1 kohmio). Las figuras 4 y 5 muestran su implantación en el circuito en el caso en que están accionados por un microcontrolador, lo cual es ventajoso. No obstante, se puede igualmente realizar la invención sustituyendo las salidas de microcontrolador señaladas con LO3 y LO4 por tensiones lógicas aplicadas manualmente a los diodos D1 y D2 mediante acción manual sobre interruptores o por circuitos lógicos. Esta realización simplificada, por ser evidente para un experto en la materia, no se ha representado gráficamente. Los diodos D1 y D2 representados en las figuras 4 y 5, conectados en sentido inverso a partir de un punto común a la salida de OP2 (cuyo potencial es muy próximo a $V_{cc}/2$), aguas abajo de una resistencia R10 de pequeño valor (típicamente 1 kohmio) y cuyo otro extremo está conectado:

- para D1, conectado al punto común de los diodos D1 y D2 y a R10 por su cátodo, el ánodo está unido por intermedio de una resistencia de protección de pequeño valor R11 a un nivel lógico bajo cuando el circuito se halla en su estado de medida, y un nivel lógico alto cuando el circuito se halla en su estado de reinicialización y se quiere inyectar en C5 una corriente en un primer sentido,
- para D2, conectado al punto común de los diodos D1 y D2 y a R10 por su ánodo, el cátodo está unido a un nivel lógico alto, cuando el circuito se halla en su estado de medida, y un nivel lógico bajo cuando el circuito se halla en su estado de reinicialización y se quiere inyectar en C5 una corriente en un segundo sentido.

Estos niveles lógicos se pueden aplicar manualmente mediante interruptores, o también mediante circuitos lógicos, según una disposición evidente para un experto en la materia y que, por lo tanto, no necesita ilustrarse. No obstante, se aplican muy ventajosamente mediante un microcontrolador si el circuito según la invención cuenta con uno. Esta configuración se representa en las figuras 4 y 5. En tal caso:

- D1 tiene su ánodo unido, por intermedio de R11 (del orden de un centenar de ohmios), a una salida lógica LO2 del microcontrolador, llevada al nivel lógico bajo cuando el circuito se halla en su estado de medida y al nivel lógico alto cuando el circuito se halla en su estado de reinicialización y se quiere inyectar en C5 una corriente en un primer sentido;
- D2 tiene su cátodo unido a una salida lógica del microcontrolador LO3 que se encuentra en el nivel lógico alto cuando el circuito se halla en su estado de medida y en el nivel lógico bajo cuando el circuito se halla en su estado de reinicialización y se quiere inyectar en C5 una corriente en un segundo sentido.

Es entonces el microcontrolador el que dispara los cambios de un estado al otro según el estado de carga del condensador de integración. Este estado lo conoce, puesto que gobierna directamente la tensión V_c de salida del amplificador operacional OP1 montado como integrador y entra en su primera entrada analógica AI1.

Cuando el circuito se halla en estado de medida por integración, los dos diodos D1 y D2 están polarizados en inversa por el gobierno del microcontrolador. Estos diodos tienen una corriente inversa del orden de algunos pA, pero estas corrientes no son estrictamente idénticas, y por la salida del OP2 se recoge una corriente resultante de la diferencia por intermedio de la resistencia R10. Esta corriente que atraviesa la resistencia R10 crea una tensión que pasa a añadirse o descontarse con respecto a la salida del OP2. De ello resulta una modificación de la tensión de salida de OP2 de algunos nanovoltios, cuyo efecto sobre el generador de corriente es despreciable.

En el segundo estado del circuito, llamado de reinicialización, el microcontrolador fuerza la carga o la descarga rápida de la capacidad de integración, según que accione una u otra de sus salidas lógicas:

- si el diodo D1 conduce, la resistencia R5 (1 Gohmio) se lleva a un potencial igual a la tensión de alimentación menos la caída de tensión en D1, esto es, $V_{CC} - 0,6 \text{ V}$, y carga la capacidad de integración con una corriente del orden de 1 nA;
- si es el diodo D2 el que conduce, la resistencia R5 (1 Gohmio) se lleva a un potencial de 0,6 V y descarga la capacidad con una corriente de 1 nA. Para una capacidad de 100 pF, la tensión podrá evolucionar a razón de 1 V por 100 ms. Este sistema no recurre a ningún sistema de contactor mecánico o electrónico.

En este segundo estado, los diodos D1 y D2 nunca están simultáneamente en conducción. No obstante, podrían estarlo accidentalmente como consecuencia de un error de programación o de un defecto del microcontrolador. Para limitar la corriente que entonces pudiera circular, se intercala la resistencia R11, de un centenar de ohmios, con el fin de limitar la corriente entre las salidas lógicas del microcontrolador.

No obstante, la invención presenta otra característica ventajosa en todo compatible con los dispositivos de la técnica anterior. Permite dejar de limitarse a un estado de partida en el que la carga Q del condensador de integración sería nula. En efecto, de acuerdo con la invención, el condensador puede tener al comienzo de la medida de integración una carga Q_0 , que puede ser, por ejemplo, una carga de signo opuesto a la carga que puede suscitar la corriente que ha de medirse al final del estado de integración. Al máximo de las posibilidades técnicas del circuito, se puede fijar su valor en aquel de la carga máxima alcanzable $Q = CV_{\text{Max}}$, donde V_{Max} es la tensión máxima a la que se puede cargar el condensador de integración, pero con un signo opuesto al signo de la evolución de la carga por efecto de la corriente que ha de medirse. De este modo, si la corriente que ha de medirse hace decrecer la carga, se puede precargar inicialmente el condensador de integración a un valor positivo igual a CV_{Max} . Esto permite al dispositivo según la invención un margen de medida del doble de aquella de los dispositivos de la técnica anterior.

Para resumir este segundo estado según la invención, podemos caracterizarlo por la ausencia de modificación de las conexiones del condensador de integración sobre sí mismo y con el amplificador operacional asociado, entre los dos estados en los que puede encontrarse. Pero también podemos caracterizarlo por la capacidad del generador de corriente para generar una corriente apta para reponer la primera capacidad de integración en un estado inicial de carga Q_0 cuando la carga efectiva de este condensador alcanza un valor máximo Q_{Max} . Dicho de otro modo, en este estado de reinicialización, el generador de corriente de la invención es apto para inyectar en el condensador de integración una corriente al menos K veces superior a la corriente que ha de medirse, y de sentido adecuado para reponer al menos K veces más rápido el condensador de integración en el estado de carga Q_0 , lo cual constituye una reinicialización del dispositivo. El valor K es al menos igual a 10, pero más generalmente del orden de 100, de 1000 o más todavía, según las medidas que hayan de efectuarse. Por lo tanto, la invención incluye un generador de corriente apto para poner la capacidad de integración C_5 en todos los valores posibles de carga Q_0 , ya sea al principio o en cada estado de reinicialización. Esta reposición de la carga del condensador de integración a Q_0 constituye una reinicialización del dispositivo que permite una nueva transición al primer estado antes señalado, llamado estado de medida.

