

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 713 067**

51 Int. Cl.:

H02M 1/08 (2006.01)

H03K 17/567 (2006.01)

H02M 1/084 (2006.01)

H03K 17/16 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **13.01.2012 PCT/EP2012/050503**

87 Fecha y número de publicación internacional: **16.08.2012 WO12107258**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.01.2012 E 12701697 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.11.2018 EP 2638623**

54 Título: **Procedimiento para controlar dos IGBT de conducción inversa, conectados eléctricamente en serie, de un semipunte**

30 Prioridad:
10.02.2011 DE 102011003938

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
17.05.2019

73 Titular/es:
**SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT (100.0%)
Werner-von-Siemens-Strasse 1
80333 München, DE**

72 Inventor/es:
ECKEL, HANS-GÜNTER

74 Agente/Representante:
CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel

ES 2 713 067 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

Procedimiento para controlar dos IGBT de conducción inversa, conectados eléctricamente en serie, de un semipunto.

5 La presente invención hace referencia a un procedimiento para controlar dos IGBT de conducción inversa, conectados eléctricamente en serie, de un semipunto, en el cual se encuentra presente una tensión continua de funcionamiento, donde estos IGBT de conducción inversa disponen de tres estados de conmutación "+15V", "0V" y "-15V".

10 Los IGBT de conducción inversa se conocen también como IGBT de conducción en dirección inversa (RC-IGBT). Un RC-IGBT se diferencia de un IGBT convencional en el hecho de que la función de diodos y la función IGBT están reunidas en un chip Debido a esto se origina un semiconductor de potencia, en donde la eficiencia del ánodo en el modo de diodo depende de una tensión de puerta que se encuentra presente.

Por la solicitud DE 10 2009 030 740 A1 se conoce un procedimiento controlado por evento para la conmutación desde un IGBT de conducción inversa operado en el modo de diodo a un IGBT de conducción inversa operado en un modo IGBT.

15 La estructura base de un RC-IGBT se representa en detalle como corte transversal en la figura 1. La estructura mencionada se conoce por la publicación "A High Current 3300V Module Employing Reverse Conducting IGBTs Setting a New Benchmark in Output Power Capability" de M. Rahimo, U. Schlapbach, A. Kopta, J. Vobecky, D. Schneider, A. Baschnagel, impresa en ISPSD 2008. Esa estructura base se compone de un sustrato S_n débilmente n-dopado, el cual del lado del colector está provisto de una capa F_s n-dopada. Sobre esa capa F_s está aplicada una p-capa S_p altamente dopada, la cual a su vez está provista de una capa metálica M_k . En esa p-capa S_p altamente dopada están dispuestas n-áreas L_n altamente dopadas, de modo que las mismas se sitúan a la sombra de p-áreas W_p altamente dopadas admitidas en el sustrato S_n débilmente n-dopado. Las mismas están diseñadas de modo que éstas respectivamente forman una así llamada pila para rebajar la capa metálica M_E que se utiliza como conexión del emisor del RC-IGBT. Estos rebajes interrumpen respectivamente otra capa metálica M_G que, con respecto a la capa metálica M_E que se utiliza como conexión del emisor del RC-IGBT, y con respecto al sustrato S_n débilmente n-dopado, está rodeada por una capa de óxido de silicio. Además, cada rebaje de la capa metálica M_E que se utiliza como conexión del emisor, en la p-área W_p altamente dopada conformada en forma de pila, está rodeado con una n-capa S_{n+} altamente dopada.

30 En el caso de una tensión del emisor de puerta por debajo de una tensión umbral del canal MOS (-15V) de un IGBT de conducción inversa, la eficiencia de ánodo es elevada, debido a lo cual la densidad del portador de carga en el estado de paso es elevada y la tensión de paso es reducida. La carga de recuperación inversa, las pérdidas de recuperación inversa y las pérdidas de conmutación en un RC-IGBT opuesto en el ramal del puente, en cambio, son elevadas. En el caso de una tensión del emisor de puerta por encima de una tensión umbral del canal MOS (+15V) de un IGBT de conducción inversa, la eficiencia de ánodo es reducida, debido a lo cual la densidad del portador de carga en el estado de paso es reducida y la tensión de paso es elevada. Puesto que el canal MOS está conectado, ese RC-IGBT no puede absorber ninguna tensión de bloqueo.

40 Debido a ese hecho, una activación y, con ello, un procedimiento para controlar un IGBT convencional, no pueden utilizarse en un IGBT de conducción inversa. En la publicación antes mencionada puede observarse cómo es un procedimiento para controlar un RC-IGBT. En dicho procedimiento es característico el hecho de que el estado de conmutación del IGBT de conducción inversa no depende solamente de un valor objetivo de una tensión de salida de un convertidor polifásico con RC-IGBT como válvulas del convertidor, sino también de una dirección de la corriente, de la corriente del colector.

45 La figura 2 muestra un diagrama equivalente de un ramal del puente 2 de un convertidor, donde RC-IGBT T1 y T2 se utilizan como válvulas del convertidor. Ese ramal del puente 2, el cual se denomina también como semipunto, está conectado de forma eléctricamente paralela con respecto a una fuente de tensión continua 4, mediante dos barras de contacto 6 y 8. Los dos IGBT T1 y T2 de conducción inversa del ramal del puente 2 están conectados eléctricamente en serie. Un punto de conexión de estos dos IGBT T1 y T2 de conducción inversa forma una conexión A del lado de tensión alterna, a la cual puede conectarse una carga. La fuente de tensión 4 presenta dos condensadores 10 y 12 que igualmente están conectados eléctricamente en serie. Un punto de conexión de estos dos condensadores 10 y 12 forma una conexión del punto central M. En estos dos condensadores 10 y 12 conectados eléctricamente en serie se encuentra presente una tensión continua U_d . De manera alternativa, en lugar de los dos condensadores 10 y 12 puede utilizarse también un condensador que está dispuesto entre las dos barras de contacto 6 y 8. Ya no puede accederse entonces al punto central M. En el caso de un convertidor de circuito intermedio de tensión esa fuente de tensión continua 4 forma un circuito intermedio de tensión, donde la tensión continua U_d que se encuentra presente se denomina entonces como tensión del circuito intermedio. El ramal del puente 2, en el caso de un convertidor trifásico, en particular de un convertidor de pulso que se utiliza como

convertidor del lado de carga de un convertidor de circuito intermedio de tensión, se encuentra presente tres veces. En la salida A del lado de tensión alterna, referido a la conexión del punto central M de la fuente de tensión continua 4, se encuentra presente una tensión de onda cuadrada U_{AM} .

