(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 710 080**

(21) Número de solicitud: 201731228

(51) Int. CI.:

H01S 5/042 (2006.01)

(12) SOLICITUD DE PATENTE A1

(22) Fecha de presentación:

18.10.2017

(43) Fecha de publicación de la solicitud:

22.04.2019

(71) Solicitantes:

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID (100.0%)
Parque Científico Universidad Carlos III Leganés Tecnológico Avda. Gregorio Peces Barba, 1
28919 LEGANES (Madrid) ES

(72) Inventor/es:

RODRÍGUEZ HERVÁS, Sergio;
SÁNCHEZ RODAS, Miguel y
LAMELA RIVERA, Horacio

(74) Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

(54) Título: **Controlador y método de control de una pila de diodos**

(57) Resumen:
Controlador y método de control de una pila de diodos.
Controlador (200) y método de control de una pila de diodos (100) capaz de generar pulsos de alta potencia y bajo tiempo de pulso gracias a un transistor (400) MOSFET de canal N conectado a la pila de diodos (100) a través del drenador (D) y al menos un condensador (C_1) de alta capacitancia y baja resistencia serie equivalente que se carga cuando el transistor (400) está abierto. De esta manera, se reduce la frecuencia de resonancia del circuito RLC formado por el al menos un condensador (C_1), la resistencia parásita (R) y la inductancia parásita (L) del camino eléctrico, eliminando las limitaciones de tiempo de pulso (t_p) impuestas por dicho circuito RLC.

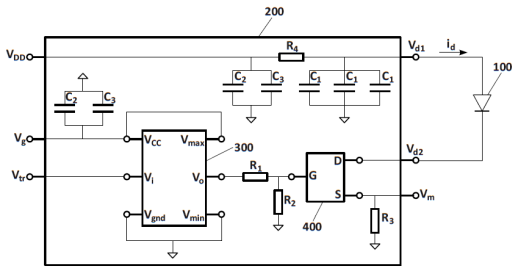


FIG. 6

ES 2 710 080 A1

DESCRIPCIÓN

Controlador y método de control de una pila de diodos

Objeto de la invención

La presente invención se refiere al campo de la electrónica, y más concretamente al sector de la técnica dedicado a los controladores de fuentes láser.

Antecedentes de la invención

En los últimos años, la biofotónica ha concentrado un gran interés científico y empresarial. Gracias a recientes avances tecnológicos, cada vez se puede extraer más información a partir de la interacción entre luz y tejidos biológicos, dando lugar a técnicas de diagnosis más avanzadas y precisas. En particular, el efecto optoacústico (también llamado fotoacústico) es un fenómeno físico basado en la conversión de pulsos ultracortos de luz en ondas de presión, propagadas por el medio en forma de ultrasonido. Cuando un pulso de luz es absorbido por un material, produce una variación de la temperatura que genera, a su vez, una variación de presión que se propaga por el medio. Este fenómeno puede ser utilizado en biomedicina para realizar Tomografía Optoacústica (OAT, del inglés 'Optoacoustic Tomography'), beneficiándose de las principales características de las técnicas de imagen ópticas (alto contraste y posibilidad de realizar un análisis espectroscópico) y de las técnicas de imagen por ultrasonidos (alta resolución), debido a que las ondas sonoras tienen menor scattering en los tejidos biológicos que la luz. Además, la Tomografía Optoacústica utiliza una radiación no ionizante, por lo que se reduce enormemente la posibilidad de producir daño en estos tejidos. Por tanto, se puede decir que la OAT es una novedosa técnica de medicina para el diagnóstico de enfermedades cardiovasculares como aterosclerosis o cáncer.

Para poder utilizar una fuente láser en aplicaciones de OAT, debe cumplir una serie de requisitos: pulsos de luz de alta energía (varios μJ o incluso mJ), ultra cortos (decenas o cientos de ns) y frecuencias de repetición del orden de kHz para mejorar la resolución y los tiempos de adquisición de las medidas. Para ello, tradicionalmente se han utilizado láseres de estado sólido (Nd:YAG o Ti:Zafiro) o láseres de colorante. Sin embargo, en las últimas décadas se han desarrollado diodos láser de alta potencia (HPLD, del inglés 'High Power Laser Diodes'), que son más baratos, más compactos y tienen una capacidad de

conmutación mayor, pudiendo aumentar la frecuencia del sistema varios órdenes de magnitud. No obstante, la falta de potencia con respecto a los demás tipos de láseres hace necesaria la combinación de múltiples HPLDs.

En la figura 1 se presenta esquemáticamente una estrategia posible para la combinación de múltiples HPLDs a través de una pila de diodos (100, DLS, del inglés 'diode laser stack'). Dicha pila de diodos (100) comprende una pluralidad de diodos (110) HPLD agrupados en arrays unidimensionales llamados barras (120) de diodos (DLB, del inglés 'diode laser bar'). Las pilas de diodos láser (o 'stacks de diodos') son utilizados habitualmente en aplicaciones LIDAR (del inglés 'Laser Imaging Detection and Ranging'), en las que típicamente se requieren frecuencias de repetición del orden de 100 Hz y tiempos de pulso relativamente anchos (del orden de cientos de microsegundos). No obstante, la adaptación de este régimen de operación a los requisitos de las aplicaciones OAT supone un reto tecnológico significativo.

Esto se debe a que las pilas de diodo presentan una elevada capacidad parásita paralela, resultado de todas las uniones P-N de los diodos emisores en paralelo. Por este condensador parásito paralelo, pasa corriente mientras se va cargando, quedándose con parte de la corriente que debería pasar por el diodo láser y, por tanto, retardando el momento en el que el DLS alcanza su máximo de potencia. Esto da lugar a tiempos de subida elevados que limitan el tiempo de pulso alcanzable e impiden su uso en aplicaciones fotoacústicas.

Por ejemplo, WO 2014167068 A1 presenta un diodo láser conectado por un extremo al drenador de un transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor de canal (MOSFET, del inglés 'Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor') y por el otro extremo a un condensador paralelo. No obstante, dicho circuito opera de acuerdo con una técnica llamada "conmutador cuasi-resonante de corriente cero" (quasi-resonant zero-current switch). Este tipo de circuitos aprovecha la resonancia del circuito RLC formado por el condensador paralelo, la resistencia parásita y la inductancia parásita del camino eléctrico para dar pulsos de alta corriente con forma de medio seno. Dicha inductancia parásita se debe principalmente a las pistas de la placa de circuito impreso (PCB, del inglés 'printed circuit board'), la inductancia serie equivalente (ESL, del inglés 'equivalent serial inductance') del condensador y los pines de los componentes. Para generar los pulsos, el transistor se cierra, comienza una oscilación resonante de alto valor de corriente y, cuando solamente se ha producido un semiciclo de dicha oscilación, el transistor se abre dejando a cero la

corriente que atraviesa el diodo láser. Mientras esté abierto el transistor, el condensador y la inductancia parásita se cargan.

Esta configuración tiene la ventaja de que la eficiencia energética conseguida es muy elevada, debido a que se utiliza para dar el pulso de alta corriente, no solamente la energía almacenada en el condensador, sino también la energía que se ha almacenado en la inductancia parásita del circuito. Sin embargo, tiene el inconveniente de que el rango de tiempos de pulso que se pueden conseguir está limitado por la resonancia del circuito RLC, presentando menor versatilidad para las aplicaciones descritas.

En concreto, existen dos requisitos que debe cumplir la duración del pulso óptico en aplicaciones de tomografía optoacústica:

- Requisito de confinamiento de estrés: consiste en que el pulso debe ser más corto que el tiempo que tarda la onda de ultrasonidos en propagarse por el absorbente:

$$t_p < t_s = \frac{D_p}{v_s}$$

  Siendo D_p el tamaño del absorbente (equivalente a la resolución máxima de la imagen tomográfica) y v_s la velocidad del sonido en el medio.

- Requisito de confinamiento térmico: consiste en que la duración de pulso tiene que ser menor que el tiempo que tarda el absorbente en disipar la energía calorífica adquirida por el pulso óptico. Para calcular el tiempo máximo que cumple con dicho requisito se utiliza la siguiente expresión,

$$t_p < t_{th} = \frac{L^2}{4 \cdot \alpha_T}$$

  donde L es la longitud lineal de la absorción (típicamente, para medios donde la absorción es mayor que el scattering, en su defecto, la longitud del absorbente en la dirección de absorción) y α_T es la difusividad térmica del medio. Por lo general, el requisito de confinamiento de estrés es más restrictivo.

