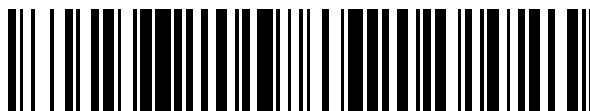


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 586 332**

51 Int. Cl.:

A61N 1/378 (2006.01)

A61N 1/36 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **27.09.2012** **E 12778539 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.05.2016** **EP 2771066**

54 Título: **Circuitería de comunicaciones y carga para dispositivo médico implantable de una sola bobina**

30 Prioridad:

24.10.2011 US 201161550588 P
10.09.2012 US 201213608490

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
13.10.2016

73 Titular/es:

BOSTON SCIENTIFIC NEUROMODULATION CORPORATION (100.0%)
25155 Rye Canyon Loop
Valencia, CA 91355, US

72 Inventor/es:

FELDMAN, EMANUEL;
DRONOV, VASILY;
PARRAMON, JORDI;
OZAWA, ROBERT y
RAHMAN, MIZANUR

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 586 332 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

Circuitería de comunicaciones y carga para dispositivo médico implantable de una sola bobina

La presente invención versa sobre circuitería de comunicaciones y carga para un dispositivo médico implantable de una sola bobina.

5 **Antecedentes**

Los dispositivos implantables de estimulación generan y distribuyen estímulos eléctricos a los nervios y los tejidos para la terapia de diversos trastornos biológicos, tales como los marcapasos para tratar la arritmia cardíaca, los desfibriladores para tratar la fibrilación cardíaca, los estimuladores cocleares para tratar la sordera, los estimuladores retinianos para tratar la ceguera, los estimuladores musculares para producir un movimiento coordinado de las extremidades, los estimuladores de la médula espinal para tratar el dolor crónico, los estimuladores cerebrales corticales y profundos para tratar trastornos motrices y fisiológicos, los estimuladores de los nervios occipitales para tratar dolores de cabeza de tipo migrañoso, y otros estimuladores neurales para tratar la incontinencia urinaria, la apnea del sueño, la subluxación del hombro, etc. La presente invención puede encontrar aplicabilidad en todas las aplicaciones de ese tipo y en otros sistemas de dispositivos médicos implantables, aunque la descripción que sigue se centrará generalmente en el uso de la invención en un sistema de dispositivos microestimuladores Bion® del tipo dado a conocer en la publicación de patente estadounidense nº 2010/0268309. La invención también puede ser usada en un estimulador de la médula espinal (SCS), tal como el dado a conocer, por ejemplo, en la patente estadounidense nº 7.444.181.

Normalmente, los dispositivos microestimuladores comprenden un alojamiento pequeño, generalmente cilíndrico, que porta electrodos para producir una corriente de estimulación deseada. Los dispositivos de este tipo son implantados cerca del tejido diana para permitir que la corriente de estimulación estimule el tejido diana para proporcionar terapia para una amplia variedad de estados y trastornos. Un microestimulador suele incluir o portar electrodos de estímulo previstos para hacer contacto con un tejido del paciente, pero también pueden tener electrodos acoplados al cuerpo del dispositivo a través de uno o varios cables. Un microestimulador puede tener dos o más electrodos. Los microestimuladores se benefician con la simplicidad. Por su pequeño tamaño, el microestimulador puede ser implantado directamente en un sitio que requiera terapia para el paciente.

El documento US 2001/002441 da a conocer un aparato para la terapia neuromoduladora para la incontinencia urinaria y para trastornos urológicos que comprende un cable-receptor implantable y un estimulador externo que tiene una fuente de alimentación, circuitería de control y programas predeterminados. El estimulador incluye, además, una bobina primaria que transfiere de manera inductiva señales eléctricas al cable-receptor, que también está en contacto eléctrico con los nervios sacros. El estimulador externo emite impulsos eléctricos para estimular el plexo sacro según un programa predeterminado. En un segundo modo de operación, un técnico puede anular manualmente la secuencia predeterminada de estimulación.

La invención está definida en las reivindicaciones 1 y 10. En las reivindicaciones dependientes se definen realizaciones preferentes de la invención.

La Figura 1 ilustra un microestimulador implantable ejemplar 100. Según se muestra, el microestimulador 100 incluye una fuente 145 de alimentación, tal como una batería, una memoria programable 146, circuitería eléctrica 144, y una bobina 147. Estos componentes están alojados dentro de una cápsula 202, que suele ser un cilindro delgado alargado, pero también puede tener cualquier otra forma, determinada por la estructura del tejido diana deseado, por el procedimiento de implantación, el tamaño y la ubicación de la fuente 145 de alimentación, y/o el número y la disposición de los electrodos externos 142. En algunas realizaciones, el volumen de la cápsula 202 es sustancialmente igual o inferior a tres centímetros cúbicos.

La batería 145 suministra energía a los diversos componentes dentro del microestimulador 100, tales como la circuitería eléctrica 144 y la bobina 147. La batería 145 también proporciona energía para la corriente de estimulación terapéutica que sale o se hunde partiendo de los electrodos 142. La fuente 145 de alimentación puede ser una batería primaria, una batería recargable, un condensador o cualquier otra fuente de alimentación adecuada. Posteriormente se describirán sistemas y procedimientos para cargar una batería recargable 145.

La bobina 147 está configurada para recibir y/o emitir un campo magnético que es usado para comunicarse o recibir energía de uno o más dispositivos externos que soportan el microestimulador implantado 100, ejemplos de los cuales se describirán posteriormente. Tal transferencia de comunicación y/o de energía puede ser transcutánea, como es bien sabido.

La memoria programable 146 es usada, al menos en parte, para almacenar uno o más conjuntos de datos, incluyendo parámetros de estimulación eléctrica que son seguros y eficaces para un estado médico particular y/o para un paciente particular. Los parámetros de estimulación eléctrica controlan diversos parámetros de la corriente de estimulación aplicada a un tejido diana, incluyendo la frecuencia, la anchura del impulso, la amplitud, el patrón de ráfagas (por ejemplo, el instante de inicio de la ráfaga y el instante de fin de la ráfaga), el ciclo de trabajo o el

intervalo de repetición de la ráfaga, el tiempo de aumento y el tiempo de disminución de la corriente de estimulación, etc.

El microestimulador 100 ilustrado incluye electrodos 142-1 y 142-2 en el exterior de la cápsula 202. Los electrodos 142 pueden estar dispuestos en ambos extremos de la cápsula 202, según se ilustra, o ser colocados a lo largo de la longitud de la cápsula. También puede haber más de dos electrodos dispuestos en una disposición a lo largo de la longitud de la cápsula. Uno de los electrodos 142 puede ser denominado electrodo estimulador, actuando el otro como un electrodo indiferente (nodo de referencia) usado para completar un circuito de estimulación, produciendo una estimulación monopolar. O un electrodo puede actuar como cátodo, mientras el otro actúa como ánodo, produciendo una estimulación bipolar. Los electrodos 142 pueden estar situados, de forma alternativa, en los extremos de cables cortos flexibles. El uso de tales cables permite, entre otras cosas, que la estimulación eléctrica sea dirigida al o a los tejidos diana a poca distancia de la fijación quirúrgica del grueso del dispositivo 100.

La circuitería eléctrica 144 produce los impulsos de estimulación eléctrica que son suministrados al nervio diana por medio de los electrodos 142. La circuitería eléctrica 144 puede incluir uno o más microprocesadores o microcontroladores configurados para decodificar parámetros de estimulación de la memoria 146 y generar los correspondientes impulsos de estimulación. La circuitería eléctrica 144 también incluirá generalmente otra circuitería, tal como la circuitería de la fuente de corriente, la circuitería de transmisión y recepción acoplada a la bobina 147, los condensadores de salida de electrodo, etc.