5 En la figura 3 se representa un diagrama de bloques de un dispositivo de control y regulación de un convertidor trifásico, en particular de un convertidor de pulso, de un convertidor de circuito intermedio de tensión con dispositivos de activación 14 asociados, próximos al semiconductor, de un ramal del puente 2 de ese convertidor. Un dispositivo de control 16, en función de un valor objetivo, por ejemplo de un valor objetivo de la velocidad de rotación n^* , por
 10 ramal del puente 2, genera dos señales de control - objetivo $S_{T1}^*, S_{T2}^*, S_{T3}^*, S_{T4}^*, S_{T5}^*$ y S_{T6}^* . Con el fin de una mayor claridad, de los tres ramales del puente de un convertidor trifásico se representa solamente el ramal del
 15 puente 2. Las dos señales de control - objetivo S_{T1}^* y S_{T2}^* son suministradas respectivamente a un dispositivo de activación 14, próximo al semiconductor, de cada IGBT de conducción inversa T1 y T2 del ramal del puente 2. Del lado de salida se encuentra presentes respectivamente una señal de control real S_{T1} , así como S_{T2} , con la cual se activa una puerta G de un IGBT de conducción inversa T1, así como T2, asociado. En esa representación, la conexión del lado de tensión alterna del ramal del puente 2 no se indica con A como en la representación de la figura 1, sino con R. Los tres ramales del puente de un convertidor trifásico están conectados de forma eléctricamente paralela mediante las dos barras de contacto 6 y 8, uno con respecto a otro y con respecto a la fuente de tensión continua 4.

Del modo antes mencionado, el estado de conmutación estacionario de los dos IGBT de conducción inversa T1 y T2
 20 de un ramal del puente 2 no depende solamente de una tensión de salida u_{AM}^* sino también de la polaridad de una corriente de salida i_A de ese ramal del puente 2. Cada vez que el IGBT de conducción inversa T1, así como T2, debe conducir corriente en la dirección inversa (corriente del colector negativa, modo de diodo), éste se desconecta. De este modo, aumenta la concentración del portador de carga en el modo de diodo. En la siguiente tabla pueden observarse los estados de conmutación de los dos IGBT de conducción inversa T1 y T2 del ramal del puente 2:

$U_{A0}(\text{objetivo})$	$i_A(\text{real})$	T1	T2
$+ U_d/2$	> 0	conectado	desconectado
$+ U_d/2$	< 0	desconectado	desconectado
$- U_d/2$	> 0	desconectado	desconectado
$- U_d/2$	< 0	desconectado	conectado

25 En las figuras 4 a 8 se representan cursos de la señal respectivamente en un diagrama a lo largo del tiempo t para el caso de que para la polaridad negativa de la corriente de salida i_A el IGBT de conducción inversa T1 sea operado en el modo de diodo y el IGBT de conducción inversa T2 sea operado en el modo IGBT. En la figura 4 se representa el desarrollo de la tensión de salida - objetivo u_{AM}^* a lo largo del tiempo t. Para poder convertir esa tensión de salida -
 30 objetivo u_{AM}^* se necesitan señales de control - objetivo S_{T1}^* y S_{T2}^* , cuyos cursos temporales están representados en las figuras 5 y 6.

En el instante t_0 el valor de la tensión de salida - objetivo u_{AM}^* es igual a la mitad de la tensión continua U_d que se encuentra presente en la fuente de tensión continua 4. Debido a ello, el IGBT de conducción inversa T1 operado en el modo de diodo es conductor de corriente. Para que ese IGBT de conducción inversa T1 pueda conducir corriente
 35 en el modo de diodo, el mismo debe estar desconectado. En el curso de la señal del diagrama según la figura 7, en donde se ilustra el desarrollo de la tensión de puerta $u_{GE}(T1)$ del IGBT de conducción inversa T1 a lo largo del tiempo t, la tensión de puerta se encuentra en el estado desconectado (-15V). En ese instante, el estado de conmutación del IGBT de conducción inversa T2, según la tensión de puerta $u_{GE}(T2)$, se encuentra igualmente en el estado - desconectado correspondiente a la figura 8. En el instante t_1 , la tensión de salida - objetivo u_{AM}^* pasa de
 40 $+U_d/2$ a $-U_d/2$. En ese instante t_1 , la señal de control - objetivo S_{T1}^* cambia de alto a bajo, mientras que la señal de control - objetivo S_{T2}^* cambia de bajo a alto. Debido a ello, el IGBT de conducción inversa T1 operado en el modo de

diodo se conecta por un intervalo predeterminado ΔT_1 , donde el IGBT de conducción inversa T2 operado en el modo IGBT permanece de aquí en más en el estado desconectado. En ese intervalo predeterminado ΔT_1 el IGBT de conducción inversa T1 operado en el modo de diodo T1 es además conductor de corriente, debido a lo cual se reduce la concentración del portador de carga.

5 En el instante t2 se desconecta nuevamente el IGBT de conducción inversa T1 operado en el modo de diodo. Después de finalizado otro intervalo predeterminado ΔT_V , el cual se denomina también como tiempo de bloqueo, en el instante t3 se conecta el IGBT de conducción inversa T2 operado en el modo IGBT (figura 8). La conmutación desde el IGBT T1 operado en el modo de diodo al IGBT de conducción inversa T2 operado en el modo IGBT tiene lugar en el instante t3. El tiempo de bloqueo ΔT_V es necesario para evitar un cortocircuito del ramal del puente. Ese tiempo de bloqueo ΔT_V , sin embargo, conduce nuevamente a un aumento de la concentración del portador de carga en el IGBT de conducción inversa T1 operado en el modo de diodo y, con ello, a un incremento de las pérdidas por conmutación.

15 En el instante t5, la tensión de salida – objetivo u_{AM}^* cambia nuevamente de $-U_d/2$ a $+U_d/2$. El IGBT de conducción inversa T2 operado en el modo IGBT, por un intervalo predeterminado ΔT_2 , computado desde el instante t5, permanece conectado, antes de que el mismo se desconecte en el instante t6 y la corriente de salida i_A conmute al IGBT de conducción inversa T1 operado en el modo de diodo.