La frecuencia de repetición tan solo afecta al tiempo de adquisición del sistema que recibe la señal optoacústica y puede ser cualquiera que respete la correcta adquisición de la señal de ultrasonidos y la interferencia con los posibles ecos. Además, se debe respetar la anchura del pulso en emisión. Teóricamente, puede estar comprendida entre menos de 1 Hz y varios MHz. En la práctica, los láseres de estado sólido, utilizados convencionalmente en optoacústica, tienen una frecuencia de repetición de unos cuantos Hz; mientras que los diodos láser de alta potencia pueden operar a varios kHz. Esta es la principal razón por la

que se propone el uso de pilas de diodos en optoacústica, ya que permite, por un lado, realizar la adquisición de datos de forma más rápida y, por otro lado, realizar un promediado mayor de las muestras obtenidas para obtener una señal resultante con mejor relación señal-ruido (SNR).

Finalmente, la potencia (P) del pulso óptico depende de la energía por pulso (E) que se desea obtener, de acuerdo con la relación:

$$P = E \cdot t_p$$

La energía (E) necesaria depende de la variación de presión que se pueda detectar, del parámetro de Grüneisen (Γ), del coeficiente de absorción del material (μ) y del área sobre la que se irradia (A):

$$E_T = \frac{\Delta P}{\Gamma}$$

$$E_T = \mu \cdot \frac{E}{A} \Rightarrow E = \frac{E_T \cdot A}{\mu}$$

A mayor potencia, se conseguirá más penetración en los tejidos y la señal optoacústica será de mayor presión y, por tanto, más fácil de detectar.

Sigue existiendo por tanto en el estado de la técnica la necesidad de un método y sistema alternativo de control de pilas de diodos emisores de luz capaz de generar pulsos ultracortos de alta potencia que permitan el uso de dichas pilas de diodos en aplicaciones de biofotónica.

Descripción de la invención

La presente invención soluciona los problemas anteriormente descritos mediante la combinación de un transistor MOSFET canal N y al menos un condensador de alta capacidad que se carga durante los periodos en los que el transistor está cerrado, evitando las limitaciones causadas por la frecuencia de resonancia del circuito RLC formado por la resistencia y la inductancia parásitas del camino eléctrico.

En un primer aspecto de la invención se presenta un controlador que se conecta a una pila de diodos a través de un primer puerto de control y un segundo puerto de control, teniendo la pila de diodos una resistencia parásita (R) y una inductancia parásita (L). El controlador está configurado para generar una pluralidad de pulsos con una duración de pulso medida a media altura (t_p). Dicha duración de pulso t_p cumple los requisitos de confinamiento térmico

y confinamiento de estrés previamente mencionados para una aplicación optoactústica. Para generar dicha emisión de pulsos, el controlador comprende al menos los siguientes elementos:

- Un transistor MOSFET de canal N, cuyo drenador está conectado al segundo puerto de control. Preferentemente, el controlador comprende también un driver conectado a la puerta del MOSFET, teniendo el driver tiempos de subida menores o iguales que los tiempos de subida del transistor.
- Al menos un primer condensador conectado al primer puerto de control, teniendo dicho condensador (o la combinación en paralelo de varios primeros condensadores) una capacidad (C_1) mayor o igual que:

$$C_1 \geq \frac{t_p}{R_{eq}}$$

donde, R_{eq} es una resistencia equivalente de un camino eléctrico entre el voltaje de alimentación (v_{DD}) que incluye la resistencia parásita (R) de la pila de diodos. En particular, dicha resistencia equivalente es preferentemente:

$$R_{eq} = ESR + R_{DS_{ON}} + R_3$$

donde ESR es la resistencia serie equivalente (ESR, del inglés 'Equivalent Serial Resistance') del primer condensador o primeros condensadores C_1, R_{DSON} es la resistencia entre drenador y fuente del MOSFET y R_3 es una resistencia de un puerto de monitorización.

Para este cálculo, se asume que el primer condensador está cargado en el momento inmediatamente anterior al pulso de corriente, por lo que la tensión de carga del primer condensador (V_{C1}) es igual al voltaje de alimentación (v_{DD}). La corriente que circula por el láser (I_{LD}), o lo que es lo mismo, por el camino eléctrico previamente mencionado se calcula como:

$$I_{LD} = \frac{V_{C1}\text{-}V_{LD}}{R_{eq}}$$

donde V_{LD} es la tensión de caída en el diodo láser. El máximo de la corriente del láser es:

$$I_{LDmax} = \frac{V_{DD}\text{-}V_{LD}}{R_{eq}}$$

y el pulso de corriente seguirá la expresión:

$$I_{LD} = \frac{V_{DD}\text{-}V_{LD}}{R_{eq}} * e^{-t_p / C_1 R_{eq}}$$

El umbral del primer condensador previamente mencionado por lo tanto garantiza que el pulso caiga a la mitad de altura en el tiempo deseado.

Más preferentemente, el al menos un primer condensador se seleccionan de modo que:

$$t_p \leq \frac{1}{10f}$$

donde f es la frecuencia de resonancia del circuito RLC formado por el primer condensador, la inductancia parásita (L) y la resistencia equivalente (R_{eq}), es decir:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Preferentemente, el controlador comprende además la totalidad o un subconjunto de las siguientes resistencias:

- Una primera resistencia entre el driver y la puerta del MOSFET. Dicha primera resistencia protege al MOSFET y tiene un valor reducido, típicamente recomendado por el fabricante del MOSFET, como por ejemplo 1 Ω.
- Una segunda resistencia entre la puerta del MOSFET y tierra. También protege el MOSFET. Si por algún error o fallo de componente, la puerta del MOSFET queda al aire, se genera un divisor capacitivo entre las cargas C_{GD} y C_{GS} de dicho MOSFET y una corriente incontrolada a través del mismo. Esto se evita al colocar la segunda resistencia que verifica:

$$R_2 << (j\omega C_{GS})^{-1}$$

donde C_{GS} es la carga entre puerta y fuente y C_{GD} es la carga entre puerta y drenador del MOSFET.

- Una tercera resistencia conectada a la fuente del MOSFET y al puerto de monitorización, que define la proporcionalidad entre la corriente que circula por el diodo láser y el valor de tensión de monitorización, y que forma parte de la resistencia equivalente.
- Una cuarta resistencia conectada a la alimentación y al primer condensador, que actúa como resistencia de carga de dicho primer condensador, permitiendo su carga en el tiempo que el MOSFET está abierto. Por lo tanto, dados una frecuencia de repetición f_{rep} y un tiempo de pulso t_p:

$$T = \frac{1}{f_{rep}};\ \ t_c = T\text{-}t_p;$$

donde T es el periodo entre pulsos y t_c es es el tiempo de carga máximo para el condensador. El tiempo de carga teórico del condensador sería infinito dado que durante la carga el voltaje del primer condensador tiene la expresión:

$$V_{C1} = V_{DD} * \left(1 - e^{-t/R_4 C_1}\right)$$

No obstante, se puede considerar por convenio que el condensador está cargado en un tiempo:

$$t_c \geq 5R_4C_1$$

Por lo que la cuarta resistencia del controlador verificará:

$$R_4 \leq \frac{t_c}{5C_1} = \frac{T\text{-}t_p}{5C_1}$$

También preferentemente, el controlador se implementa en una placa de circuito impreso con plano de masa en al menos dos caras que comprenden las pistas del primer puerto de control y el segundo puerto de control, permitiendo minimizar la distancia a tierra de todos los componentes conectados a dichas pistas. Más preferentemente, las pistas conectadas al primer puerto de control y al segundo puerto de control presentan una mayor anchura que el resto de pistas, reduciendo así su inductancia parásita.

En un segundo aspecto de la invención se presenta un método de control de una pila de diodos que comprende generar una señal pulsada con duración de pulso (t_p) entre un primer puerto de control (v_{d1}) y un segundo puerto de control. Para dicha generación, el método comprende al menos los siguientes pasos:

- Conmutar un transistor MOSFET conectado al segundo puerto de control a través del drenador.
- Cuando el transistor está abierto: cargar al menos un primer condensador conectado en paralelo al primer puerto de control. Dicho al menos un primer condensador presenta una capacidad (C_1):

$$C_1 \geq \frac{t_p}{R_{eq}}$$

con

$$R_{eq} = ESR + R_{DS_{ON}} + R_3$$

Preferentemente, la carga del primer condensador se realiza a través de una cuarta resistencia que verifica:

$$R_4 \leq \frac{t_c}{5C_1} = \frac{T\text{-}t_p}{5C_1}$$

También preferentemente, la inversa de la frecuencia de resonancia (f) del circuito RLC formado por el al menos un primer condensador, la inductancia parásita y la resistencia equivalente verifica:

$$t_p \leq \frac{1}{10f}$$

- Cuando el transistor está cerrado: liberar la tensión cargada en el al menos un primer

condensador.