Preferentemente, las superficies externas del microestimulador 100 están compuestas de materiales biocompatibles. Por ejemplo, la cápsula 202 puede estar fabricada de vidrio, cerámica, metal o cualquier otro material que proporcione un envase hermético que excluya el agua pero permita el paso de los campos magnéticos usados para transmitir datos y/o energía. Los electrodos 142 pueden estar fabricados de un metal o un compuesto noble o refractario, tales como platino, iridio, tantalio, titanio, nitrato de titanio, niobio o aleaciones de cualquiera de estos, para evitar la corrosión o la electrólisis, que podrían dañar los tejidos circundantes y el dispositivo.

El microestimulador 100 también puede incluir una o más salidas 201 de infusión, que facilitan la infusión de uno o más fármacos en el tejido diana. Alternativamente, pueden acoplarse catéteres a las salidas 201 de infusión para distribuir la terapia farmacológica al tejido diana a cierta distancia del cuerpo del microestimulador 100. Si el microestimulador 100 está configurado para proporcionar una estimulación farmacológica usando las salidas 201 de infusión, el microestimulador 100 también puede incluir una bomba 149 que esté configurada para almacenar y distribuir el fármaco o los fármacos.

Pasando a la Figura 2, se ilustra el microestimulador 100 implantado en un paciente 150, y también se ilustran diversos componentes externos que pueden ser usados para soportar el microestimulador 100 implantado. Puede usarse un controlador externo 155 para programar y comprobar el microestimulador 100 mediante un enlace 156 de comunicaciones. Tal enlace 156 es generalmente un enlace bidireccional, de modo que el microestimulador 100 pueda comunicar su estado o diversos parámetros adicionales al controlador externo 155. La comunicación por el enlace 156 se produce mediante acoplamiento inductivo magnético. Así, cuando han de enviarse datos desde el controlador externo 155 al microestimulador 100, una bobina 158 del controlador externo 155 es excitada para producir un campo magnético que comprende el enlace 156, campo magnético que es detectado en la bobina 147 del microestimulador. Asimismo, cuando han de enviarse datos desde el microestimulador 100 al controlador externo 155, la bobina 147 es excitada para producir un campo magnético que comprende el enlace 156, campo magnético que es detectado en la bobina 158 del controlador externo. Normalmente, el campo magnético es modulado, por ejemplo con modulación de codificación por variación de la frecuencia (FSK) o similar, para codificar los datos. Por ejemplo, la telemetría de datos mediante FSK puede producirse en torno a una frecuencia central $f_1 = 125$ kHz, representando una señal de 129 kHz la transmisión de un '1' lógico y representando 121 kHz un '0' lógico. (Esta frecuencia f_1 será presentada como una sola frecuencia definida por su centro, pero esto es meramente por conveniencia; en realidad, esta frecuencia tiene un ancho de banda necesario para la comunicación FSK, y así debería ser interpretada).

Un cargador externo 151 proporciona energía usada para recargar la batería 145 (Fig. 1). Tal transferencia de energía se produce energizando la bobina 157 del cargador externo 151, lo que produce un campo magnético que comprende el enlace 152, que se produce con una frecuencia diferente ($f_2 = 80$ kHz) a la de las comunicaciones de datos por el enlace 156. Este campo magnético 152 energiza la bobina 147 atravesando el tejido del paciente 150, y es rectificado, filtrado y usado para recargar la batería 145. El enlace 152, como el enlace 156, puede ser bidireccional para permitir que el microestimulador 100 devuelva información de estado al cargador externo 151. Por ejemplo, una vez que la circuitería 144 del microestimulador 100 detecte que la fuente 145 de alimentación está plenamente cargada, la bobina 147 puede devolver al cargador externo 151 una señal, informándolo de ese hecho, para que pueda cesar la carga. La carga puede producirse a intervalos convenientes para el paciente 150, tal como cada noche.

La Figura 3A muestra la circuitería 101 de comunicaciones y carga dentro del microestimulador 100 que está acoplado a la bobina 147. Tal circuitería es explicada en detalle en el documento US 2010/006992 A, con el cual se supone que el lector está familiarizado y, por ello, aquí solo se lo explica de forma breve.

Según se explica en la publicación US 2010/006992 A, la circuitería de la Figura 3A es beneficiosa, porque usa una sola bobina L1 (147) para recibir del cargador externo 151 un campo magnético 152 de carga, y para transmitir al controlador externo 155 y recibir del mismo telemetría 156 de datos. (El cargador externo 151 y el controlador externo 155 son mostrados en la Figura 3A como una unidad integrada en aras de la simplicidad).

- 5 La bobina 147 está conectada por un extremo, a través de un transistor conmutador M1 a una tensión, Vbat, proporcionado por la batería 145 del microestimulador 100. La bobina 147 está conectada a tierra por su otro extremo a través de un transistor conmutador M2. El condensador oscilante C1 está conectado en paralelo con la bobina 147, y sintoniza la bobina a una frecuencia particular para transmitir o recibir telemetría de datos hacia o procedente del controlador externo 155 (por ejemplo, aproximadamente, $f_1 = 125$ kHz). Una combinación en serie de un condensador sintonizador C2 y un transistor conmutador M3 también está conectada en paralelo a la bobina 147. El transistor M3 está activado durante la recepción de un campo magnético de carga por el enlace 152 procedente del cargador externo 151 para sintonizar la bobina a la frecuencia del campo magnético de carga (por ejemplo, aproximadamente, $f_2 = 80$ kHz). También conectado en paralelo con la bobina 147 hay un rectificador en puente de onda completa formado de diodos D1-D4 para producir la tensión de CC Vout. También podrían usarse un rectificador en puente de media onda o incluso un rectificador de un solo diodo. También hay conectado un transistor conmutador M4 entre la circuitería rectificadora y tierra.

- La tensión de CC Vout se recibe en el condensador acumulador C3, que filtra y aplanla la tensión antes de pasarla a la circuitería 92 de carga de la batería. La circuitería 92 de carga de la batería es usada para cargar la batería 145 de manera controlada. Si es preciso, puede haber conectado un diodo Zener D5 u otro circuito adecuado de bloqueo de la tensión entre los extremos del condensador acumulador C3 para evitar que Vout supere cierto valor predeterminado.

- La Figura 3B muestra el estado de los transistores conmutadores M1-M4 para los modos de recepción de energía, recepción de datos y transmisión de datos. Según se muestra, para operar en un modo de recepción de energía, el circuito DESACTIVARÁ los conmutadores M1, M2 y M4, y ACTIVARÁ el conmutador M3. ACTIVAR M3 incluye el condensador sintonizador C2, en paralelo con el condensador oscilante C1, que, junto con la inductancia formada por la bobina 147, forma un circuito resonante que es sintonizado a la frecuencia del campo magnético de carga ($f_2 = 80$ kHz). El circuito de la Figura 3A también puede operar en un modo de transmisión de datos durante la carga empleando retrotelemetría denominada codificación por variación de la carga (LSK), en cuyo caso el transistor M4 es modulado con los datos que han de volver a transmitirse al cargador externo 151.

- 30 Para que el circuito de la Figura 3A opere en un modo de recepción de datos, el circuito DESACTIVARÁ los conmutadores M1, M3 y M4 OFF, y ACTIVARÁ el conmutador M2. Desactivar M3 excluye al condensador sintonizador C2 del circuito resonante, cuya sintonización queda así gobernada por la bobina 147 and condensador oscilante C1. Con el condensador sintonizador C2 excluido, el circuito resonante es sintonizado a una frecuencia mayor que coincide con la operación del controlador externo 155 ($f_1 = 125$ kHz). ACTIVAR M2 conecta el circuito resonante a tierra, lo que proporciona una entrada al receptor, que desmodula los datos recibidos (DATA RCV). El receptor puede comprender una entrada diferencial, según se ilustra con líneas continuas en la Figura 3A, o puede comprender una entrada no diferencial de una sola terminación en la que una de las entradas está conectada a tierra, según se muestra en líneas punteadas en la Figura 3A.