Se ha calificado el valor máximo de tensión de salida de OP1 al final de su margen de medida por su valor absoluto. En efecto, la invención permite partir de un estado de carga Q_0 cualquiera, siendo entonces el final de margen de medida el valor máximo de carga Q_{Max} que puede alcanzar el condensador de integración habida cuenta de las tensiones de alimentación del circuito. Si se conoce el sentido en el que la corriente que ha de medirse va a modificar esta carga, la invención permite elegir poner la carga Q_0 en el valor máximo posible en sentido inverso, en orden a tener el mayor rango de variación posible entre Q_0 y Q_{Max} .

La tensión analógica saliente del primer amplificador operacional representa la integral de la corriente que ha de medirse con el dispositivo. El valor umbral alto V_{max} es parametrizable y memorizable por, por ejemplo, el microcontrolador. El microcontrolador opera una transición del dispositivo al estado de medida o al estado de reinicialización mediante el envío de una señal lógica (digital).

La figura 4 representa esquemáticamente una forma preferente de realización en la que esta transición está gobernada por el microcontrolador merced a un primer diodo D1 y un segundo diodo D2 polarizados en inversa, y la resistencia R10 colocada entre el punto común de estos diodos y la salida del segundo amplificador operacional OP2. El ánodo del primer diodo D1 está unido a una primera salida lógica del microcontrolador, y el cátodo del segundo diodo D2 está unido a una segunda salida del microcontrolador, entonces dichas salidas primera y segunda del microcontrolador permiten el control de la transición del dispositivo entre el estado de inicialización y el estado de medida. Esta transición funciona como sigue. Con el circuito en estado de integración, los dos diodos D1 y D2 están polarizados en inversa. Cada uno de ellos tiene entonces una corriente inversa del orden de algunos pA, pero que no es del todo igual entre uno y otro diodo. La diferencia entre las dos corrientes inversas es una corriente resultante que se suma algebraicamente a la corriente de salida de OP2, por intermedio de la resistencia R10. Esta se escoge de un valor lo suficientemente pequeño para que la ddp así generada en bornes de R10 no perturbe significativamente el funcionamiento del generador de corriente. Típicamente, R10 es del orden de 1 kohmio, lo cual genera en bornes de R10 algunos nanovoltios. No obstante, si se escogen diodos cuya corriente de fuga en inversa es superior a 1 pA, la diferencia de las corrientes puede resultar ser ligeramente sensible a la temperatura.

Con el circuito según la invención en estado de medida, la salida lógica LO2 del microcontrolador asociada a D1 se halla en estado bajo y la salida lógica LO3 asociada a D2 se halla en estado alto. En el estado de reinicialización, si el microcontrolador pone en nivel alto su salida lógica LO2 (unida al ánodo de D1 por intermedio de una resistencia serie de protección), entonces D1 conduce y la resistencia R5 (típicamente de 1 Gohmio) se lleva a un potencial de $V_{\text{CC}} - 0,6 \text{ V}$, lo cual carga la capacidad de integración C_5 con una corriente de 1 nA.

En el estado de reinicialización, si el microcontrolador, por el contrario, pone en nivel bajo su salida lógica LO3, el diodo D2 conduce. El extremo de la resistencia R5 unido a D2 se lleva entonces a un potencial de 0,6 V, lo cual ocasiona en ella una corriente de 1 nA que descarga la capacidad de integración C_5 con una corriente de 1 nA.

Este valor de un nA es perfectamente conveniente para una capacidad C_5 de 100 pF, en cuyo caso la tensión entre sus bornes podrá evolucionar a razón de 1 V por 100 ms. Es sencillo adaptarla a otro valor de C_5 o a una corriente diferente de carga/descarga.

Este montaje con dos diodos y una resistencia R10 no recurre a ningún sistema de contactor mecánico o electrónico. Por seguridad, se coloca en serie con D1 una resistencia R11 del orden de 100 ohmios, que limita la corriente entre las salidas del microcontrolador en el caso en que los dos diodos estuvieran inoportunamente polarizados en el mismo sentido (por ejemplo, en caso de error de programación del microcontrolador). Con este perfeccionamiento, el microcontrolador gobierna la transición al estado de medida o al estado de reinicialización del dispositivo por medio de dos salidas lógicas diferenciadas.

De acuerdo con otro perfeccionamiento, aplicable en los montajes destinados a recibir la corriente de una cámara de ionización, y acumulable con los perfeccionamientos anteriores, el microcontrolador es apto para pilotar la tensión de polarización de la cámara merced a pulsos modulados en anchura (PWM por Pulse Width Modulation) generados por una cuarta salida lógica (LO 5). Estos pulsos están configurados para generar una tensión media apta para pilotar el generador de tensión de polarización. Este generador se puede realizar, por ejemplo, con el concurso de un convertidor CC-CC según la técnica conocida de una etapa de transformador elevador y del bombeo por diodos y capacidades.

De acuerdo con otro perfeccionamiento acumulable con los anteriores que incluyen un microcontrolador, este microcontrolador es apto para mantener prácticamente a cero las corrientes de fuga en ausencia de una señal de corriente que haya de medirse con el concurso de una tercera salida lógica (LO 4), que funciona como la cuarta salida lógica (LO 5) en PWM. Atenuada por una resistencia R9 del orden de un Mohmio, ésta aporta a la entrada inversora del segundo amplificador operacional OP2 una compensación que se suma a aquella aportada por el potenciómetro VR1 y la resistencia R7. Esta compensación es suficiente para mantener en un valor muy pequeño (típicamente del orden de 10 fA) las corrientes de fuga en la entrada inversora del primer amplificador operacional OP1.

De manera preferente, el dispositivo también incluye un medio de medida de las derivas térmicas de dicho dispositivo, estando dicho medio de medida de las derivas térmicas unido a una entrada del microcontrolador. El medio de medida de las derivas térmicas es, por ejemplo, un sensor de temperatura dispuesto en la proximidad de o adosado a la caja que incluye el primer amplificador operacional, y la señal de salida del medio de medida de las derivas térmicas se aplica a una entrada del microcontrolador con el fin de que este último pueda compensar la deriva térmica actuando sobre el generador de corriente mediante los medios antes apuntados. Si los amplificadores OP1 y OP2 se hallan en la misma caja, la medida de temperatura resulta mejorada.

De acuerdo con una variante, el circuito según la invención también puede funcionar según un tercer estado llamado como amplificador de transimpedancia resistivo (ilustrado en la figura 5). El paso a este tercer estado es gobernable mediante un inversor unipolar SW1, preferentemente electrónico. Su contacto central está unido al extremo de R5 no unido a la entrada no inversora de OP2 y permite conectar este electrodo, bien en el punto común entre D1 y D2 para obtener un funcionamiento del circuito como medidor de corriente por integración, o bien en la salida de OP1 para obtener un funcionamiento del circuito como amplificador de transimpedancia. Cuando este interruptor SW1 es electrónico, preferiblemente es gobernable por el microcontrolador.

