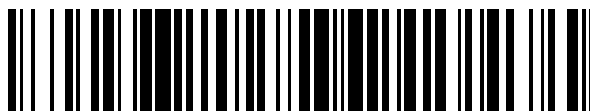


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 611 603**

51 Int. Cl.:

A61N 1/36 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **29.08.2005 PCT/FR2005/002161**

87 Fecha y número de publicación internacional: **16.03.2006 WO06027473**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **29.08.2005 E 05798449 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **19.10.2016 EP 1789131**

54 Título: **Dispositivo de distribución de corriente entre cátodos de un electrodo multipolar, concretamente de un implante**

30 Prioridad:

03.09.2004 FR 0409351

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

09.05.2017

73 Titular/es:

**INRIA - INSTITUT NATIONAL DE RECHERCHE EN INFORMATIQUE ET EN AUTOMATIQUE (33.3%)
Domaine de Voluceau, Rocquencourt, B.P. 105
78153 Le Chesnay Cedex, FR;
CENTRE NATIONAL DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE -CNRS- (33.3%) y
UNIVERSITE DE MONTPELLIER II (33.3%)**

72 Inventor/es:

**ANDREU, DAVID;
BERNARD, SERGE;
BERTRAND, YVES;
CATHERAS, GUY;
GALY, JÉRÔME;
GUIRAUD, DAVID y
TECHER, JEAN-DÉNIS**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 611 603 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 de distribución de corriente entre cátodos de un electrodo multipolar, concretamente de un implante

La invención se refiere al campo de la alimentación con corriente de electrodos multipolares, que constan de al menos un ánodo y al menos dos cátodos, y concretamente aquellos que forma parte de implantes utilizados para excitar o estimular, por ejemplo, una zona del cerebro, un músculo liso o estriado, un nervio eferente o aferente, un órgano sensorial, o de forma más general un elemento del sistema nervioso de un ser humano o de un animal.

En ciertos campos, es indispensable utilizar electrodos multipolares para conseguir excitar eficazmente una o varias zonas, según un esquema predefinido. Éste es, por ejemplo, el caso en el campo de la estimulación eléctrica funcional, la cual constituye por el momento la principal vía de restauración del movimiento de miembros paralizados: esta estimulación está destinada a activar uno o varios músculos por excitación localizada directa y/o por excitación indirecta de un nervio por medio de un estímulo eléctrico.

Actualmente, este tipo de estimulación se efectúa por medio de un implante central colocado en el interior del cuerpo. Debido a la gran complejidad de la gestión de un movimiento, deben utilizarse diferentes electrodos excitadores, aunque son necesarios numerosos hilos para la conexión de los electrodos a la electrónica de control de los implantes. Debiendo atravesar estos hilos frecuentemente articulaciones, las operaciones quirúrgicas necesarias para la implantación son particularmente difíciles, lo que limita el número de zonas de excitación. Además, la presencia de hilos fragiliza los implantes y limita también el número de electrodos que pueden controlar. Por otro lado, el control de la forma y de los parámetros, concretamente temporales, que definen los estímulos eléctricos, requiere una importancia particularmente.

El documento WO 02/089913 describe un sistema de implante coclear que comprende un micrófono, medios de procesamiento de la señal que convierten señales provenientes del micrófono en una pluralidad de señales de frecuencias distintas, y electrodos para distribuir estas señales a las neuronas de la cóclea, siendo el sistema implantable y pudiendo recibir una señal externa.

El documento US 5 954 758 describe un sistema de estimulación neuromuscular en el que un control de entrada suministra una señal de control que indica un movimiento o un grupo de movimientos fisiológicos. Medios determinan impulsos a partir de esta señal y generan trenes de impulsos adaptados a la señal de control hacia electrodos para estimular los músculos.

El documento WO 93/23114 un sistema para un dispositivo de suministro de medicamento por iontoforesis que comprende un circuito de control de corriente que comprende una pluralidad de fuentes de corriente, cada una acoplada a un electrodo y seleccionada para suministrar una corriente constante, sea cual sea la impedancia de la piel del paciente.

La invención tiene, por lo tanto, concretamente como objetivo mejorar la situación.

La invención propone concretamente a tal efecto un dispositivo (o etapa de salida) según la reivindicación 1 dedicada a la distribución de corriente entre n cátodos de al menos un electrodo multipolar de estimulación que consta además de al menos un ánodo, siendo n superior o igual a dos.

Este dispositivo se caracteriza por que consta de un espejo de corriente reconfigurable que consta de n salidas acopladas respectivamente a los n cátodos y configurado para suministrar en estas n salidas n fracciones complementarias de una corriente de control, de valores respectivos seleccionados y prácticamente constantes en presencia de una variación de amplitud de la corriente de control, para permitir una localización espacial prácticamente constante de la estimulación.

Se entiende en la presente memoria por «fracciones complementarias» fracciones cuya suma es igual al valor de la corriente de control (I_{dac}), como por ejemplo $I_{dac}/3$, $I_{dac}/6$, $I_{dac}/6$ e $I_{dac}/3$.

El dispositivo según la invención puede constar de otras características que podrán ser tomadas por separado o en combinación, y concretamente:

- el espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable puede ser de tipo modular,
 - puede constar entonces de un convertidor de corriente-tensión acoplado a p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable,
 - i) el convertidor de corriente-tensión puede comprender al menos un terminal de entrada encargado de absorber una corriente, un terminal de masa y un terminal de salida y estar configurado para establecer una diferencia de potencial seleccionada entre el terminal de salida y el terminal de masa, en función de la corriente absorbida,
 - ii) cada convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable puede comprender al menos un terminal de entrada, un terminal de masa, un terminal de salida encargado de absorber una corriente y

- un bus de control encargado de recibir señales lógicas,
- iii) el terminal de entrada del convertidor de corriente-tensión está conectado entonces a un terminal de entrada del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular,
 - iv) el terminal de masa del convertidor de corriente-tensión y los terminales de masa de los p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable están conectados al terminal de masa M del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular,
 - v) el terminal de entrada de cada uno de los p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable está conectado al terminal de salida del convertidor de corriente-tensión,
 - vi) el terminal de salida de cada uno de los p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable está conectado a una de las salidas del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular, y
 - vii) el bus de control de cada convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable está conectado a sub-buses de control del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular.
- el convertidor de corriente-tensión y los p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable presentan preferentemente arquitecturas emparejadas,
- el espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable puede ser del tipo llamado «con distribuidor»,
- éste puede constar entonces de un convertidor de corriente-tensión acoplado a un convertidor de tensión-corriente y a un distribuidor de corriente equilibrado controlable con m salidas,
- i) el convertidor de corriente-tensión puede comprender entonces al menos un terminal de entrada encargado de absorber una corriente, un terminal de masa y un terminal de salida, y estar configurado para establecer una diferencia de potencial seleccionada entre el terminal de salida y el terminal de masa, en función de la corriente absorbida,
 - ii) el convertidor de tensión-corriente puede comprender al menos un terminal de entrada, un terminal de masa y un terminal de salida capaz de absorber una corriente,
 - iii) el distribuidor de corriente equilibrado controlable puede comprender al menos un terminal de entrada encargado de suministrar una corriente, un bus de salidas que absorben, cada una, una corriente y un bus de control que recibe señales lógicas,
 - iv) el terminal de entrada del convertidor de corriente-tensión está conectado, entonces, a un terminal de entrada del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor,
 - v) el terminal de masa del convertidor de corriente-tensión y los terminales de masa del convertidor de tensión-corriente y del distribuidor de corriente equilibrado controlable están conectados a un terminal de masa del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor,
 - vi) el terminal de entrada del distribuidor de corriente equilibrado controlable está conectado al terminal de salida del convertidor de tensión-corriente,
 - vii) el bus de control del distribuidor de corriente equilibrado controlable está conectado a un bus de control del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor, y
 - viii) el bus de salidas del distribuidor de corriente equilibrado controlable está conectado a un bus de salida del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor,
- el convertidor de corriente-tensión y el convertidor de tensión-corriente presentan preferentemente arquitecturas emparejadas,
- la relación entre la corriente que circula en el ánodo (igual a la suma de las corrientes suministradas a las salidas del espejo de corriente), y la corriente de control puede ser configurable o no configurable,
- un conjunto de n capacidades pueden garantizar, cada una, el acoplamiento de una de las salidas con uno de los cátodos,
- un dispositivo de vigilancia de tensión puede estar conectado a las salidas y encargado de medir las tensiones respectivamente presentes a nivel de las salidas del espejo de corriente, de modo que éstas permitan un ajuste de la polarización anódica del electrodo multipolar, mediante un módulo de alimentación de alta tensión,
- éste puede comprender una red de convertidores analógico-digital o bien una red de n comparadores de tensión encargados, cada uno, de comparar las n tensiones a nivel de las salidas del espejo de corriente

con respecto a una tensión de referencia común, o también una red de $2n$ comparadores de tensión configurados por pares para comparar las n tensiones a nivel de las salidas del espejo de corriente con respecto a dos tensiones de referencia comunes,

5 - un dispositivo de control de descarga puede estar acoplado a las salidas del espejo de corriente y al ánodo y estar encargado de establecer, al final de la estimulación, una trayectoria de conducción entre cada una de las salidas del espejo de corriente y el ánodo, para inducir la circulación de n corrientes de descarga de los cátodos hacia el ánodo,

➤ estas n corrientes de descarga pueden provenir de las n energías acumuladas respectivamente por las n capacidades del conjunto,

10 ➤ éste puede encargarse de limitar cada corriente de descarga a una fracción del valor máximo de la corriente de estimulación que se suministra a la salida asociada.

15 Dicho dispositivo de distribución de corriente (o etapa de salida) puede formar parte ventajosamente de una electrónica de control de al menos un electrodo multipolar, que comprende al menos un ánodo y al menos dos cátodos. Esta electrónica de control comprende entonces además i) un convertidor digital-analógico encargado de convertir un valor de referencia de amplitud de corriente en una corriente analógica de control y acoplado al dispositivo de distribución de corriente para suministrarle la corriente de control, y ii) un módulo de alimentación de alta tensión acoplado al menos al ánodo y encargado de polarizar este último bajo una tensión seleccionada, de modo que éste permita la circulación de las corrientes impuestas a cada cátodo por el dispositivo de distribución de corriente.

20 El convertidor digital-analógico puede presentar una arquitectura llamada «con fuente de corriente unitaria» que permite garantizar la monotonicidad de su función de conversión.

25 El módulo de alimentación de alta tensión puede ser un convertidor de tipo «continuo-continuo». En este caso, puede estar configurado en forma de un troceador con almacenamiento inductivo (por ejemplo, de tipo "boost") o bien constar de una bomba de cargas con almacenamiento capacitivo, como por ejemplo una bomba de Dickson, eventualmente acoplada a un multiplexor. En este último caso, el módulo de alimentación de alta tensión puede funcionar en régimen continuo o en régimen discontinuo.

La invención también se refiere a una unidad de estimulación distribuida (USR), como por ejemplo un implante, que consta de al menos un electrodo multipolar, que comprende al menos un ánodo y al menos dos cátodos, y al menos una electrónica de control del tipo de la presentada anteriormente.

30 Esta unidad de estimulación distribuida puede comprender un controlador digital (CN) encargado de suministrar el valor de referencia de amplitud de corriente y de definir los valores de las fracciones de corriente suministradas a las salidas del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable. En este caso, el controlador digital y la electrónica de control (EC) pueden constituir, por ejemplo, respectivamente una parte digital y una parte analógica de un ASIC de tipo mixto.

35 Además, el controlador digital puede estar encargado de deducir, a partir de los valores de las corrientes de estimulación impuestas, de la tensión de salida del módulo de alimentación de alta tensión y de las medidas de tensión efectuadas por el dispositivo de vigilancia de tensión en los terminales de las salidas del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable, la impedancia de cada electrodo, para controlar la polarización del ánodo.

40 La invención también se refiere a una instalación de estimulación que comprende al menos una unidad de estimulación distribuida del tipo de la presentada anteriormente, y un controlador (CR) encargado de intercambiar datos con cada unidad de estimulación distribuida.

Por otro lado, cada unidad de estimulación distribuida y el controlador de la instalación pueden constar de medios de transmisión mediante ondas (o mediante bus por cable) y medios de gestión encargados de gestionar la transmisión de datos según un protocolo seleccionado entre dicho controlador y cada unidad de estimulación distribuida.

45 El controlador de una instalación del tipo de la presentada anteriormente y al menos una unidad de estimulación distribuida del tipo de la presentada anteriormente, pueden comunicarse mediante un medio siguiendo un protocolo. Este protocolo se caracteriza por que consiste en gestionar el acceso al medio según un principio de derecho de expresión de uno o varios grupos de unidades de estimulación distribuida a intervalos deslizantes, basado en un posicionamiento automático de intervalos temporales que depende de niveles de prioridad asociados respectivamente a cada nodo dentro de su grupo y de características topológicas, como por ejemplo la velocidad de transferencia de datos y el tiempo de propagación.

50 Esta gestión de acceso al medio está destinada, por ejemplo, a optimizar la explotación del ancho de banda.

El dispositivo de distribución de corriente (o etapa de salida), la electrónica de control, la unidad de estimulación distribuida (implante), la instalación de estimulación y el protocolo de comunicación presentados anteriormente están particularmente bien adaptados para la estimulación de uno o varios nervios y/o de uno o varios músculos de un

animal o de un ser humano.

Otras características y ventajas de la invención surgirán con el examen de la descripción detallada a continuación, y de los dibujos adjuntos, en los que:

- la figura 1 ilustra de forma muy esquemática un ejemplo de instalación de estimulación según la invención,
- 5 - la figura 2 ilustra de forma esquemática un ejemplo de electrónica de control según la invención, acoplada a un electrodo multipolar y a un controlador digital,
- la figura 3 ilustra de forma esquemática un primer ejemplo de módulo de alimentación de alta tensión con troceador de tipo «boost», para una electrónica de control según la invención,
- 10 - la figura 4 ilustra de forma esquemática un segundo ejemplo de módulo de alimentación de alta tensión con bomba de Dickson, para una electrónica de control según la invención,
- la figura 5 ilustra de forma esquemática un tercer ejemplo de módulo de alimentación de alta tensión con bomba de Dickson y multiplexor, para una electrónica de control según la invención,
- la figura 6 ilustra de forma esquemática un ejemplo de etapa de salida, para una electrónica de control según la invención,
- 15 - la figura 7 ilustra de forma esquemática un ejemplo de módulo de control de descarga para una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- la figura 8 ilustra ejemplos de cronogramas que definen las evoluciones temporales de la corriente I que atraviesa el electrodo multipolar y de señales de control (SA, SB y SC) del módulo de control de descarga, que provienen del controlador digital,
- 20 - la figura 9 ilustra de forma esquemática un ejemplo de electrodo multipolar antes del enrollamiento alrededor de un nervio (parte izquierda), y una vista en corte transversal de un ejemplo de nervio y de sus fibras nerviosas equipado con dicho electrodo multipolar (parte derecha), en el caso de una distribución de corriente de tipo ($\frac{1}{4}$, 0, 0, $\frac{3}{4}$),
- las figuras 10A y 10B ilustran de forma esquemática dos ejemplos de realización de un convertidor de tensión-corriente para un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- 25 - las figuras 11A a 11C ilustran de forma esquemática tres ejemplos de realización de un convertidor de tensión-corriente para un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- las figuras 12A a 12C ilustran de forma esquemática tres ejemplos de realización de un convertidor de tensión-corriente controlable para un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- 30 - la figura 13 ilustra de forma esquemática un ejemplo de realización de un convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable para un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- 35 - la figura 14 ilustra de forma esquemática un ejemplo de realización de un distribuidor de corriente equilibrado para un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- las figuras 15A y 15B ilustran de forma esquemática dos ejemplos de realización de un distribuidor de corriente equilibrado controlable, respectivamente con TEC con canal N y con TEC con canal N y con canal P, para un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- 40 - la figura 16 ilustra de forma esquemática un ejemplo de realización de un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de tipo modular, para una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- la figura 17 ilustra de forma esquemática un ejemplo de realización de un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de tipo «con distribuidor», para una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- 45 - la figura 18 ilustra de forma más detallada otro ejemplo de realización de un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable de tipo «con distribuidor», para una etapa de salida de una electrónica de control según la invención,
- la figura 19 ilustra de forma esquemática las nociones de derecho de expresión individual y de derecho de expresión de grupo dentro de una instalación de estimulación según la invención,
- 50

- la figura 20 ilustra de forma esquemática el desajuste inducido por un posicionamiento relativo,
- la figura 21 ilustra de forma esquemática el reajuste en el caso de un posicionamiento relativo,
- la figura 22 ilustra de forma esquemática una ventana temporal asociada a un grupo de USR y su descomposición en intervalos temporales asociados a cada uno de las USR de dicho grupo,
- 5 - la figura 23 ilustra de forma esquemática el mecanismo de deslizamiento de intervalo temporal dentro de un grupo de USR,
- la figura 24 ilustra de forma esquemática un primer ejemplo de cronograma de acceso al medio, y
- la figura 25 ilustra de forma esquemática un segundo ejemplo de cronograma de acceso al medio.

10 Los dibujos adjuntos podrán servir no solamente para completar la invención, sino también contribuir a su definición, llegado el caso.

La invención permitirá la alimentación distribuida de los cátodos de al menos un electrodo multipolar.

15 En lo sucesivo, se considera, a modo de ejemplo ilustrativo y no limitante, que el electrodo forma parte de un implante que será implantado en un cuerpo humano o animal para estimular una o varias zonas, como por ejemplo uno o varios nervios y/o uno o varios músculos. Sin embargo, dicho electrodo podría utilizarse en otros campos como, por ejemplo, la estimulación del cerebro, o la estimulación de los sistemas sensoriales a nivel de las vías nerviosas aferentes o de los propios sensores biológicos.

20 Tal como se ilustra esquemáticamente en la figura 1, un implante I (o USR, unidad de estimulación distribuida) está constituido esencialmente por un controlador digital CN acoplado, por un lado, a medios de transmisión MT, y, por otro lado, a una electrónica de control EC, acoplada a su vez a un electrodo multipolar EM que consta de al menos un ánodo A y al menos dos cátodos K_i ($i = 1$ a 2). Cuando el electrodo multipolar EM está dedicado a la estimulación de un nervio, es ventajoso que esté configurado en forma de un cilindro y conste de al menos un ánodo A y, por ejemplo, cuatro cátodos K_1 a K_4 ($i = 1$ a 4). Sin embargo, pueden estar previstas otras formas de electrodos.