20 Para que actúe el efecto de eficiencia del ánodo, el tiempo de bloqueo ΔT_V entre la desconexión del IGBT de conducción inversa T1 operado en el modo de diodo y la conexión del IGBT de conducción inversa T2 operado en el modo IGBT debe ser lo más reducido posible. El procedimiento de control (procedimiento de conmutación) descrito en la publicación mencionada en la introducción es controlado por tiempo, lo cual requiere una precisión temporal elevada. Si la eficiencia del ánodo es elevada, la tensión de paso es reducida, de modo que las pérdidas de recuperación inversa son reducidas.

25 El objeto de la invención consiste en perfeccionar el procedimiento conocido para controlar un IGBT de conducción inversa de modo que la carga de recuperación inversa sea lo más reducida posible en combinación con una tensión de paso lo más reducida posible, y de manera que en el modo de diodo se alcance una resistencia de cresta de corriente elevada.

Dicho objeto, según la invención, se soluciona con las características de la reivindicación 1.

30 Esta invención toma como base el hecho de que los IGBT de conducción inversa presentan p-zonas parasitarias altamente dopadas entre p-pilas que se encuentran en contacto del lado anterior del RC-IGBT. Esas p-zonas altamente dopadas no se encuentran en contacto. A través de esas p-zonas parasitarias, el IGBT de conducción inversa asociado presenta ahora tres estados de conmutación en lugar de dos, a saber los estados de conmutación "+15V", "0V" y "-15V".

Un ensayo dio como resultado la siguiente tabla, en donde se muestran los estados resultantes para un así llamado RC-IGBT de tres estados:

Denominación del estado	U_{GE}	Concentración del portador de carga en el paso	con capacidad de bloqueo	Q_{RR} W_{RR}
+15 V	$U_{GE} > U_{th(positivo)}$ por ejemplo +15 V	muy reducido	no	
0 V	$U_{th(positivo)} > U_{GE} > U_{th(negativo)}$ por ejemplo 0 V	medio	sí	medio
-15 V	$U_{th(negativo)} > U_{GE}$ por ejemplo - 15 V	alto	sí	alto

35 El estado de conmutación "+15V" (primer estado de conmutación) se regula debido a que la tensión del emisor de puerta del IGBT se lleva a un valor por encima de la tensión de aplicación, donde la tensión del emisor de puerta usualmente, sin embargo, no se regula necesariamente a 15V. Mediante ese estado de conmutación se forma un canal de electrones conductor en la p-pila, de modo que en el caso de la conducción de corriente desde el emisor

hacia el colector la concentración del portador de carga es muy reducida, de modo que el IGBT no tiene capacidad de bloqueo.

5 El estado de conmutación "0V" (tercer estado de conmutación) se regula debido a que la tensión del emisor de puerta del IGBT se lleva a un valor por debajo de la tensión de aplicación, donde la tensión del emisor de puerta usualmente, sin embargo, no se regula necesariamente a 0V. Debido a esto, no se forma un canal de electrones conductor en la p-pila, de modo que en el caso de la conducción de corriente desde el emisor hacia el colector la concentración del portador de carga es media, de modo que el IGBT tiene capacidad de bloqueo.

10 El estado de conmutación "-15V" (segundo estado de conmutación) se regula debido a que la tensión del emisor de puerta del IGBT se lleva a un valor por debajo de la tensión de aplicación, donde la tensión del emisor de puerta usualmente, sin embargo, no se regula necesariamente a -15V. Mediante ese estado de conmutación no se forma un canal de electrones conductor en la p-pila, de modo que en el caso de la conducción de corriente desde el emisor hacia el colector la concentración del portador de carga es muy elevada, de modo que el IGBT tiene capacidad de bloqueo.

15 La invención se basa en el hecho de que los tres estados de conmutación "+15V", "0V" y "-15V" que se encuentran presentes se utilizan para un procedimiento de control, para reducir la carga de recuperación inversa en combinación con una tensión de paso lo más reducida posible. Además debe incrementarse la resistencia de cresta de corriente en el modo de diodo.

20 Con este procedimiento, en el caso de una conmutación desde un RC-IGBT operado en el modo de diodo a un RC-IGBT operado en el modo IGBT de un semipunto, a través de la interposición del tercer estado de conmutación "0V" al cambiar desde el primer estado de conmutación "+15V" al segundo estado de conmutación "-15V" del RC-IGBT se logra que la carga de recuperación inversa, en el caso de la misma tensión de paso, sea más reducida en comparación con un procedimiento convencional. Puesto que ese RC-IGBT operado en el modo de diodo, con excepción del proceso de conmutación, se controla en el segundo estado de conmutación "-15V", se incrementa la resistencia de cresta de corriente.

25 Si solamente la carga de recuperación inversa debe ser lo más reducida posible en el caso de una tensión de paso lo más reducida posible, entonces el RC-IGBT operado en el modo de diodo y el RC-IGBT operado en el modo IGBT, en el estado desconectado estacionario, respectivamente no se controla en el segundo de estado de conmutación "-15V", sino en el tercer estado de conmutación "0V".

30 Si la resistencia de cresta de corriente debe ser lo más elevada posible en el RC-IGBT operado en el modo de diodo, en el caso de una carga de recuperación inversa sólo un poco reducida, entonces ese RC-IGBT y el RC-IGBT de un semipunto operado en el modo IGBT, durante un segundo intervalo predeterminado, no se controla en el primer estado de conmutación "+15V", sino respectivamente en el tercer estado de conmutación "0V".

35 En cambio, si solamente la resistencia de cresta de corriente debe ser lo más elevada posible en el RC-IGBT operado en el modo de diodo, entonces ese RC-IGBT de un semipunto, durante un segundo y un tercer un intervalo predeterminados, se controla en el segundo estado de conmutación "-15V". De este modo, el RC-IGBT operado en el modo de diodo, durante un período de conmutación controlado, se encuentra en el segundo estado de conmutación "-15V".