- 40 Según se muestra también en la Figura 3B, el circuito de la Figura 3A también puede operar en un modo de transmisión de datos DESACTIVANDO los conmutadores M3 y M4, modulando el conmutador M2 con una señal de datos (DATA XMIT), y ACTIVANDO el conmutador M1. En estas condiciones, el circuito resonante, en virtud de que el transistor M3 está DESACTIVADO, vuelve a estar sintonizado a la frecuencia mayor ($f_1 = 125$ kHz), y, en consecuencia, emitirá una señal al controlador externo 155 por el enlace 156, suministrándose la energía para la radiación desde la tensión de la batería, Vbat, por medio del transistor M1. Se muestra al transmisor que recibe los datos que han de transmitirse (DATA XMIT) acoplado al transistor M2, pero también podría estar acoplado al transistor M1.

- Se ve así que, controlando de manera selectiva el estado de los conmutadores M1-M4, el circuito de la Figura 3A puede operar en modos diferentes, usando únicamente una sola bobina 147. Tales modos pueden ser invocados de forma multiplexada en el tiempo, por ejemplo, siendo seguido un primer modo por un segundo modo, dependiendo de la aplicación particular objeto de interés. En último término, las señales de control de M1-M4, así como DATA XMIT, son emitidas por un microcontrolador (o, más genéricamente, por circuitería 160 de control) en el microestimulador 100, y los DATA RCV son recibidos por ese microcontrolador.

- Aunque la versatilidad del circuito multifuncional de una sola bobina de la Figura 3A resulta deseable, los inventores reconocen inconvenientes. Un inconveniente es que el condensador acumulador C3 carga el circuito oscilante resonante (bobina L1 147 y condensador oscilante C1) durante periodos en que la circuitería transmite datos. Según se ha expuesto anteriormente, durante la transmisión de datos, el conmutador M1 está cerrado mientras el conmutador M2 es modulado con la señal de datos, lo que hace que el circuito oscilante resuene, formando así una tensión de CA, Vtank, con una frecuencia central de, aproximadamente, $f_1 = 125$ kHz. Esta tensión alterna en al circuito oscilante también aparece entre los extremos del rectificador en puente de onda completa (D1-D4). Dado

que el conmutador M1 está cerrado, el nodo superior del circuito oscilante, nodo que está conectado al conmutador M1, permanecerá estacionario a aproximadamente Vbat. En consecuencia, habría cierta fuga de carga desde este nodo al condensador acumulador C3 a través del diodo D3. Dado que el conmutador M2 es modulado, la tensión en el nodo inferior del circuito oscilante, nodo que está conectado al conmutador M2, variará entre tierra y Vbat. Así, dependiendo de las tensiones instantáneas en el nodo inferior y de Vout, el diodo D4 también puede llegar a tener polarización directa y dejar escapar carga al condensador acumulador C3. Obsérvese que los diodos D1 y D2 no son conductores porque permanecen con polarización inversa. Así, parte de la carga generada en el circuito oscilante resonante se fuga al condensador acumulador C3, lo que carga el circuito oscilante resonante. (Otros componentes en el lado de CC del rectificador, tales como la circuitería 92 de carga de la batería y la batería 145 pueden estar desconectados o deshabilitados durante la telemetría, y, en cualquier caso, no cargan de manera apreciable el circuito oscilante).

Los inventores han apreciado que la carga del circuito oscilante por el condensador acumulador C3 tiene efectos poco deseables. El primero se refiere a la velocidad a la que la señal de RF transmitida por el circuito oscilante —es decir, la señal de RF que comprende el enlace 156 de comunicaciones— puede alcanzar su plena intensidad. La intensidad de la señal de RF está gobernada fundamentalmente por la magnitud de Vtank. Pero la fuga al condensador acumulador C3 por medio del rectificador en puente de onda completa impide una señal de RF de plena intensidad, al menos inicialmente. Esto se debe a que el condensador acumulador C3, inicialmente, no está cargado, y tal falta de carga promueve la fuga a través de los diodos D3 y D4, según se ha expuesto anteriormente. Tal fuga acabará cargando el condensador acumulador C3, lo que tenderá a reducir la fuga a través de los diodos, momento en el que la señal de RF tendrá plena intensidad. El efecto es que cuando el circuito de la Figura 3A empieza a transmitir datos, una porción inicial de los datos no será transmitida con una señal de RF de plena intensidad. Esto hace más difícil de resolver la recepción de esta señal en el controlador externo 155, dando como resultado datos corrompidos o ausencia total de datos. Los resultados experimentales muestran que el tiempo para que el circuito oscilante transmita con una señal de RF de plena intensidad es aproximadamente 2 ms. A velocidades normales de transmisión de datos de 4 Kbps, esta demora puede contribuir a errores significativos de transmisión de datos que afecten a 8 bits de información en este ejemplo. Además, aunque el condensador acumulador C3 esté plenamente cargado, puede seguir habiendo cierta fuga a través de los diodos en el rectificador y, por ende, cierto acoplamiento del condensador acumulador C3 con el circuito oscilante, que impide la intensidad de la señal de RF y desintoniza el circuito oscilante.

Un segundo efecto poco deseable es que la carga del circuito oscilante altera su frecuencia resonante, especialmente durante el tiempo en que la intensidad de la señal de RF está aumentando hacia su valor máximo. Esto ocurre porque la fuga a través de los diodos D3 y D4, de hecho, pone al condensador acumulador C3 en paralelo con el circuito oscilante. Esto aumenta la capacitancia efectiva del circuito oscilante, lo que disminuye su frecuencia resonante. En resumidas cuentas, el acoplamiento del condensador acumulador C3 desintoniza la circuitería oscilante al valor central, inferior al óptimo, de $f_1=125$ KHz. Nuevamente, tal desintonización puede afectar a la fiabilidad de la transmisión de datos.

Otro inconveniente del circuito de la Figura 3A está relacionado con el conmutador M3 en el lado de CA del rectificador. Vtank puede comprender una tensión alterna relativamente elevada, y, por lo tanto, el conmutador M3 está sometido a grandes oscilaciones de tensión. Esto dificulta mucho la implementación y el control del conmutador M3, y puede resultar en una complejidad, un tamaño y un coste de la circuitería mayores.

La presente divulgación presenta soluciones a los inconvenientes anteriormente mencionados y a otros de la técnica anterior.

Breve descripción de los dibujos

La Figura 1 muestra un microestimulador de la técnica anterior.

La Figura 2 muestra un microestimulador de la técnica anterior implantado en un paciente, así como un controlador externo y un cargador externo.

Las Figuras 3A y 3B muestran la circuitería de comunicaciones y carga del microestimulador de la técnica anterior, y los diversos modos en los que tal circuitería puede ser operada.

Las Figuras 4A y 4B muestran una circuitería mejorada de comunicaciones y carga, y los diversos modos en los que tal circuitería puede ser operada.

La Figura 5 muestra diferencias en la tensión de la circuitería oscilante durante los modos de telemetría de datos y de recepción de energía usando la circuitería mejorada de la Figura 4A.

La Figura 6 muestra una alternativa a la circuitería mejorada de la Figura 4A.