25 Como se ilustra en la figura 1, el implante I puede, en compañía de uno o varios implantes más, formar parte de una instalación de estimulación IS. En este caso, cada implante I constituye lo que se llama una unidad de estimulación distribuida (USR) y la instalación consta preferentemente de un controlador externo (CR) acoplado a cada implante I, preferentemente mediante ondas (por ejemplo, de tipo radiofrecuencia RF), pero también puede preverse un acoplamiento mediante bus por cable. Este acoplamiento permitirá el intercambio de datos entre cada implante I y el controlador CR de la instalación IS. De este modo, el controlador CR puede transmitir a cada implante I datos, que definen, por ejemplo, mensajes de configuración o de interrogación, y eventualmente energía. Por otro lado, un implante I puede transmitir al controlador CR datos que definen, por ejemplo, notificaciones de uno o varios errores de estimulación o de una o varias órdenes incoherentes o acuses de recibo.

35 Dicha transmisión puede realizarse, por ejemplo, en modo paquete asíncrono. Por otro lado, la transmisión, al menos del controlador CR hacia los implantes I, puede realizarse en modo de difusión punto a multipunto (o *multicast*), cuando atañe a un grupo de implantes de la instalación, o en modo de difusión general (o *broadcast*), cuando atañe a todos los implantes de la instalación, o incluso en modo punto a punto (o *unicast*), cuando atañe únicamente a un solo implante de la instalación.

La instalación de estimulación también puede comprender uno o varios sensores acoplados al controlador CR y/o una interfaz del paciente también acoplada al controlador CR y que permite al paciente, objeto de la estimulación, interrumpir un programa de estimulación, por ejemplo.

40 Por otro lado, como se verá más adelante, los implantes I (o USR) pueden agruparse dinámicamente en diferentes grupos que permiten, por ejemplo, controlar simultáneamente un grupo mínimo de implantes I (o USR) necesarios para la obtención de un movimiento dado, y ciertos implantes (o USR) que pueden pertenecer a grupos diferentes (como es el caso, en la presente memoria, de las USR2 y USRi).

45 Por ejemplo, la elevación de un pie necesita la contracción simultánea de los tres músculos flexores de la cadera, de la rodilla y del tobillo; las tres USR que estimulan estos músculos podrán, por lo tanto, agruparse para este movimiento.

50 A continuación, se hace referencia a la figura 2 para presentar los principales constituyentes de la electrónica de control EC de un implante I según la invención. Es importante observar que la electrónica de control EC ilustrada en la figura 2 está dedicada a un electrodo multipolar EM que consta de cuatro cátodos K_i ($i = 1$ a 4). Sin embargo, la invención no está limitada a este tipo de electrodo multipolar. La invención se refiere en efecto a cualquier dispositivo de estimulación que posea al menos un ánodo y al menos dos cátodos.

Para facilitar la comprensión de la descripción, a continuación, se proporcionan varias definiciones:

- un ASIC es en esta memoria un circuito integrado específico para una aplicación,
- un ASIC mixto es en esta memoria un ASIC que comprende partes de procesamiento digital y partes de procesamiento analógico,
- 5 - Vdd designa el terminal positivo de la alimentación eléctrica de un implante I y, de forma indiferente, el valor de la tensión de alimentación. Esta última es, por ejemplo, igual a 3 voltios (V) pero puede utilizarse cualquier otra tensión, por ejemplo, mejor adaptada a la realización del ASIC,
- Gnd designa la masa eléctrica, y de forma indiferente (debido a que están conectados) el terminal negativo de la alimentación eléctrica de un implante I o la masa eléctrica o el sustrato del ASIC si la tecnología de este último impone conectar su sustrato al potencial más bajo como es el caso en tecnología CMOS sobre sustrato de tipo P.

Por otro lado, en el interior de un bus, todas las señales portan el nombre del bus y se distinguen por un índice colocado entre corchetes después del nombre del bus. Además, cuando se debe especificar el tamaño del bus, el nombre del bus viene seguido por un par de corchetes que contienen el índice más bajo y el índice más alto de los hilos que componen el bus, separados por el carácter ":". Se puede utilizar la misma notación para hacer referencia a una parte de un bus. Finalmente, para buses particularmente complejos, se puede utilizar una notación multidimensional. A continuación, se proporcionan algunos ejemplos de notación:

- X designa tanto una señal como un bus,
- X[1:10] designa un bus de 10 señales,
- X[3] designa la tercera señal del bus nombrado X,
- 20 - X[3:5] designa un bus formado por la extracción de tres señales del bus X,
- Y[1:5][1:4] designa un bus de 20 (5x4) señales, organizado en 5 sub-buses de 4 señales cada uno,
- Y[3][2] representa una señal, y
- Y[3] es un bus de cuatro señales que también se puede escribir Y[3][1:4].

La electrónica de control EC puede realizarse, por ejemplo, en forma de una parte analógica de un ASIC mixto cuya parte digital puede comprender un controlador digital CN, del tipo del representado en la figura 2, que se describirá a continuación solamente mediante las órdenes que es susceptible de enviar a la electrónica de control EC. Los medios de transmisión MT representados en la figura 1 ya no se describirán en la presente memoria.

La electrónica de control EC comprende al menos tres partes.

Una primera parte está constituida por un convertidor digital-analógico DAC, encargado de convertir un valor de referencia de amplitud de corriente (Csgn) recibido del controlador digital CN en una corriente analógica de salida Idac.

Una segunda parte está constituida por un módulo de alimentación de alta tensión AHT encargado de polarizar el ánodo A del electrodo multipolar EM bajo una tensión suficientemente elevada para permitir la circulación de la corriente impuesta a cada cátodo por la etapa de salida ES (también llamada dispositivo de distribución de corriente). Esta alta tensión puede, por ejemplo, generarse a partir de la alimentación de baja tensión Vdd.

Una tercera parte está constituida por la etapa de salida ES (también llamada dispositivo de distribución de corriente) que está destinada principalmente a distribuir la corriente analógica de salida Idac en fracciones y a transmitir las a los diferentes cátodos Ki del electrodo multipolar EM. Como se verá más adelante, esta etapa de salida ES garantiza también, preferentemente, la compensación de las cargas que son acumuladas por la corriente que atraviesa el electrodo multipolar EM para garantizar que el valor medio de la corriente de estimulación que atraviesa cada cátodo Ki es nulo.

Las tres partes de la electrónica de control EC reciben la alimentación eléctrica Vdd y la masa eléctrica Gnd.

El convertidor DAC es, por ejemplo, un convertidor de 8 bits analógico/digital que funciona en modo corriente. La corriente puede estar programada por ejemplo de 0 a 1,25 mA, eventualmente por incrementos de 5 µA. Este convertidor DAC utiliza preferentemente una arquitectura llamada «con fuente de corriente unitaria» que garantiza la monotonicidad de su función de conversión.

Por otro lado, el convertidor DAC posee una entrada DacOn que le fuerza, cuando está colocada a nivel lógico «0», a suministrar una corriente nula (Idac = 0), y que le permite, cuando está colocada a nivel lógico «1», a validar una corriente de salida Idac igual a $(2^N - 1) * I_LSB$. En este caso, N representa el número de bits del convertidor (por ejemplo, N = 8 bits) e I_LSB representa el incremento de cuantificación del convertidor (por ejemplo 5 pA).

Para minimizar el consumo global, se puede utilizar eventualmente un convertidor DAC que minimiza, o incluso anula, su consumo cuando su entrada DacOn está colocada a nivel lógico «0».

El módulo de alimentación de alta tensión AHT suministra la tensión de polarización anódica del electrodo multipolar EM. Para la mayor parte de las estimulaciones, esta tensión es más elevada que la tensión de alimentación Vdd. Por consiguiente, el módulo de alimentación de alta tensión AHT es, preferentemente, un convertidor de tipo «continuo-continuo». Para limitar la potencia consumida, la tensión de polarización anódica puede ser fijada «a priori» por el controlador digital CN a partir de la amplitud de la corriente de estimulación a aplicar. Además, la etapa de salida ES reenvía al controlador digital CN una información RA relativa a la amplitud de la tensión a los terminales de los generadores de corriente que controlan los diferentes cátodos Ki. Esta información RA puede utilizarse entonces durante la fase de estimulación para ajustar la polarización anódica.

Este módulo de alimentación de alta tensión AHT puede realizarse, por ejemplo, en forma de un troceador con almacenamiento inductivo (por ejemplo, de tipo «boost»). Como sabe el experto en la técnica, dicho troceador está controlado por una única señal de control cuyas frecuencia y relación cíclica determinan la tensión de salida para una carga dada. En la figura 3 se ilustra un ejemplo de troceador de tipo boost que utiliza cuatro componentes: una inductancia L, una capacidad C, un diodo (por ejemplo, de tipo «schottky» de tensión de umbral baja) D y un interruptor controlado IC. En este ejemplo de realización, la señal de entrada Cde constituye, por sí misma, el haz referenciado HTCtrl en la figura 2.

Los componentes L, D y C son, preferentemente, componentes discretos externos al ASIC. Por otro lado, el interruptor controlado IC puede ser un componente discreto, eventualmente especializado, o un dispositivo integrado en el ASIC, como por ejemplo un transistor con efecto de campo con compuerta aislada y canal N, como se ilustra en la figura 3.

En una variante de realización, el módulo de alimentación de alta tensión AHT puede constar de una bomba de cargas con almacenamiento capacitivo, como por ejemplo una bomba de Dickson en tecnología CMOS. Un ejemplo de bomba de Dickson con cinco etapas se ilustra en la figura 4. En este caso, los diodos se realizan, en general, con transistores MOS, por ejemplo, con canal N, cuya compuerta está conectada al drenaje. También se pueden utilizar esquemas más complejos que permiten librarse de la tensión de umbral. En esta figura 4, las referencias I11, I12, I21 y I22 designan inversores CMOS alimentados entre Vdd y Gnd y dimensionados convenientemente para poder cargar las capacidades en un tiempo compatible con la frecuencia de funcionamiento prevista. Cuando las señales P1 y P2 son dos señales rectangulares de la misma frecuencia, la tensión de salida en vacío de la bomba solamente depende del número de etapas y del valor de Vdd. Por otro lado, la frecuencia de funcionamiento controla la resistencia de salida del convertidor, ofreciendo de este modo un medio de control de la tensión de salida en carga. El número de etapas está impuesto por consiguiente por la tensión máxima a suministrar al punto A y el haz HTCtrl de la figura 2 está constituido únicamente por señales de entrada Phi1 y Phi2.

En otra variante de realización, ilustrada en la figura 5, el módulo de alimentación de alta tensión AHT consta de una bomba de Dickson asociada a un multiplexor analógico MUX. En efecto, en una bomba de Dickson, las tensiones disponibles en cada etapa difieren de Vdd, aunque el multiplexor MUX permite disponer de toda una gama de tensiones que permiten ajustar la tensión de polarización anódica. En este ejemplo de realización, el multiplexor MUX autoriza la circulación de una corriente desde una de sus entradas VHTi (en este caso $i = 1$ a 6), seleccionada por el controlador digital CN, hacia la salida A, estando la circulación de una corriente de A hacia una de las entradas VHTi prohibida. De esta forma, el controlador digital CN puede adaptar la tensión anódica, por incremento de Vdd, sin tener que actuar sobre la frecuencia de funcionamiento. El haz MxCtrl comprende tantos hilos como entradas VHTi posee el multiplexor MUX. Cuando se utiliza dicho módulo de alimentación de alta tensión AHT, el haz HTCtrl de la figura 2 está compuesto por el haz MxCtrl asociado a las señales Phi1 y Phi2.

Este multiplexor MUX puede estar, por ejemplo, realizado como una estrella, cuya salida A es el centro y cuyas entradas VHTi son los extremos de las ramas. Cada rama de la estrella puede contener entonces un rectificador controlado (por ejemplo, un diodo en serie con un transistor con efecto de campo (TEC) con compuerta aislada). La compuerta de dichos transistores está controlada, entonces, por las señales lógicas del haz MxCtrl mediante adaptadores de nivel lógico, eventualmente alimentados por una etapa suplementaria de la bomba de carga, no representada en la presente memoria.

Esta otra variante de realización del módulo de alimentación de alta tensión AHT puede utilizarse en régimen continuo, o en régimen discontinuo. En régimen continuo, la bomba es accionada durante la estimulación (señales rectangulares en oposición de fase en Phi1 y Phi2). En régimen discontinuo, la bomba es precargada antes de la estimulación y se detiene durante ésta. Esto supone, por supuesto, que las capacidades son suficientemente grandes (algunos microfaradios) para poder suministrar la carga correspondiente a una estimulación. Por consiguiente, estas capacidades pueden ser externas al ASIC. En el régimen discontinuo, el estado en el que se encuentran las señales Phi1 y Phi2 condiciona los valores de tensión VHTi disponibles en la entrada del multiplexor MUX. La tabla a continuación proporciona un ejemplo de valores de tensión VHTi en función de los estados respectivos de las señales Phi1 y Phi2:

Phi1/Phi2	VHT1	VHT2	VHT3	VHT4	VHT5	VHT6
0/1	Vdd	Vdd	3 Vdd	3 Vdd	5 Vdd	5 Vdd
1/0	Vdd	2 Vdd	2 Vdd	4 Vdd	4 Vdd	6 Vdd

A continuación, se hace referencia a las figuras 6 a 18 para describir un ejemplo de realización de la etapa de salida ES, también llamada dispositivo de distribución de corriente.

5 Como se ilustra en la figura 6, la etapa de salida ES puede, por ejemplo, estar compuesta por cuatro partes: un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable MC, un dispositivo de control de descarga DCD, un dispositivo de vigilancia de tensión DST y una red de capacidades RCAP.

En lo sucesivo, salvo que se indique lo contrario, la expresión «espejo de corriente» designa el espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable MC. Por otro lado, y como se ha indicado anteriormente, el número ($n = 4$) de cátodos K_i ilustrado en la figura 6 solamente es un ejemplo no limitante, aplicándose la invención a cualquier dispositivo de excitación que posee al menos un ánodo y al menos dos cátodos.

10 El dispositivo de vigilancia de tensión DST está conectado a las salidas K_i del espejo de corriente MC para medir las tensiones respectivamente presentes a nivel de sus terminales. Estas medidas son enviadas, mediante el haz de señales RA, al controlador digital CN. Este último puede utilizar esta información para ajustar la polarización anódica del electrodo multipolar EM, mediante el módulo de alimentación de alta tensión AHT descrito anteriormente, para minimizar la potencia disipada en el espejo de corriente MC, al tiempo que le permite funcionar a la polarización de salida óptima. Además, el controlador digital CN puede deducir de estas medidas la impedancia Z_i de cada electrodo K_i , debido a que conoce la corriente de estimulación impuesta y la tensión de salida del módulo de alimentación de alta tensión AHT.

15 Este dispositivo de vigilancia de tensión DST puede estar configurado en forma de una red de convertidores analógico-digital, pero también puede estar, de forma mucho más sencilla, configurado en forma de una red de n comparadores de tensión (siendo n el número de cátodos del electrodo multipolar EM) que comparan las n tensiones de salida del espejo de corriente MC con respecto a una tensión de referencia común, generada de manera interna o bien impuesta desde el exterior. En el caso de una red de n comparadores, el haz RA está más simplemente constituido por las n señales lógicas de salida de dichos comparadores.

20 La alimentación anódica controlada de forma digital está asociada a una detección de umbral de tensión en los terminales de las fuentes de corriente que controlan los cátodos K_i , para medir indirectamente la tensión en los terminales del electrodo multipolar EM y deducir de ella su impedancia, conociendo los valores de las corrientes impuestas por el espejo de corriente MC. Esto permite librarse de la utilización de un convertidor analógico/digital por cátodo K_i combinado con una medida diferencial, por medio de un polo de alta tensión en el lado del ánodo A, lo que consumiría mucha energía y requeriría gran cantidad de espacio en un circuito integrado. Además, esto permite evaluar las impedancias vistas a nivel de cada cátodo K_i . Por ejemplo, la identificación de un modelo de electrodo del primer orden necesita un contador de tiempo y solamente tres medidas.

25 Una de las principales limitaciones que debe respetar un dispositivo de estimulación es la nulidad de la media de la corriente de estimulación en cada cátodo, so pena de provocar lesiones a nivel del sitio de estimulación. Por consiguiente, la red de capacidades RCAP está constituida preferentemente por n capacidades (siendo n el número de cátodos del electrodo multipolar EM) colocadas en serie con cada uno de los cátodos K_i del electrodo multipolar EM.

30 Al final de una estimulación, las capacidades que constituyen la red de capacidades RCAP han acumulado una carga que representa la integral de la corriente de estimulación que ha circulado en el cátodo conectado. El dispositivo de control de descarga DCD tiene, por lo tanto, como papel, cuando está previsto, establecer una trayectoria de conducción entre cada uno de los puntos K_i y el ánodo A del electrodo multipolar EM. A esto le sigue una inversión de los papeles de cátodo K_i y de ánodo A del electrodo multipolar EM y la circulación de corrientes que van desde los cátodos K_i (que desempeñan, por lo tanto, en este caso un papel de ánodo) hacia el ánodo A (que desempeña, por lo tanto, en este caso un papel de cátodo) bajo el efecto de la energía acumulada en las capacidades de la red RCAP. Cuando las capacidades están descargadas, ha circulado en cada cátodo K_i , en el transcurso de la fase de descarga, una corriente cuya integral es exactamente opuesta a la integral de la corriente de estimulación, en un ciclo de estimulación-descarga. El valor medio de la corriente de estimulación es, por lo tanto, nulo.

35 Es preferible que la corriente de descarga no pueda ser interpretada como una estimulación. En efecto, al presentar los tejidos nerviosos una fase de recuperación, que sigue inmediatamente a una estimulación, y en el transcurso de la cual son insensibles a las estimulaciones cuya amplitud sigue siendo más baja que la estimulación inicial, el dispositivo de control de descarga DCD está configurado, por lo tanto, preferentemente para permitir una limitación de cada corriente de descarga a una fracción, por ejemplo igual al 10 %, de la amplitud máxima de la corriente de estimulación suministrada a la salida K_i correspondiente (o asociada).

La figura 7 ilustra un ejemplo de realización de dicho dispositivo de control de descarga DCD en el caso de un electrodo multipolar EM con dos cátodos K1, K2.

5 En este ejemplo, las señales SA, SB y SC constituyen el haz CD de las figuras 2 y 6. Éstas son suministradas por el controlador digital CN, eventualmente a través de los adaptadores de nivel lógico, alimentados por el ánodo A, los cuales permiten suministrar tensiones capaces de garantizar un bloqueo conveniente de los transistores.