- Preferentemente, monitorizar la pila de diodos a través de una tercera resistencia conectada a una fuente del transistor y a un puerto de monitorización.

En un tercer aspecto de la invención se presenta una pila de diodos que comprende una pluralidad de barras de diodos, así como un controlador de acuerdo con cualquiera de las realizaciones del primer aspecto de la invención. Nótese que cualquier opción preferente o implementación particular del controlador de la invención puede ser aplicado igualmente al método y a la pila de diodos de la invención. Asimismo, los elementos de dicho controlador pueden ser adaptados o configurados para implementar cualquier paso del método de la invención, de acuerdo con cualquier implementación particular de ambos.

El controlador, método de control y pila de diodos de la invención permiten por lo tanto obtener pulsos de alta potencia y bajo tiempo de pulso, evitando las limitaciones impuestas por la resistencia y la inductancia parásita del camino eléctrico en las técnicas convencionales. Éstas y otras ventajas de la invención serán aparentes a la luz de la descripción detallada de la misma.

Descripción de las figuras

Con objeto de ayudar a una mejor comprensión de las características de la invención de acuerdo con un ejemplo preferente de realización práctica de la misma, y para complementar esta descripción, se acompañan como parte integrante de la misma las siguientes figuras, cuyo carácter es ilustrativo y no limitativo:

La Figura 1 muestra un esquema de una pila de diodos conocida en el estado del arte.

La Figura 2 muestra esquemáticamente una curva de operación de una pila de diodos, así como la comparación entre un punto de operación típico y un punto de operación de aplicaciones fotoacústicas.

La Figura 3 ejemplifica la reducción de potencia de pico ocasionada al reducir el tiempo de pulso con las técnicas conocidas en el estado de la técnica.

La figura 4 presenta esquemáticamente el tipo de pulso objetivo, en el que se mantiene la potencia máxima reduciendo el tiempo de pulso.

La Figura 5 ejemplifica las entradas y salidas del controlador de la invención de acuerdo con una realización preferente del mismo.

La Figura 6 presenta los elementos que conforman internamente el controlador de la invención de acuerdo con una realización preferente del mismo.

La Figura 7 ilustra el funcionamiento interno del driver del transistor MOSFET utilizado por una realización preferente del controlador de la invención.

La Figura 8 muestra de manera esquemática las pistas de conexión entre elementos grabadas sobre la placa base de acuerdo con una realización preferente de la invención.

Realización preferente de la invención

En este texto, el término "comprende" y sus derivaciones (como "comprendiendo", etc.) no deben entenderse en un sentido excluyente, es decir, estos términos no deben interpretarse como excluyentes de la posibilidad de que lo que se describe y define pueda incluir más elementos, etapas, etc.

La figura 2 muestra un ejemplo de la curva de voltaje (V_{LD}) – intensidad (I_{LD}) de una pila de diodos, en la que se indica un punto típico de operación (I_{TIP}-V_{TIP}), comparado con un punto de operación apto para aplicaciones fotoacústicas (I_{OP}-V_{OP}), alcanzado mediante la presente invención. Como se puede observar, las aplicaciones fotoacústicas requieren pulsos de corriente mucho más elevada que la obtenible mediante técnicas convencionales de control de diodos láser conocidas en el estado del arte.

La figura 3 muestra lo que ocurre cuando se reduce el tiempo de pulso a los niveles adecuados para aplicaciones fotoacústicas con los drivers conocidos en el estado de la técnica (como por ejemplo un esquema conmutador cuasi-resonante de corriente cero). En particular, se presenta un ejemplo de pulso generado por los drivers conocidos en el estado de la técnica con un primer tiempo de pulso (t_{P1}) y una primera potencia de pulso (P_{P1}); comparado con un pulso natural de la misma pila de diodos, con un segundo tiempo de pulso (t_{P2}) y una segunda potencia de pulso (P_{P2}). Como puede observarse, la pendiente ascendente inicial en ambos casos es la misma, pero como el tiempo de subida (inversamente relacionado con el ancho de banda) es mucho mayor que el tiempo de pulso, la potencia de pico alcanzada es también menor. En el caso del conmutador cuasi-

resonante de corriente cero, cuando el transistor se abre tras un semiciclo para conseguir que el primer tiempo de pulso (t_{P1}) sea mucho menor que el segundo tiempo de pulso (t_{P2}), también se produce una reducción significativa de la primera potencia de pulso (P_{P1}) respecto a la segunda potencia de pulso (P_{P2}).

Por el contrario, la figura 4 muestra esquemáticamente el tipo de pulso óptico resultante de cambiar el punto de trabajo de la pila de diodos (100) a un punto con un valor de corriente mucho mayor, de acuerdo con la presente invención. Al proporcionar más corriente, se aumenta el ancho banda y se reduce el tiempo de subida del pulso, permitiendo alcanzar la potencia deseada en menor tiempo. De esta manera, se consiguen pulsos ópticos aptos para fotoacústica (ultracortos y de alta energía). En el ejemplo comparativo de la figura, se consigue reducir la duración hasta el primer tiempo de pulso (t_{P1}), pero manteniendo la segunda potencia de pulso (P_{P2}).

La figura 5 muestra esquemáticamente las entradas y salidas de una realización preferente del controlador (200) de la invención, que a su vez implementa los pasos de una realización preferente del método de la invención. El controlador (200) comprende dos puertos de salida adaptados para conectarse a una pila de diodos (100) y suministrarle la corriente de diodo (i_d) necesaria para generar un tren de pulsos con una frecuencia de repetición (f_{rep}) y un tiempo de pulso (t_p). Denominaremos a dichos puertos primer puerto de control (v_{d1}) y segundo puerto de control (v_{d2}). Asimismo, el controlador (200) comprende un puerto opcional de monitorización (v_m) que proporciona un voltaje proporcional a la corriente de diodo (i_d) suministrada. En cuanto a las entradas, el controlador (200) comprende un primer puerto de alimentación (v_{DD}), un segundo puerto de alimentación (v_g) y un puerto de señal de disparo (v_{tr}, del inglés ‘trigger’).

La figura 6 presenta con mayor detalle los componentes internos de dicho controlador (200), de acuerdo con una realización preferente del mismo. El controlador (200) comprende un transistor (400) MOSFET de canal N, cuyo drenador (D) está conectado al segundo puerto de control (v_{d2}). Conectado al primer puerto de control (v_{d1}), el controlador (200) comprende una pluralidad de primeros condensadores (C_1) conectados en paralelo. El conjunto de los primeros condensadores (C_1) permite reducir la frecuencia de resonancia del circuito RLC formado por los propios primeros condensadores (C_1) la resistencia parásita (R) de la pila de diodos (100) y la inductancia parásita (L) de dicha pila de diodos (100). De este modo, en el tiempo de pulso (t_p) en el que la pila de diodos (100) está emitiendo, la tensión en el condensador tiene una respuesta cuasi plana. Asimismo, durante el tiempo en el que la pila

de diodos (100) no emite, los propios primeros condensadores (C_1) acumulan una gran cantidad de carga que posteriormente entregan en pulsos de alta corriente. Por tanto, los primeros condensadores (C_1) se utilizan como una batería auxiliar a la fuente de tensión del circuito de control, cargándose a la misma tensión que dicho circuito. Al no depender el tiempo de pulso (t_p) de la resonancia del circuito RLC, sino del tiempo en el que el transistor (400) permanece cerrado, se consigue una mayor versatilidad en cuanto al régimen de pulso.