Descripción detallada de la invención

Se describe circuitería mejorada de comunicaciones y carga para un dispositivo médico implantable que tiene una sola bobina para recibir energía de carga y para la telemetría de datos. La circuitería elimina del lado de CA del circuito un condensador sintonizador y un conmutador tradicionalmente usados para sintonizar la circuitería oscilante a diferentes frecuencias para la telemetría y la carga. Como tal, la circuitería oscilante es simplificada y no contiene ningún componente conmutable que pueda ser difícil de implementar. Hay un conmutador conectado en serie al

condensador acumulador en el lado de CC del circuito, que esencialmente ocupa el lugar del conmutador de la técnica anterior sintonizando el circuito para la telemetría o la carga. Durante la telemetría, el conmutador se abre, desconectando así el condensador acumulador del circuito oscilante, y paliando la inquietud de que este condensador se acople con el circuito oscilante e interfiera en las operaciones de telemetría. Durante la carga, el conmutador está cerrado, lo que permite que el condensador acumulador se acople con la circuitería oscilante a través del rectificador durante algunas porciones de la resonancia de la circuitería oscilante. Como tal, se da al acoplamiento previamente no deseado a través del rectificador en la técnica anterior el fin útil de sintonizar la circuitería oscilante a una frecuencia apropiada durante la carga. Dado que el conmutador está trasladado al lado de CC del circuito, no está sometido a grandes oscilaciones de tensión y, así, es de implementación más simple y menos costosa.

En la Figura 4A se muestra una realización de la circuitería mejorada 201 de comunicaciones y carga. Muchos de los componentes del circuito 201 son similares a los componentes correspondientes del circuito 101 de la Figura 3A. Sin embargo, hay diferencias. En primer lugar, el circuito 201 no incluye un condensador sintonizador C2 ni su conmutador M3 asociado. En consecuencia, el circuito oscilante resonante incluye sola la bobina L1 y el condensador oscilante C1, y no hay conectada ninguna otra circuitería a la circuitería oscilante para sintonizar su resonancia. En segundo lugar, se pone un conmutador M5 en serie con el condensador acumulador C3. Así, el condensador acumulador C3 está conectado al resto del circuito cuando el conmutador M5 está activado, y está desconectado cuando M5 está desactivado. La relevancia y la funcionalidad de incluir el acumulador C3 en el circuito o excluirlo serán expuestas posteriormente.

La Figura 4B muestra el estado de los transistores conmutadores M1, M2, M4 y M5 para los modos de recepción de energía, recepción de datos y transmisión de datos. El estado de los conmutadores M1, M2 y M4 en el circuito 201 no cambia con respecto al circuito 101 (compárese con la Fig. 3B), y, como tales, tales conmutadores son aún controlados de forma similar para implementar las operaciones de recepción de energía, recepción de datos y transmisión de datos. El nuevo conmutador M5 en el circuito 201 también está controlado de forma similar al conmutador M3 en el circuito 101, porque está desactivado durante la telemetría de datos, y activado durante la carga. Sin embargo, como se verá, el reposicionamiento de este conmutador en el lado de CC del rectificador tiene ventajas operativas y de fabricación. Como el circuito 101, el 201 usa la circuitería 160 de control para emitir las diversas señales de control M1, M2, M4 y M5 y encargarse de los datos de telemetría.

Durante las operaciones de telemetría, el circuito oscilante formado por la bobina L1 y el condensador oscilante C1 tiene valores seleccionados adecuados para resonar a una frecuencia adecuada para la telemetría FSK (por ejemplo, $f_1 = 125$ kHz). Según se ha mencionado, durante la telemetría de datos, el conmutador M5 está desactivado, desconectando así el condensador acumulador C3 de la parte de CA del circuito 201. Así, a diferencia del circuito 101 de la Figura 3A, el condensador acumulador C3 no carga el circuito oscilante durante las operaciones de telemetría. Como tal, se paliar los problemas expuestos anteriormente con respecto al circuito 101 de la técnica anterior: el circuito 201 puede acumular energía rápidamente en el circuito oscilante, de modo que la señal de RF resultante pueda aumentar más rápidamente hasta la plena intensidad. Por ejemplo, los resultados experimentales muestran que el tiempo para que el circuito oscilante transmita con plena intensidad la señal de RF es de aproximadamente solo 200 microsegundos, una mejora décupla con respecto a los dos milisegundos requeridos para el circuito 101 de la Figura 3A. Además, dado que el condensador acumulador está desacoplado, no aumenta la capacitancia de la circuitería oscilante y, así, no desintonizará su frecuencia. Esto mejora la fiabilidad y la estabilidad de la telemetría de datos, en particular durante los modos en los que el microestimulador 100 debe transmitir datos al controlador externo 155.

Según se ha mencionado, durante la recepción de un campo de carga procedente del controlador externo 151 —es decir, durante el modo de recepción de energía— M5 está cerrado, lo que acopla al condensador acumulador C3 en el circuito. Como antes, el condensador acumulador C3 filtra y aplanla la tensión de CC (Vout) proporcionada por el rectificador, tensión que puede ser entonces usada para cargar la batería 145 del microestimulador 100. Además, el condensador acumulador C3 es usado para sintonizar la resonancia durante la recepción de energía. Por ejemplo, el circuito 201 está sintonizado para resonar a aproximadamente $f_2 = 80$ kHz durante este modo, para que coincida con la frecuencia del campo magnético de carga proporcionado por el cargador externo 151 por el enlace 152.

Cómo ocurre esta sintonización —es decir, cómo se usa el condensador acumulador C3 para cargar el almacenador en el modo de recepción de energía— se explica con referencia a la Figura 5. La forma de onda 250 muestra V_{tank} durante los modos de telemetría de datos, es decir, durante la recepción de datos o la transmisión de datos, cuando el conmutador M5 está desactivado. En este caso, el condensador acumulador C3 no está cargado, y el circuito oscilante resuena a una frecuencia f_1 según la inductancia de la bobina 147 y el condensador oscilante C1. Según apreciará un experto, puede haber otras capacitancias parásitas que surjan de los diodos D1-D4 del rectificador, de la circuitería 92 de carga de la batería o de la batería 145 del microestimulador 100, capacitancias parásitas que podrían afectar la sintonización de la resonancia del circuito oscilante si el acoplamiento al circuito oscilante se produjera a través del rectificador. Sin embargo, tales capacitancias parásitas pueden ser modeladas o determinadas experimentalmente para evaluar su efecto total en la capacitancia del circuito 201. Si es significativo, el valor del condensador oscilante C1 puede ser ajustado como sea necesario para compensar cualquier capacitancia parásita, y para sintonizar el circuito 201 a su frecuencia deseada, por ejemplo a $f_1 = 125$ kHz. Según

se ha afirmado anteriormente, usar el conmutador M5 para prohibir el acoplamiento del condensador acumulador C3 durante los modos de telemetría de datos palia los problemas de telemetría de la técnica anterior expuestos anteriormente.

La forma de onda 260 muestra V_{tank} durante el modo de recepción de energía, cuando el conmutador M5 está activado. Tras algunos ciclos de V_{tank} , puede suponerse que el condensador acumulador C3 ha sido cargado hasta un valor de V_{out} , quizá 5V o así. A medida que V_{tank} aumenta durante su ciclo positivo, la tensión entre los extremos del rectificador no es suficiente para causar fuga a través de los diodos, y así V_{tank} aumenta de forma similar a la forma de onda 250. Sin embargo, en el instante 211, la tensión es suficiente para causar fuga a través de los diodos D3 y D2, momento en el que el condensador acumulador C3 carga el circuito oscilante. Suponiendo que los diodos tengan una caída de tensión directa de V_t , esta tensión crítica es igual a $V_{\text{out}} + 2V_t$. Así, durante el periodo 217, en el que se supera esta tensión crítica, el condensador acumulador C3 está, de hecho, en paralelo con el circuito oscilante. En consecuencia, y según se muestra en la Figura 5, la frecuencia resonante instantánea del circuito oscilante disminuye, quizá en hasta un factor de 10. Esto aplana y estira la silueta de la forma de onda 260 durante el periodo 217, y aumenta su duración en comparación con la forma de onda 250.