10 En la figura 8 se ilustran ejemplos no limitantes de cronogramas que definen las evoluciones temporales de la corriente I que atraviesa el electrodo multipolar EM (en aras de la simplificación, se supone que el electrodo consta solamente de un solo cátodo y que, debido a esto, la corriente anódica es igual a la corriente catódica) y señales de control SA, SB y SC. En estos cronogramas, Imx y -Idech designan respectivamente el valor máximo y el valor mínimo de la corriente I, Tstim designa la duración de estimulación, Tneuro designa el tiempo que separa la fase de estimulación de la fase de descarga, Tdech designa la duración de la fase de descarga y los momentos TA, TB y TC son los momentos de activación (activación de la conducción) de los transistores MiA, MiB y MiC.

15 En esta figura 8, se han representado niveles lógicos para SA, SB y SC tales que un nivel lógico «1» corresponde a la conducción del transistor controlado y un nivel lógico «0» corresponde al bloqueo de este transistor. No se trata, por lo tanto, de niveles de tensión. Por otro lado, en el cronograma de la corriente I, la escala para $I < 0$ se ha dilatado voluntariamente para explicar mejor la evolución de I durante la fase de descarga.

20 El momento TA coincide con el comienzo de la fase de descarga (fin del tiempo neutro). Los momentos TB y TC, así como las resistencias RA y RB puede seleccionarse, por ejemplo, como se indica a continuación, con Tstmx designando la duración máxima de una estimulación, α designando el valor máximo de la relación (Idech/Imx) y C designando el valor de una capacidad de la red RCAP, y la estimulación de amplitud máxima Imx que conduce a la mayor cantidad de carga acumulada en la capacidad siendo un impulso rectangular de amplitud Imx y de duración Tstmx:

- $I_{dech} = (I \times T_{stmx}) / (C \times R_A)$. La limitación sobre el valor máximo de Idech conduce entonces a $R_A = T_{stmx} / (\alpha \times C)$,
- 25 - TB puede seleccionarse tal que $TB - TA = T_{dech} - T_{stmx} / \alpha$,
- la resistencia RB se deduce de la elección de TB para respetar la limitación sobre el valor máximo de Idech: $R_B = R_A / (\exp(\alpha T_{dech} / T_{stmx}) - 1)$,
- TC puede seleccionarse tal que $TC - TB = T_{stmx} (1 - \exp(1 - \alpha T_{dech} / T_{stmx})) / \alpha$,
- $R_C = R_A \exp(1 - \alpha T_{dech} / T_{stmx}) / (\exp(\exp(\alpha T_{dech} / T_{stmx}) - 1) - 1)$.

30 Los valores de resistencia obtenidos de este modo corresponden a transistores que tienen un comportamiento de interruptor ideal. Por consiguiente, durante la realización del dispositivo de control de descarga DCD, es conveniente restar de estas resistencias la resistencia en el estado activado (Ron) de los transistores. Además, para disminuir el número de componentes integrados, se puede suprimir la resistencia RC y dimensionar los transistores de modo que su resistencia en el estado activado (Ron) sea igual a RC.

35 A modo de ejemplo puramente ilustrativo, si $T_{stmx} = 1$ ms, $T_{dech} = 20$ ms, $\alpha = 0,1$ y $C = 2\mu F$, se puede seleccionar $R_A \approx 5$ k Ω , $R_B \approx 3$ k Ω , $R_C \approx 400$ Ω , $TB - TA \approx 10$ ms y $TC - TB \approx 6$ ms. Por otro lado, la duración del tiempo neutro es corta, normalmente del orden de una centena de microsegundos.

40 En el momento de la estimulación, la función principal de la etapa de salida ES es imponer, en cada uno de los n cátodos Ki del electrodo multipolar EM, una corriente Iki proporcional a la corriente Idac que le suministra el convertidor digital analógico DAC. La relación Iki/Idac debe poder, por otro lado, ser seleccionada, para cada cátodo Ki, por el controlador digital CN mediante las señales del haz Cfg de la figura 2.

45 La figura 9 ilustra esquemáticamente, en el caso de un electrodo multipolar EM con 4 cátodos, enrollado sobre un nervio, el interés que representa la elección de las relaciones Iki/Idac para seleccionar espacialmente las fibras nerviosas a estimular, y la importancia de la estabilidad de las relaciones Iki/Idac cuando Idac varía (los cambios de amplitud de la estimulación no deben inducir, en efecto, ningún cambio en la localización espacial de ésta). Es un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable MC el que garantiza esta función principal de la etapa de salida ES.

Un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable MC puede estar constituido por un conjunto de dispositivos elementales. Se entiende la presente memoria por «dispositivo elemental»:

- 50 - un convertidor de tensión-corriente CTC, o
- un convertidor de corriente-tensión CCT, o

- un convertidor de tensión-corriente controlable CTCC, o
 - un convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP, o
 - un distribuidor de corriente equilibrado RCE, o
 - un distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC, o
- 5 - un espejo de corriente con salidas múltiples MCMS.

Ciertos de estos dispositivos elementales se describirán a continuación por medio de ejemplos no limitantes que utilizan principal, aunque no exclusivamente, transistores con efecto de campo (TEC) con canal N y con compuerta aislada. También pueden preverse ejemplos similares, a base, por ejemplo, de transistores con efecto de campo (TEC) con canal P o de transistores bipolares.

- 10 En la presente memoria se entiende por «convertidor de tensión-corriente CTC», un dispositivo electrónico que posee al menos tres terminales: un terminal de entrada E, un terminal de masa M y un terminal de salida S que absorbe una corriente I_s .

15 Se designa a continuación por V_{sm} y V_{em} las diferencias de potenciales que aparecen respectivamente entre el conductor macho S y el conductor macho M, por un lado, y el conductor macho E y el conductor macho M, por otro lado.

20 El campo de funcionamiento del convertidor de tensión-corriente CTC está definido por dos tensiones V_{max} y V_{min} . El convertidor de tensión-corriente CTC se considera en la presente memoria en su campo de funcionamiento si $V_{min} < V_{sm} < V_{max}$. Por otro lado, en su campo de funcionamiento, el convertidor de tensión-corriente CTC debe cumplir la condición $I_s = g(V_{em}) + G_o V_{sm}$, en la que $g()$ es una función monótona y G_o es su conductancia de salida.

El comportamiento de este convertidor de tensión-corriente CTC es tanto más satisfactorio en cuanto $G_o V_{sm}$ es pequeño frente a $g(V_{em})$ y en cuando la función $g()$ se aproxima a una función lineal. Además, es deseable que la resistencia de entrada vista entre los terminales E y M sea la mayor posible.

- 25 Opcionalmente, un convertidor de tensión-corriente CTC puede poseer terminales de entrada suplementarios destinados, entre otras cosas, a recibir tensiones o corrientes de polarización.

Se han representado, en las figuras 10A y 10B, dos ejemplos de realización no limitantes de un convertidor de tensión-corriente CTC que consta de transistores con efecto de campo (TEC) con canal N y con compuerta aislada. En la figura 10B, el terminal V_{ref} representa una entrada destinada a recibir una tensión de polarización.

- 30 En la presente memoria se entiende por «convertidor de corriente-tensión CCT», un dispositivo electrónico que posee al menos tres terminales: un terminal de entrada E que absorbe una corriente I_e , un terminal de masa M y un terminal de salida S. La función principal de dicho dispositivo es generar una diferencia de potencial V_{sm} entre su terminal S y su terminal M que cumpla la condición $V_{sm} = f(I_e)$, en donde $f()$ es una función monótona.

35 El comportamiento de este convertidor de corriente-tensión CCT es tanto más satisfactorio en cuanto la función $f()$ se aproxima a una función lineal. Además, es deseable que la resistencia de entrada vista entre los terminales E y M sea la más pequeña posible.

Opcionalmente, un convertidor de corriente-tensión CCT podrá poseer terminales de entrada suplementarios destinados, entre otras cosas, a recibir tensiones o corrientes de polarización, y/o terminales de salida suplementarios que suministran otras tensiones imágenes de la corriente de entrada I_e , o, de forma más general, otras imágenes (tensión o corriente) de las magnitudes de entrada o de polarización.

- 40 Se han representado, en las figuras 11A a 11C, tres ejemplos de realización no limitantes de un convertidor de corriente-tensión CCT que consta de transistores con efecto de campo (TEC) con canal N y con compuerta aislada. En la figura 11B, el terminal V_{ref} representa una entrada destinada a recibir una tensión de polarización. Por otro lado, en la figura 11C, el terminal S' es una salida suplementaria que suministra una segunda tensión imagen de la corriente de entrada I_e .

- 45 Si se comparan las figuras 10 y 11, se puede constatar que se puede obtener un convertidor de corriente-tensión CCT a partir de un convertidor de tensión-corriente CTC al que se aplica una contra-reacción de tensión.

En la presente memoria se entiende por «convertidor de tensión-corriente controlable CTCC», un dispositivo que posee al menos cuatro terminales: un terminal de entrada E, un terminal de masa M, un terminal de control C que recibe una señal lógica y un terminal de salida S que absorbe una corriente I_s .

- 50 Se designa a continuación por V_{sm} y V_{em} las diferencias de potencial que aparecen respectivamente entre el conductor macho S y el conductor macho M, por un lado, y el conductor macho E y el conductor macho M, por otro

lado.

El campo de funcionamiento del convertidor de tensión-corriente controlable CTCC está definido por dos tensiones V_{max} y V_{min} . El convertidor de tensión-corriente controlable CTCC está considerado en la presente memoria en su campo de funcionamiento cuando $V_{min} < V_{sm} < V_{max}$. Por otro lado, en su campo de funcionamiento el convertidor de tensión-corriente controlable CTCC debe cumplir las siguientes condiciones:

- si el terminal de control C está a nivel lógico «0», $I_s = 0$ sean cuales sean V_{em} y V_{sm} , y
- si el terminal de control C está a nivel lógico «1», el convertidor de tensión-corriente controlable CTCC se comporta como un convertidor de tensión-corriente CTC.

Opcionalmente, un convertidor de tensión-corriente controlable CTCC también puede poseer terminales de entrada suplementarios destinados, entre otras cosas, a recibir tensiones o corrientes de polarización, y/o un terminal de control complementario C^* destinado a recibir una señal lógica complementaria de la recibida por el terminal de control C.

Se han representado, en las figuras 12A a 12C, tres ejemplos de realización no limitantes de un convertidor de tensión-corriente controlable CTCC. En las figuras 12B y 12C, el terminal V_{ref} es una entrada destinada a recibir una tensión de polarización. La figura 12C es idéntica a la figura 12B excepto por el hecho de que el transistor M1 es ahora un transistor con efecto de campo (TEC) con canal P, lo que permite ahorrarse el terminal de control C, pero impone que la tensión V_{ref} sea superior a la tensión de umbral del transistor M1. El terminal V_{dd} es, por otro lado, una tensión de polarización para el sustrato del transistor M1.

Desde el punto de vista del dimensionamiento, los transistores M0 y M1, que se utilizan en conmutación, pueden estar «cortados» al mínimo permitido por la tecnología en lo que concierne a la anchura y la longitud del canal. En cambio, es preferible dar a los canales de los transistores M2 y M3 longitudes y anchuras muy superiores al mínimo para minimizar la influencia de su ruido y mejorar su emparejamiento entre varios convertidores de tensión-corriente controlables CTCC.

En la presente memoria se entiende por «convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP», un dispositivo electrónico que posee al menos p+3 terminales: un terminal de entrada E, un terminal de masa M, un terminal de salida S que absorbe una corriente I_t y un bus de control $C[1:p]$ que recibe señales lógicas.

Se designa a continuación por V_{sm} y V_{em} las diferencias de potencial que aparecen respectivamente entre el conductor macho S y el conductor macho M, por un lado, y el conductor macho E y el conductor macho M, por otro lado.

El campo de funcionamiento del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP está definido por dos tensiones V_{max} y V_{min} . El convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP está considerado, en la presente memoria, en su campo de funcionamiento cuando $V_{min} < V_{sm} < V_{max}$. Por otro lado, en su campo de funcionamiento, el convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP debe cumplir la condición $I_t = N g(V_{em}) + G_o V_{sm}$, en donde N es el valor numérico codificado por el bus de control, $g()$ es una función monótona y G_o es la conductancia de salida del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP, la cual es eventualmente una función de n. Pueden preverse varias codificaciones, y concretamente el código binario natural o bien un código no mínimo como, por ejemplo, el número de señales llevadas al estado lógico «1».

Como se ilustra esquemáticamente en la figura 13, un convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP puede realizarse asociando p convertidores de tensión-corriente controlable CTCC como se indica a continuación:

- el terminal de entrada E de cada uno de los p convertidores de tensión-corriente controlables CTCC está conectado al terminal de entrada E del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP,
- el terminal de salida S de cada uno de los p convertidores de tensión-corriente controlables CTCC está conectado al terminal de salida S del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP (la corriente I_t es entonces igual a la suma de las corrientes I_s absorbidas por cada uno de los convertidores de tensión-corriente controlables CTCC,
- el terminal de masa M de cada uno de los convertidores de tensión-corriente controlables CTCC está conectado al terminal de masa M del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP,
- el terminal de control de cada uno de los convertidores de tensión-corriente controlables CTCC está conectado a exactamente una señal del bus de control $C[1:p]$ del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP,
- si los convertidores de tensión-corriente controlables CTCC poseen terminales de entrada suplementarios, estos

estarán cableados de tal manera que todos los convertidores de tensión-corriente controlables CTCC tengan el mismo comportamiento,

- 5 - si los convertidores de tensión-corriente controlables CTCC poseen un terminal de control complementario C*, entonces el convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP debe poseer un bus de control complementario C*[1:p], y
- el código utilizado para la codificación del valor numérico de entrada del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP es el número de señales llevadas al estado lógico «1» en el bus de control.

10 También es posible realizar un convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP utilizando el código binario natural con $(2^p - 1)$ convertidores de tensión-corriente controlables CTCC. En este caso, la señal C[1] está conectada a un solo convertidor de tensión-corriente controlable CTCC, la señal C[2] está conectada a exactamente dos convertidores de tensión-corriente controlables CTCC, la señal C[3] está conectada a exactamente cuatro convertidores de tensión-corriente controlables CTCC, y así sucesivamente hasta la señal C[p] que está conectada a 2^{p-1} convertidores de tensión-corriente controlables CTCC.

15 En la presente memoria se entiende por «distribuidor de corriente equilibrado RCE» un dispositivo con p+1 terminales que posee: un terminal de entrada E que suministra una corriente I_e y un bus de salidas S[1:p] que absorben, cada una, una corriente I_{Si} . En lo sucesivo, pueden estar previstos terminales suplementarios diferentes de los presentados, para suministrar al dispositivo tensiones o corrientes de polarización, así como la masa.

20 Se designa a continuación por V_{Si} la diferencia de potencial entre el terminal de salida S[i] y el terminal de entrada E.

25 El campo (convexo) de tensiones de funcionamiento del distribuidor de corriente equilibrado RCE está definido por $V_{min} < V_{Si} < V_{max}$ (siendo V_{min} y V_{max} dos tensiones del mismo signo que cumplen $V_{min} < V_{max}$) sea cual sea i, número entero, que pertenece al intervalo [1, p]. Por otro lado, el comportamiento del distribuidor de corriente equilibrado RCE está definido por la relación $I_{Si} = I_e/p$, sea cual sea I, número entero que pertenece al intervalo [1, p].

Para que el funcionamiento de este distribuidor sea satisfactorio, es necesario que presente una resistencia de entrada lo más baja posible y resistencias de salida lo más grandes posible.

Se ha representado esquemáticamente en la figura 14, a título no limitante, un ejemplo de realización de un distribuidor de corriente equilibrado RCE que consta de transistores con efecto de campo con canal N.

30 En lo que concierne al dimensionamiento, los transistores M_i utilizados poseen todos una misma anchura y una misma longitud, la cuales son preferentemente no mínimas para mejorar el emparejamiento de los transistores.

En la figura 14, V_{ref} representa una tensión de referencia y M representa un terminal de masa que corresponde a la polarización del sustrato de los transistores.

35 En la presente memoria se entiende por «distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC», un dispositivo con 2p+1 terminales que posee: un terminal de entrada E que suministra una corriente I_e , un bus de salidas $S_r[1:p]$ que absorben, cada una, una corriente I_{Si} y un bus de control C[1:p] que recibe señales lógicas.

Se designa a continuación por V_{Si} la diferencia de potencial entre el terminal de salida S[i] y el terminal de entrada E, y por N el número de entradas de control que reciben una señal lógica en «1».

40 El campo (convexo) de tensiones de funcionamiento del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC está definido por $V_{min} < V_{Si} < V_{max}$ (siendo V_{min} y V_{max} dos tensiones del mismo signo que cumplen $V_{min} < V_{max}$) sea cual sea i, número entero que pertenece al intervalo [1, p]. Por otro lado, el comportamiento del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC está definido por las siguientes condiciones:

- si C[i] está a nivel lógico «0», entonces $I_{Si} = 0$, y
- si C[i] está a nivel lógico «1», entonces $I_{Si} = I_e/N$.

45 Opcionalmente, un distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC también puede poseer terminales de entrada suplementarios destinados, entre otras cosas, a recibir tensiones o corrientes de polarización, y/o un bus de control complementario C*[1:p] destinado a recibir señales lógicas complementarios de las recibidas por el bus C[1:p].

50 Se han representado esquemáticamente en las figuras 15A y 15B, a título no limitante, dos ejemplos de realización de un distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC que consta de transistores con efecto de campo. El ejemplo ilustrado en la figura 15A solamente utiliza transistores con canal N. Necesita 2p entradas de control (C[1:p] y C*[1:p]) y la tensión V_{ref} está limitada a V_{dd} menos una tensión de umbral de transistor con canal N (siendo V_{dd} la

tensión correspondiente a un nivel lógico alto en las entradas de control).

El ejemplo ilustrado en la figura 15B utiliza transistores con canal N y transistores con canal P. ya solamente necesita p entradas de control. Sin embargo, es necesario añadir una tensión de polarización (Vdd) para los sustratos de los transistores con canal P. Además, el funcionamiento del dispositivo solamente está garantizado para una tensión Vref superior a una tensión de umbral de transistor con canal P. Por medio de estos dos ejemplos, se puede construir otra variante, menos restrictiva a nivel de la desviación de Vref, sustituyendo los transistores Mi1 por puertas de transmisión CMOS constituidas por un transistor con canal N y por un transistor con canal P, puestos en paralelo a nivel de sus drenajes y fuentes y controlados por señales complementarias a nivel de sus compuertas.

En lo que concierne al dimensionamiento, los transistores Mi0 y Mi1, utilizados en conmutación, están al mínimo permitido por la tecnología, mientras que los transistores Mi2 tienen, todos, una misma anchura y una misma longitud, las cuales preferentemente no son mínimas para mejorar el emparejamiento de los transistores.