El transistor (400) está controlado a su vez por un driver (300). El driver (300) comprende un puerto de entrada (v_i) por el que se introduce la señal de disparo que llega a través de (v_{tr}), un puerto de tierra (v_{gnd}) y un puerto de alimentación de driver (v_{cc}). Asimismo, comprende un puerto de salida (v_o) que proporciona la señal de control que se introduce en la puerta (G) del transistor (400). Los valores proporcionados por el puerto de salida (v_o) oscilan entre dos límites que también se introduce en el driver (300) a través de sendos puerto de valor mínimo (v_{min}) y puerto de valor máximo (v_{max}). Nótese que en la implementación particular mostrada, el puerto de valor mínimo (v_{min}) está conectado directamente al puerto de tierra (v_{gnd}), mientras que el puerto de valor máximo (v_{max}) está conectado al puerto de alimentación de driver (v_{cc}). Asimismo, la conexión entre el puerto de de alimentación de driver (v_{cc}) y el segundo puerto de alimentación (v_g) comprende opcionalmente un segundo condensador (C_2) y un tercer condensador (C_3) de desacoplo en paralelo, de uso recomendado en circuitos integrados.

Con el fin de proteger el transistor (400), la puerta (G) del transistor está conectada al puerto de salida (v_o) del driver a través de una primera resistencia (R_1) y a tierra a través de una segunda resistencia (R_2) varios órdenes de magnitud mayor que dicha primera resistencia (R_1). Asimismo, la fuente (S) del transistor está conectada al puerto de monitorización (v_m) mediante una tercera resistencia (R_3). Por su parte, el primer puerto de alimentación (v_{DD}) está conectado al primer puerto de control (v_{d1}) a través de una cuarta resistencia (R_4). En la conexión entre la cuarta resistencia (R_4) y el primer puerto de alimentación (v_{DD}) se incluyen también un segundo condensador (C_2) y un tercer condensador (C_3) en paralelo.

De acuerdo con un ejemplo de realización particular, considerando t_p = 150 ns, ESR = 33 mΩ y R_{DSON} = 10 mΩ, los condensadores, resistencias y alimentaciones descritas pueden implementarse con los siguientes valores:

- C_2 = 4,7 µF.
- C_3 = 100 nF.

- R_1 = 1 Ω.
- R_2 = 1 kΩ.
- R_3 = 10 mΩ.
- R_4 = 10 Ω.
- v_g = 10 V.
- v_{DD} = 30 V.
- R_{eq} = ESR + R_{DSON} + R_3 = 53 mΩ
- C_1 = 15 µF > t_p/R_{eq} = 2,83 µF.

Nótese que la pluralidad de primeros condensadores (C_1) presentan una baja resistencia serie equivalente (ESR, del inglés 'Equivalent Serial Resistance'). La ESR es un valor que depende tanto de la tecnología y la morfología con la que está fabricado el condensador, como de la frecuencia y del valor de la capacidad del mismo. Dicha ESR puede calcularse como ESR=$D_F/\omega C$, donde ω es la frecuencia, C es la capacidad, y D_F es un Factor de Disipación definido como la inversa del factor de calidad del circuito resonante, siendo proporcionado habitualmente por el fabricante.

En cuanto al driver (300), sus características están supeditadas a la elección del transistor (400). Una vez elegido dicho transistor (400), las características de este MOSFET determinarán el valor de la tensión de puerta (V_G), típicamente entre 8 y 12 V. Además, el paralelo de la capacidad puerta-drenador (C_{GD}) y de la capacidad puerta-fuente (C_{GS}) determinarán el pico de corriente necesario para cargar la puerta en cada pulso. Típicamente, será necesario un pico de corriente mayor de 1 A. Por tanto, se selecciona un driver (300) con unos tiempos de subida menores o similares a los del transistor (400), que puede operar con pulsos entre 0 V y V_G, y capaz de dar la corriente necesaria para cargar la puerta (típicamente mayor de 2 A).

La figura 7 muestra el diagrama de bloques de una posible implementación del driver (300) del transistor (400), pudiendo utilizarse para ello drivers comerciales conocidos en el estado de la técnica. La señal del puerto de entrada (v_i) se amplifica mediante un amplificador con histéresis (370), cuya salida alimenta a una primera puerta AND (380). Dicha puerta AND (380) tiene una segunda entrada negada, a la que se conecta una salida de un primer módulo de bloqueo de subtensión (320, del inglés 'undervoltage lockout'). La salida de la primera puerta AND (380) se conecta con la entrada de un módulo de desplazamiento de nivel (390, del inglés 'level shifter'). La salida de dicho módulo de desplazamiento de nivel (390) se conecta a su vez a la entrada de una segunda puerta AND (340), en cuya entrada

negada se conecta la salida de un segundo módulo de bloqueo de subtensión (330). Finalmente, la salida de la segunda puerta AND (340) se amplifica en un amplificador (350) para obtener la señal que se transmite al puerto de salida (v_o). El driver (300) comprende asimismo un condensador (360) entre el puerto de valor mínimo (v_{min}) y puerto de valor máximo (v_{max}). Asimismo, comprende un diodo zener (310) entre el puerto de alimentación de driver (v_{cc}) y el puerto de valor máximo (v_{max}).

Finalmente, la figura 8 muestra esquemáticamente las pistas de conexión de los elementos al instalarse en una PCB (500). Preferentemente, se trata de una PCB (500) de clase V con plano de masa en ambas caras, conectores BNC para el puerto de monitorización (v_m) y el puerto de disparo (v_{tr}), y extensiones laterales (510) para conexionado con los puertos de la pila de diodos (100). En particular, en un ejemplo de implementación, puede implementarse en una PCB (500) con un dieléctrico FR-4, si bien el experto podrá entender que puede implementarse asimismo en otros materiales, preferiblemente de igual o mayor permeabilidad eléctrica.

Con el fin de reducir la inductancia de las pistas por las que circula la corriente de diodo (i_d), las pistas conectadas a dichas extensiones laterales (510) presentan una mayor anchura y una longitud mínima dentro de lo permitido por la morfología de los componentes. En particular, en el esquema de la figura 8 puede observarse una primera pista (520) con una primera anchura (d_1) que une el primer puerto de control (v_{d1}) a los primeros condensadores (C_1); una segunda pista (530) con la misma primera anchura (d_1) que une el primer puerto de control (v_{d1}) al transistor (400); una tercera pista (540) con una segunda anchura (d_2) que une la cuarta resistencia (R_4) al primer puerto de alimentación (v_{DD}); y una cuarta pista (550) con una tercera anchura (d_3) que une el segundo puerto de alimentación (v_g) y el driver (300). Como puede observarse, la primera anchura (d_1) es mayor que la segunda anchura (d_2), siendo la segunda anchura a su vez mayor que la tercera anchura (d_3).

Asimismo, las pistas por las que circula la corriente de diodo (i_d) se diseñan para que tengan la la referencia de tierra lo más cerca posible de todos sus puntos. Por este motivo, se selecciona preferiblemente el plano de masa en ambas caras, con una separación entre caras lo más estrecha posible. Alternativamente, puede utilizarse un sustrato de menor altura o introducirse caras adicionales intermedias.

El experto en la materia podrá entender que la invención ha sido descrita según algunas realizaciones preferentes de la misma, pero que múltiples variaciones pueden ser

introducidas en dichas realizaciones preferentes, sin salir del objeto de la invención tal y como ha sido reivindicada.

REIVINDICACIONES

1.- Controlador (200) de una pila de diodos (100) que comprende un primer puerto de control (v_{d1}) y un segundo puerto de control (v_{d2}) adaptados para conectarse a dicha pila de diodos (100) y generar una pluralidad de pulsos con una duración de pulso (t_p), teniendo la pila de diodos una inductancia parásita (L) y una resistencia parásita (R), caracterizado por que comprende además:

- al menos un primer condensador (C_1) conectado en paralelo al primer puerto de control (v_{d1}); siendo la capacidad del primer condensador (C_1) mayor o igual a la duración de pulso (t_p) dividida entre una resistencia equivalente (R_{eq}) de un camino eléctrico entre alimentación (v_{DD}) y tierra que incluye la resistencia parásita (R); y
- un transistor (400) de efecto de campo metal-óxido-semiconductor de canal N, con un drenador (D) conectado al segundo puerto de control (v_{d2}).

2.- Controlador (200) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que la inversa de la frecuencia de resonancia del circuito RLC formado por el al menos un primer condensador (C_1), la inductancia parásita (L) y la resistencia equivalente (R_{eq}) es mayor que al menos diez veces el tiempo de pulso (t_p).

3.- Controlador (200) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que comprende además un driver (300) conectado a una puerta (G) del transistor (400), teniendo el driver (300) tiempos de subida menores o iguales que los tiempos de subida del transistor (400).

4.- Controlador (200) de acuerdo con la reivindicación 3 caracterizado por que comprende además una primera resistencia (R_1) entre el driver (300) y la puerta (G), y una segunda resistencia (R_2) entre la puerta (G) y tierra, teniendo la segunda resistencia (R_2) un valor al menos dos órdenes de magnitud mayor que la primera resistencia (R_1).