A medida que disminuye V_{tank} , alcanza el instante 212, momento en el que ya no se supera la tensión crítica. Así, del instante 212 al 214, el condensador acumulador C3 vuelve a estar desacoplado, y el circuito 201 vuelve a comportarse de manera similar a la forma de onda 250. Durante su ciclo negativo, V_{tank} acaba alcanzando la parte negativa de la tensión crítica ($-V_{\text{out}} - 2V_t$), lo que da una polaridad directa a los diodos D4 y D1. Nuevamente, el condensador acumulador C3 está acoplado al circuito oscilante durante el periodo 218, lo que de nuevo disminuye la frecuencia resonante y aplana y estira la forma de onda. Cuando V_{tank} acaba aumentando, ya no se supera esta tensión negativa crítica, y del instante 215 al 211 la forma de onda 260 vuelve a imitar la forma de onda 250, etc.

El efecto total proporcionado por permitir a propósito el acoplamiento del condensador acumulador C3 al circuito oscilante para las porciones de mayor tensión del ciclo de V_{tank} es que la frecuencia general de la forma de onda 260 disminuye hasta una frecuencia que coincide con la del campo magnético de carga entrante, es decir, $f_2 = 80$ kHz. Como con el condensador oscilante C1, pueden usarse modelado o experimentación para escoger el valor del condensador acumulador C3 para lograr esta frecuencia de carga deseada. En un ejemplo, y suponiendo una inductancia de la bobina L1 de 80 μH , el condensador oscilante C1 puede comprender 33 nF, y el condensador acumulador C3 puede comprender 4,7 μF . Los datos experimentales han demostrado que la reducción en la frecuencia resonante debida al efecto de la carga del condensador acumulador C3 y capacitancias parásitas relacionadas es de aproximadamente un 20%, lo cual es adecuado para las aplicaciones de telemetría/carga del dispositivo médico implantable objeto de interés.

Así, el circuito 201 mejorado de comunicación y carga soporta funciones de sintonización separada de telemetría de datos y carga, y lo hace sin cargar la circuitería oscilante durante la telemetría. Además, proporcionar el conmutador M5 en el lado de CC del circuito significa que el conmutador está sometido a tensiones de CC mucho menores, es más fácilmente controlable usando niveles lógicos estándar en su puerta, y se lo puede hacer más pequeño que el conmutador M3 de la técnica anterior. Así, la complejidad, el tamaño y el coste del microestimulador disminuyen beneficiosamente.

Un experto en la técnica reconocerá que el circuito 201 puede ser modificado de maneras diversas. Por ejemplo, dado que la transmisión de datos desde el microestimulador es un problema particular, puede que solo sea necesario abrir el conmutador M5 durante la transmisión; es decir, puede ser aceptable que el conmutador M5 esté cerrado durante los periodos de recepción de datos, cuando V_{tank} puede estar a tensiones inferiores, y, así, acoplarse al condensador acumulador no es una preocupación tan grande. La circuitería para transmitir y recibir datos puede conectarse con la circuitería oscilante de maneras diferentes, y no es necesario poner los conmutadores M1 y M2 en la configuración exacta mostrada; pueden usarse otras configuraciones para la circuitería receptora y transmisora. La circuitería 92 de carga de la batería no es estrictamente necesaria, y no es preciso que, necesariamente, sea puesta en línea con la batería 145. No es preciso que el circuito oscilante comprenda necesariamente una configuración en paralelo de la bobina L1 y el condensador oscilante C1, y, en vez de ello, pueden ser utilizadas configuraciones en serie. Si resultan útiles para sintonizar las frecuencias f_1 y f_2 de telemetría y energía, pueden usarse tanto un condensador acumulador C3a conmutado como un condensador acumulador C3b no conmutador en el lado de CC del rectificador, según se muestra en la Figura 6. Esta configuración puede seguir permitiendo que el condensador acumulador C3b se acople al circuito oscilante durante la telemetría si ello es útil para la sintonización, pero el valor de este condensador podría reducirse; el condensador acumulador C3a podría seguir estando controlado por el conmutador M5, dependiendo de si se está produciendo recepción de telemetría o de energía, según se ha expuesto previamente. O el conmutador M3 y el condensador sintonizador C2 del circuito 101 pueden seguir estando incluidos junto con el conmutador M5 y el condensador acumulador C3 del circuito 201, siendo controlados de forma selectiva ambos conmutadores durante los modos de recepción de telemetría o de energía. Aún son posibles otras configuraciones de los condensadores en los lados tanto de CA como de CC del rectificador.

Aunque la invención divulgada en la presente memoria ha sido descrita por medio de realizaciones específicas y aplicaciones de las mismas, los expertos en la técnica podrían realizar numerosas modificaciones y variaciones a la misma sin apartarse del alcance de la invención definido en las reivindicaciones.

REIVINDICACIONES

1. Circuitería de comunicaciones y carga para un dispositivo médico implantable, que comprende:
un circuito resonante que comprende una bobina y un condensador resonante para producir una tensión de CA;
5 un rectificador acoplado al circuito resonante para producir una tensión de CC a partir de la tensión de CA;
un condensador acumulador para recibir la tensión de CC;
un primer conmutador en serie con el condensador acumulador; y
circuitería de control, estando configurada la circuitería de control para cerrar el primer conmutador durante
10 periodos en que el circuito resonante está recibiendo energía de forma inalámbrica, y estando configurada la circuitería de control para abrir el primer conmutador durante periodos en que el circuito resonante realiza telemetría de datos.
2. La circuitería de la reivindicación 1 que, además, comprende una batería, en la que la tensión de CC es usada para cargar la batería.
3. La circuitería de la reivindicación 2 que, además, comprende circuitería de carga de la batería, en la que la
15 circuitería de carga de la batería está en línea entre la tensión de CC y la batería.
4. La circuitería de la reivindicación 1 que, además, comprende un transmisor, estando acoplado el transmisor al circuito resonante para hacer que el circuito resonante resuene y transmita datos de forma inalámbrica.
5. La circuitería de la reivindicación 1 que, además, comprende un receptor, estando acoplado el receptor al
20 circuito resonante para recibir resonancia en el circuito resonante cuando el circuito resonante recibe datos de forma inalámbrica.
6. La circuitería de la reivindicación 1 que, además, comprende un segundo conmutador acoplado entre una tensión de la batería y un primer extremo del circuito resonante, y un tercer conmutador acoplado entre tierra y un segundo extremo del circuito resonante, en la que hay configurado un transmisor para controlar ya sea el segundo conmutador o el tercer conmutador.
7. La circuitería de la reivindicación 6 en la que la circuitería de control está configurada para abrir los
25 conmutadores segundo y tercero durante periodos en que el circuito resonante recibe energía de forma inalámbrica.
8. La circuitería de la reivindicación 6 en la que la telemetría de datos comprende un modo de transmisión de datos y un modo de recepción de datos, y en la que durante el modo de transmisión de datos la circuitería de control está configurada para modular con los datos el segundo conmutador o el tercero acoplado al transmisor y para cerrar el otro de los conmutadores segundo o tercero, y en la que durante el modo de recepción de
30 datos la circuitería de control está configurada para cerrar uno de los conmutadores segundo o tercero.
9. El circuito de la reivindicación 1 en el que no hay conectada circuitería alguna al circuito resonante para sintonizar una frecuencia resonante del circuito resonante.
10. Circuitería de comunicaciones y carga para un dispositivo médico implantable, que comprende:
un circuito resonante que comprende una bobina y un condensador resonante para producir una tensión de CA;
un rectificador acoplado al circuito resonante para producir una tensión de CC a partir de la de CA; y
40 circuitería de sintonización que comprende un condensador acumulador y acoplada a la salida del rectificador, siendo controlable la circuitería de sintonización para controlar la frecuencia resonante del circuito resonante, y estando configurada la circuitería de sintonización para controlar la frecuencia resonante del circuito resonante en una primera frecuencia en un primer modo de operación, y en una segunda frecuencia en un segundo modo de operación.
11. La circuitería de la reivindicación 10 en la que el primer modo comprende telemetría de datos, y en la que el
45 segundo modo comprende un modo de recepción de energía.
12. La circuitería de la reivindicación 11 que, además, comprende una batería, en la que durante el modo de recepción de energía la tensión de CC es usada para cargar la batería.
13. La circuitería de la reivindicación 12 que, además, comprende circuitería de carga de la batería, en la que la circuitería de carga de la batería está en línea entre la tensión de CC y la batería.
14. La circuitería de la reivindicación 10 que, además, comprende un transmisor, estando acoplado el transmisor al
50 circuito resonante para hacer que el circuito resonante resuene y transmita datos de forma inalámbrica.