En efecto, en el caso de la conexión del contacto central con la salida de OP1, la resistencia R5 se encuentra en paralelo con el condensador de integración C5, cuya influencia es baja a las cadencias de trabajo del circuito. C5 sirve entonces para alisar las señales parásitas de frecuencia más alta. Esto corresponde al tercer estado facultativo del circuito, en el que OP1 ya no funciona como integrador sino como amplificador de transimpedancia resistivo, con R5 como resistencia de retroalimentación negativa. La transición a este tercer estado la puede realizar manualmente un operario. No obstante, si el circuito incluye un microcontrolador, se puede ventajosamente gobernar aquella mediante un interruptor electromecánico o de semiconductor accionado por este microcontrolador.

Cuando el circuito según la invención cuenta con un microcontrolador, este último ventajosamente va provisto de dos convertidores analógico/digital, lo cual permite tener, aparte de la primera vía de medida correspondiente a la salida de OP1 entrante en una primera entrada analógica, una segunda vía de medida más sensible correspondiente a esta misma salida de OP1 que ha sido amplificada, por ejemplo en un factor de 10, por un tercer amplificador operacional OP3 cuya salida entra en esta segunda entrada analógica del microcontrolador.

Asimismo, la invención concierne a un sistema para la medida de una corriente por integración, incluyendo dicho sistema una cámara de ionización por la que circula la corriente y un dispositivo para la medida de la corriente por integración según una de las formas de realización anteriormente descritas.

Breve descripción de las figuras

Otras características y ventajas de la invención se desprenderán de la lectura de la descripción que sigue, con referencia a las figuras que se acompañan, las cuales ilustran:

la figura 1, una vista esquemática de la electrónica de una cámara de ionización de tipo CIEP 42 que constituye la primera técnica anterior citada;

la figura 2, una vista esquemática del circuito de adecuación de las corrientes de fuga según las demás técnicas anteriores citadas (metrología y Babyline);

la figura 3 representa esquemáticamente el generador de corriente 11, colocado en la realización básica de la invención;

la figura 4 representa la realización preferente de un dispositivo de medida de corriente con integración según la invención dotado de la conmutación de estados mediante el circuito de diodos D1 y D2 y unido a una cámara de ionización; y

la figura 5 representa la realización de un dispositivo de medida de corriente que funciona, bien por integración, bien como amplificador de transimpedancia resistivo, y unido a una cámara de ionización.

Para mayor claridad, los elementos idénticos o similares van marcados con idénticos signos de referencia en el conjunto de las figuras, exceptuando la figura 1 que trata de la técnica anterior.

10 Descripción detallada de una forma de realización

La figura 1 representa el esquema electrónico de la prioridad que carga y descarga con mucha frecuencia el condensador de integración y emite, al final de cada ciclo de carga, un pulso que va por la salida 10 hacia una electrónica de recuento. No es sino el número de estos pulsos lo que da una evaluación de la corriente que ha de medirse. Las puertas lógicas U1B y U1C dan un pulso de polarización que coopera con el diodo D1 (PAD 1).

La figura 2 representa un esquema de principio de la técnica anterior que, al igual que la invención, efectúa una verdadera medida en continuo de la corriente de entrada. El conjunto configurado por el potenciómetro VR1 y la resistencia R1 constituye una polarización que está encaminada a compensar las corrientes de fuga. El condensador de integración C1 es reinicializado, cuando está cargado al máximo, mediante un cortocircuito entre sus electrodos por el interruptor SW0, que necesariamente es un contacto mecánico accionado por un electroimán para las aplicaciones de mayor precisión. En efecto, un interruptor estático posee, en estado abierto, una corriente de fuga nada desdeñable frente a la corriente que ha de medirse.

La figura 3 representa la realización más básica de la invención. No se han referido al respecto sistemas de memorización del estado inicial de carga Q_0 correspondiente a una tensión V_{C0} a la salida del primer amplificador operacional, como quiera que, en este caso, la memorización se lleva a cabo mediante la intervención de un operario. Lo mismo ocurre para la compensación suplementaria que ha de aplicarse a la entrada inversora de OP2, por medio de un interruptor manual o de semiconductor unido a una tensión de polarización adecuada para que el generador de corriente produzca la corriente apta, por su signo y su amplitud, para reponer la carga del condensador en el valor inicial Q_0 . Esta configuración obliga a una supervisión del valor de la carga de C5, bien por parte del operario, o bien mediante un circuito anexo banal en su realización por un experto en la materia. En las figuras 4 y 5, el circuito de la invención propiamente dicha 11 (recuadro central) está asociado a una cámara de ionización, a título de ejemplo no limitativo. El recuadro 2 representa esquemáticamente una cámara de ionización CI, y su alimentación de polarización con tensión. Con C2 se ha esquematizado la capacidad parásita de CI. Asimismo, el dispositivo de medida de corriente del recuadro central 11 está unido a un elemento de acumulador Bat1 de litio de 3,6 V nominales (o a cuatro elementos acumuladores de NiMH de 4,8 V en total). Finalmente, también está unido a una alimentación regulada Regulator (según el término inglés) de 3,3 V para la alimentación de los componentes activos del dispositivo de medida.

La corriente que ha de medirse sale de la cámara de ionización CI y se envía al dispositivo para su medida. El dispositivo de medida 1 incluye una parte circuito electrónico 11 y una parte medios de gobierno. Si, en la versión más básica, esto puede efectuarlo un operario, una versión algo más elaborada puede utilizar circuitos lógicos de base para encargarse de estas funciones. No obstante, los esquemas 4 y 5 los representan, en el caso presente, constituidos por un microcontrolador 12.

En las figuras 4 y 5, el circuito electrónico 11 incluye un primer amplificador operacional OP1. El primer amplificador operacional OP1 está alimentado por una fuente de tensión continua que, en el caso presente, entrega una tensión estabilizada $V_{cc} = 3,3$ V. La corriente que ha de medirse se envía a la entrada inversora del primer amplificador operacional OP1. Debido al puente divisor de tensión constituido por las resistencias R1 y R2 de 10 kohmios cada una de ellas, la entrada inversora y la entrada no inversora del primer amplificador operacional OP1 se hallan al potencial $V_{cc}/2$ para la entrada no inversora y $V_{cc}/2 + d1$, representando d1 la tensión diferencial de entrada del primer amplificador operacional.

Una primera capacidad C5 está montada como retroalimentación negativa en el primer amplificador operacional OP1, es decir, entre la entrada inversora y la salida del primer amplificador operacional OP1. Como anteriormente se ha explicado, esta etapa del circuito constituye un integrador. La tensión en bornes de la capacidad de integración C5 representa la integral de la corriente que ha de medirse y determina la tensión de salida V_c del amplificador operacional OP1. Derivando esta tensión, se podrá averiguar el valor medio de la corriente en el caso en que este valor es demasiado pequeño para una medida directa, como ocurre para la salida de una cámara de ionización.