5.- Controlador (200) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que comprende además una tercera resistencia (R_3) conectada por un mismo extremo a una fuente (S) del transistor (400) y a un puerto de monitorización (v_m).

6.- Controlador (200) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que comprende además una cuarta resistencia (R_4) conectada a la

alimentación (v_{DD}) y al al menos un primer condensador (C_1), siendo el producto de la cuarta resistencia (R_4) y el al menos un primer condensador (C_1) un valor menor o igual que la quinta parte de la diferencia entre el tiempo entre pulsos (T) y la duración de pulso (t_p).

7.- Controlador (200) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que comprende una placa de circuito impreso (500) con plano de masa en al menos dos capas.

8.- Controlador (200) de acuerdo con la reivindicación 7 caracterizado porque comprende una placa de circuito impreso (500) con una primera pista (520) entre el al menos un condensador (C_1) y el primer puerto de control (v_{d1}), y una segunda pista (530) entre el drenador (D) y el segundo puerto de control (v_{d2}), teniendo la primera pista (520) y la segunda pista (530) una anchura (d_1) mayor que el resto de pistas de la placa de circuito impreso (500).

9.- Controlador (200) de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones anteriores caracterizado por que está configurado para aumentar el ancho de banda de los pulsos ópticos emitidos por la pila de diodos, operando en un punto de trabajo de mayor corriente que el habitual.

10.- Método de control de una pila de diodos (100) que comprende generar una señal de control pulsada entre un primer puerto de control (v_{d1}) y un segundo puerto de control (v_{d2}) con una duración de pulso (t_p), teniendo la pila de diodos una inductancia parásita (L) y una resistencia parásita (R), caracterizado por que comprende:

- conmutar un transistor (400) de efecto de campo metal-óxido-semiconductor de canal N, con un dreandor (D) conectado al segundo puerto de control (v_{d2});
- cuando el transistor (400) está abierto, cargar al menos un primer condensador (C_1) conectado en paralelo al primer puerto de control (v_{d1}); siendo la capacidad del primer condensador (C_1) mayor o igual a la duración de pulso (t_p) dividida entre una resistencia equivalente (R_{eq}) de un camino eléctrico entre alimentación (v_{DD}) y tierra que incluye la resistencia parásita (R); y
- cuando el transistor (400) está cerrado, liberar carga almacenada en el al menos un primer condensador (C_1).

11.- Método de acuerdo con la reivindicación 9 caracterizado por que comprende

además monitorizar la pila de diodos (100) a través de una tercera resistencia (R_3) conectada por un mismo extremo a una fuente (S) del transistor (400) y a un puerto de monitorización (v_m).

12.- Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 9 y 10 caracterizado por que el paso de cargar el al menos un primer condensador (C_1) comprende además cargar dicho al menos un primer condensador (C_1) a través de una cuarta resistencia (R4), siendo el producto de la cuarta resistencia (R4) y el al menos un primer condensador (C1) un valor menor o igual que la quinta parte de la diferencia entre el tiempo entre pulsos (T) y la duración de pulso (tp).

13.- Método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 9 a 11 caracterizado por que la inversa de la frecuencia de resonancia del circuito RLC formado por el al menos un primer condensador (C_1), la inductancia parásita (L) y la resistencia equivalente (R_{eq}) es mayor que al menos diez veces el tiempo de pulso (t_p).

14.- Pila de diodos (100) que comprende una pluralidad de diodos (110) agrupados en barras (120), caracterizado por que comprende además un controlador de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8.