En las figuras 15A y 15B, Vref representa una tensión de referencia y M representa un terminal de masa correspondiente a la polarización del sustrato de los transistores con canal N, y Vdd sirve para la polarización de los sustratos de los transistores con canal P.

En la presente memoria se entiende por «espejo de corriente con salidas múltiples MCMS», un dispositivo electrónico con p+2 terminales que posee: un terminal de masa M, un terminal de entrada E y un bus de salidas S[1:p]. En lo sucesivo, pueden estar previstos terminales suplementarios diferentes de los presentados, para suministrar al dispositivo tensiones o corrientes de polarización, concretamente.

Se designa a continuación por la corriente absorbida por el terminal de entrada E, ISi la corriente absorbida por el terminal de salida S[i] y VSi la diferencia de potencial entre S[i] y M.

El campo (convexo) de tensiones de funcionamiento del espejo de corriente con salidas múltiples MCMS está definido por $V_{min} < V_{Si} < V_{max}$ (siendo V_{min} y V_{max} dos tensiones del mismo signo que cumplen $V_{min} < V_{max}$) sea cual sea i, número entero que pertenece al intervalo [1,p]. Por otro lado, el comportamiento del espejo de corriente con salidas múltiples MCMS está definido por la condición $I_{Si} = A_i I_e + G_i V_{Si} + \{ \text{suma de } j = 1 \text{ a } p \text{ de } G_{ij} (V_{Si} - V_{Sj}) \}$, en donde A_i representa la amplificación de corriente de la rama i del espejo de corriente con salidas múltiples MCMS, G_i representa la conductancia de salida de la rama i del espejo de corriente con salidas múltiples MCMS y G_{ij} representa la conductancia diferencial de salida entre las ramas i y j del espejo de corriente con salidas múltiples MCMS.

En la presente memoria se entiende por «espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable MC», un espejo de corriente con salidas múltiples MCMS para el que las amplificaciones de corriente de cada rama (A_i) pueden seleccionarse durante el funcionamiento.

Dicho espejo es un dispositivo electrónico con (p (q + 1) + 2) terminales que posee: un terminal de masa M, un terminal de entrada E, un bus de salidas S[1:p] y un bus de controles CA[1:p][1:q]. En lo sucesivo, pueden estar previstos terminales suplementarios diferentes de los presentados para suministrar al dispositivo tensiones o corrientes de polarización, concretamente.

Cada sub-bus de control CA[i][1:q] regula la amplificación de corriente de una sola rama (salida) del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable MC. La codificación de este sub-bus, así como su influencia sobre la amplificación A_i dependen de la realización del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable MC.

Pueden definirse dos clases de espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable MC: la clase de los espejos de corriente con salidas múltiples reconfigurables modulares y la de los espejos de corriente con salidas múltiples reconfigurables con distribuidor.

Como se ilustra esquemáticamente en la figura 16, un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular está constituido por asociación de un convertidor de corriente-tensión CCT, tal como se ha definido anteriormente, con p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP, tales como se han definido anteriormente.

Esta asociación puede realizarse de la siguiente manera:

- el terminal de entrada E del convertidor de corriente-tensión CCT está conectado al terminal de entrada E del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular MC,
- el terminal de masa M del convertidor de corriente-tensión CCT, así como los terminales de masa M de los p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP están conectados al terminal de masa M del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular MC,
- el terminal de entrada E de cada uno de los convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP está conectado al terminal de salida S del convertidor de corriente-tensión CCT,

- el terminal de salida S de cada uno de los p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP está conectado a exactamente una salida S[i] del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular MC, y
- cada sub-bus de control CA[i][1:p] del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular MC está conectado al bus de control C[1:p] del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP cuya salida S está conectada a la salida S[i] del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular MC.

La codificación de los sub-bus de control CA[i][1:q] se selecciona entonces por la arquitectura del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP, como se indica a continuación:

- sea I_{ti} la corriente absorbida por el terminal de salida S[i],
- sea la corriente absorbida por el terminal de entrada E (del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular MC),
- sea V_{Si} la diferencia de potencial entre el terminal S[i] y el terminal M,
- sea N_i el valor numérico codificado por el sub-bus de control CA[i][1:q] (como se indica en la definición anterior del convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP),
- sea $V_s = f(I_e)$ la relación que caracteriza la transresistencia del convertidor de corriente-tensión CCT,
- sea $I_t = N_g(V_{em}) + G_o V_{sm}$ la relación que caracteriza la transconductancia de un convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP.

Por otro lado, el comportamiento del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular MC está descrito por la relación $I_{ti} = N_i g(f(I_e)) + G_i V_{Si} + \{ \text{suma de } j = 1 \text{ a } p \text{ de los } G_{ij} (V_{Si} - V_{Sj}) \}$.

Comparando esta expresión con la que define el comportamiento de un espejo de corriente con salidas múltiples MCMS, parece que las funciones f y g deben ser tales que su composición dé una función lineal, al menos para el intervalo de corriente de entrada útil. Por consiguiente, la arquitectura del convertidor de corriente-tensión CCT y la de los convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP deben estar emparejadas. Para ello, se puede utilizar, por ejemplo, un convertidor de corriente-tensión CCT del tipo del ilustrado en la figura 11A con un convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable CTCTP realizado por asociación de convertidores de tensión-corriente controlables CTCC del tipo del ilustrado en la figura 12A. Por ejemplo, el convertidor de corriente-tensión CCT ilustrado en la figura 11B puede utilizarse de forma indiferente con los convertidores de tensión-corriente controlables CTCC ilustrados en las figuras 12B y 12C.

Como se ilustra esquemáticamente en la figura 17, un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor se realiza asociado un espejo de corriente, constituido por un convertidor de corriente-tensión CCT y por un convertidor de tensión-corriente CTC, a un distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC con m salidas.

Esta asociación puede realizarse de la siguiente manera:

- el terminal de entrada E del convertidor de corriente-tensión CCT está conectado al terminal de entrada E del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC, e I_e es la corriente absorbida por este terminal,
 - el terminal de masa M del convertidor de corriente-tensión CCT así como los terminales de masa M del convertidor de tensión-corriente CTC y del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC están conectados al terminal de masa M del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC,
 - el terminal de entrada E del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC está conectado al terminal S del convertidor de tensión-corriente CTC, e I_s es la corriente absorbida por el convertidor de tensión-corriente CTC en su terminal S,
 - el bus de control del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC CA[1:p][1:q] está conectado, de una forma que se especificará más adelante, al bus de control C[1:m] del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC, y
 - el bus de salida S[1:p] del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC está conectado, de una forma que se especificará más adelante, al bus de salidas Sr[1:m] del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC.
- En lo que concierne a la asociación del convertidor de tensión-corriente CTC y del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC, designando por N el número de señales llevadas al estado lógico '1' en el bus C[1:m],

Isri la corriente absorbida por la salida Sr[i] del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC, Vs = f (Ie) la relación que caracteriza la transresistencia del convertidor de corriente-tensión CCT, e Is = g (Vem) la relación que caracteriza la transconductancia del convertidor de tensión-corriente CTC, y despreciando los efectos de las conductancias de salida, necesariamente finitas, se tienen las siguientes relaciones:

$$5 \quad I_s = g f I_e \quad (1)$$

$$I_s = \text{suma de } j = 1 \text{ a } m \text{ de } I_{sri} \quad (2)$$

$$I_{sri} = I_s / N \text{ si } C_{ri} = '1', \text{ si no } 0 \quad (3)$$

10 Comparando estas expresiones con las que definen el comportamiento de un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable, se puede observar que las funciones f y g deben ser tales que su composición dé una función lineal, al menos para el intervalo de corriente de entrada útil. Por consiguiente, las arquitecturas del convertidor de corriente-tensión CCT y del convertidor de tensión-corriente CTC deben estar emparejadas. Para ello, se puede utilizar, por ejemplo, un convertidor de tensión-corriente CTC del tipo del ilustrado en la figura 10A con un convertidor de corriente-tensión CCT del tipo del ilustrado en la figura 11A. Por ejemplo, el convertidor de tensión-corriente CTC ilustrado en la figura 10B puede utilizarse de forma indiferente con los convertidores de corriente-tensión CCT ilustrados en las figuras 11B y 11C.

También se puede observar que la suma de las corrientes de salida del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC no es configurable. Ésta solamente depende de la corriente de entrada y de la amplificación de corriente del espejo elemental constituido por la asociación del convertidor de tensión-corriente CTC y del convertidor de corriente-tensión CCT.

20 Además, también se puede observar que las interconexiones de los buses de controles y de los buses de salidas dependen de la codificación adoptada para la representación de los valores numéricos en los sub-buses de controles CA[i][1:q]. Dos ejemplos puramente ilustrativos y no limitantes de espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable, con distribuidor MC para una codificación de tipo «número de señales con '1'» y para una codificación binaria natural se dan a continuación.

25 Sustituyendo la relación (1) $I_s = g(f(I_e))$ por la relación $I_s = A I_e$ y llamando Ni al valor numérico codificado por el sub-bus de control CA[i][1:q], se obtiene la relación $I_{Si} = N_i A I_e / \{\text{suma de } j=1 \text{ a } p \text{ de los } N_j\}$ que define el funcionamiento de un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC.

30 Para realizar un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC para una codificación del tipo «número de señales con '1'», se utiliza un distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC con m = pq salidas. Cada una de las p salidas S[i] del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC debe estar conectada a exactamente q salidas del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC. Además, las q señales del sub-bus CA[i][1:q] deben estar conectadas a las q señales de control del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC que controlan las salidas conectadas a S[i]. Se puede realizar, por ejemplo, un primer conjunto de conexiones en el que todas las señales del segmento de bus Sr[(i-1)q + 1 : iq] están conectadas a S[i] y un segundo conjunto de conexiones en el que el segmento de bus C[(i-1)q + 1 : iq] está conectado al sub-bus CA[i][1:q].

40 Para realizar un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC para una codificación binaria natural, se utiliza un distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC con m = $p(2^q - 1)$ salidas. Cada una de las p salidas S[i] del espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC debe estar conectada a exactamente $(2^q - 1)$ salidas del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC. Además, las q señales del sub-bus CA[i][1:q] deben estar conectadas a las $(2^q - 1)$ señales de control del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC que controlan las salidas conectadas a S[i] : CA[i][1] conectada a una señal de control, CA[i][2] conectada a dos señales de control, CA[i][3] conectada a 4 señales de control y, de forma más general, CA[i][j] conectada a $2^{(j-1)}$ señales de control. Se puede realizar, por ejemplo, un primer conjunto de conexiones en el que todas las señales del segmento de bus Sr[(i-1)(2^q - 1) + 1 : i(2^q - 1)] están conectadas a S[i] y un segundo conjunto de conexiones en el que todas las señales del segmento de bus C[(i-1)(2^q - 1) + 2^(j-1) : (i-1)(2^q - 1) + 2^j - 1] están conectadas a la señal CA[i][j]. CA[i][q] que designa en este caso el bit de mayor peso de la representación binaria.

50 En el momento de la estimulación, la función principal de la etapa de salida ES es imponer a cada uno de los n cátodos Ki del electrodo multipolar EM una corriente Iki proporcional a la corriente Idac que le suministra el convertidor digital analógico DAC. Además, la relación Iki / Idac debe poder ser seleccionada, para cada cátodo Ki, por el controlador digital CN mediante las señales del haz Cfg representado en la figura 2. En el ejemplo ilustrado, n = 4 (i = 1 a 4), pero, como se ha indicado anteriormente, puede asumir cualquier valor superior o igual a 2.

55 De manera general, el espejo de corriente MC de la invención puede realizarse con un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con n salidas. Como se ilustra en la figura 6, el espejo de corriente MC está interconectado a los otros elementos de la etapa de salida ES por su bus de controles CA que constituye el haz Cfg, estando su entrada E conectada a la señal Idac y estando sus salidas S[1:n] respectivamente conectadas a las

señales K'i.

La corriente I_{st} , que circula en el ánodo A del electrodo multipolar EM, representa la suma de las corrientes I_{ki} que circulan en los diferentes cátodos K_i . Es importante observar que esta corriente I_{st} no está forzosamente distribuida de igual forma entre los n diferentes cátodos K_i , para que cada uno de entre ellos disponga de una corriente igual a I_{st}/n . Debe ser, en efecto, posible distribuir esta corriente I_{st} de forma desigual entre los n diferentes cátodos K_i , o bien solamente entre algunos de ellos.

Por ejemplo, en presencia de cuatro cátodos K_1 a K_4 ($n=4$), se pueden tener distribuciones de tipo $(1/4, 1/4, 1/4, 1/4)$, o $(1/4, 1/4, 1/2, 0)$, o incluso $(1/4, 0, 0, 3/4)$, o incluso $(1/3, 1/3, 1/3, 0)$, o incluso $(0, 1/3, 0, 2/3)$, o incluso $(1/5, 1/5, 2/5, 1/5)$, o incluso $(2/5, 0, 3/5, 0)$, o incluso $(1/6, 1/6, 2/6, 2/6)$, así como todas las permutaciones posibles. Estas diferentes distribuciones permiten controlar la localización espacial de la estimulación en el nervio.

Para separar los controles que permiten localizar la estimulación de los que controlan su amplitud, se puede imponer que la relación I_{st} / I_{dac} no sea configurable, es decir que un cambio de distribución no modifica la amplitud del impulso global de estimulación (medido en el ánodo A del electrodo multipolar EM). Es el controlador digital CN el que, por los controles que aplica al espejo de corriente MC, impone las distribuciones de corriente. Estos controles le sirven también para especificar los momentos de comienzo y de fin de la estimulación.

A modo de ejemplo, se describe a continuación un espejo de corriente MC que se utilizará con un electrodo multipolar EM con cuatro cátodos K_1 a K_4 y para distribuciones de corriente que consisten en combinaciones de los valores $\{0, 1/4, 1/3, 1/2, 2/3, 3/4, 1\}$ tomadas 4 a 4 y tales que la suma de los elementos de cada combinación sea igual a la unidad. Además, se impone tener una relación I_{st} / I_{dac} igual a cuatro.

En presencia de la limitación sobre la estabilidad de la relación I_{ki} / I_{dac} , es preferible utilizar un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor MC, del tipo del ilustrado en la figura 18.

En este ejemplo, la relación I_{st} / I_{dac} igual a cuatro se obtiene imponiendo que los transistores M_{00} , M_{01} , M_{02} , M_{03} y M_{04} tengan todos las mismas dimensiones (y que estén diseñados y colocados sobre el sustrato en las reglas de la técnica para maximizar su emparejamiento).

El número m de salidas del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC se determina considerando que debe tener siempre el mismo número r de salidas activas para imponer siempre la misma tensión de salida al convertidor de tensión-corriente CTC para garantizar una mejor estabilidad a la corriente I_{st} durante los cambios de distribución. Al ser 12 el mínimo común múltiplo de 4, 3 y 2, es preciso por consiguiente seleccionar un distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC que conste de $4 \times 12 = 48$ salidas, controlado para tener de forma permanente 12 salidas activas. Se puede observar al pasar que esta elección permite ampliar el intervalo de valores utilizables en las distribuciones. Ésta se convierte en efecto en $\{0, 1/6, 1/4, 1/3, 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 1\}$.

El haz Cfg proveniente del controlador digital CN está constituido, por lo tanto, por 48 señales lógicas organizadas en 4 sub-buses de 12 señales cada uno. El número de señales llevadas al estado lógico «1» (activas) en un sub-bus representa el número de doceavos de la corriente total de estimulación que son aplicados al cátodo correspondiente. Esto solamente es cierto, no obstante, si el número total de señales activas en el haz Cfg es exactamente igual a 12.

El controlador digital CN también puede utilizar las señales del haz Cfg para bloquear los cátodos K_i fuera de los momentos de estimulación.

El distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC ilustrado en la figura 18 es prácticamente idéntico al descrito anteriormente en referencia a la figura 15B. Su tensión V_{ref} no puede ser, por lo tanto, inferior a una tensión de umbral de transistor con canal P. Sin embargo, se puede utilizar en lugar de un distribuidor RCEC del tipo del descrito anteriormente en referencia a la figura 15A, pero en este caso el bus Cfg debe llevar 96 señales a menos que se completen las señales a nivel del espejo de corriente MC. También puede estar previsto deslocalizar una parte de las funciones del controlador digital CN a nivel del espejo de corriente MC y ya transmitir solamente instrucciones codificadas en el haz Cfg.

Para mejorar el emparejamiento del convertidor de corriente-tensión CCT y del convertidor de tensión-corriente CTC, se utiliza preferentemente la misma tensión de referencia V_{ref} para el convertidor de corriente-tensión CCT y para el distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC. Por otro lado, para que los transistores M_{0i} estén colocados en condiciones lo más similares posible en lo que concierne a su diferencia de potencial drenaje-fuente, el transistor M_{100} es atravesado por la corriente I_{dac} mientras que doce transistores del distribuidor de corriente equilibrado controlable RCEC son atravesados por una corriente igual a $4 \times I_{dac}$. Por consiguiente, el transistor M_{100} debe tener una longitud de canal idéntica a la de los transistores M_{101} a M_{148} y una anchura de canal igual a tres veces la de dichos transistores M_{101} a M_{148} .

Esta estructura con distribuidor presenta un valor de conductancia de salida inter-electrodo que es relativamente grande (mientras que la conductancia de salida de modo común es muy baja gracias a la estructura de cascodo implícita de este dispositivo). Para remediar este inconveniente, se puede, en una variante, utilizar un espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular MC que consta de cuatro convertidores de tensión-corriente

con transconductancia programable CTCTP con 12 entradas. La separación de los espejos de corriente elementales permite hacer desaparecer completamente la conductancia de salida inter-electrodo, al precio de un ligero aumento de la conductancia de modo común y de un riesgo un poco más elevado de dispersión de las características de una salida a otra.

- 5 Como se ha mencionado anteriormente, la invención propone también un protocolo de comunicación adaptado a las transmisiones inalámbricas entre el controlador CR y los implantes I (o unidades de estimulación distribuida USR), del tipo del descrito anteriormente, de una instalación de estimulación.

10 Por supuesto, la invención no está limitada a las únicas transmisiones mediante ondas entre el controlador CR y los implantes I (o USR). Se puede prever en efecto un modo de transmisión en bus por cable sin que el protocolo propuesto pierda su pertinencia.

15 En presencia de transmisiones inalámbricas (es decir mediante ondas), el acuse de recibo es el único medio de asegurarse de la correcta recepción de una trama de paquetes de datos. Por otro lado, el modo de acceso al medio es importante. El método de acceso al medio y el modelo de cooperación entre las diferentes entidades, que constituyen la instalación de estimulación, están estrechamente ligados. Las colisiones no son, en cambio, necesariamente detectadas.