Asimismo, el circuito 11 incluye un tercer amplificador operacional OP3 montado a la salida del primer amplificador operacional OP1 en montaje amplificador inversor con una ganancia adaptada según el rango de funcionamiento

buscado para la primera capacidad llamada de integración C5. Entre la salida de OP1 y la entrada inversora de OP3, se encuentra una tercera resistencia R3 de 10 kohmios y, entre la tercera resistencia R3 y la salida del tercer amplificador operacional OP3, se encuentra una cuarta resistencia R4 de 100 kohmios. De este modo, la tensión a la salida del tercer amplificador operacional OP3 es igual a diez veces la tensión a la salida del primer amplificador operacional OP1, ello permite obtener un efecto magnificador cuando la corriente que ha de medirse es muy baja. En efecto, para evitar los riesgos de saturación de los circuitos, se pretende tener un rango de tensión de funcionamiento de la primera capacidad que oscile entre 0,1 y 0,9 veces la tensión de alimentación del circuito. Si las corrientes que han de medirse son muy bajas (algunos fA), la evolución de la tensión en la capacidad de integración C5 es lenta, bien por construcción se podrá disminuir el valor de la primera capacidad, o bien se utilizará la salida del tercer amplificador OP3, debido a su carácter amplificador de tensión, la evolución de la tensión se multiplica por 10, lo cual permite dividir por 10 el tiempo de integración. Esto permite restituir el tiempo de medida de la corriente proveniente de la cámara de ionización a un valor cómodo para el operario, es decir, para un medidor portátil: un nivel que apenas sobrepase un minuto para los niveles más bajos.

No es indispensable pasar por un valor amplificado de la tensión de salida del primer amplificador operacional OP1 para efectuar la medida de corriente. En efecto, para una cámara de ionización que tiene una radiación de 0,1 Gy/h, un medidor portátil de tipo Babyline da una variación de señal de salida no amplificada (a la salida de OP1) de 5 V/s. En este caso, no es necesario amplificar la tensión de salida de OP1, se puede efectuar la medida directamente (enviándola a una entrada analógica del microcontrolador μ C). Adicionalmente, en este caso, la tensión a la salida del tercer amplificador operacional OP3 está en saturación y, por tanto, no tenida en cuenta por el microcontrolador μ C. El microcontrolador incluye una primera entrada analógica AI1 unida a la salida del primer amplificador operacional OP1, con el fin de recibir la primera tensión analógica Vc del primer amplificador operacional OP1. Asimismo, el microcontrolador incluye una segunda entrada analógica AI2 unida a la salida del tercer amplificador operacional OP3, con el fin de poder trabajar asimismo cuando la corriente que ha de medirse es muy baja (cf. explicación anterior para el efecto magnificador practicado por el tercer amplificador operacional OP3).

Asimismo, el circuito electrónico 11 incluye un generador de corriente pilotable por el microcontrolador, constituido, en este ejemplo de realización, por un segundo amplificador operacional OP2. El OP2 cumple cuatro funciones simultáneas: 1) seguidor no inversor, 2) generador de corriente (R5), 3) sumador atenuador inversor (VR1, R7, R8, R9), 4) elimina la influencia de las corrientes de fuga de los diodos D1 y D2 (R10). La primera función de OP2 es la de seguir la tensión en bornes de la entrada inversora de OP1, la entrada + de OP2 está unida a la entrada inversora de OP1 y la salida de OP2 está unida a su entrada inversora por una resistencia de 50 ohmios. La segunda función de OP2 es la de generar una corriente constante en la entrada inversora de OP1, la tensión entre la entrada + y la salida de OP2 es ligeramente diferente (< 1 mV). Por intermedio de la resistencia R5, se inyectará una corriente de varias decenas de fA en la entrada de OP1 para hacer variar la corriente, la tensión a la salida de OP2 será desplazada por el sumador atenuador inversor constituido por VR1, R7, R8, para 1 mV de variación en VR1, hay 1 μ V a la salida de OP2 que producirá una variación de corriente de 1 fA en la entrada inversora de OP1 por intermedio de R5. Este ajuste es manual y se realizará a la salida de fabricación o en una calibración del dispositivo. Este ajuste permite restituir la corriente entrante en la entrada inversora de OP1 a una decena de fA. Además, una salida lógica del microcontrolador modulada por anchura de pulso (PWM en inglés) estará conectada a la resistencia R9, modulación esta que, pasando a añadirse a la entrada del sumador, modificará asimismo la corriente generada e inyectada en OP1, esta función es necesaria para corregir eventuales variaciones de la corriente de fuga, especialmente debido a los efectos de temperatura. La última función de OP2 es, en el modo integración (medida), la de bombear, por intermedio de R9, la corriente diferencial inversa de los diodos D1 y D2. Esta corriente que atraviesa R10 no tendrá una influencia significativa sobre la corriente del generador. Queda la función de carga o descarga de la capacidad de integración (C5), esta función recae en dos salidas lógicas del microcontrolador, en los dos diodos D1 y D2 y en R10.

Con el circuito en estado de medida (integración), los diodos D1 y D2 están polarizados en inversa. Tienen cada uno de ellos una corriente inversa del orden de algunos picoamperios, preferentemente inferior al pA. El ánodo del primer diodo D1 está unido a una primera salida lógica LO2 del microcontrolador y el segundo cátodo del segundo diodo D2 está unido a una segunda salida lógica LO3 del microcontrolador. En estado de reinicialización, una u otra de estas dos salidas lógicas opera una transición para cargar la capacidad de integración en uno u otro sentido, con el fin de restituir su carga al valor inicial Q₀. Es mediante esta transición de una u otra de estas salidas lógicas como el microcontrolador puede hacer salir el circuito del estado de medida y operar su transición al estado de reinicialización, y gobernar el sentido de la reinicialización según que el estado cuya transición se opera sea el de LO2 o el de LO3. Las corrientes que atraviesan los diodos primero y segundo no son en absoluto idénticas, de este modo vuelve por la resistencia R10, hacia OP2, una corriente resultante de su diferencia; esta corriente produce una tensión de algunos nV que tiene una influencia despreciable sobre el generador de corriente. Cuando el primer diodo D1 conduce y el segundo diodo D2 no conduce, la resistencia R5, llamada de retroalimentación negativa, se lleva a un potencial de Vcc - 0,6 V y, así, carga la primera capacidad C5 con una corriente de 1 nA. Si el segundo diodo D2 conduce y el primer diodo D1 no conduce, la resistencia de retroalimentación negativa R5 se lleva a un potencial de 0,6 V y descarga la primera capacidad C5 con una corriente de 1 nA. De este modo, el dispositivo de medida de corriente no utiliza ningún contactor mecánico para la reinicialización de la corriente del circuito. Una undécima resistencia R11 se halla dispuesta entre la segunda salida LO2 del microcontrolador y el primer diodo D1 para limitar la corriente entre las salidas segunda y tercera del microcontrolador si los diodos estuvieran polarizados

en el mismo sentido, en caso de error de programación del microcontrolador.