40 Los intervalos predeterminados utilizados en el procedimiento según la invención están dimensionados de modo que el primer intervalo es más prolongado en comparación con el segundo intervalo, pero es más corto en comparación con una suma del segundo y el tercer intervalo. Estos tres intervalos predeterminados se almacenan como valores numéricos en un dispositivo para realizar el procedimiento según la invención, en particular respectivamente de un dispositivo de activación de un RC-IGBT de un semipunto. Estos intervalos se inician desde el flanco de conmutación positivo, así como negativo, de una señal de control - objetivo de un RC-IGBT que debe ser activado. Con estos intervalos almacenados el procedimiento según la invención puede implementarse de forma sencilla.

45 Para continuar con la explicación de la invención se hace referencia al dibujo, en donde se ilustran esquemáticamente varias formas de ejecución del procedimiento según la invención.

La figura 1 muestra una sección transversal de una estructura base de un IGBT de conducción inversa.

En la figura 2 se representa un esquema equivalente de un ramo del puente de un convertidor con dos IGBT de conducción inversa.

50 La figura 3 muestra un diagrama de bloques de un dispositivo de control y regulación de un convertidor trifásico con IGBT de conducción inversa como válvulas del convertidor.

Las figuras 4 a 8 muestran cursos de la señal de dos IGBT de conducción inversa para el caso de una corriente de salida negativa de ese semipunto.

En la figura 9 se representa un corte transversal través de un IGBT de conducción inversa con tres estados de conmutación.

5 Las figuras 10, 19, 23, 27 y 12, 21, 25 y 29, respectivamente en un diagrama a lo largo del tiempo t , muestran una señal de control - objetivo de un RC- IGBT en el modo IGBT y en el modo de diodo.

En las figuras 11 y 13, respectivamente en un diagrama a lo largo del tiempo t , se representan tensiones de puerta asociadas de acuerdo con el procedimiento según la invención.

10 En las figuras 14 a 18 se representan cursos de señal de dos IGBT de conducción inversa de un semipunto para el caso de una corriente de salida negativa del semipunto del procedimiento según la invención.

En las figuras 20 y 22, respectivamente en un diagrama a lo largo del tiempo t , se representan tensiones de puerta de acuerdo con un procedimiento según la invención modificado.

En las figuras 24, 26 y 28, 30 se representan respectivamente tensiones de puerta de otros procedimientos según la invención modificados, respectivamente en un diagrama a lo largo del tiempo t .

15 En la figura 9 se representa esquemáticamente una sección transversal de un RC-IGBT con tres estados conmutables (+15V, 0V, -15V). Ese RC-IGBT se diferencia del RC-IGBT según la figura 1 en que el mismo presenta p-zonas P_p altamente dopadas parasitarias. Esas p-zonas P_p altamente dopadas están dispuestas entre p-pilas W_p que se encuentra en contacto, del lado anterior del RC-IGBT. Esas p-zonas P_p altamente dopadas no se encuentran en contacto con un electrodo del RC-IGBT.

20 Se ha observado que a través de esas p-zonas P_p altamente dopadas parasitarias de estos RC-IGBT, con respecto a un RC-IGBT convencional (figura 1), se presenta un tercer estado de conmutación "0V" que también puede activarse de forma selectiva. Junto con los dos estados de conmutación "+15V" y "-15V" del RC-IGBT convencional según la figura 1, el RCIGBT según la figura 9 presenta adicionalmente el estado de conmutación "0V".

25 Los cursos de la señal de las figuras 10 a 30 están representados para el caso de que la corriente de salida i_A del semipunto 2 presente polaridad negativa, que el RC-IGBT T1 se ese semipunto sea operado en el modo de diodo (corriente del colector negativa) y que el RC-IGBT T2 de ese semipunto 2 sea operado en el modo IGBT (corriente del colector positiva). Las figuras 10 y 11 muestran los cursos de una señal de control - objetivo S_T^* y de una tensión de puerta U_{GE} asociada de un RC-IGBT operado en el modo IGBT, mientras que las figuras 12 y 13 muestran los cursos de una señal de control- objetivo S_T^* y de una tensión de puerta U_{GE} asociada de un RC-IGBT operado en el modo de diodo.

30 Según el diagrama de la figura 10, la señal de control - objetivo S_T^* , en el instante t_1 , cambia desde el estado - desconectado al estado - conectado. Con ese flanco de conmutación positivo comienza un primer intervalo predeterminado ΔT_1 . En el instante t_2 ese intervalo predeterminado ΔT_1 ha finalizado. A partir de ese instante t_2 , la tensión de puerta U_{GE} del RC-IGBT operado en el modo IGBT cambia desde el estado de conmutación "-15V" al estado de conmutación "+15V". En el instante t_3 , la señal de control-objetivo S_T^* de un RC-IGBT operado en el modo IGBT cambia nuevamente desde el estado - conectado al estado - desconectado. Con ese flanco de conmutación negativo comienza un segundo intervalo predeterminado ΔT_2 que ha finalizado en el instante t_4 . Con la finalización de ese segundo intervalo predeterminado ΔT_2 comienza un tercer intervalo predeterminado ΔT_3 . El mismo termina en el instante t_5 . Durante el segundo intervalo ΔT_2 la tensión de puerta U_{GE} del RC-IGBT operado en el modo IGBT permanece en el estado de conmutación "+15V". En el instante t_4 , en el cual el segundo intervalo ΔT_2 ha finalizado y el tercer intervalo predeterminado ΔT_3 ha comenzado, la tensión de puerta U_{GE} cambia desde el estado de conmutación "+15V" al estado de conmutación "0V". Después de finalizado ese tercer intervalo predeterminado ΔT_3 , por tanto en el instante t_5 , la tensión de puerta U_{GE} cambia su estado desde el estado de conmutación "0V" al estado de conmutación "-15V".