15. La circuitería de la reivindicación 10 que, además, comprende un receptor, estando acoplado el receptor al circuito resonante para recibir resonancia en el circuito resonante cuando el circuito resonante recibe datos de forma inalámbrica.
- 5 16. La circuitería de la reivindicación 10 que, además, comprende un segundo conmutador acoplado entre una tensión de la batería y un primer extremo del circuito resonante, y un tercer conmutador acoplado entre tierra y un segundo extremo del circuito resonante, en la que hay configurado un transmisor para controlar ya sea el segundo conmutador o el tercer conmutador.
17. La circuitería de la reivindicación 16 en la que los conmutadores segundo y tercero están abiertos cuando el circuito resonante recibe energía de forma inalámbrica.
- 10 18. La circuitería de la reivindicación 16 en la que durante el modo de transmisión de datos el segundo conmutador o el tercero acoplado al transmisor es modulado con datos y el otro de los conmutadores segundo o tercero está cerrado, y en la que durante el modo de recepción de datos uno de los conmutadores segundo o tercero está cerrado.

15

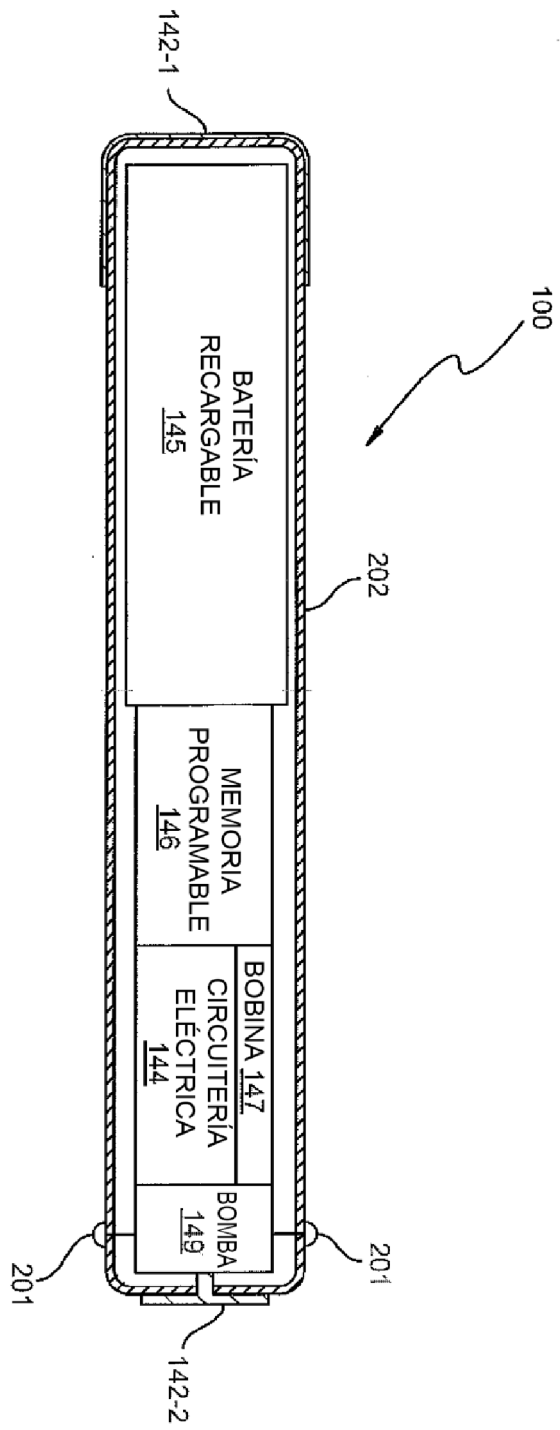


Figura 1
(técnica anterior)

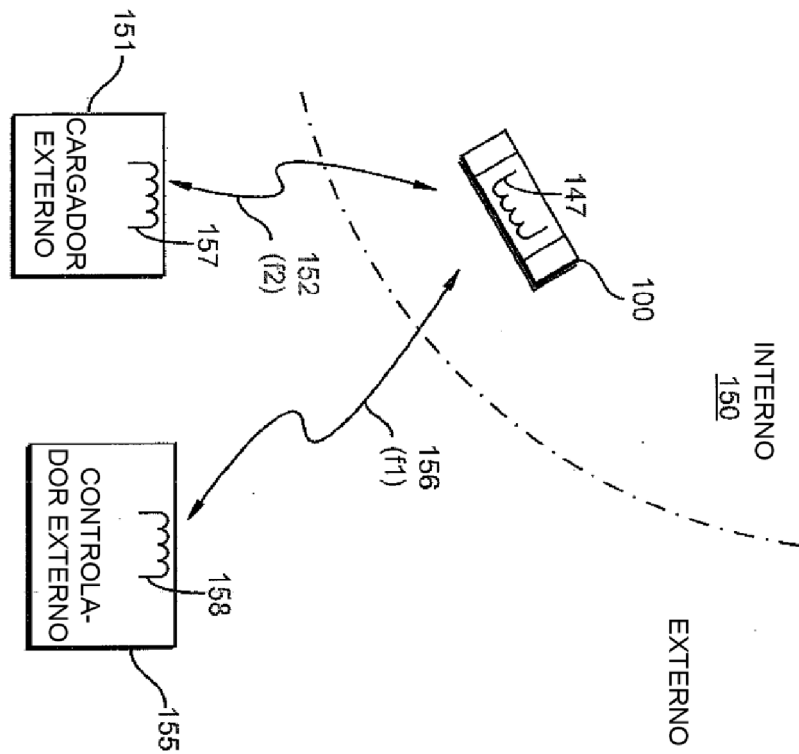


Figura 2
(técnica anterior)