El dispositivo puede incluir asimismo, tal y como se ilustra en la figura 5, un primer interruptor electrónico SW1 dispuesto entre la salida del segundo amplificador operacional OP2 y la quinta resistencia R5. Este interruptor permite operar una transición del contacto central unido al extremo de R5, bien hacia la salida del segundo amplificador operacional OP2, para el funcionamiento del dispositivo en medida por integración tal y como se ha descrito anteriormente; o bien operar una transición hacia C5 y la salida del primer amplificador operacional OP1. En este caso, la quinta resistencia R5 se encuentra en paralelo con la capacidad de integración C5 y su efecto predomina en las bajas frecuencias utilizadas para las medidas. El efecto de C5 se limita a un leve alisado de eventuales fluctuaciones parásitas. De este modo, en este último caso, se dispone de un amplificador de transimpedancia cuya primera capacidad cumple la misión de alisado de los eventuales parásitos. El interruptor SW1 está preferiblemente gobernado por el microcontrolador por medio de una primera salida lógica LO1.

Con la primera puesta en tensión del dispositivo, aparecen corrientes de fuga, puesto que están compensadas de manera imperfecta. Pero son estables en el tiempo, lo cual permite a un operario en fábrica compensarlas en gran parte mediante acción sobre VR1 que constituye una compensación del circuito generador de corriente alrededor de OP2, como anteriormente se ha visto. Esto permite hacer variar en algunos microvoltios la tensión a la salida del segundo amplificador operacional OP2 y, así, restituir las corrientes de fuga a una veintena de femtoamperios, e incluso algunos fA. No obstante, cuando el montaje incluye un microcontrolador, se le deja un margen de maniobra de aproximadamente $+ o - 80 \text{ fA}$ y se prefiere dejar la PWM a un coeficiente de utilización del orden del 50 %, y la acción autorreguladora del generador de corriente va a reducir este valor a algunos fA. Esto para un circuito realizado con componentes estándar, exceptuando las varias especificaciones más precisas hechas anteriormente. Es evidente que, con amplificadores operacionales de medida, se reducirá este valor. Lo mismo ocurre si se utilizan componentes pasivos más precisos y más estables que cuanto se ha mencionado anteriormente como condición mínima.

El microcontrolador incluye asimismo una tercera salida lógica (LO 4) apta para entregar pulsos modulados en anchura (PWM) unida a la entrada inversora del segundo amplificador operacional por medio de una novena resistencia R9 comprendida entre 500 kohmios y algunos Mohmios. En nuestro ejemplo, es de 1 Mohmio. Estos pulsos entregan una potencia media (en las frecuencias de medida consideradas) que constituye una segunda compensación en paralelo con el circuito de compensación manual de VR1 y R7. El microcontrolador puede estar configurado entonces para actuar sobre el coeficiente de utilización de los pulsos PWM para anular las corrientes de fuga en la entrada inversora de OP1.

La invención no está limitada a las formas de realización descritas anteriormente con referencia a las figuras, y cabría la posibilidad de variantes sin salir del ámbito de la invención.

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo para la medida de una corriente por integración, incluyendo dicho dispositivo:

- un primer amplificador operacional OP1 que incluye una primera entrada inversora, aplicándose la corriente que ha de medirse en dicha primera entrada inversora;
- un condensador de integración dispuesto entre la primera entrada inversora del primer amplificador operacional OP1 y la salida de este primer amplificador operacional;
- un generador de corriente activo conectado a la primera entrada inversora del primer amplificador operacional OP1, estando este generador de corriente configurado para:
 - en un primer estado de medida del dispositivo, compensar las corrientes de fuga del dispositivo;
 - en un segundo estado de reinicialización del dispositivo, generar una corriente apta para reponer la carga del condensador de integración en su valor inicial Q_0 ;

caracterizándose dicho dispositivo por que el segundo estado de reinicialización es disparado por un valor de carga del condensador de integración sensiblemente igual a un valor máximo Q_{Max} que puede tener, incluyendo dicho dispositivo:

- medios de gobierno configurados para:
 - memorizar un estado inicial de carga Q_0 del condensador de integración, correspondiente a una tensión V_{C0} a la salida del primer amplificador operacional;
 - poner el dispositivo en estado de medida y mantenerlo en el mismo hasta que la carga del condensador de integración alcance sensiblemente Q_{Max} , correspondiente a una tensión V_{CMax} a la salida del primer amplificador operacional;
 - cuando la carga del condensador de integración alcanza sensiblemente Q_{Max} , correspondiente a una tensión V_{CMax} a la salida del primer amplificador operacional, poner el dispositivo en estado de reinicialización hasta que la carga del condensador de integración alcance sensiblemente Q_0 .

2. Dispositivo según la reivindicación 1, caracterizado por que el generador de corriente activo incluye un segundo amplificador operacional OP2 en montaje seguidor, incluyendo además dicho segundo amplificador operacional OP2 una retroalimentación positiva por medio de una primera resistencia R5 de valor superior a 500 Mohmios.

3. Dispositivo según la reivindicación 2, caracterizado por que la salida del amplificador OP2 del generador de corriente está unida, después de una resistencia R10 del orden de 1 kohmio, a dos diodos D1 y D2 conectados como sigue:

- para D1, conectado al punto común de los diodos D1 y D2 y a R10 por su cátodo, el ánodo está unido por intermedio de una resistencia de protección de pequeño valor R11 a un nivel lógico bajo cuando el circuito se halla en su estado de medida, y un nivel lógico alto cuando el circuito se halla en su estado de reinicialización y se quiere inyectar en C5 una corriente en un primer sentido;
- para D2, conectado al punto común de los diodos D1 y D2 y a R10 por su ánodo, el cátodo está unido a un nivel lógico alto cuando el circuito se halla en su estado de medida, y un nivel lógico bajo cuando el circuito se halla en su estado de reinicialización y se quiere inyectar en C5 una corriente en un segundo sentido.

4. Dispositivo según la reivindicación 3, caracterizado por que los medios de gobierno incluyen un microcontrolador apto para gobernar el paso de una corriente de reinicialización de la primera capacidad C5 en uno u otro sentido merced a los diodos D1 y D2, y por que los niveles lógicos a los que se deben llevar el ánodo de D1, por intermedio de R11, y el cátodo de D2 son aplicados cada uno de ellos por una salida lógica del microcontrolador.

5. Dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores, caracterizado por que puede operar una transición a un estado de amplificador de transimpedancia merced a un interruptor electrónico SW1 cuyo contacto central está unido al extremo de R5 no unido a la entrada no inversora del segundo amplificador operacional OP2, y permite conectar este contacto, bien en el punto común entre el primer diodo D1 y el segundo diodo D2 para obtener un funcionamiento del circuito como medidor de corriente por integración, o bien en la salida de OP1 para obtener un funcionamiento del circuito como amplificador de transimpedancia, siendo gobernable este interruptor electrónico por el microcontrolador.

6. Dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones 3 a 4, caracterizado por incluir un medio de medida de las derivas térmicas T de dicho dispositivo, estando unido dicho medio de medida de las derivas térmicas a una entrada del microcontrolador.

7. Sistema para la medida de una corriente por integración, incluyendo dicho sistema:
- una cámara de ionización por la que circula la corriente; y
 - un dispositivo para la medida de la corriente por integración según una cualquiera de las reivindicaciones anteriores.

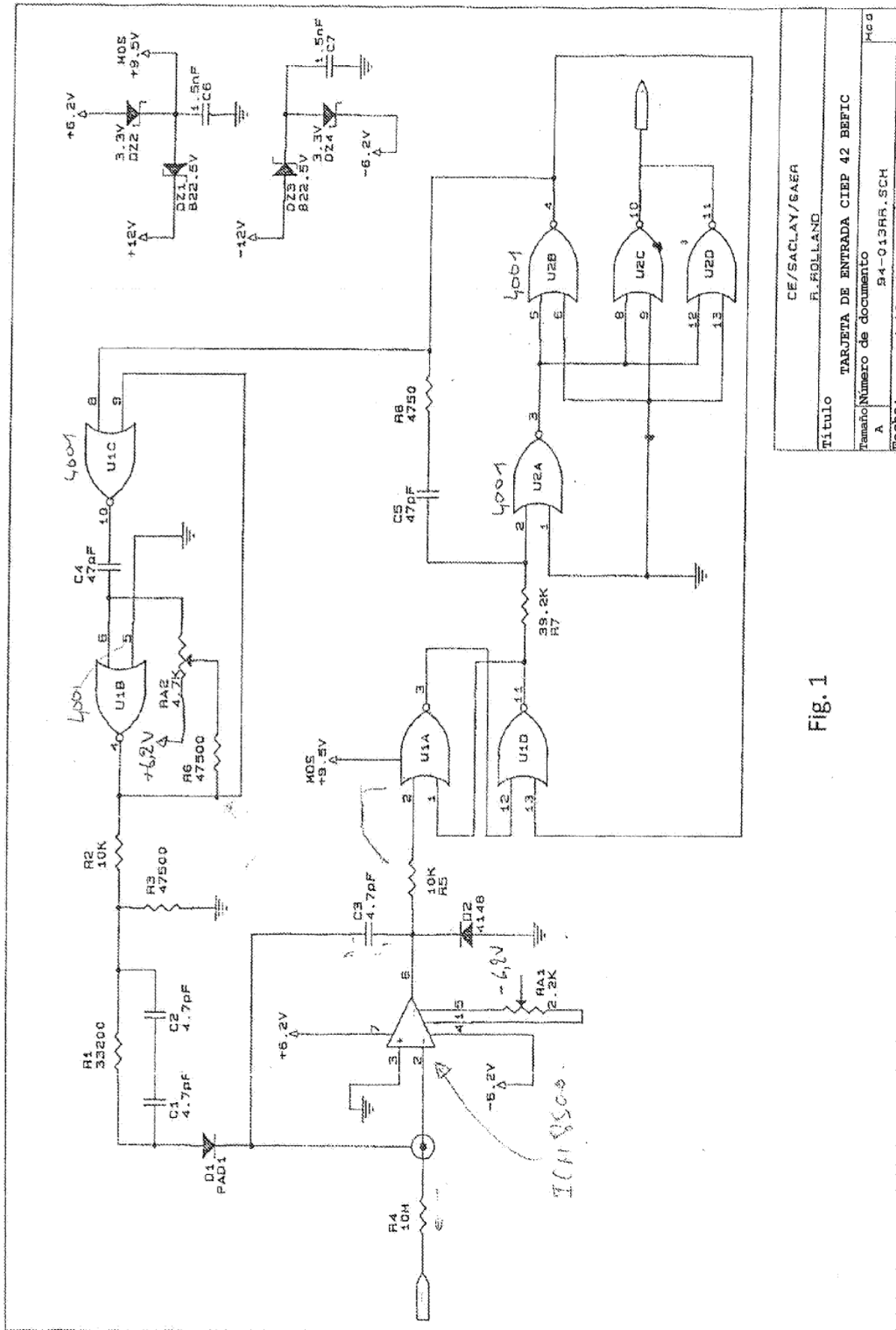


Fig. 1

CE/SACLAY/SAER	
R. ROLLAND	
Título	TARJETA DE ENTRADA CIEP 42 BEPIC
Tamaño	Numero de documento
A	94-013RR.SCH
Fecha:	Jul 13 1991