35 El desarrollo de la tensión de puerta U_{GE} de un RC-IGBT operado en el modo de diodo está representado en el diagrama a lo largo del tiempo t de la figura 13. Esa tensión de puerta U_{GE} permanece en el estado de conmutación "-15V" hasta el instante t_3 del flanco de conmutación negativo de la señal de control - objetivo S_T^* . En ese instante t_3 comienza el segundo intervalo predeterminado ΔT_2 y la tensión de puerta U_{GE} cambia desde el estado de conmutación "-15V" al estado de conmutación "+15V" y permanece en ese estado por la duración del segundo

intervalo predeterminado ΔT_2 . En el instante t_4 ese segundo intervalo predeterminado ΔT_2 ha finalizado. Después de finalizado ese segundo intervalo predeterminado ΔT_2 , la tensión de puerta u_{GE} cambia desde el estado de conmutación "+15V" al estado "0V" y permanece en ese estado de conmutación hasta que el tercer intervalo predeterminado ΔT_3 ha finalizado. En el instante t_6 finaliza un período de pulso TP de la señal de control - objetivo

5 S_T^* y comienza un nuevo período de pulso T_P .

Ese control según la invención de un RC-IGBT operado en el modo IGBT y de un RC-IGBT operado en el modo de diodo, de dos IGBT de conducción inversa conectados eléctricamente en serie, del semipunto 2, ha sido aplicado según la figura 3. Los cursos de la señal asociados están representados en los diagramas de las figuras 14 a 18. En

el diagrama de la figura 14 se representa el desarrollo de la tensión de salida - objetivo u_{AM}^* a lo largo del tiempo t.

10 Ese desarrollo corresponde al desarrollo de la tensión de salida - objetivo u_{AM}^* de la figura 4. Para poder convertir esa tensión de salida objetivo u_{AM}^* se necesitan las dos señales de control - objetivo S_{T1}^* y S_{T2}^* para los dos RC-IGBT T1 y T2 del semipunto 2, las cuales están representadas respectivamente en un diagrama a lo largo del

15 tiempo t en las figuras 15 y 16. Las mismas corresponden a las señales S_{T1}^* y S_{T2}^* de las figuras 5 y 6. Del modo antes mencionado, en el caso de la polaridad negativa de la corriente de salida i_A del semipunto 2 el RC-IGBT T1 se opera en el modo de diodo y el RC-IGBT T2 en el modo IGBT. En las figuras 17 y 18 se representan temporalmente los desarrollos de las respectivas tensiones de puerta $u_{GE}(T1)$ y $u_{GE}(T2)$ de los dos RC-IGBT T1 y T2 del semipunto 2. Es decir que los desarrollos de tensión de puerta según las figuras 13 y 11 están marcados en las

figuras 17 y 18 en correspondencia con los cursos de las señales de control - objetivo S_{T1}^* y S_{T2}^* de las figuras 15 y 16.

20 De acuerdo con el procedimiento según la invención, el RC-IGBT T1 operado en el modo de diodo, durante su fase inicial estacionaria ($t < t_1$ y $t > t_7$) se encuentra en el estado de conmutación "-15V". Debido a ello, ese RC-IGBT T1 presenta una tensión de paso mínima. Antes de la recuperación inversa, el RC-IGBT T1 operado en el modo de diodo se controla en el estado de conmutación "+15V" ($t = t_1$) y después de finalizado el segundo intervalo predeterminado ΔT_2 en el estado de conmutación "0V". Durante el segundo intervalo ΔT_2 el RC-IGBT T1 operado en

25 el modo de diodo es conductor de corriente, debido a lo cual se reduce la concentración del portador de carga. Después de finalizado el segundo intervalo ΔT_2 ese RC-IGBT T1 operado en el modo de diodo nuevamente se desconecta.

En comparación con el procedimiento de control conocido, el RC-IGBT T1 operado en el modo de diodo no se controla en el estado de conmutación "-15V", sino en el nuevo estado de conmutación "0V". Ese RC-IGBT T1 permanece en ese nuevo estado de conmutación hasta que el tercer intervalo predeterminado ΔT_3 ha finalizado. Durante ese tercer intervalo ΔT_3 transcurre igualmente el tiempo de bloqueo ΔT_V , el cual igualmente ha comenzado después de finalizado el segundo intervalo predeterminado ΔT_2 . Tan pronto como ha finalizado ese tiempo de bloqueo ΔT_V , el RCIGBT T2 operado en el modo IGBT se controla desde el estado de conmutación "-15V" al estado de conmutación "+15V". De este modo tiene lugar la conmutación desde el RC-IGBT T1 operado en el modo de

35 diodo al RC-IGBT T2 operado en el modo IGBT.

De acuerdo con el procedimiento según la invención, el RC-IGBT T1 operado en el modo de diodo, durante el tercer intervalo predeterminado ΔT_3 no llega al estado de conmutación (-15V) de concentración del portador de carga elevada, sino a un estado de concentración del portador de carga medio, porque inmediatamente antes de la recuperación inversa éste se encuentra en el estado de conmutación "0V", y no en el estado de conmutación "-15V", como en el procedimiento de control conocido. Debido a ello, en comparación con el estado del arte, se reduce la carga de recuperación inversa en el caso de la misma tensión de paso. Se alcanza con ello el primer objeto.

40

Si el RC-IGBT T1 operado en el modo de diodo se conecta o se desconecta se presentan cargas de cresta de corriente en la dirección del diodo de ese RC-IGBT T1. Para que el RC-IGBT T1 operado en el modo de diodo presente una resistencia de cresta de corriente más elevada, éste se encuentra en el estado de conmutación "-15V" ($t < t_1$ y $t > t_4$).

45

En las figuras 20 y 22 se representa una primera modificación del procedimiento según la invención. La modificación consiste en el hecho de que en el estado - desconectado estacionario ($t < t_2$ y $t > t_5$) los dos RC-IGBT T1 y T2 no se controlan en el estado de conmutación "-15V", sino en el estado de conmutación "0V". Con esa modificación del procedimiento según la invención se reduce la carga de recuperación inversa en el caso de una tensión de paso lo más reducida posible. La resistencia de cresta de corriente del RC-IGBT T1 operado en el modo de diodo esencialmente no aumenta.

50

En el caso de otra modificación del procedimiento según la invención, el RCIGBT operado en el modo de diodo durante el estado - conectado - objetivo ($t_1 < t < t_3$ de la figura 25) y durante el estado de bloqueo estacionario ($t < t_1$ y $t > t_5$ de la figura 26) se controla en el estado de conmutación "-15V". Debido a esto se logra que el RCIGBT operado

5 en el modo de diodo presente una resistencia de cresta de corriente elevada. Puesto que ese RC-IGBT operado en el modo de diodo, durante el segundo y el tercer intervalo predeterminados ΔT_2 y ΔT_3 permanece en el estado de conmutación "0V", la concentración del portador de carga no disminuye demasiado durante el intervalo predeterminado ΔT_2 como en el estado del arte o bien el procedimiento según la invención (figura 13). La concentración del portador de carga, sin embargo, se reduce también sólo de forma mínima durante el tercer intervalo predeterminado ΔT_3 , puesto que el RC-IGBT operado en el modo de diodo se mantiene en el estado de conmutación "0V" durante ese intervalo ΔT_3 . Si se exige sólo una resistencia de cresta de corriente elevada en el modo de diodo de un RC-IGBT, entonces el RC-IGBT operado en el modo de diodo puede controlarse en el segundo estado de conmutación "-15V" durante todo el período del pulso (figura 30). Dicha modificación, sin embargo, no forma parte del procedimiento según la invención, ya que la carga de recuperación inversa no se reduce.