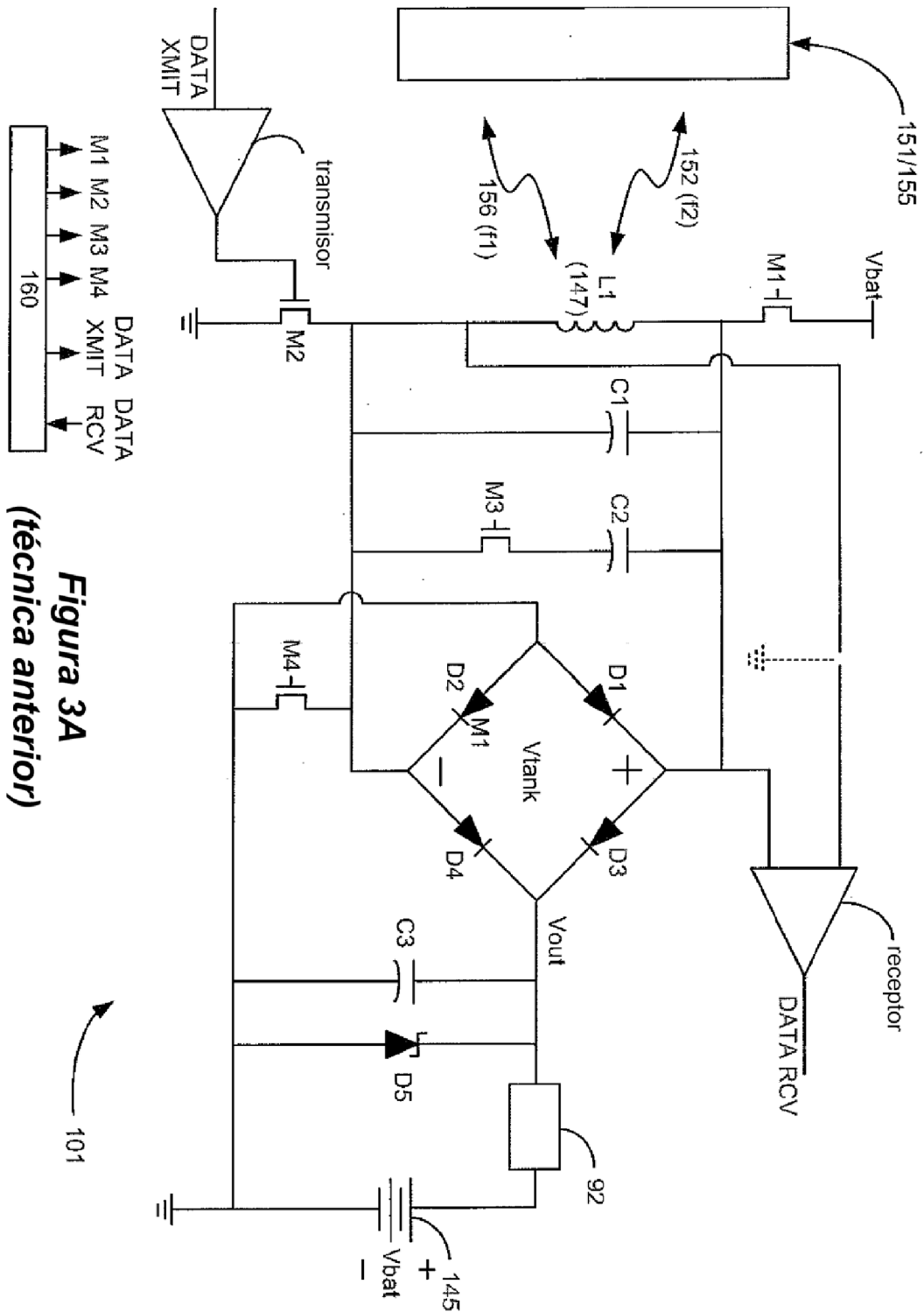


Figura 3A
(técnica anterior)

MODO	M1	M2	M3	M4
RECEPCIÓN DE ENERGÍA	DESACTIVADO	DESACTIVADO	ACTIVADO	DESACTIVADO O MODULADO (LSK)
RECEPCIÓN DE DATOS	DESACTIVADO	ACTIVADO	DESACTIVADO	DESACTIVADO
TRANSMISIÓN DE DATOS	ACTIVADO	MODULADO	DESACTIVADO	DESACTIVADO

Figura 3B
(técnica anterior)

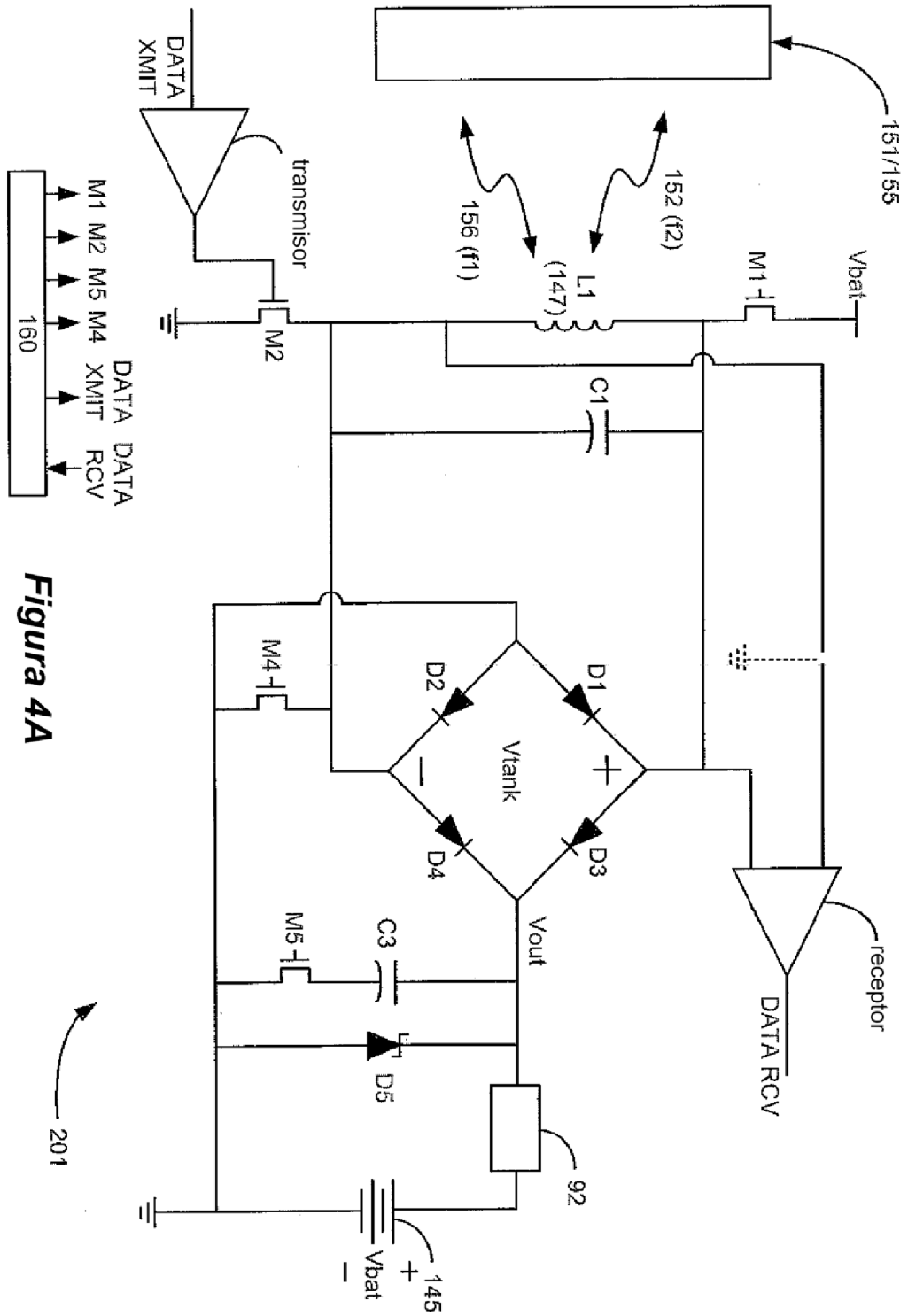


Figura 4A

MODO	M1	M2	M5	M4
RECEPCIÓN DE ENERGÍA	DESACTIVADO	DESACTIVADO	ACTIVADO	DESACTIVADO O MODULADO (LSK)
RECEPCIÓN DE DATOS	DESACTIVADO	ACTIVADO	DESACTIVADO	DESACTIVADO
TRANSMISIÓN DE DATOS	ACTIVADO	MODULADO	DESACTIVADO	DESACTIVADO