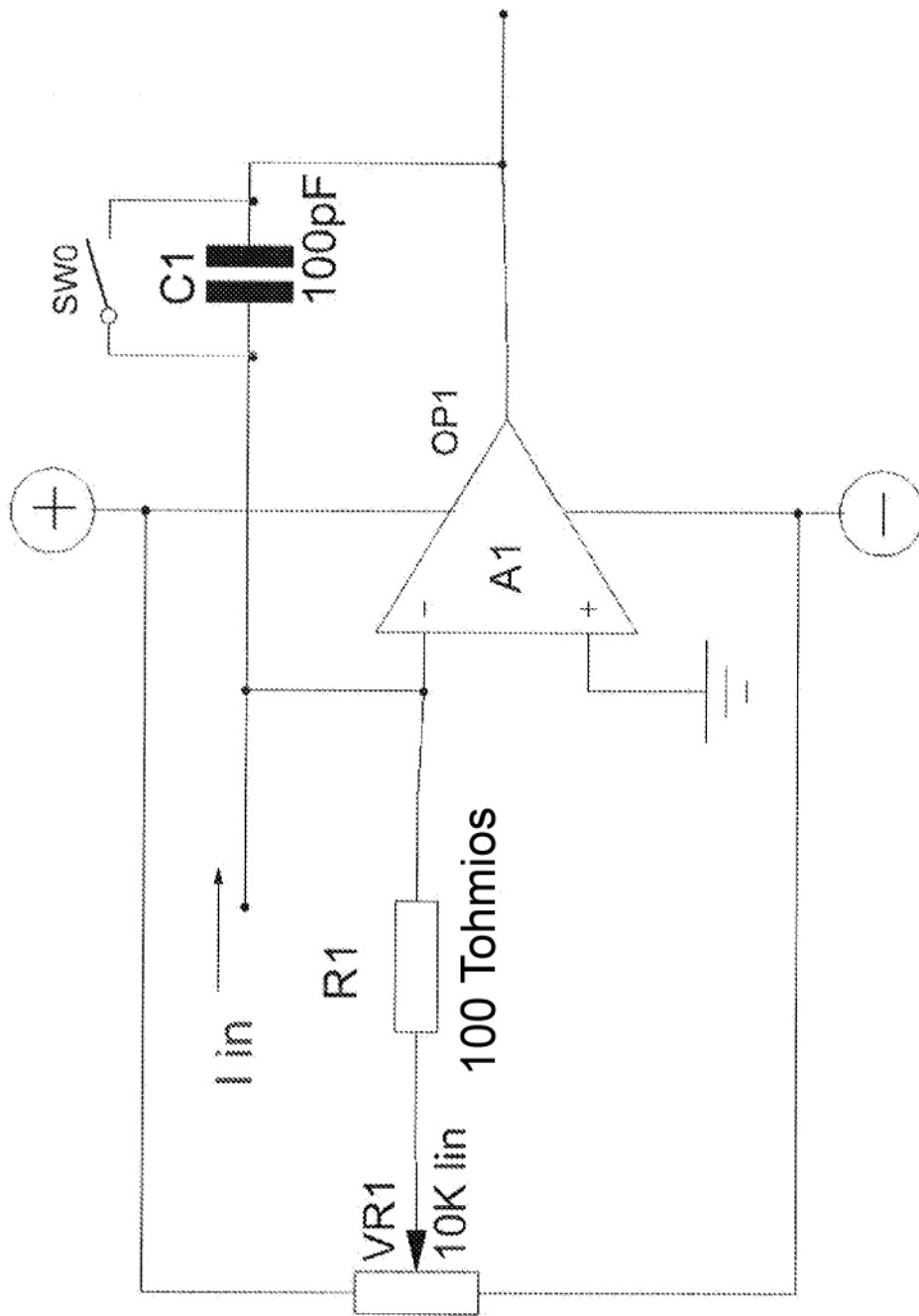
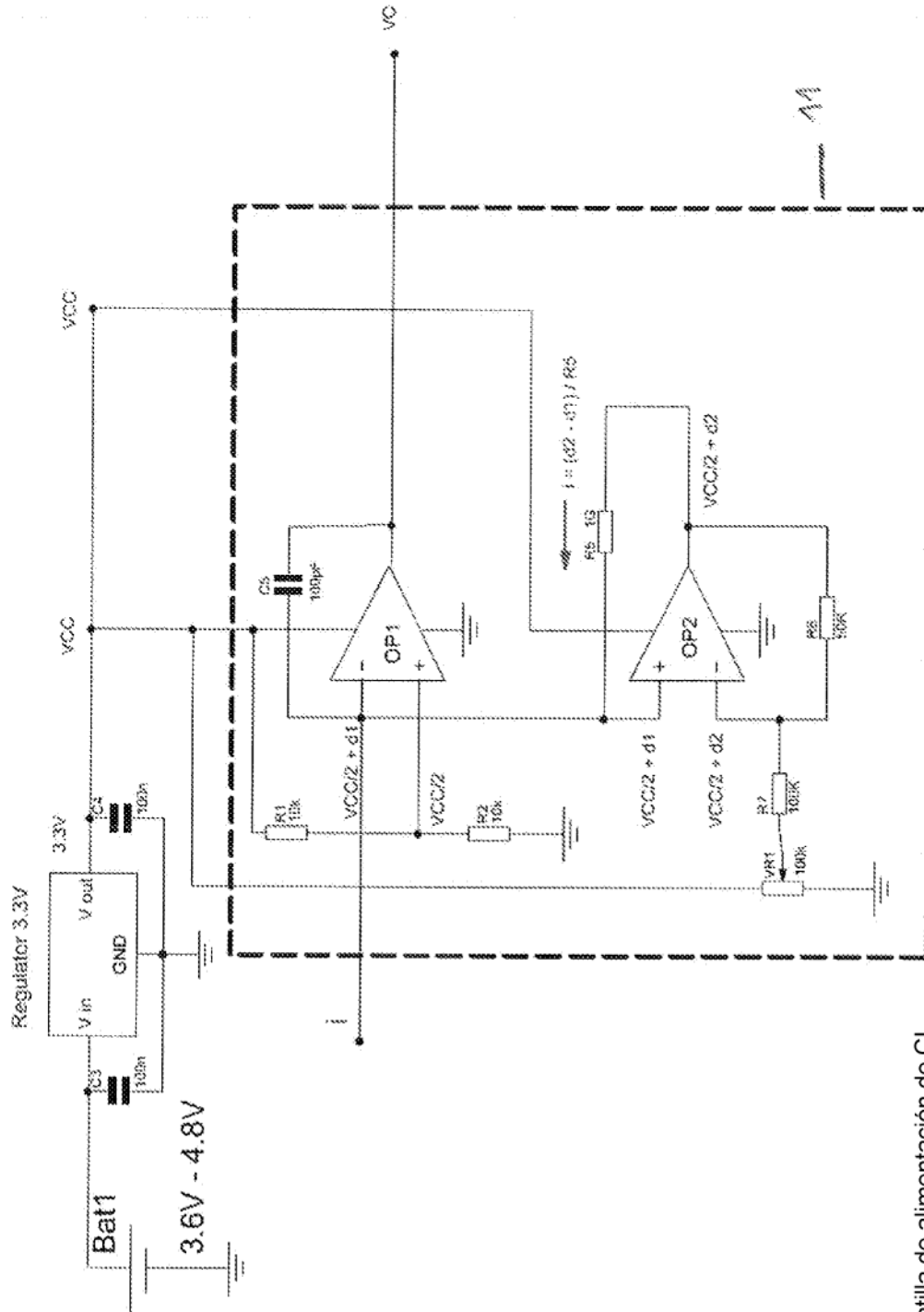