15 Para que el procedimiento según la invención pueda realizarse sin una gran inversión, en los dispositivos de activación 14 de cada RC-IGBT T1, así como T2 del semipunto 2 (figura 3), los intervalos predeterminados ΔT_1 , ΔT_2 y ΔT_3 se almacenan como valores numéricos constantes. Para implementar el procedimiento según la invención estos tres intervalos ΔT_1 , ΔT_2 y ΔT_3 se dimensionan de modo que aplica lo siguiente: $\Delta T_2 < \Delta T_1 < \Delta T_2 + \Delta T_3$. La condición previa para la utilización del procedimiento según la invención reside en que los IGBT de conducción inversa presentan p-zonas parasitarias que no se encuentran en contacto, altamente dopadas, entre p-pilas sobre el lado anterior del RC-IGBT. A través de esas p-zonas parasitarias, el RC-IGBT, en lugar de dos estados de conmutación ("+15V" y "-15V"), presenta ahora tres estados de conmutación ("+15V", "0V" y "-15V"). Según la invención, esas p-zonas parasitarias de un RCIGBT se utilizan de forma selectiva durante el procedimiento de control de ese RC-IGBT, para obtener prioritariamente lo más posible una carga de recuperación inversa con una tensión de paso lo más reducida posible.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para controlar dos IGBT de conducción inversa (T1, T2) conectados eléctricamente en serie, de un semipunto (2), en el cual se encuentra presente una tensión continua de funcionamiento (U_G), donde estos IGBT de conducción inversa (T1, T2) presentan un primer estado de conmutación (+15V), un segundo estado de conmutación (-15V) y un tercer estado de conmutación (0V), donde el primer estado de conmutación (+15V) se regula debido a que la tensión del emisor de puerta se lleva por encima de la tensión de aplicación, donde el segundo estado de conmutación (-15V) y el tercer estado de conmutación (0V) se regulan debido a que la tensión del emisor de puerta se lleva por debajo de la tensión de aplicación, donde la tensión del emisor de puerta del segundo estado de conmutación (-15V) es menor que la del tercer estado de conmutación (0V), donde se determina la polaridad de la corriente del colector de cada IGBT de conducción inversa (T1, T2) de un semipunto (2), con los siguientes pasos del procedimiento:
- a) ajuste de cada IGBT de conducción inversa (T1, T2) del semipunto (2) durante un estado desconectado estacionario de una señal de control - objetivo (S_T^*) asociada al segundo estado de conmutación (-15V) o al tercer estado de conmutación (0V),
 - b) mantenimiento de un IGBT de conducción inversa (T1, T2) en el segundo estado de conmutación (-15V) después de finalizado un intervalo predeterminado (ΔT_1) después del cambio a una señal de control - objetivo (S_T^*) asociada desde el estado desconectado a un estado conectado, en tanto una corriente circule desde el emisor hacia el colector,
 - c) ajuste de un IGBT de conducción inversa (T1, T2) en el primer estado de conmutación (+15V) después de finalizado un intervalo predeterminado (ΔT_1) después del cambio a una señal de control - objetivo (S_T^*) asociada desde el estado desconectado al estado conectado, cuando debido a ello se posibilita un flujo de corriente desde el colector hacia el emisor,
 - d) ajuste de cada IGBT de conducción inversa (T1, T2) del semipunto (2) después de finalizado un segundo intervalo predeterminado (ΔT_2) por un tercer intervalo predeterminado (ΔT_3) en el tercer estado de conmutación (0V), donde el segundo intervalo predeterminado (ΔT_2) comienza con el cambio de una señal de control - objetivo (S_T^*) asociada desde el estado conectado al estado desconectado.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por el ajuste de cada IGBT de conducción inversa (T1, T2) del semipunto (2) al primer estado de conmutación (+15V) por el segundo intervalo predeterminado (ΔT_2).
3. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado porque la amplitud de la tensión de puerta (U_{GE}) de cada IGBT de conducción inversa (T1, T2) del semipunto (2) se ajusta al tercer estado de conmutación (0V) por el segundo intervalo predeterminado (ΔT_2).
4. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 3, caracterizado porque el primer intervalo predeterminado (ΔT_1) es más prolongado que el segundo intervalo predeterminado (ΔT_2).
5. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 4, caracterizado porque el primer intervalo predeterminado (ΔT_1) es más corto que la suma del segundo y el tercer intervalo predeterminado ($\Delta T_2, \Delta T_3$).
6. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 5, caracterizado porque los tres intervalos predeterminados ($\Delta T_1, \Delta T_2, \Delta T_3$) están almacenados en un dispositivo para realizar el procedimiento.
7. Procedimiento según una de las reivindicaciones 1 a 6, caracterizado porque se determina la polaridad de una corriente del colector a través de la evaluación de una tensión del colector - emisor determinada.