Preferentemente, la gestión de los enlaces lógicos entre las entidades físicamente en relación se realiza sin conexión, con acuse de recibo a demanda y sin control de flujo.

Debido al tipo de medio considerado en el ejemplo descrito (intracorporal), se debe encontrar un compromiso entre la fiabilidad durante el intercambio de las tramas, y la complejidad de las transmisiones.

- 20 Es necesario en primer lugar, en ciertos casos, asegurarse de que una trama enviada ha sido recibida correctamente, incluso que una operación ordenada por el controlador CR (en una solicitud transmitida) ha sido ejecutada correctamente, en particular cuando el cuerpo estimulado es el de un ser humano.

25 A tal efecto, es ventajoso permitir al controlador CR solicitar un acuse de recibo en ciertas situaciones precisas (es decir de forma no sistemática). Por ejemplo, se puede prever que no pueda producirse ningún intercambio de datos en tanto que un acuse de recibo no haya sido recibido por el controlador CR. Esto permite evitar un control de flujo.

El establecimiento de una conexión permite, de manera general, garantizar que los nodos (o entidades afectadas) son activos y que están en condiciones de participar en la comunicación. Preferentemente los nodos de la instalación están siempre en espera de una recepción de trama.

Cuando las colisiones no son detectadas, es importante evitarlas o minimizar sus riesgos.

- 30 Pueden estar previstos varios métodos de acceso.

Un primer método, llamado estático, consiste en imponer a cada emisor un intervalo de tiempo durante el cual está autorizado a emitir. Esto puede hacerse con un multiplexado temporal. El acceso es entonces de tipo determinista.

Este método estático no ofrece una explotación eficaz del medio y lleva a considerar sistemáticamente todos los nodos, incluso aquellos «inactivos».

- 35 Un segundo método, llamado por competición, consiste en permitir a cada emisor (o unidad de estimulación distribuida USR) emitir cuando lo necesita, independientemente de los otros. Si dos emisores emiten al mismo tiempo, aparece un conflicto y se debe implementar un procedimiento especial para regular el conflicto.

40 Con este tipo de método, es indispensable limitar el riesgo de colisión mediante el dominio del derecho de expresión (DDP) de los nodos de la red. La reacción a eventuales errores es importante, pero es preciso no obstante minimizar los riesgos de colisiones para evitar la no recepción de los mensajes importantes. Por consiguiente, es necesaria una gestión del derecho de expresión.

Un tercer método, llamado por elección, consiste en seleccionar de forma dinámica el emisor. En el caso de una gestión centralizada un nodo maestro se encarga de tomar las decisiones, mientras que, en el caso de una gestión distribuida, se intercambian fichas entre los nodos. El acceso es entonces de tipo probabilista.

- 45 La gestión centralizada plantea el problema del derecho de libertad de expresión de los esclavos, es decir de las diferentes unidades de estimulación distribuidas (o USR). Aunque sea bastante segura, la exploración sistemática de todas las USR no es muy eficaz, dado que induce intercambios inútiles con los nodos inactivos y penaliza la reactividad de la instalación. En efecto, todas las USR no están forzosamente implicadas en todas las fases de un movimiento. Por consiguiente, en una configuración dada, y para una fase dada, solamente las USR de un subconjunto deben estar activas y, por lo tanto, autorizadas a expresarse, por ejemplo, para notificar un problema tal como un error de estimulación.

Siendo este tercer método el preferido, a continuación, se describirá con más detalle.

Es necesario en primer lugar diferenciar la asignación de un derecho de expresión a un nodo (DDP individual) de la asignación de un derecho de expresión a un grupo de nodos (DDP de grupo).

5 Se recuerda que un nodo esclavo (en este caso una USR) dispone automáticamente del derecho de expresión en cuanto se le solicita acusar recibo. La USR puede, por lo tanto, aprovechar la ocasión para señalar la detección de un error (anterior o relativo a la ejecución de una operación en curso). Le atañe entonces al maestro (el controlador CR) permitir a la USR describir el error (es decir enviar un vector descriptivo del o de los errores detectados). Este permiso se realiza por medio de un DDP individual.

10 El DDP de grupo está destinado concretamente a permitir a las USR activas señalar un error sin ser observadas. Más exactamente, se atribuye a cada grupo un DDP de grupo durante una ventana temporal seleccionada, de modo que las USR de cada grupo puedan emitir si lo considera necesario.

15 Preferentemente, para limitar el riesgo de colisión en el interior de una ventana temporal, se asigna un intervalo de tiempo a cada USR. Cada USR se posiciona temporalmente, automáticamente, en cuanto el controlador CR le ha indicado que ha asignado un DDP al grupo al que pertenece. Por supuesto, cada USR conoce su grupo de pertenencia, así como su posición dentro del grupo, la cual está definida por un nivel de prioridad que puede diferir de un grupo a otro y que define la posición del intervalo de tiempo que le es asignado dentro de la ventana temporal de palabra de grupo.

La duración de los intervalos temporales depende de la tecnología de comunicación retenida (características de la transmisión en términos de caudal, precisión de la sincronización de las USR afectadas (retardo, fluctuación), etc.).

20 En la figura 19 se encuentran ilustrados, por un lado, a la derecha, un ejemplo de asignación y de utilización de un DDP individual por una USR (en este caso la USR3), y por otro lado a la izquierda, un ejemplo de asignación de un DDP de grupo. El grupo está, en este ejemplo, constituido por 5 USR cuyo orden de prioridad es por ejemplo USR5, USR3, USR1, USR2, USR7.

25 Cada USR se posiciona según el intervalo temporal D que le ha sido asignado en la ventana temporal asignada a su grupo. Este posicionamiento está definido por la duración del intervalo temporal D y el nivel de prioridad (y, por lo tanto, la posición) de la USR. La fecha de comienzo del intervalo temporal es D^* . Representando los pequeños cuadros rectangulares negros los DDP individuales, el cuadro rectangular de rayas-puntos representa el DDP del grupo, representando los rectángulos grises los accesos al medio por el controlador CR, y cada referencia $USR_i(g,k)$ representa la USR número i, que pertenece al grupo g y que dispone de un nivel de prioridad k en el grupo g.

30 Es importante observar que una emisión solamente es posible a condición de que el medio sea libre. Por otro lado, también es importante observar que el posicionamiento de una USR es relativo. En efecto, cada USR calcula la fecha de comienzo de su intervalo temporal con respecto al momento de recepción del mensaje de asignación del DDP de grupo enviado por el controlador CR.

35 Al no ser el tiempo de propagación necesariamente el mismo para alcanzar cada USR, cada USR está, por lo tanto, asociada a un retardo constante en el tiempo (topología y distancias preservadas) que constituye un riesgo de solapamiento de los intervalos que induce un riesgo de colisión (acceso no determinista). Este riesgo de colisión, asociado al hecho de que varias USR pueden encontrarse al mismo tiempo en posesión de un DDP, se ilustra en la figura 20.

Cada USR debe, por lo tanto, "reajustar" su intervalo temporal para minimizar el riesgo de colisión. También se puede limitar el riesgo por medio de terminales interiores en el intervalo temporal.

40 Para reajustarse, cada USR estima el tiempo de transmisión del mensaje proveniente del controlador CR. Esta estimación se realiza por ejemplo durante una fase de inicialización y a invitación del controlador CR. Ésta consiste en medir el tiempo de ida/vuelta RTT (o "*Round Trip Time*") de un mensaje de longitud dada entre la USR y el controlador CR. Se supone que la medida de RTT/2 corresponde al tiempo de propagación de ida del mensaje, estando considerada la topología como fija y estando consideradas las distancias como preservadas durante los movimientos inducidos por las estimulaciones.

45 El reajuste con la medida RTT/2 permite a las USR posicionarse mejor entre sí, sin embargo, este reajuste las posiciona incorrectamente con respecto a la fecha de comienzo de la ventana, como se ilustra en la figura 21. Por ejemplo, calculando de este modo la fecha de comienzo de la ventana temporal, se efectúa un "reajuste hacia atrás" que establece la fecha de comienzo del intervalo de la USR5 (en este caso 1ª de su grupo) antes de su fecha actual (es decir antes de que reciba su asignación). Es ventajoso, por lo tanto, proceder a un "reajuste hacia delante" de medio periodo $D/2$. El controlador CR integra también este reajuste hacia delante en la determinación de la fecha de fin de ventana temporal, la cual corresponde al momento en donde retoma automáticamente el dominio del DDP de grupo.

55 El posicionamiento de las USR está, por lo tanto, distribuido, debido a que cada USR se posiciona independientemente.

El acceso al medio, descrito anteriormente, puede optimizarse más. Más exactamente, es posible optimizar (o minimizar) el tiempo de "rotación" de un DDP individual dentro de un grupo gracias a un mecanismo de anticipación. Para ello, la USR, que dispone de un nivel de prioridad dado, puede utilizar su DDP individual si al cabo de un tiempo seleccionado la USR que dispone del nivel de prioridad más elevado anterior no ha emitido (o al menos que no se haya detectado ninguna trama durante dicho tiempo seleccionado). Se define entonces un derecho de expresión a intervalos deslizando (DDPIG).

Como se ilustra a modo de ejemplo no limitante en la figura 22, un intervalo temporal puede subdividirse en dos partes; una primera parte D_i1 (en este caso $i = 1$ a 4), llamada de expresión, durante la cual la USR puede emitir un mensaje de notificación de error, y una segunda parte D_i2 reservada a una eventual reacción del controlador CR. La posibilidad de reacción del controlador CR, como consecuencia de una señalización de error por una USR, se favorece de este modo garantizándole en cada intervalo temporal un tiempo de acceso al medio durante el cual las USR no tienen derecho a emitir. Sin embargo, esta segunda parte D_i2 está reservada únicamente si la USR en posesión del DDP en curso ha notificado un error.

Como se ilustra en la figura 23, la regla de deslizamiento se basa preferentemente en la monitorización de la primera parte $D(i-1)1$ del intervalo temporal anterior. Si el medio ha estado ocupado, es decir si ha circulado un mensaje, es que la USR precedente ha utilizado su DDP. Por consiguiente, la segunda parte $D(i-1)2$ del intervalo temporal precedente es susceptible de ser utilizada en reacción por el controlador CR. En caso contrario, es decir cuando la primera parte $D(i-1)1$ del intervalo temporal precedente no ha sido utilizada, cada USR hace deslizar su intervalo temporal sobre la segunda parte $D(i-1)2$ precedente, utilizando de este modo la franja temporal reservada a la reacción del controlador CR. Si ninguna USR notifica un error durante toda la duración de la ventana temporal asignada a un grupo, ésta puede reducirse por lo tanto a una relación: $(N-1) / (2N)$, en donde N es el número de USR que pertenecen al grupo en cuestión.

Pueden estar previstas varias variantes de gestión de los DDP individuales en presencia de notificación(es) de error por USR.

Una primera variante, ilustrada en la figura 24, puede consistir en permitir a cada USR emitir libremente en su único intervalo temporal, sabiendo que los mensajes de error son mensajes muy cortos ("*Very Short Message*"). El vector de error forma, en efecto, 2 octetos, lo que corresponde a una trama de 5 octetos.

Esta primera variante ofrece una duración de asignación del DDP fija y no extensible.

Una segunda variante puede consistir, si se supone que los mensajes no son cortos, en permitir al maestro asignar un intervalo temporal más largo al nodo afectado mediante un DDP individual (y a continuación eventualmente restaurar un DDP de grupo). En este caso, por un lado, a la USR afectada se le otorga un intervalo temporal más largo y los intervalos temporales de las otras USR se anulan (pero potencialmente se restablecen posteriormente en función de la nueva concesión de DDP de grupo).

Esta segunda variante otorga un control total del maestro sobre la extensión de la duración de cada DDP individual.

Una tercera variante, ilustrada en la figura 25, puede consistir en permitir a cada USR anunciar (o difundir) durante su intervalo temporal su libre reserva del DDP de grupo, es decir el hecho de que inhibe el DDP de grupo de las otras USR. Si esta reserva del DDP de grupo es teóricamente sin límite de tiempo (y, por lo tanto, sin límite de tamaño), permanece, sin embargo, preferentemente, bajo el control del maestro, para que éste pueda intervenir para rechazarla. La USR, que ha efectuado una libre reserva del DDP del grupo, se encarga también de liberar a continuación dicho DDP de grupo, lo que induce el reposicionamiento (o "*reset*") de los intervalos temporales de las otras USR.

Esta tercera variante ofrece, por lo tanto, una solución intermedia en la que cada USR es libre de extender la duración de su DDP bajo el control del maestro.

El reparto del medio descrito anteriormente ofrece un compromiso satisfactorio entre determinismo y reactividad. Permite soportar una notificación de error de tipo incidental por parte de las USR. Sin embargo, es posible proceder de forma diferente, por ejemplo, permitiendo notificaciones regulares por parte de las USR mediante intercambio periódico de una especie de descriptor de estado que certifica o no un funcionamiento correcto. En efecto, la asignación del derecho de expresión presentado es única, debido a que los nodos solamente disponen de una oportunidad para expresarse. Sin embargo, una asignación repetitiva también es posible. En este caso, los nodos disponen de una oportunidad "periódica" para expresarse, y el controlador CR no tiene que reiterar sus asignaciones. Basta con precisar el tamaño del grupo y la USR deduce de ello la periodicidad de su intervalo temporal.

La gestión de las transmisiones dentro del controlador CR y de las unidades de estimulación distribuidas (o USR) puede realizarse por medio de módulos de gestión que se presentan en forma de circuitos electrónicos, de módulos de software (o informáticos), o de una combinación de módulos de software y de circuitos electrónicos.

La invención no se limita a las realizaciones de dispositivo de distribución de corriente (o etapa de salida), de espejo

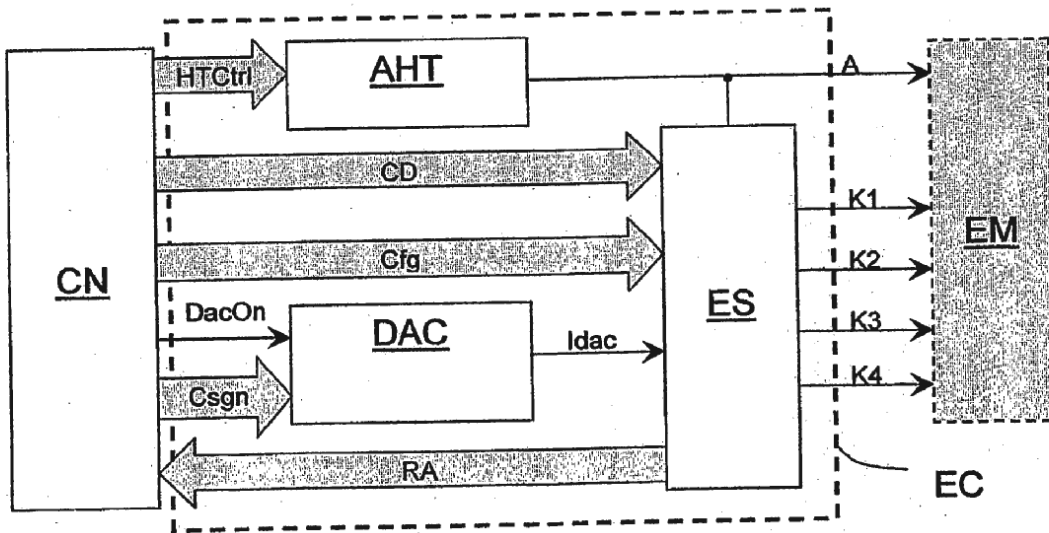
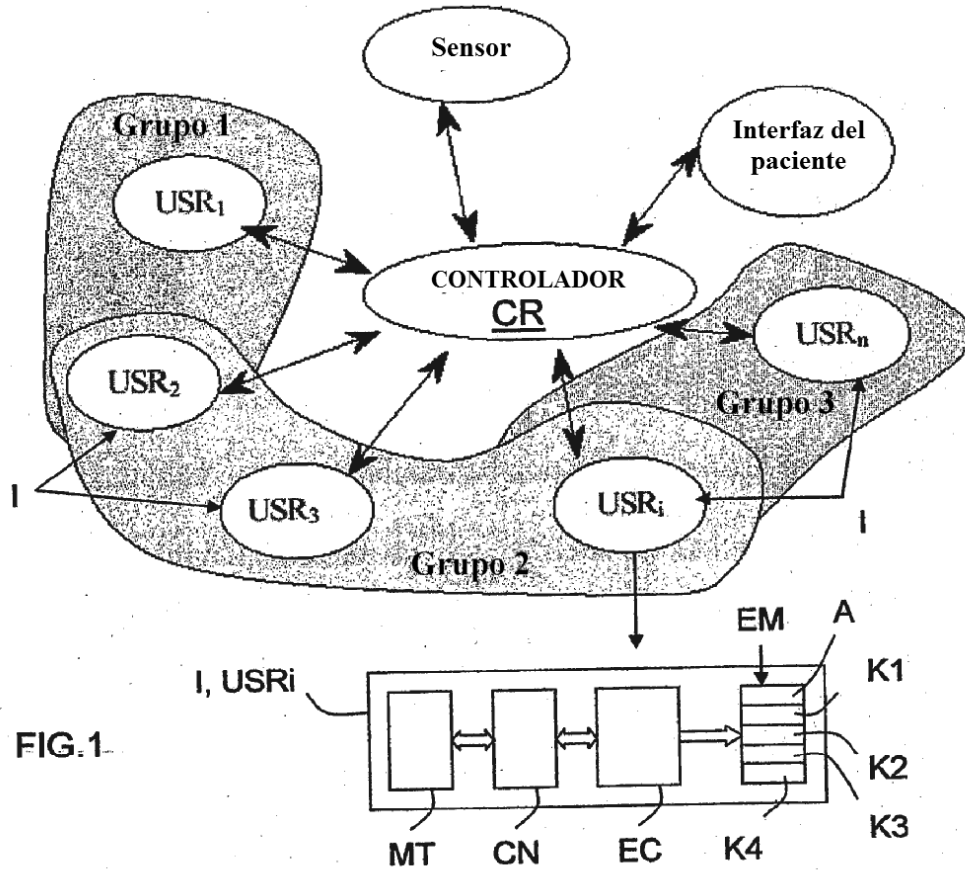
de corriente con salidas múltiples reconfigurable, de electrónica de control, de unidad de estimulación distribuida, y de instalación de estimulación descritos anteriormente, únicamente a modo de ejemplo, sino que engloba todas las variantes que podrá prever el experto en la técnica en el marco de las reivindicaciones a continuación.