Fig. 2



VCC: patilla de alimentación de CI
d1, d2: tensión de desviación.
I: Corriente

Fig. 3

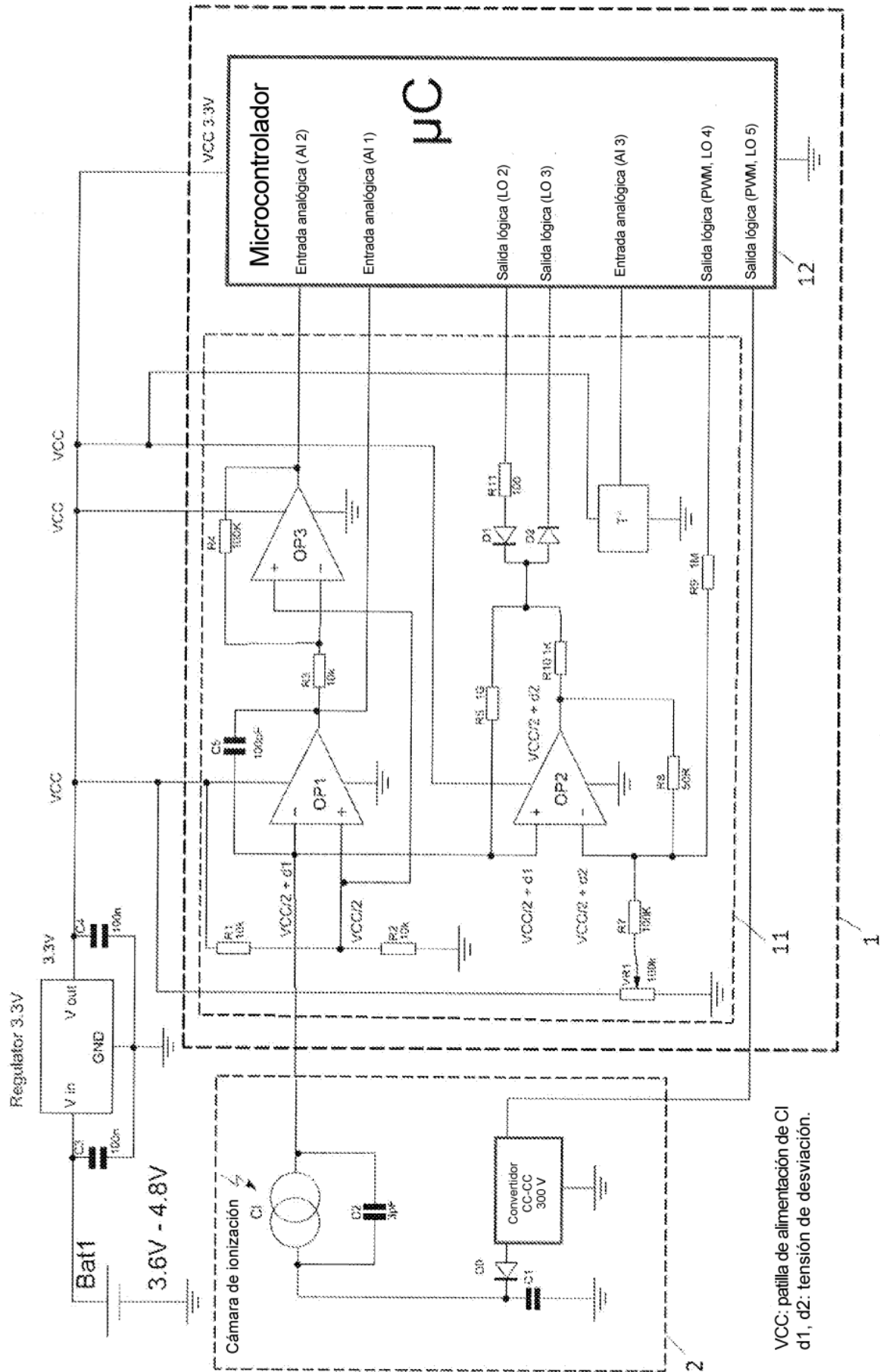
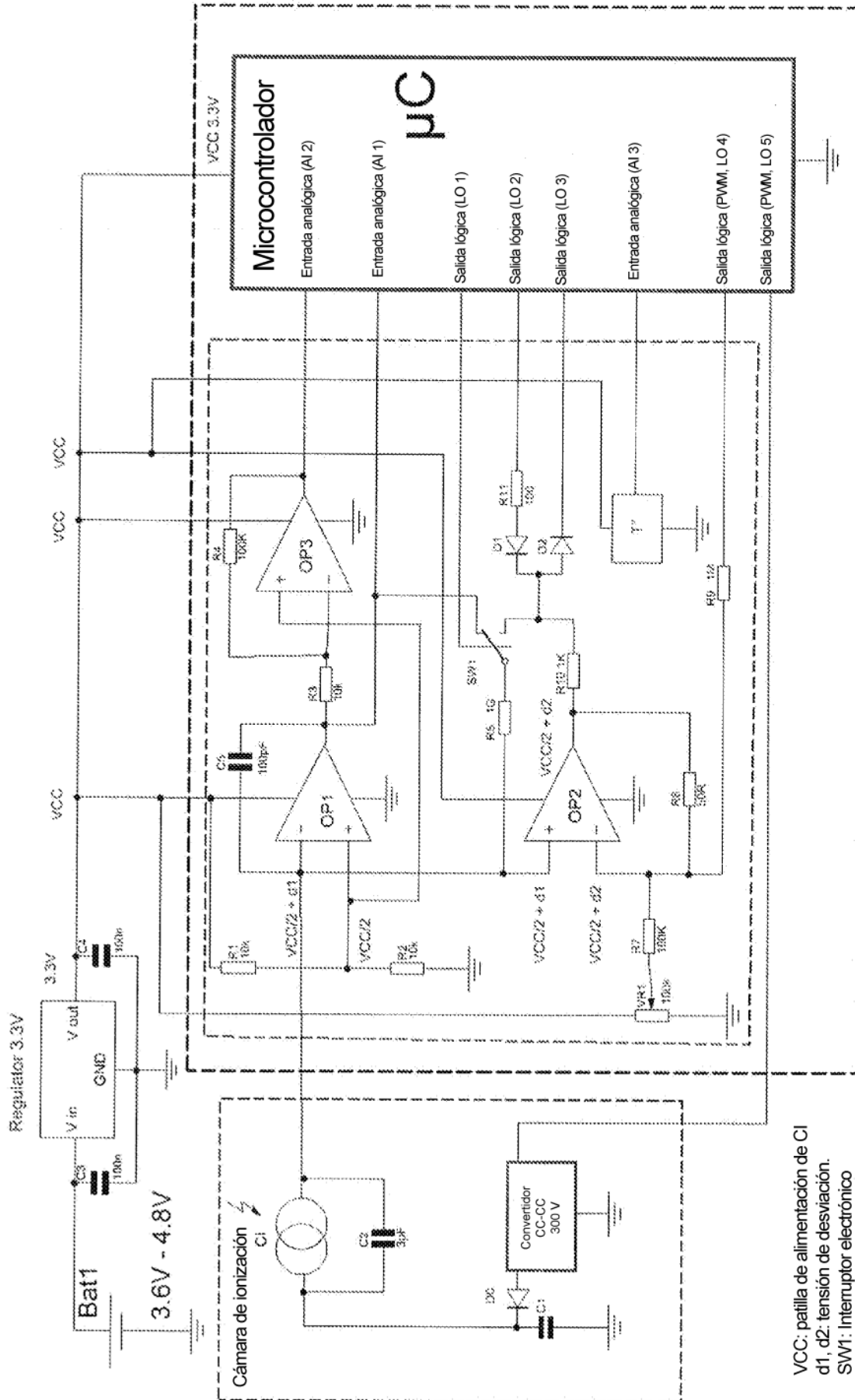


Fig. 4

VCC: patilla de alimentación de CI
d1, d2: tensión de desviación.



VCC: patilla de alimentación de CI
 d1, d2: tensión de desviación.
 SW1: Interruptor electrónico

Fig. 5