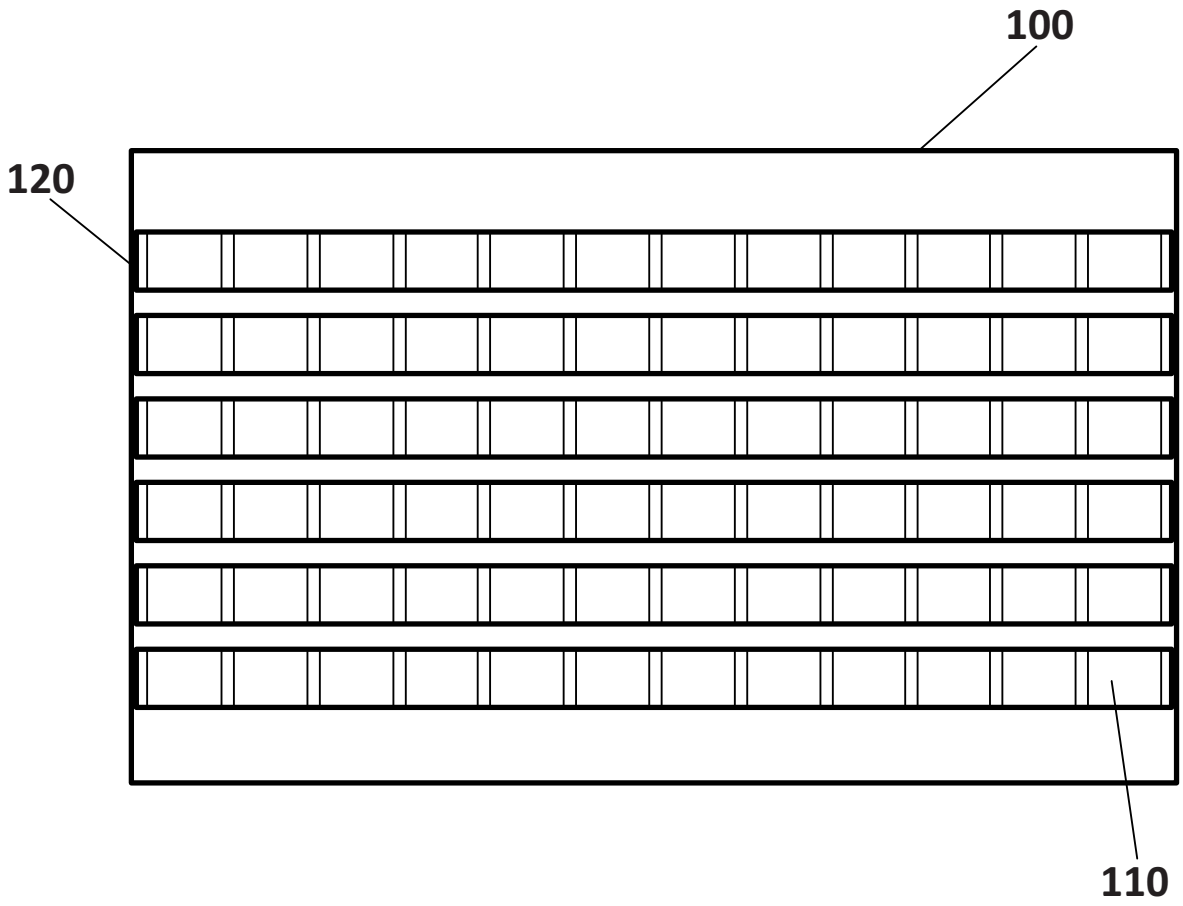


FIG. 1

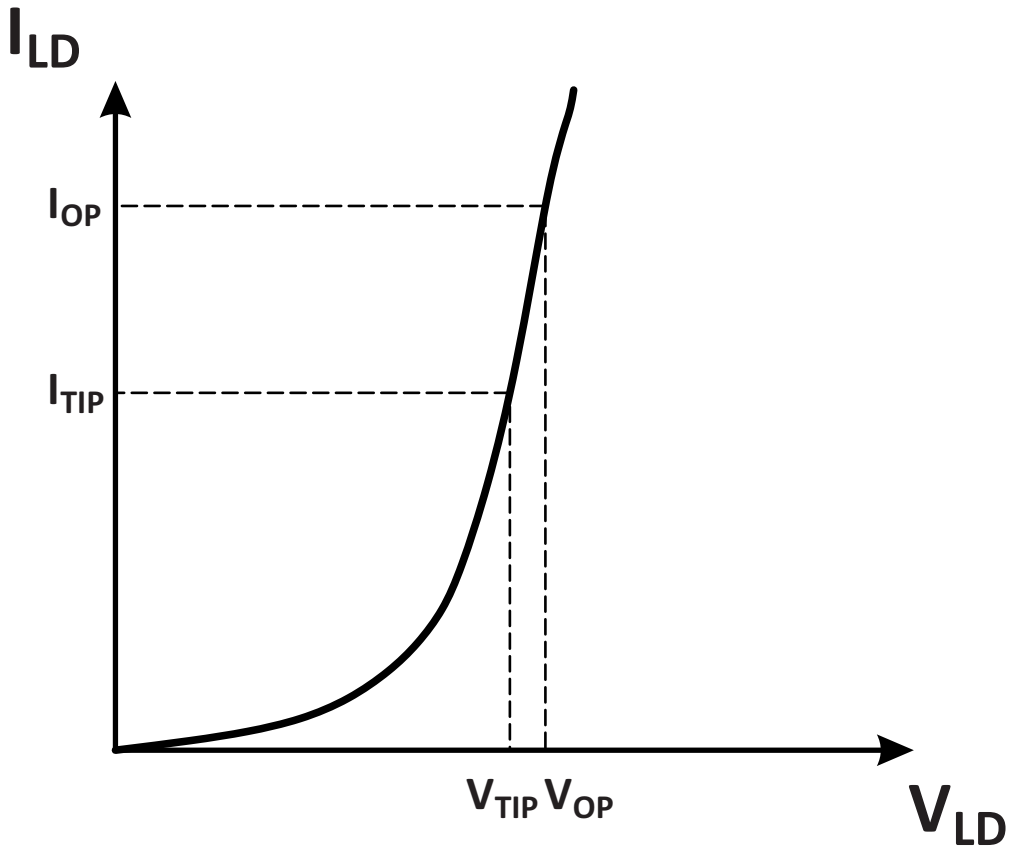


FIG. 2

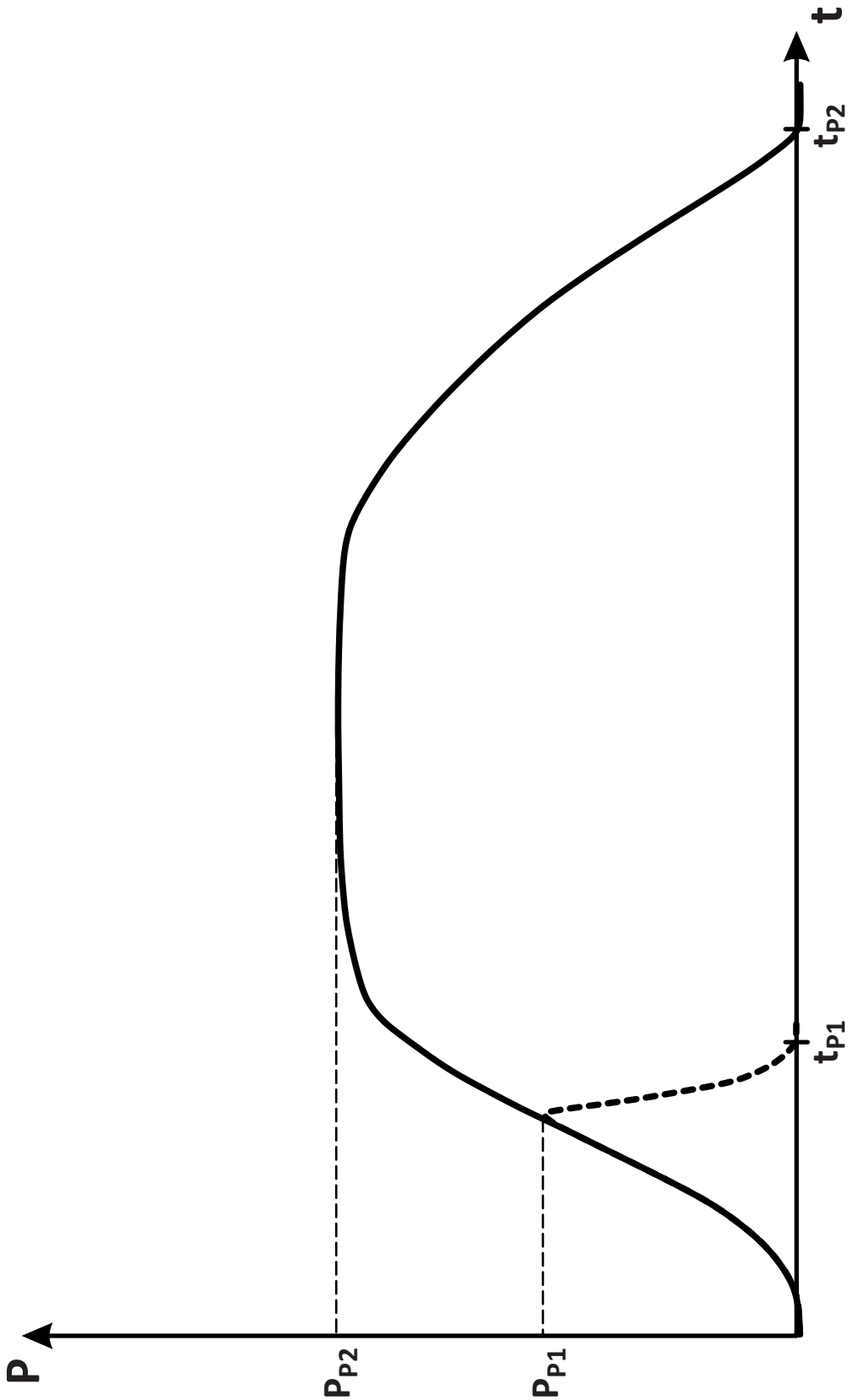


FIG. 3

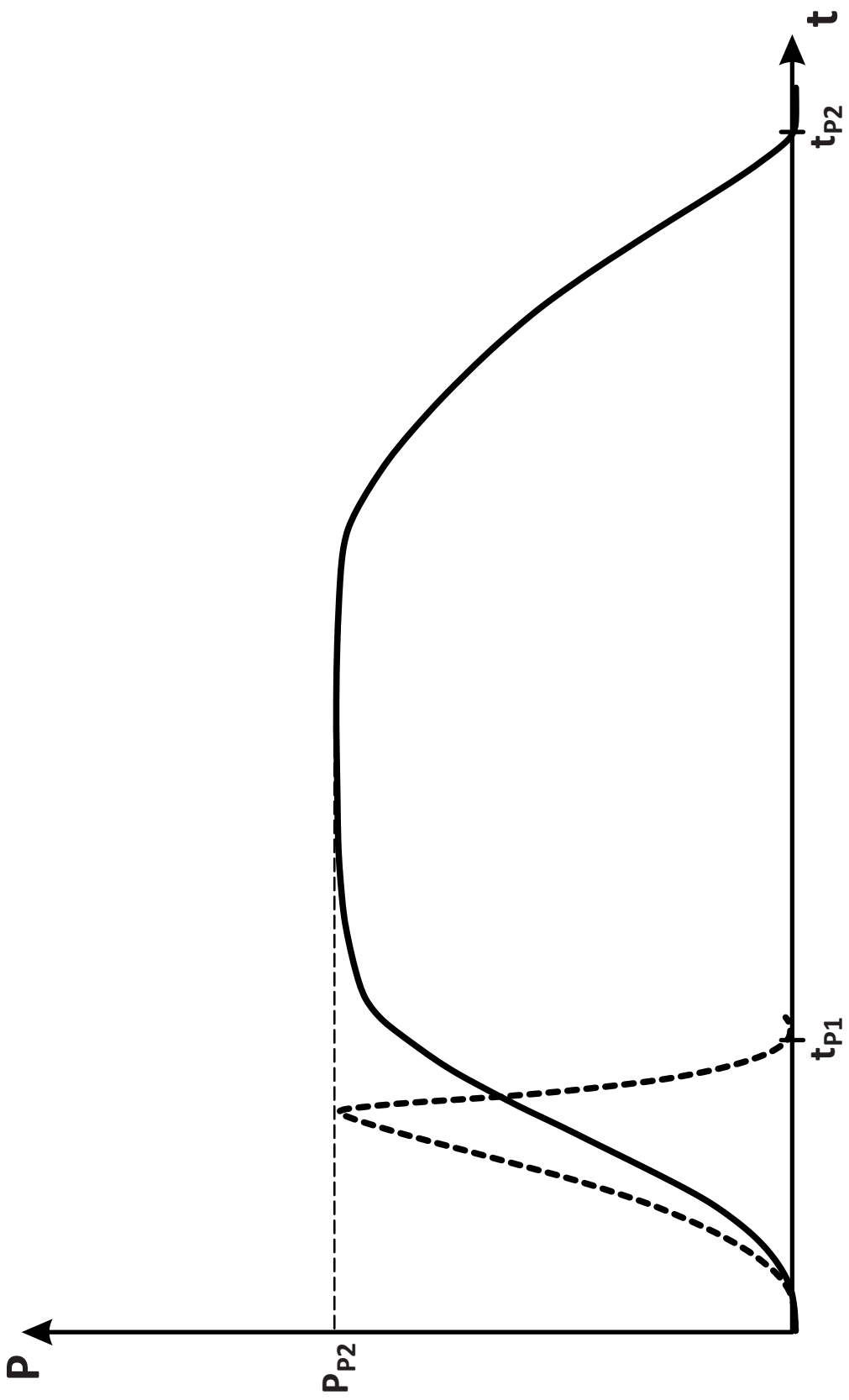


FIG. 4