Figura 4B

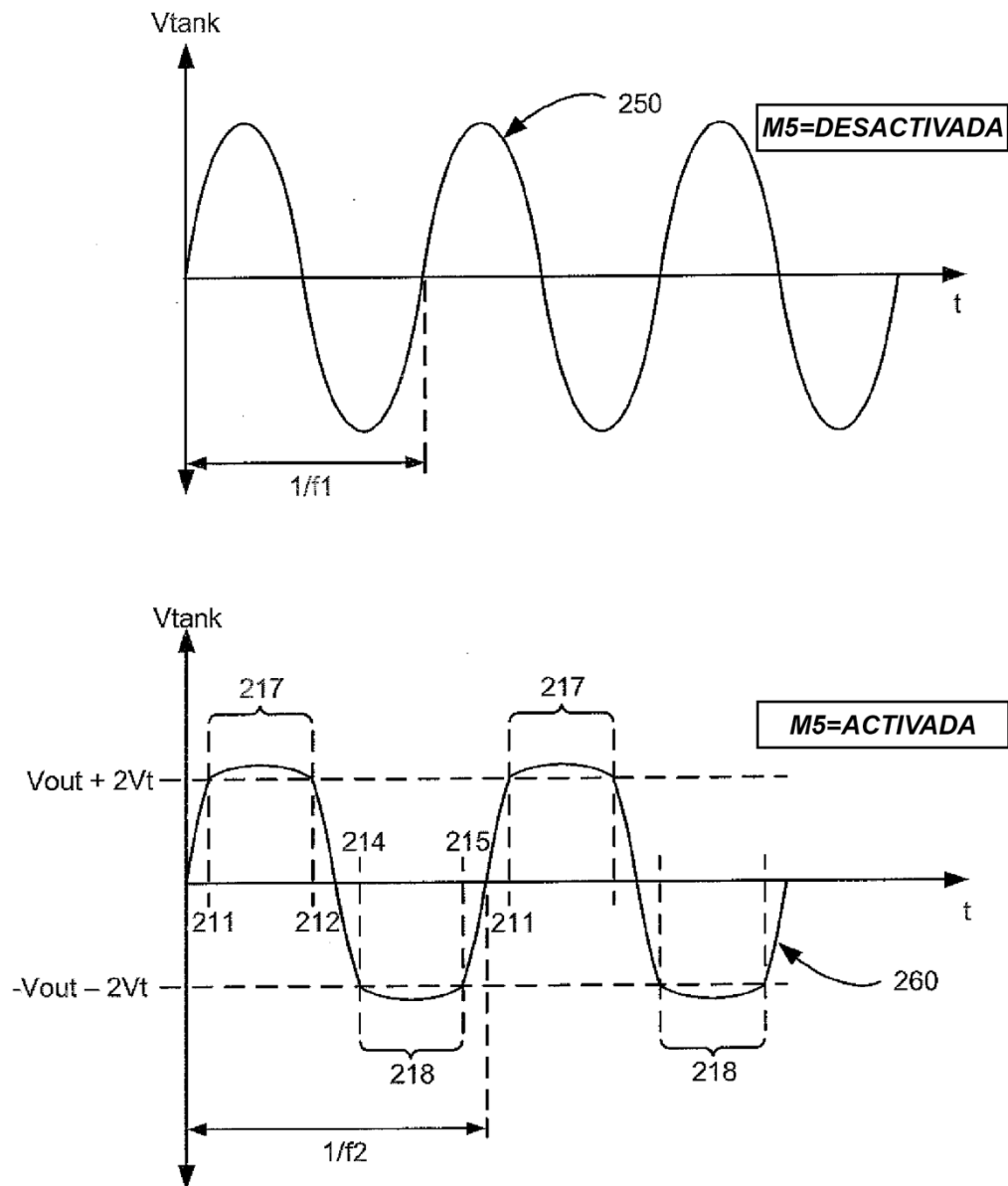


Figura 5

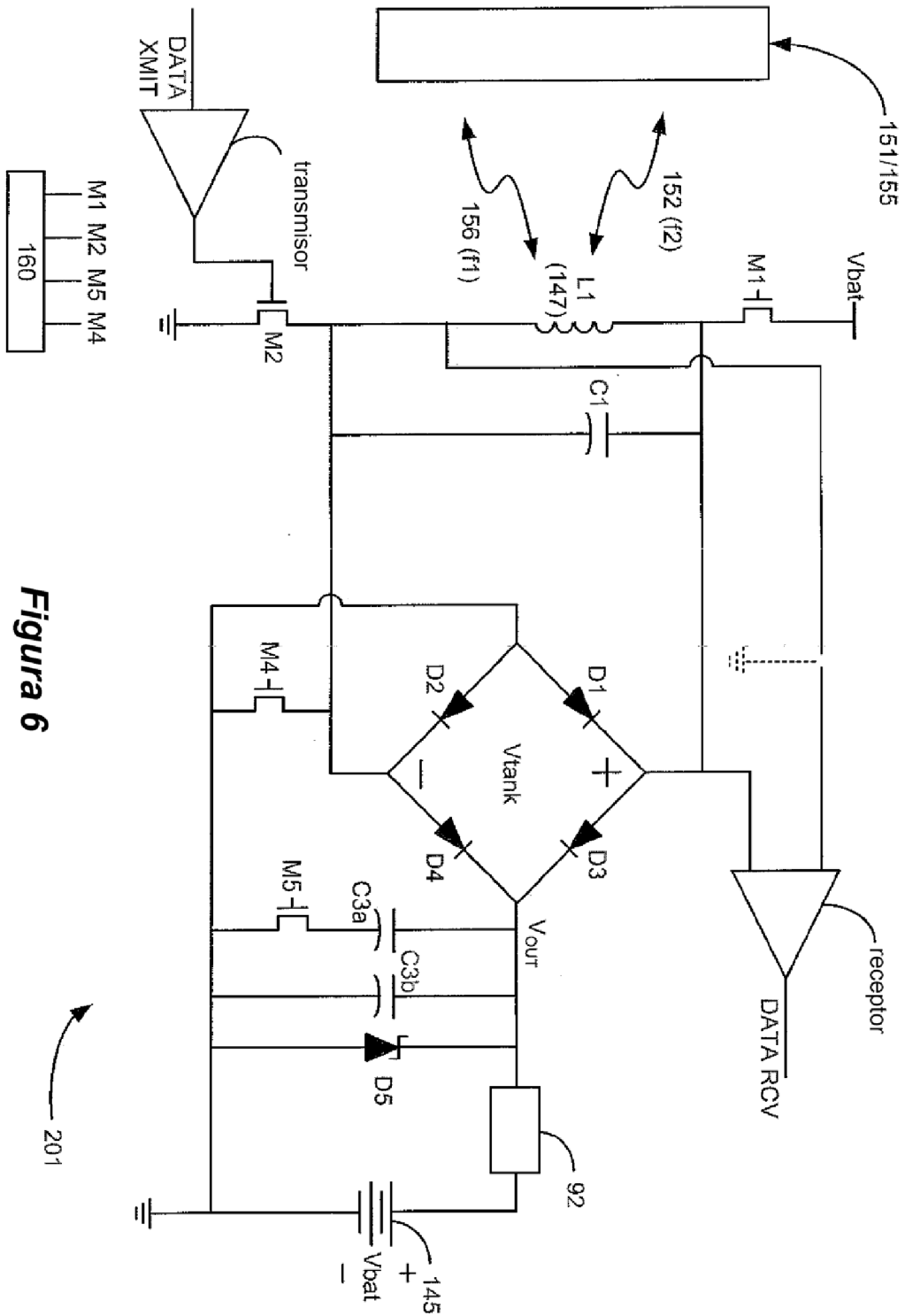


Figura 6