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo (ES) de distribución de corriente entre n cátodos (K_i) de al menos un electrodo multipolar de estimulación (EM) que consta además de al menos un ánodo (A), siendo n superior o igual a dos, y un espejo de corriente reconfigurable (MC) que consta de n salidas (K'_i) capaces de acoplarse respectivamente a dichos n cátodos (K_i), caracterizado por que dicho espejo de corriente (MC) estando adaptado para recibir una orden que selecciona, para cada salida, entre varios valores, un valor de un coeficiente que fija la relación entre una corriente suministrada a dicha salida y una corriente de control (I_{dac}) del espejo; estando dicho espejo de corriente reconfigurable (MC) adaptado para suministrar a dichas n salidas (K'_i) n fracciones (I_{ki}) complementarias de dicha corriente de control (I_{dac}), estando la relación entre la corriente suministrada a cada una de las n salidas y la corriente de control (I_{dac}) del espejo de corriente (MC) fijada por el valor del coeficiente seleccionado para dicha salida, definiendo dichos valores de coeficiente seleccionados para las salidas una localización espacial de la estimulación.
2. Dispositivo según la reivindicación 1, caracterizado por que dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable (MC) es de tipo llamado con distribuidor.
3. Dispositivo según la reivindicación 2, caracterizado por que dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor (MC) consta de un convertidor de corriente-tensión (CCT) acoplado a un convertidor de tensión-corriente (CTC) y a un distribuidor de corriente equilibrado controlable (RCEC) con m salidas.
4. Dispositivo según la reivindicación 3, caracterizado por que dicho convertidor de corriente-tensión (CCT) comprende al menos un terminal de entrada (E) capaz de absorber una corriente (I_e), un terminal de masa (M) y un terminal de salida (S) y está configurado para establecer una diferencia de potencial seleccionada (V_{sm}) entre dicho terminal de salida (S) y dicho terminal de masa (M), en función de dicha corriente (I_e), por que dicho convertidor de tensión-corriente (CTC) comprende al menos un terminal de entrada (E), un terminal de masa (M) y un terminal de salida (S) capaz de absorber una corriente (I_s), por que dicho distribuidor de corriente equilibrado controlable (RCEC) comprende al menos un terminal de entrada (E) capaz de suministrar una corriente (I_e), un bus de salidas ($Sr[1:m]$) que absorben, cada una, una corriente (I_{Si}) y un bus de control ($C[1:m]$) capaz de recibir señales lógicas, y por que dicho terminal de entrada (E) de dicho convertidor de corriente-tensión (CCT) está conectado a un terminal de entrada (E) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor (MC), dicho terminal de masa (M) de dicho convertidor de corriente-tensión (CCT) y dichos terminales de masa (M) de dicho convertidor de tensión-corriente (CTC) y del distribuidor de corriente equilibrado controlable (RCEC) están conectados a un terminal de masa (M) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor (MC), dicho terminal de entrada (E) de dicho distribuidor de corriente equilibrado controlable (RCEC) está conectado a dicho terminal de salida (S) de dicho convertidor de tensión-corriente CTC, dicho bus de control ($C[1:m]$) de dicho distribuidor de corriente equilibrado controlable (RCEC) está conectado a un bus de control ($CA[1:p][1:q]$) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor (MC), y dicho bus de salidas ($Sr[1:m]$) de dicho distribuidor de corriente equilibrado controlable (RCEC) está conectado a un bus de salida ($S[1:p]$) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable con distribuidor (MC).
5. Dispositivo según una de las reivindicaciones 3 y 4, caracterizado por que dicho convertidor de corriente-tensión (CCT) y dicho convertidor de tensión-corriente (CTC) presentan arquitecturas emparejadas.
6. Dispositivo según la reivindicación 1, caracterizado por que dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable (MC) es de tipo modular.
7. Dispositivo según la reivindicación 6, caracterizado por que dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular (MC) consta de al menos dos convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable (CTCTP).
8. Dispositivo según la reivindicación 6, caracterizado por que dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular (MC) consta de un convertidor de corriente-tensión (CCT) acoplado a p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable (CTCTP).
9. Dispositivo según la reivindicación 8, caracterizado por que dicho convertidor de corriente-tensión (CCT) comprende al menos un terminal de entrada (E) capaz de absorber una corriente (I_e), un terminal de masa (M) y un terminal de salida (S) y está configurado para establecer una diferencia de potencial seleccionada (V_{sm}) entre dicho terminal de salida (S) y dicho terminal de masa (M), en función de dicha corriente (I_e), por que cada convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable (CTCTP) comprende al menos un terminal de entrada (E), un terminal de masa (M), un terminal de salida (S) capaz de absorber una corriente (I_t) y un bus de control ($C[1:p]$) capaz de recibir señales lógicas, y por que i) dicho terminal de entrada (E) de dicho convertidor de corriente-tensión (CCT) está conectado a un terminal de entrada (E) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular (MC), ii) dicho terminal de masa (M) de dicho convertidor de corriente-tensión (CCT) y dichos terminales de masa (M) de dichos p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable (CTCTP) están conectados a dicho terminal de masa M de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular (MC), iii) dicho terminal de entrada (E) de cada uno de dichos p convertidores de tensión-corriente con

- transconductancia programable (CTCTP) está conectado a dicho terminal de salida (S) de dicho convertidor de corriente-tensión (CCT), iv) dicho terminal de salida (S) de cada uno de dichos p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable (CTCTP) está conectado a una de dichas salidas (K_i) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular (MC), y v) dicho bus de control $C[1:p]$ de cada convertidor de tensión-corriente con transconductancia programable (CTCTP) está conectado a sub-buses de control ($CA[i][1:p]$) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable modular (MC).
- 5
10. Dispositivo según una de las reivindicaciones 8 y 9, caracterizado por que dicho convertidor de corriente-tensión (CCT) y dichos p convertidores de tensión-corriente con transconductancia programable (CTCTP) presentan arquitecturas emparejadas.
- 10
11. Dispositivo según una de las reivindicaciones 1 a 10, caracterizado por que la relación (I_{st}/I_{dac}) entre la corriente (I_{st}) que circula en dicho ánodo (A), es igual a la suma de las corrientes (I_{ki}) suministradas a dichas salidas (K_i), y dicha corriente de control (I_{dac}) es configurable.
- 15
12. Dispositivo según una de las reivindicaciones 1 a 10, caracterizado por que la relación (I_{st}/I_{dac}) entre la corriente (I_{st}) que circula en dicho ánodo (A), es igual a la suma de las corrientes (I_{ki}) suministradas a dichas salidas (K_i), y dicha corriente de control (I_{dac}) no es configurable.
13. Dispositivo según una de las reivindicaciones 1 a 12, caracterizado por que comprende un conjunto de n capacidades (RCAP), que garantizan, cada una, el acoplamiento de una de dichas salidas (K_i) con uno de dichos cátodos (K_i).
- 20
14. Dispositivo según una de las reivindicaciones 1 a 13, caracterizado por que comprende un dispositivo de vigilancia de tensión (DST) conectado a dichas salidas (K_i) y configurado para medir las tensiones presentes respectivamente a nivel de dichas salidas (K_i), de modo que éstas permitan un ajuste de una polarización de dicho ánodo (A) del electrodo multipolar (EM), mediante un módulo de alimentación de alta tensión (AHT).
- 25
15. Dispositivo según la reivindicación 14, caracterizado por que dicho dispositivo de vigilancia de tensión (DST) comprende una red de convertidores analógico-digital.
- 30
16. Dispositivo según la reivindicación 14, caracterizado por que dicho dispositivo de vigilancia de tensión (DST) comprende una red de n comparadores de tensión configurados, cada uno, para comparar las n tensiones a nivel de dichas salidas (K_i) con respecto a una tensión de referencia común.
- 30
17. Dispositivo según la reivindicación 14, caracterizado por que dicho dispositivo de vigilancia de tensión (DST) comprende una red de $2n$ comparadores de tensión configurados por pares para comparar las n tensiones a nivel de dichas salidas (K_i) con respecto a dos tensiones de referencia comunes.
- 35
18. Dispositivo según una de las reivindicaciones 1 a 17, caracterizado por que comprende un dispositivo de control de descarga (DCD) acoplado a dichas salidas (K_i) y a dicho ánodo (A) y configurado para establecer, al final de la estimulación, una trayectoria de conducción entre cada una de dichas salidas (K_i) y dicho ánodo (A), para inducir una circulación de n corrientes de descarga de dichos cátodos (K_i) hacia dicho ánodo (A).
- 40
19. Dispositivo según la combinación de las reivindicaciones 13 y 18, caracterizado por que dichas n corrientes de descarga provienen de las n energías acumuladas respectivamente por dichas n capacidades de dicho conjunto (RCAP).
- 45
20. Dispositivo según una de las reivindicaciones 18 y 19, caracterizado por que dicho dispositivo de control de descarga (DCD) está configurado para limitar cada corriente de descarga a una fracción del valor máximo de la corriente de estimulación suministrada a la salida (K_i) asociada.
- 50
21. Electrónica de control (EC) caracterizada por que comprende i) al menos un dispositivo (ES) según una de las reivindicaciones anteriores, ii) un convertidor digital-analógico (DAC) capaz de convertir un valor de referencia de amplitud de corriente (C_{sgn}) en una corriente analógica de control (i_{dac}) y acoplado a dicho dispositivo (ES), para proporcionarle dicha corriente de control (i_{dac}), e iii) un módulo de alimentación de alta tensión (AHT) acoplado al menos a dicho ánodo (A) y configurado para polarizar dicho ánodo (A) bajo una tensión seleccionada, de modo que éste permita la circulación de las corrientes impuestas a cada cátodo (K_i) por dicho dispositivo (ES).
22. Electrónica de control según la reivindicación 21, caracterizada por que dicho convertidor digital-analógico (DAC) presenta una arquitectura llamada "con fuente de corriente unitaria" capaz de garantizar la monotonicidad de su función de conversión.
23. Electrónica de control según una de las reivindicaciones 21 y 22, caracterizada por que dicho módulo de alimentación de alta tensión (AHT) es un convertidor de tipo "continuo-continuo".
24. Electrónica de control según la reivindicación 23, caracterizada por que dicho módulo de alimentación de alta tensión (AHT) es un troceador con almacenamiento inductivo.

25. Electrónica de control según la reivindicación 23, caracterizada por que dicho módulo de alimentación de alta tensión (AHT) consta de una bomba de cargas con almacenamiento capacitivo.
26. Electrónica de control según la reivindicación 25, caracterizada por que dicho módulo de alimentación de alta tensión (AHT) consta, además, de un multiplexor de tensión (MUX) acoplado a dicha bomba de cargas.
- 5 27. Electrónica de control según la reivindicación 26, caracterizada por que dicho módulo de alimentación de alta tensión (AHT) está configurado para funcionar en régimen continuo o en régimen discontinuo.
28. Unidad de estimulación distribuida (I, USR) que consta de al menos un electrodo multipolar (EM) que comprende al menos un ánodo (A) y al menos dos cátodos (Ki), caracterizada por que comprende además al menos una electrónica de control (EC) según una de las reivindicaciones 21 a 27.
- 10 29. Unidad de estimulación distribuida según la reivindicación 28, caracterizada por que comprende un controlador digital (CN) capaz de suministrar dicho valor de referencia de amplitud de corriente (Csgn) y de definir los valores de dichas fracciones de corriente (Iki) suministradas a dichas salidas (K'i) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable (MC).
- 15 30. Unidad de estimulación distribuida según la reivindicación 29, caracterizada por que dicho controlador digital (CN) y dicha electrónica de control (EC) constituyen respectivamente una parte digital y una parte analógica de un ASIC de tipo mixto.
31. Unidad de estimulación distribuida según una de las reivindicaciones 28 a 30, caracterizada por que comprende medios de transmisión mediante ondas (MT) y medios de gestión configurados para gestionar dicha transmisión de datos según un protocolo seleccionado entre ésta y un controlador (CR) de una instalación de estimulación (IS).
- 20 32. Unidad de estimulación distribuida según una de las reivindicaciones 28 a 30, caracterizada por que comprende medios de transmisión mediante bus por cable (MT) y medios de gestión configurados para gestionar la transmisión de datos según un protocolo seleccionado entre ésta y un controlador (CR) de una instalación de estimulación (IS).
33. Unidad de estimulación distribuida según una de las reivindicaciones 28 a 32, caracterizada por que dicho controlador digital (CN) está configurado para deducir, a partir de los valores de las corrientes de estimulación impuestas, de la tensión de salida de dicho módulo de alimentación de alta tensión (AHT) y de las medidas de tensión efectuadas por dicho dispositivo de vigilancia de tensión (DST) en los terminales de las salidas (K'i) de dicho espejo de corriente con salidas múltiples reconfigurable (MC), la impedancia (Zi) de cada electrodo (Ki), para controlar dicha polarización del ánodo (A).
- 25 34. Unidad de estimulación distribuida según una de las reivindicaciones 28 a 33, caracterizada por que constituye un implante (I).
- 30 35. Instalación de estimulación (IS), caracterizada por que comprende al menos una unidad de estimulación distribuida (I, USR) según una de las reivindicaciones 28 a 34, y un controlador (CR) configurado para intercambiar datos con cada unidad de estimulación distribuida (I, USR).
36. Instalación de estimulación según la reivindicación 35, en la que el controlador de la instalación (CR) y la al menos una unidad de estimulación distribuida (I, USR) están adaptados para comunicarse mediante un medio, estando el acceso a dicho medio gestionado según un principio de derecho de expresión de uno o varios grupos de unidades de estimulación distribuida (I, USR) a intervalos deslizantes, basado en un posicionamiento automático de intervalos temporales que depende de niveles de prioridad asociados respectivamente a cada nodo dentro de su grupo y de características topológicas.
- 35 37. Instalación de estimulación según la reivindicación 36, caracterizada por que dichas características topológicas comprenden al menos una velocidad de transferencia de datos y un tiempo de propagación.
- 40 38. Instalación de estimulación según una de las reivindicaciones 36 y 37, caracterizada por que dicha gestión de acceso al medio está configurada para optimizar la explotación del ancho de banda.
- 45 39. Instalación de estimulación (IS) según una de las reivindicaciones 35 a 38, para la estimulación de uno o varios nervios y/o de uno o varios músculos de un animal o de un ser humano.