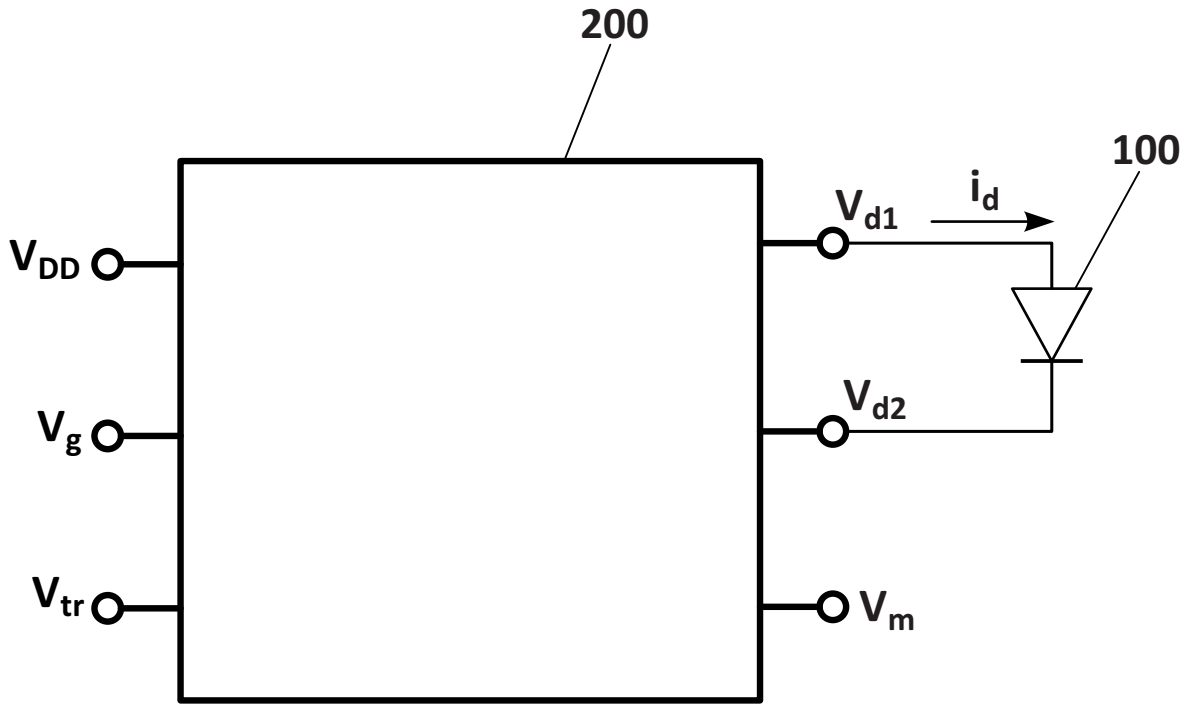


FIG. 5

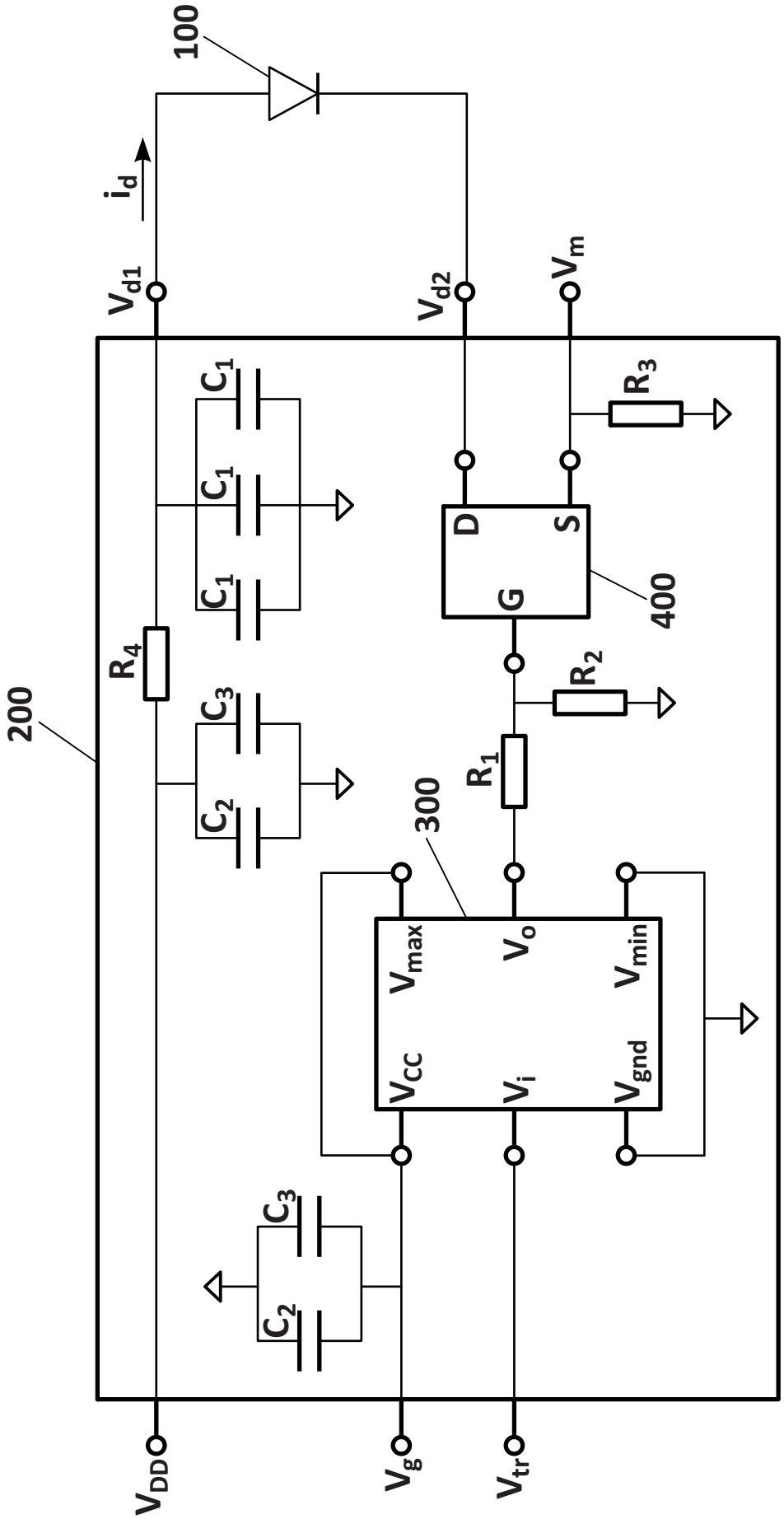

100
i_d
V_{d1}
V_{d2}
V_m
200
C_1
C_1
C_1
R_3
D
S
G
400
R_4
C_3
C_2
R_2
R_1
300
V_{max}
V_o
V_{min}
V_{CC}
V_i
V_{gnd}
C_3
C_2
V_{DD}
V_g
V_{tr}