FIG 1

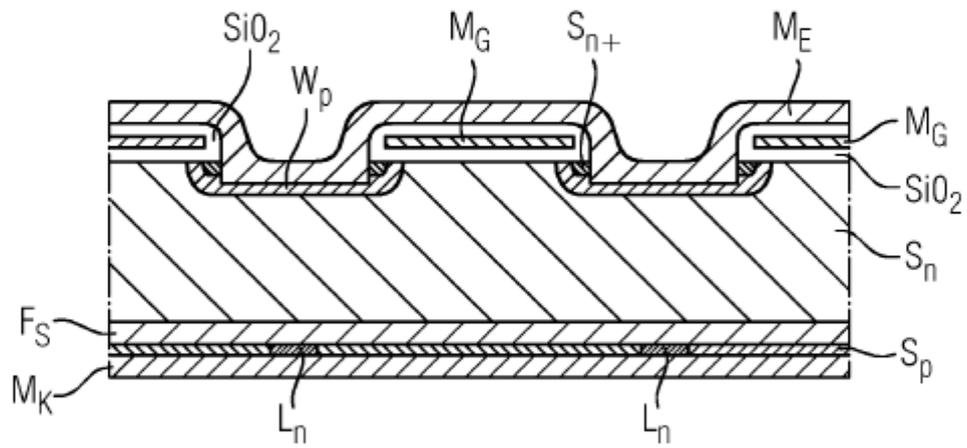


FIG 2

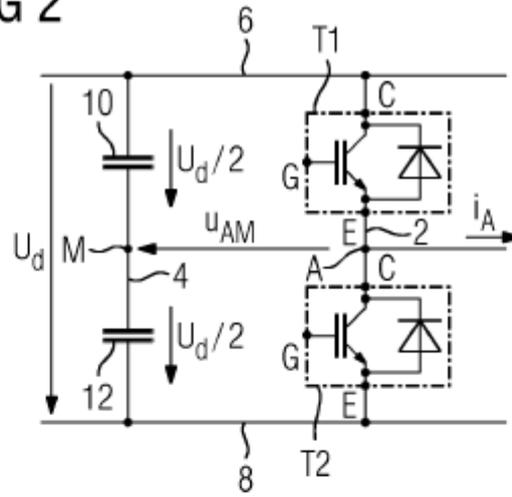


FIG 3

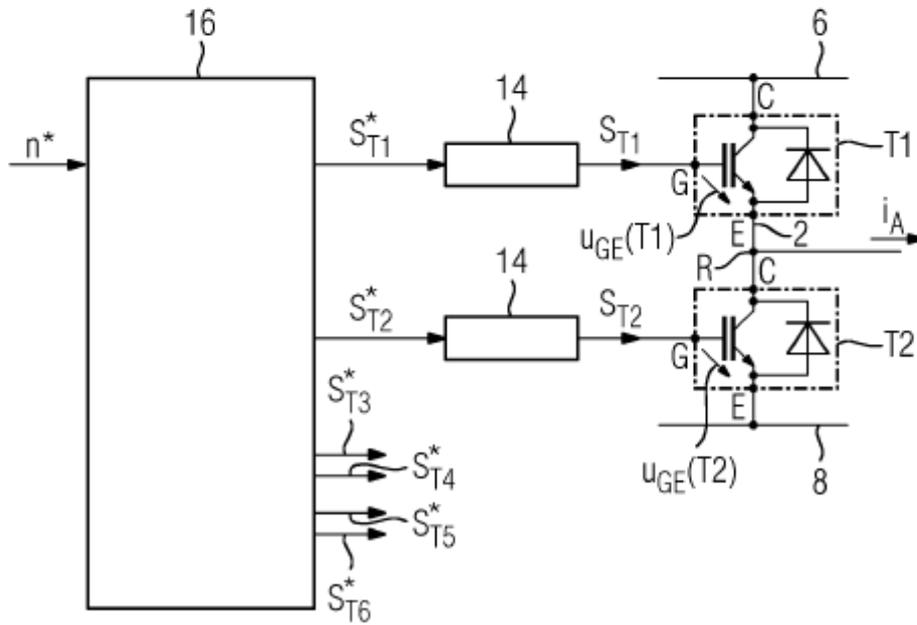


FIG 4

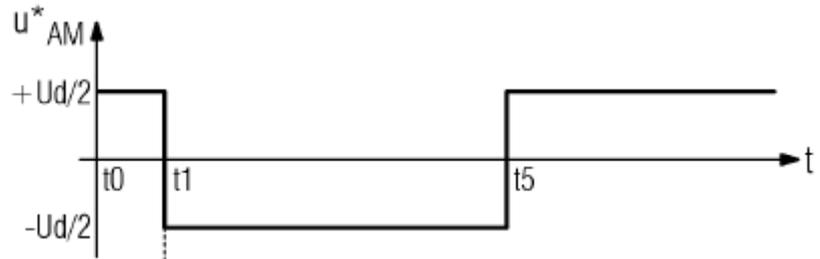


FIG 5

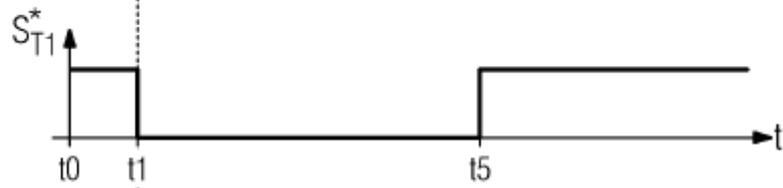


FIG 6

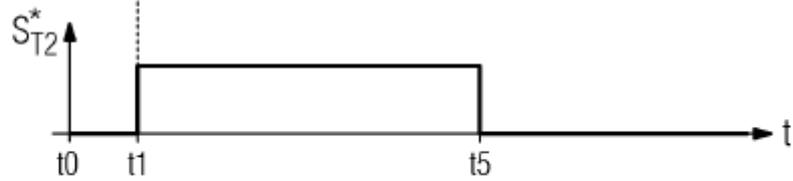


FIG 7

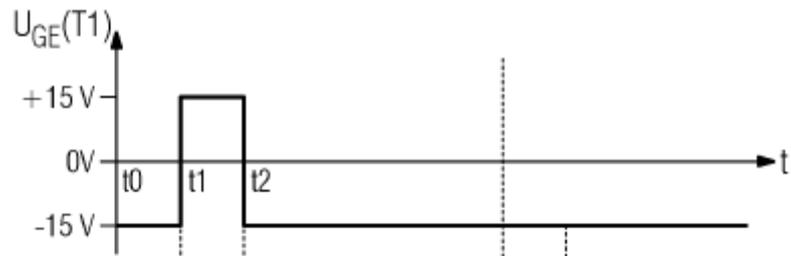


FIG 8