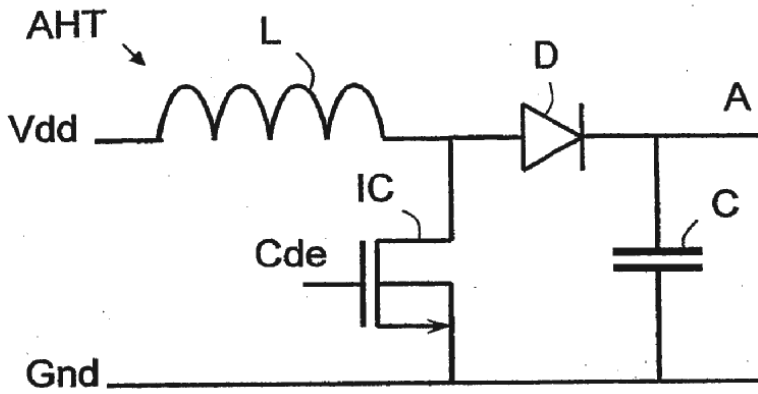


FIG.3

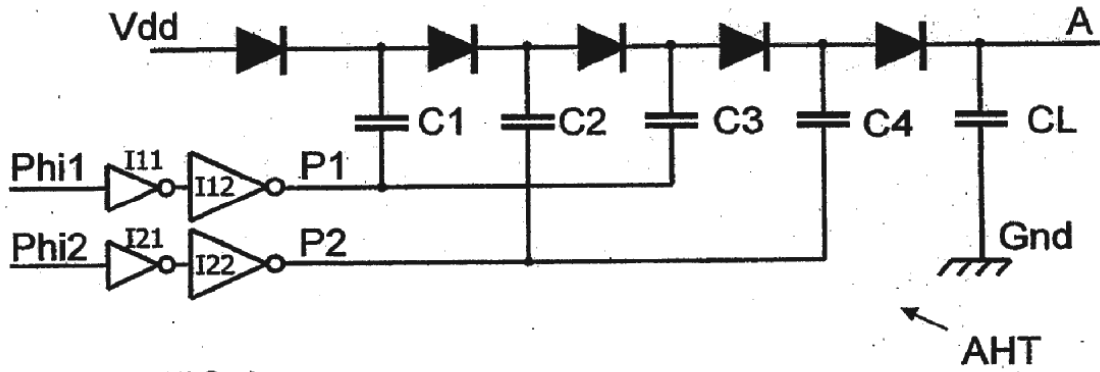


FIG.4

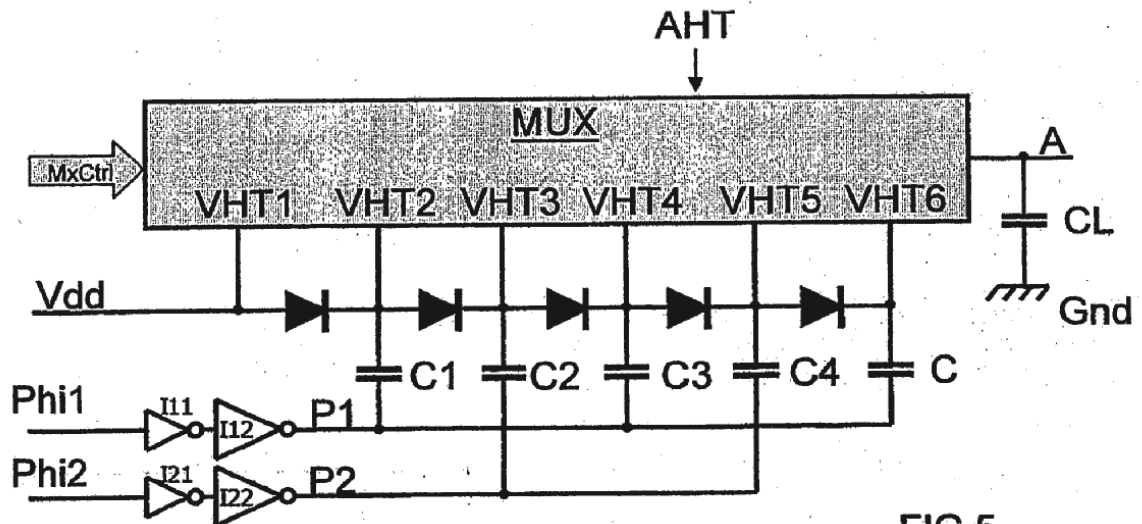


FIG.5

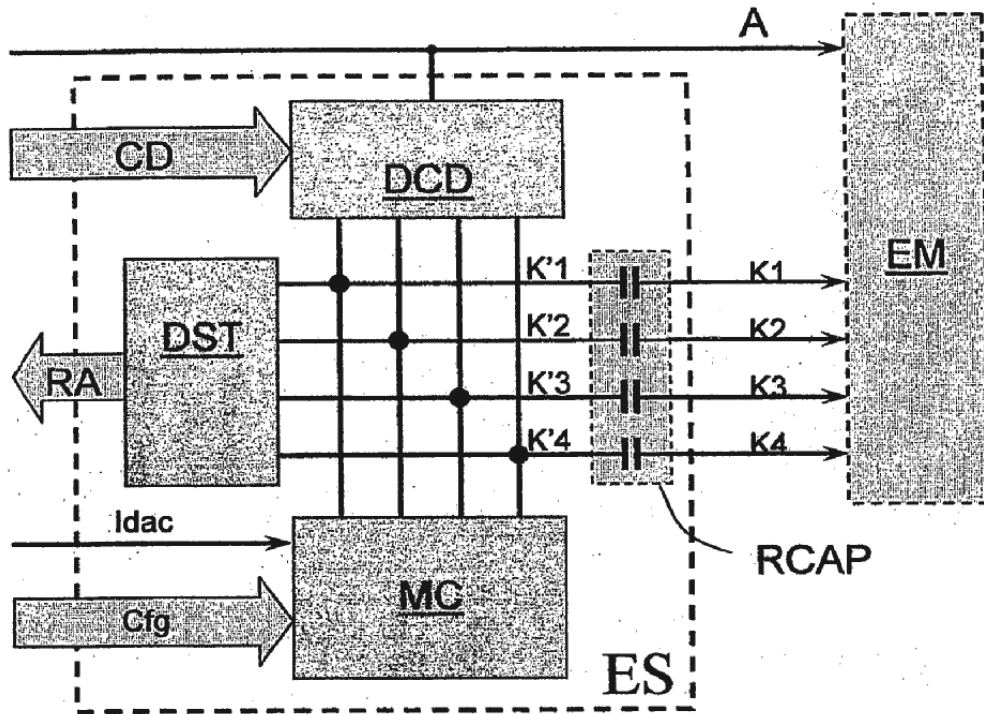


FIG.6

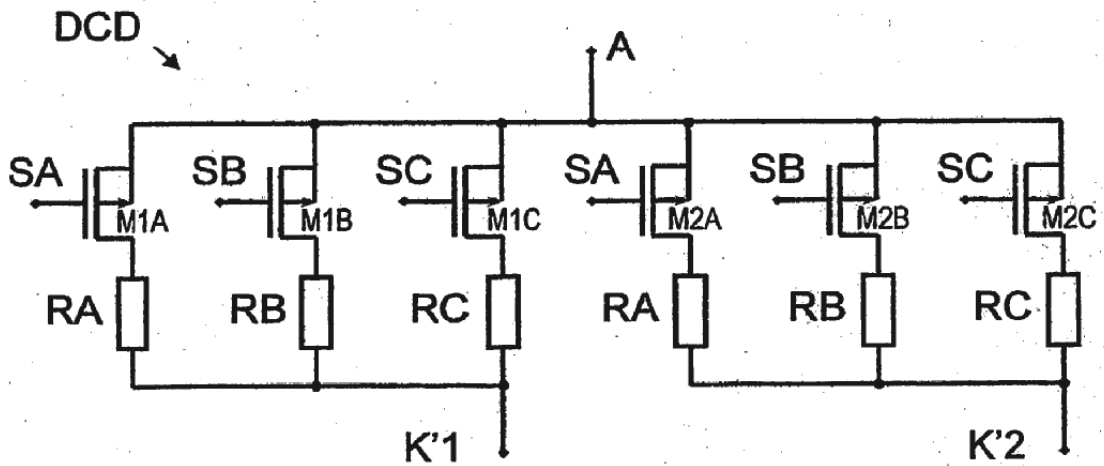


FIG.7

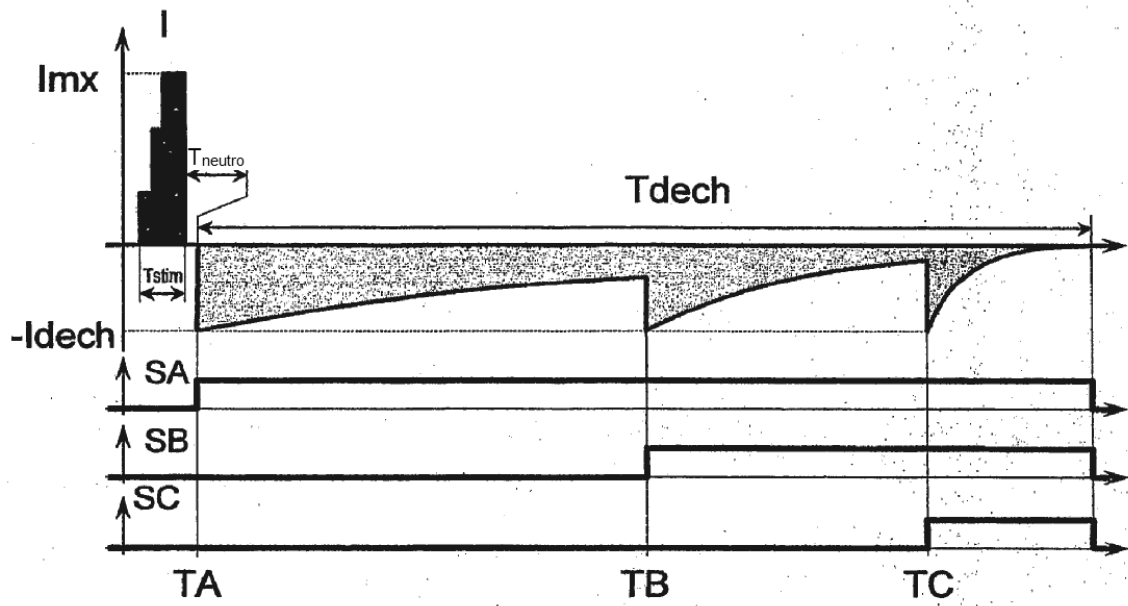


FIG.8

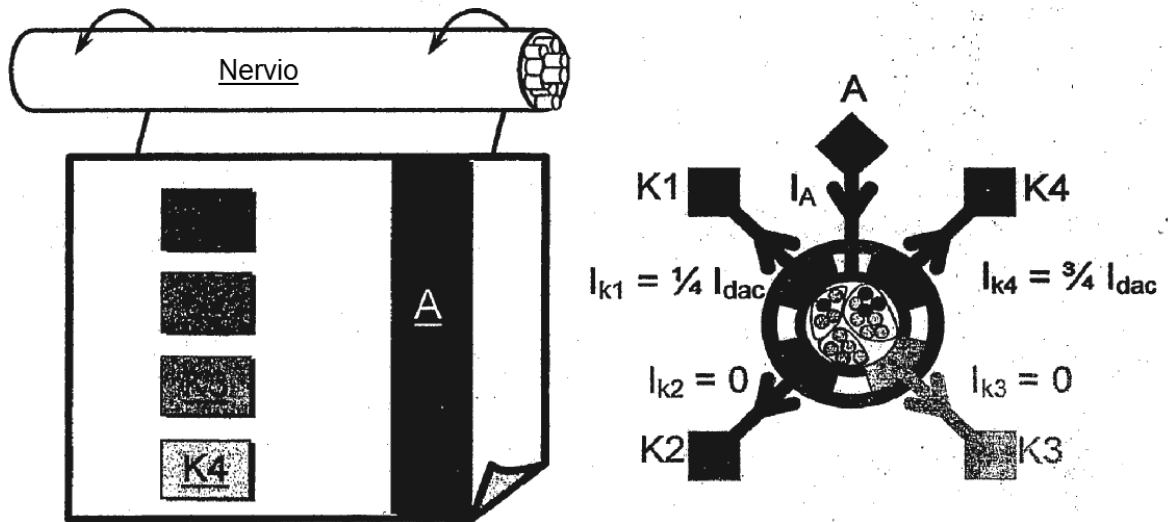
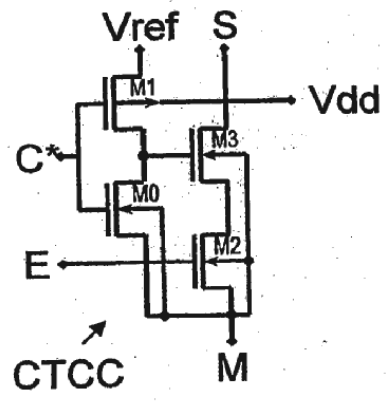
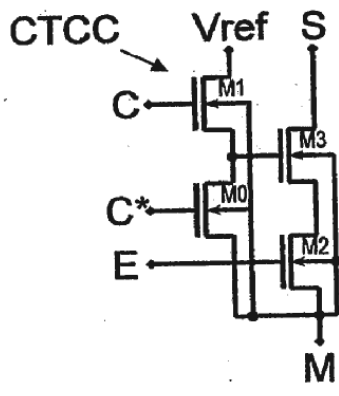
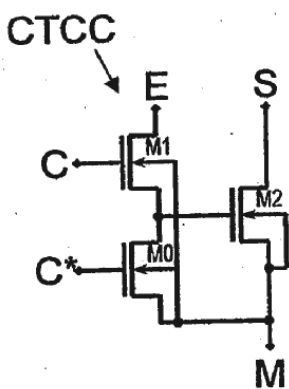
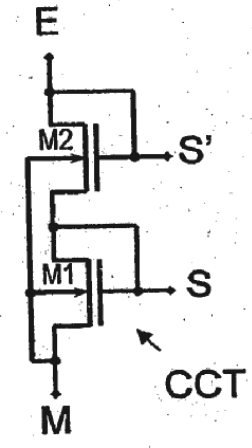
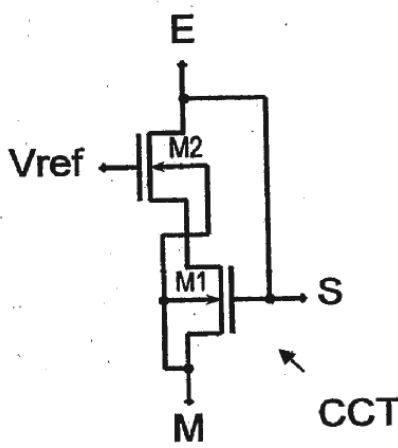
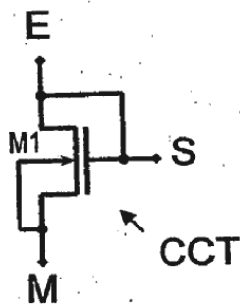
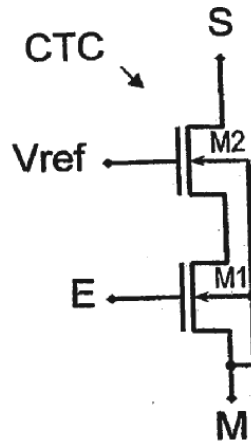
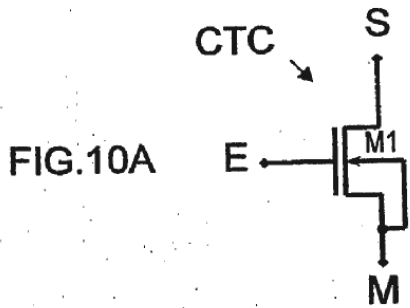