FIG. 6

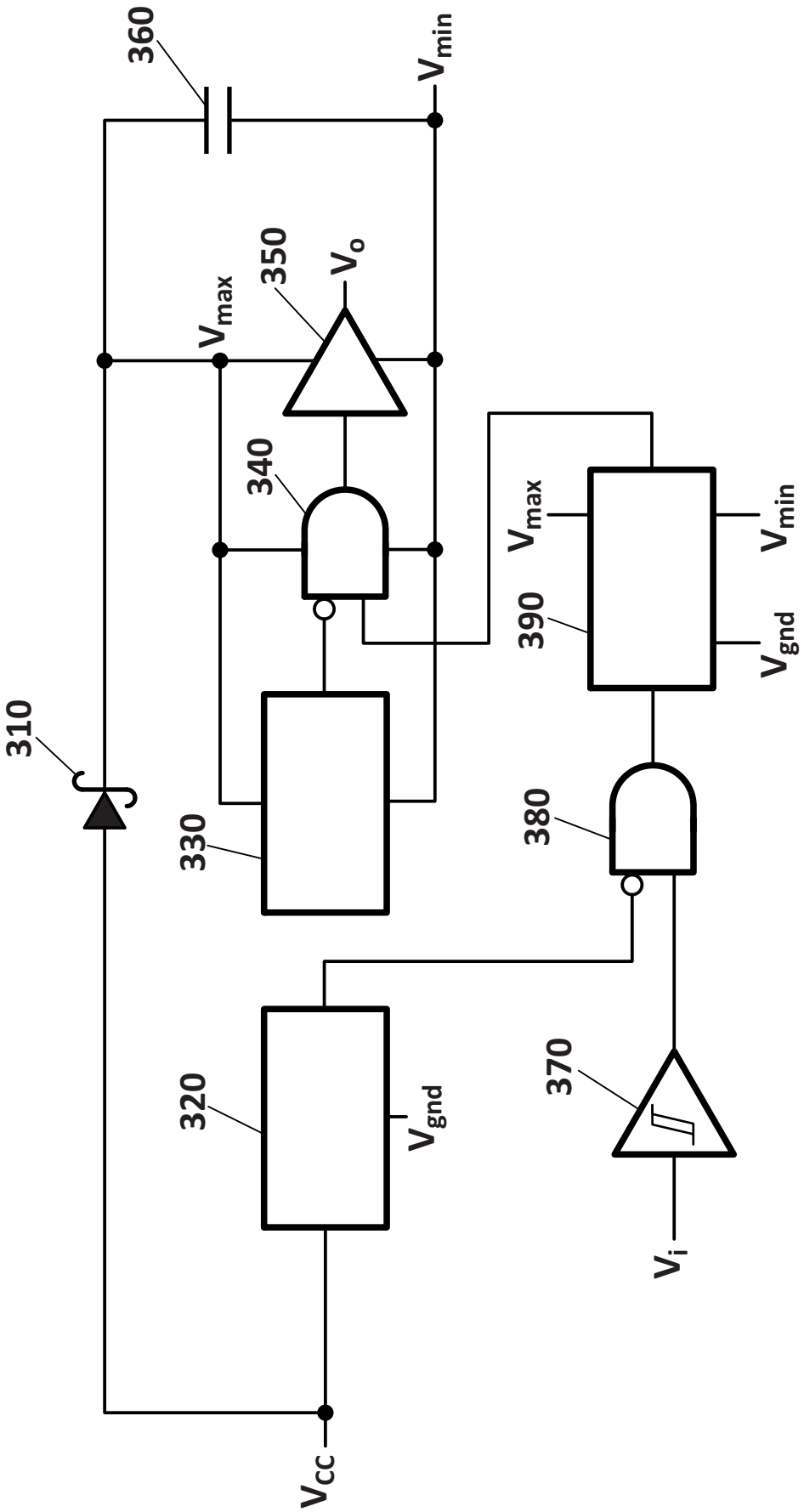

360
V_{min}
350
V_o
V_{max}
340
V_{max}
V_{min}
390
V_{gnd}
310
330
380
320
V_{gnd}
370
V_i
V_{CC}

FIG. 7

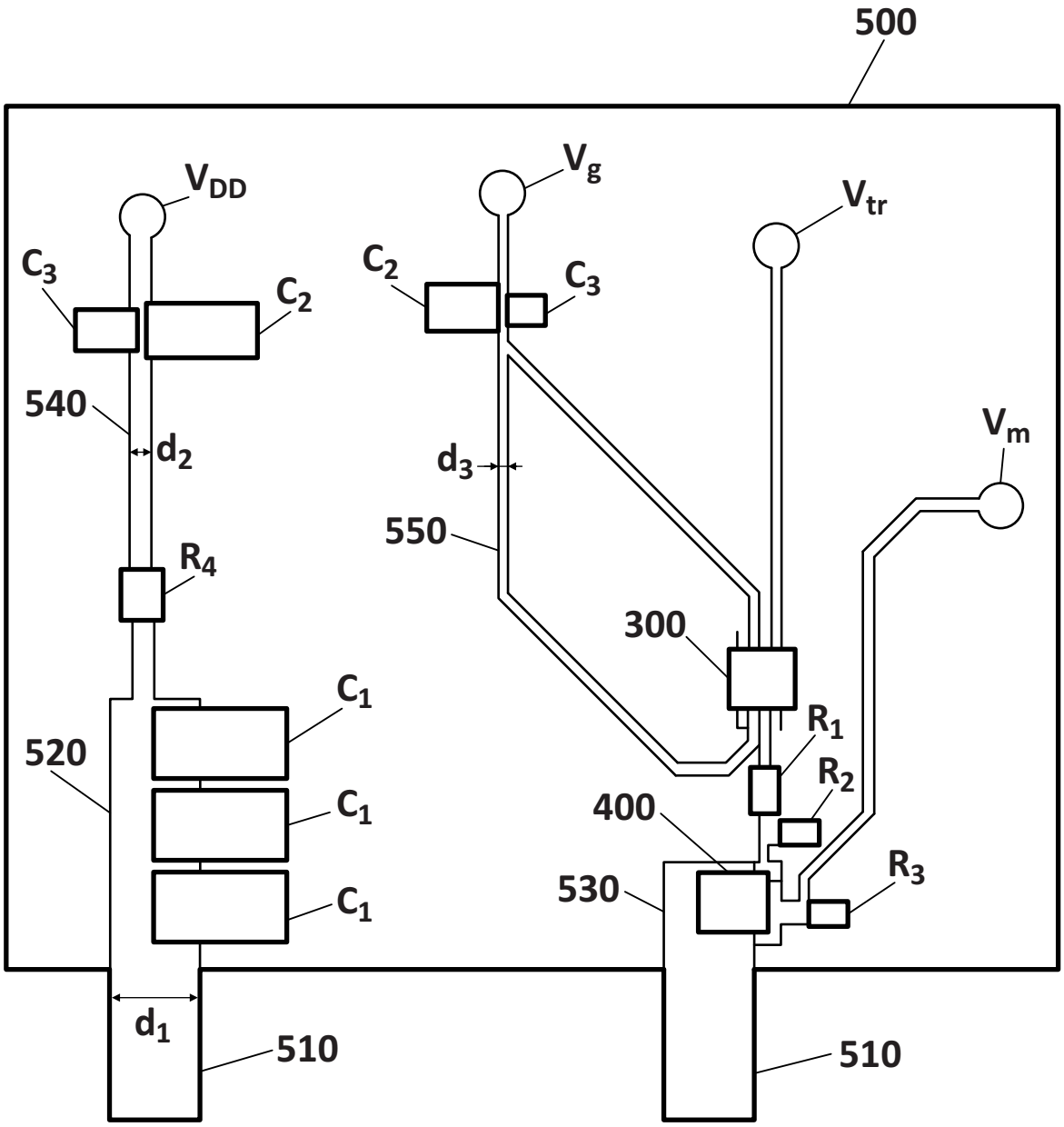

500
V_{DD}
V_g
V_{tr}
V_m
C_3
C_2
C_2
C_3
540
d_2
d_3
550
R_4
300
C_1
R_1
520
C_1
R_2
400
C_1
R_3
530
d_1
510
510

FIG. 8

OFICINA ESPAÑOLA
DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(21) N.º solicitud: 201731228

(22) Fecha de presentación de la solicitud: 18.10.2017

(32) Fecha de prioridad:

INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TECNICA

(51) **Int. Cl. :** ***H01S5/042*** (2006.01)

DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	(56) **Documentos citados**	**Reivindicaciones afectadas**
A	WO 2014150730 A1 (RAYTHEON CO.) 25/09/2014, Páginas 10-49; figuras 1-53.	1-14
A	US 2014063593 A1 (BERENDT MARTIN OLE) 06/03/2014, párrafos [0014] a [0047]; figuras 1-10.	1-14

Categoría de los documentos citados
X: de particular relevancia
Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría
A: refleja el estado de la técnica
O: referido a divulgación no escrita
P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud
E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones ☐ para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe	**Examinador**	**Página**
18.04.2018	J. Botella Maldonado	1/2

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H01S

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI, NPL, XPESP, XPAIP, XPI3E, INSPEC.