FIG.9



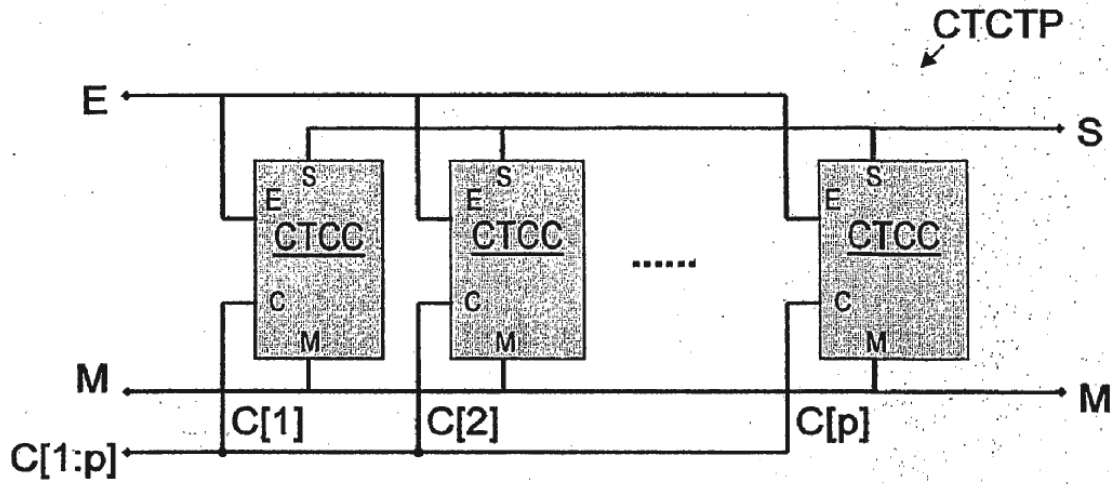


FIG. 13

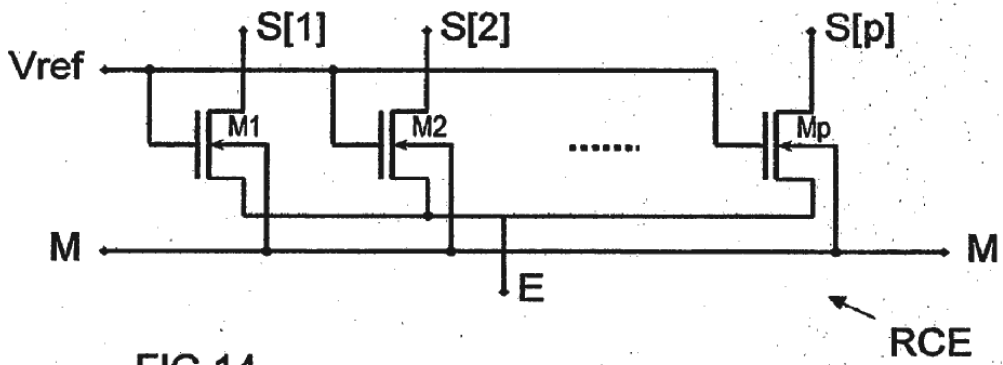


FIG. 14

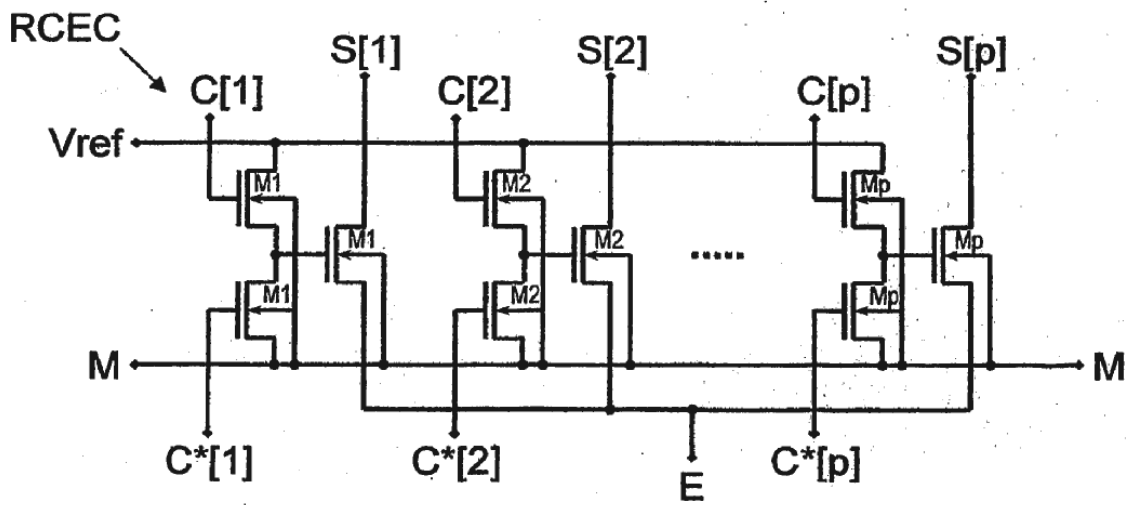


FIG. 15A

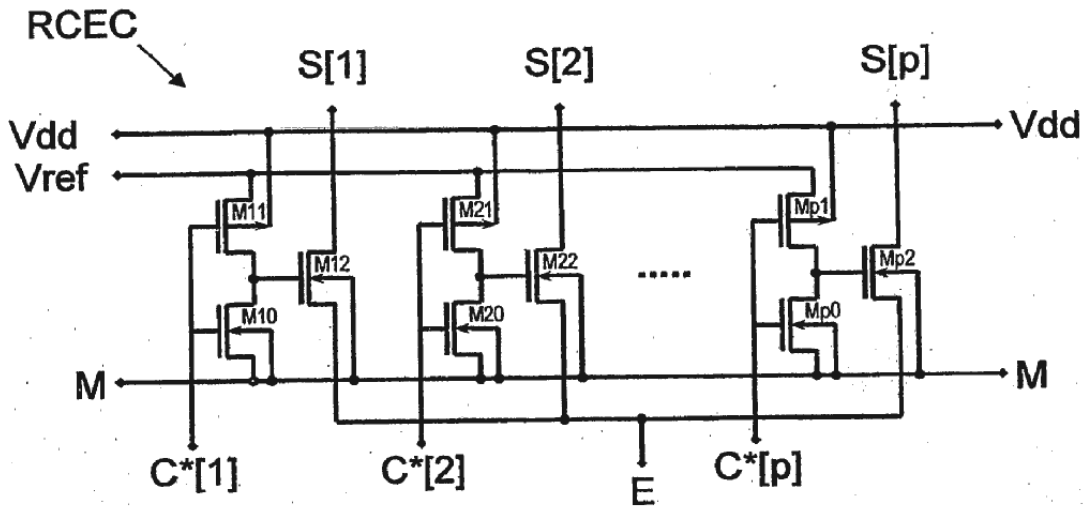


FIG.15B

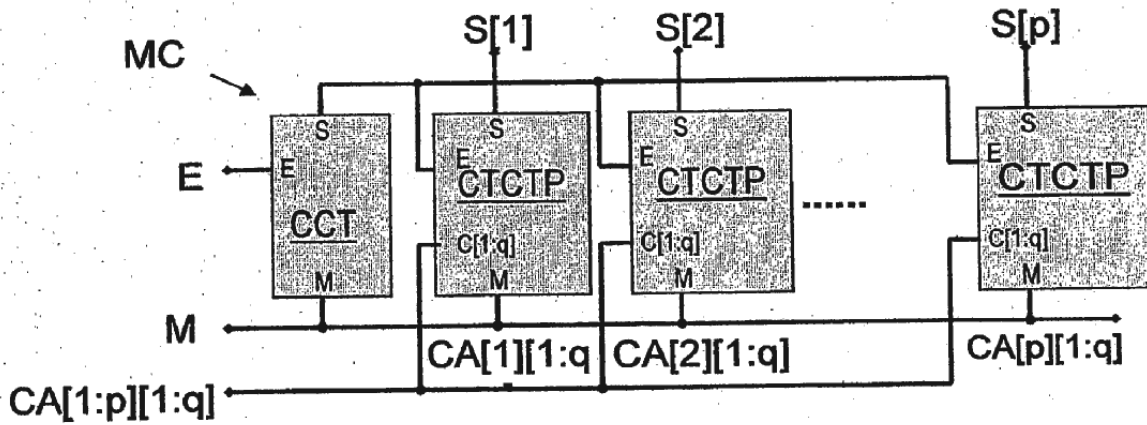


FIG.16

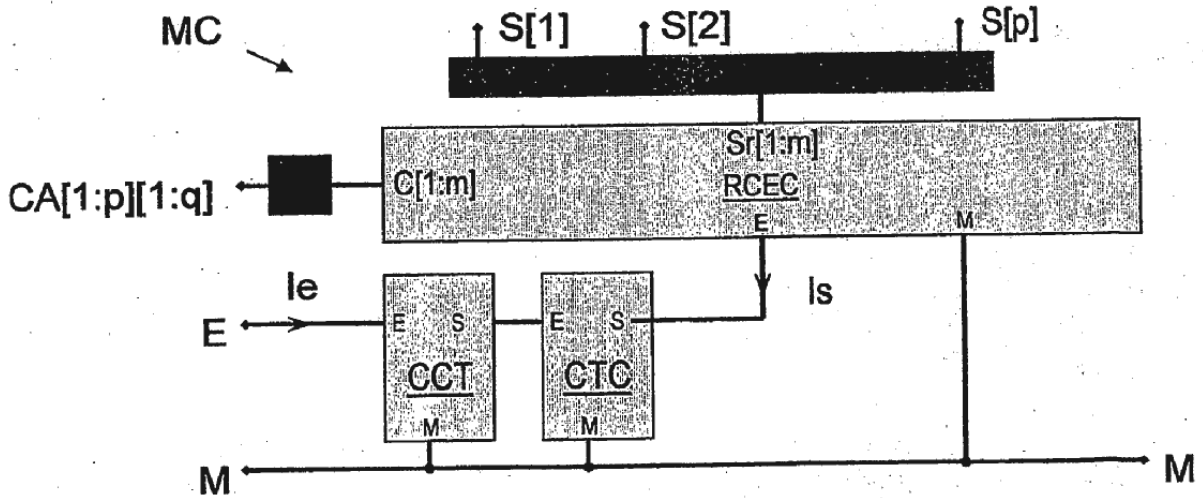


FIG.17

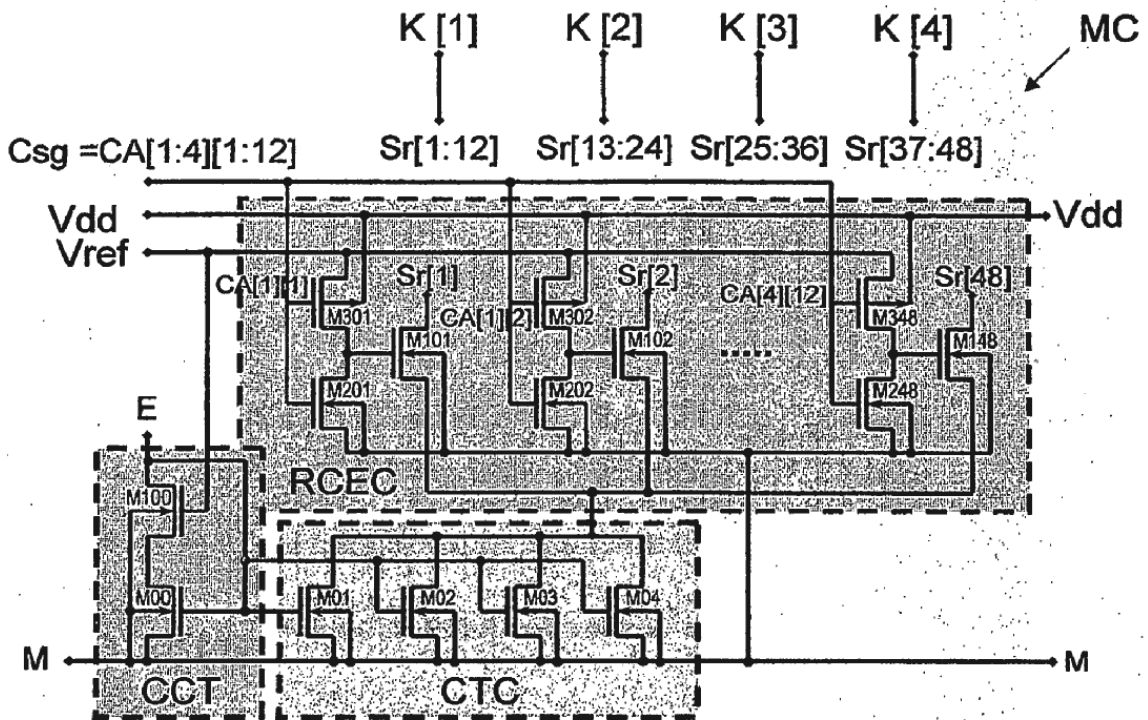


FIG.18

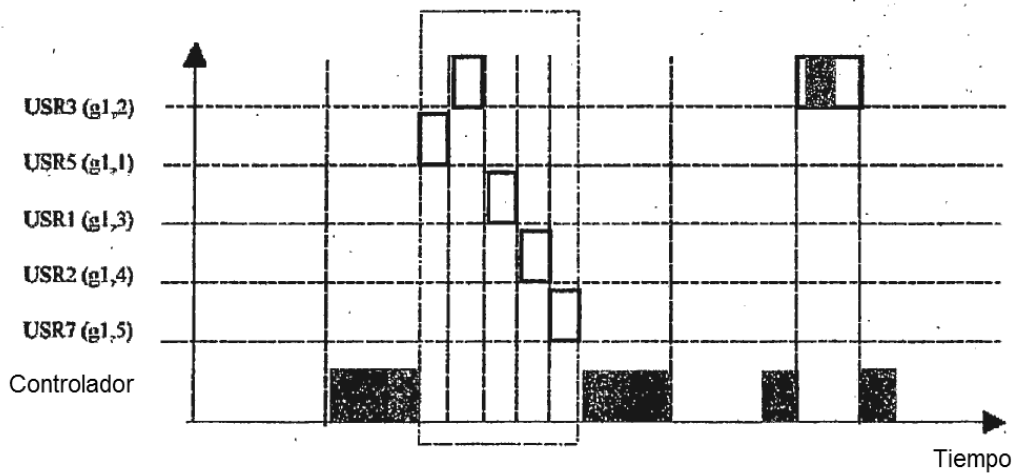


FIG.19

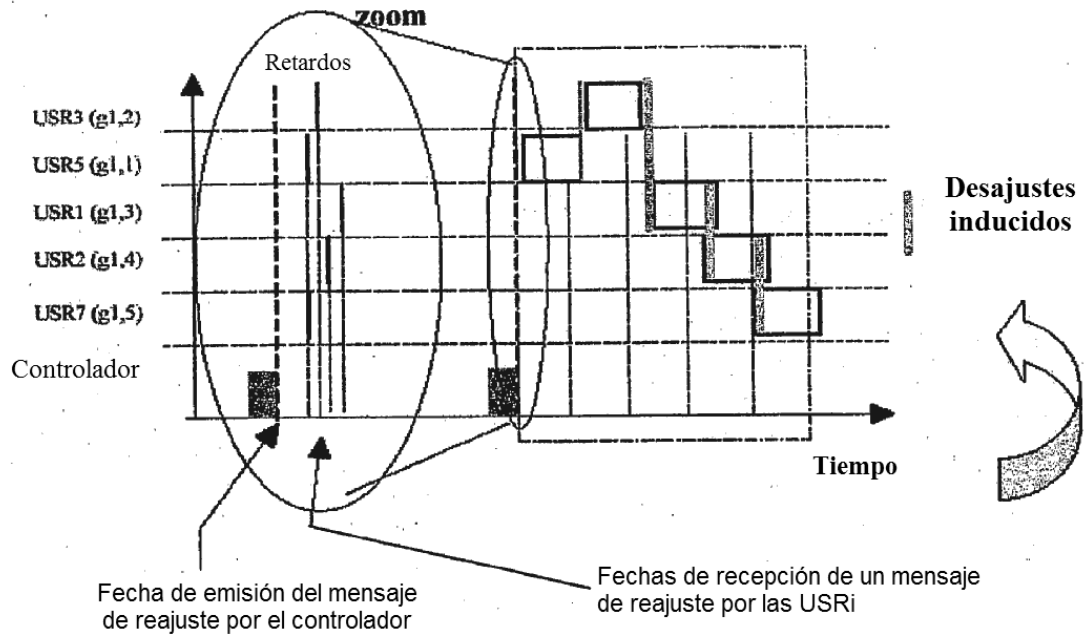


FIG.20

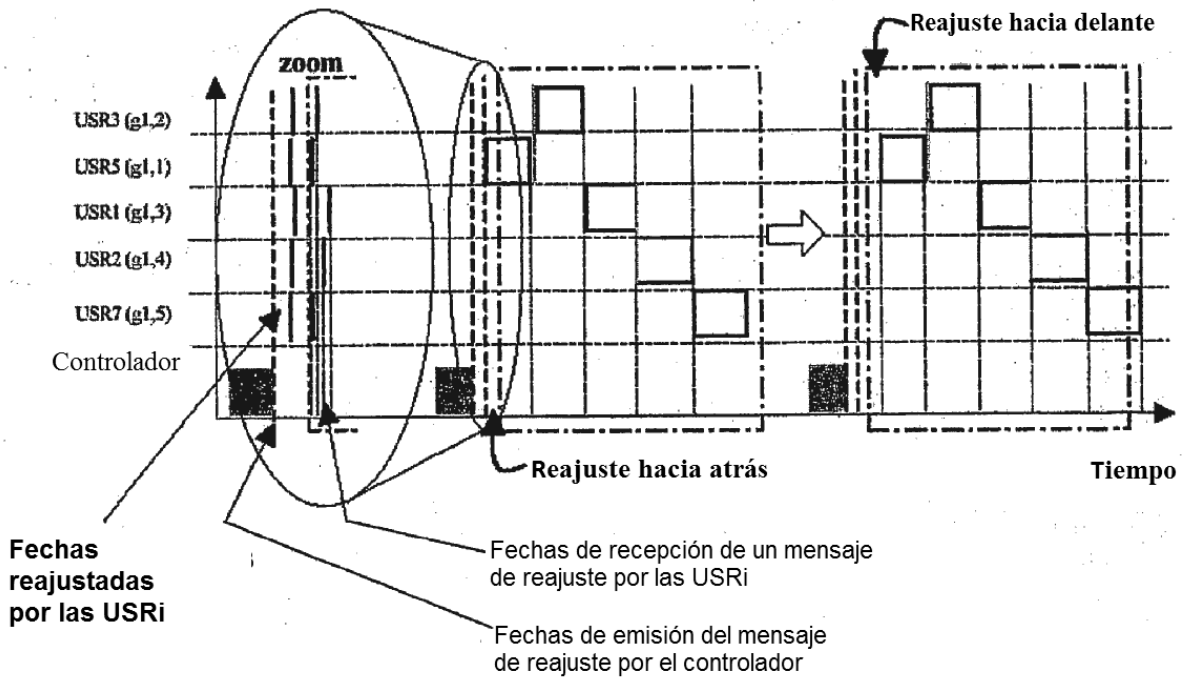


FIG.21

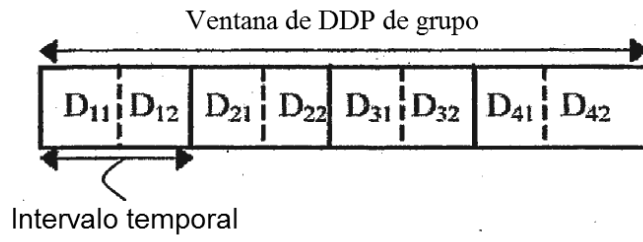


FIG.22

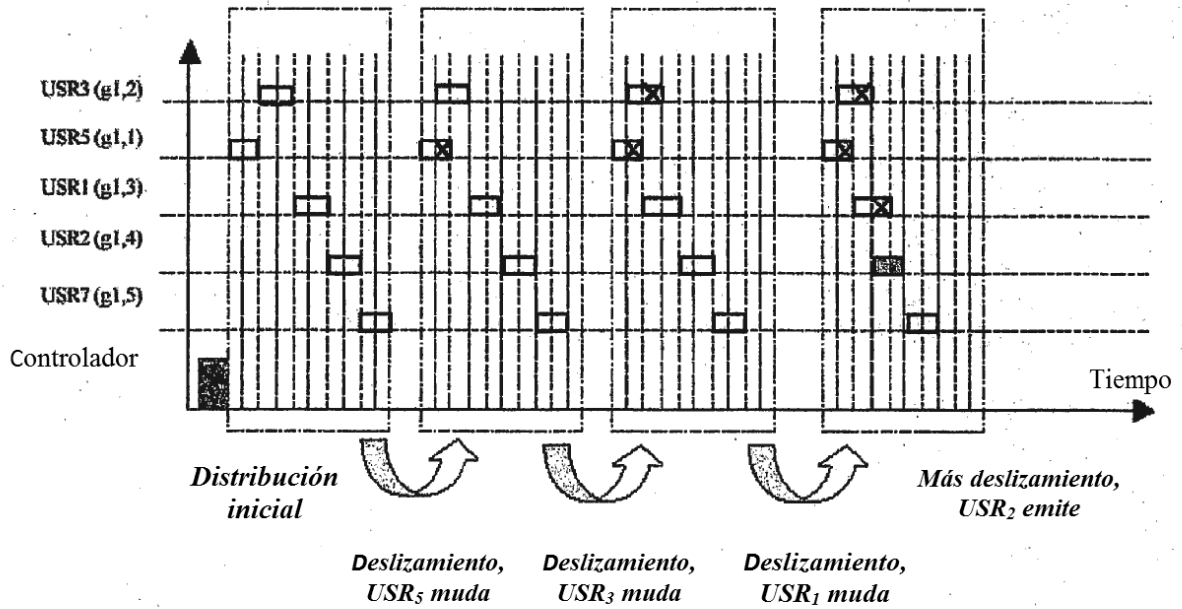


FIG.23

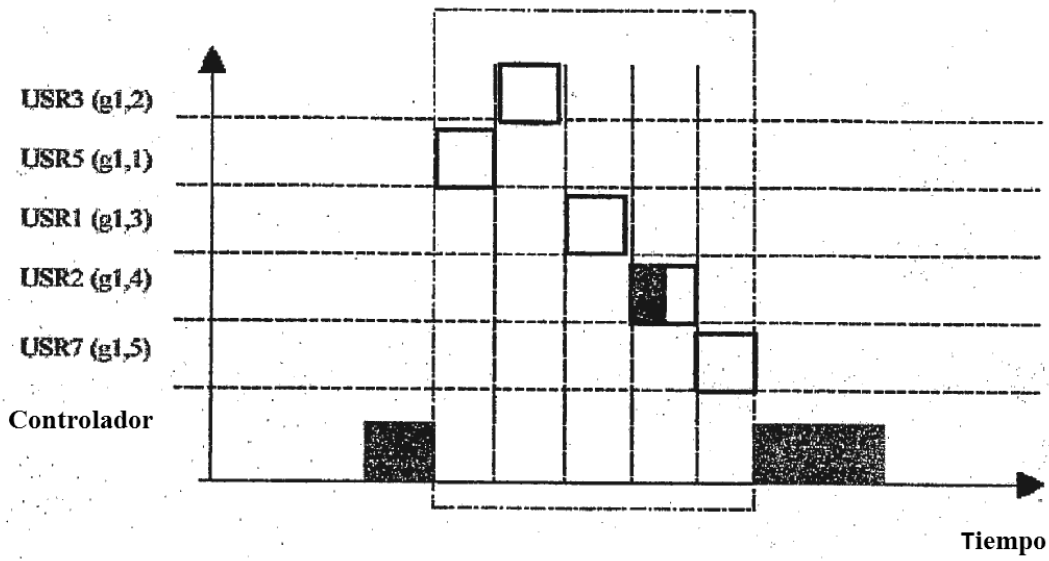


FIG.24

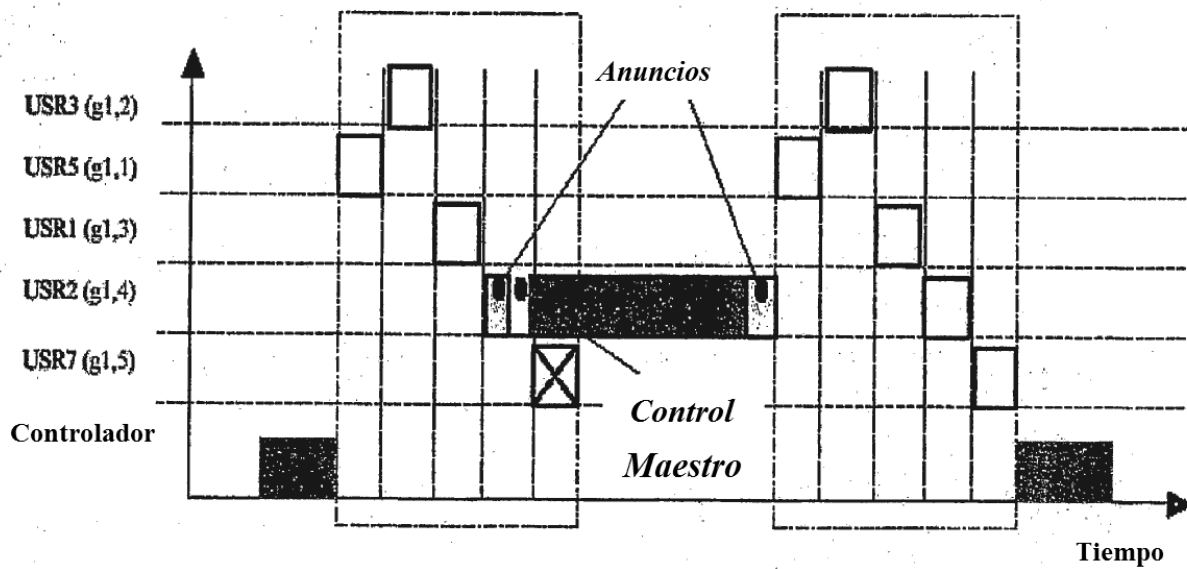


FIG.25