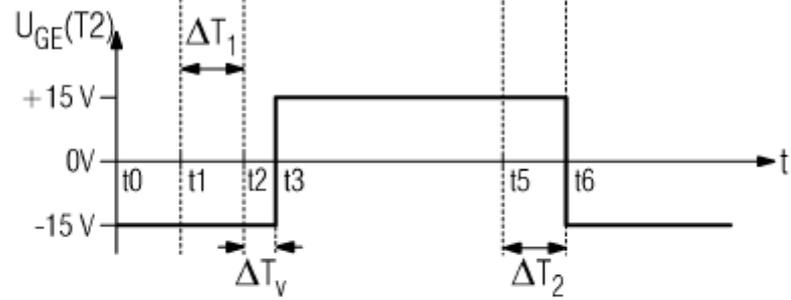


FIG 9

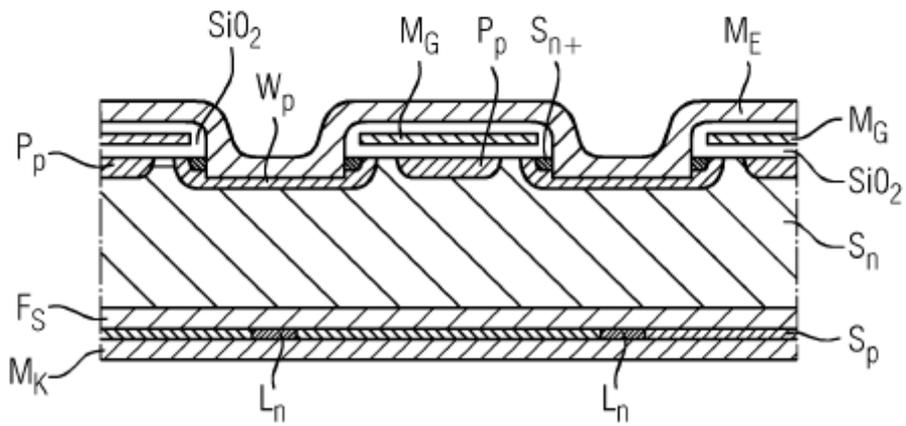


FIG 10

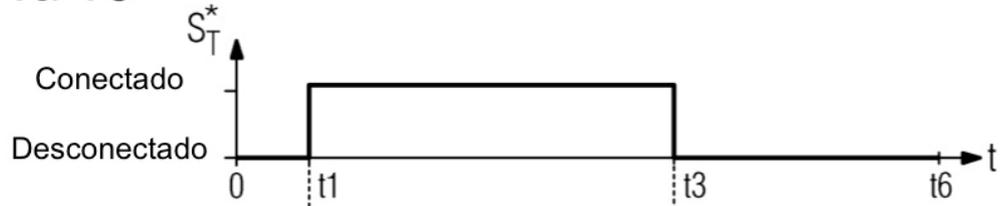


FIG 11

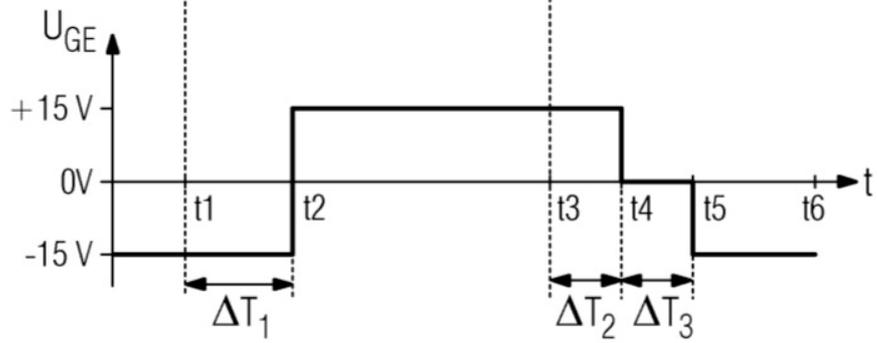


FIG 12

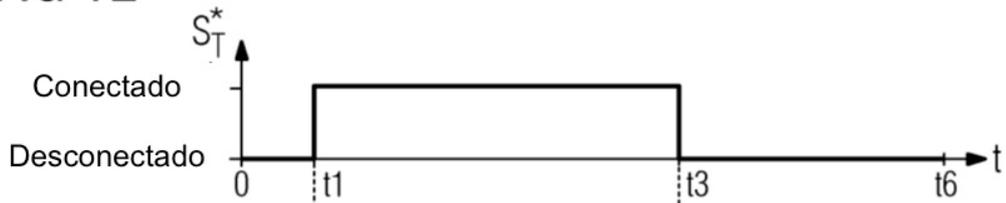


FIG 13

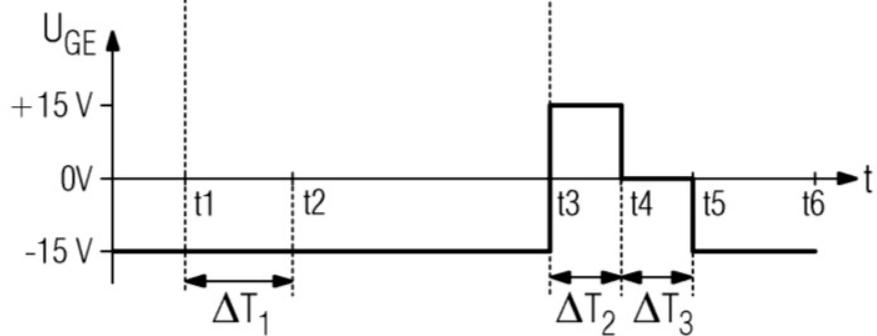


FIG 14

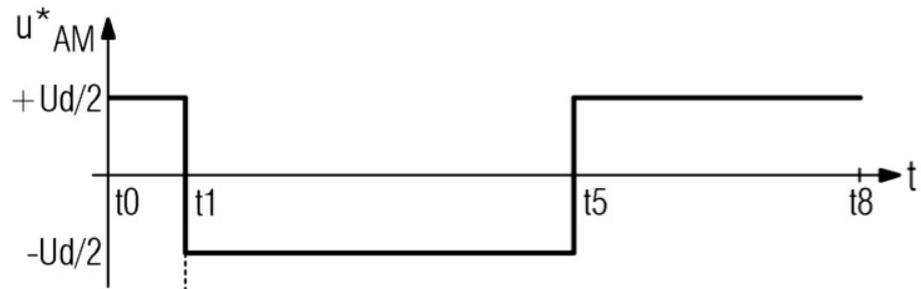


FIG 15

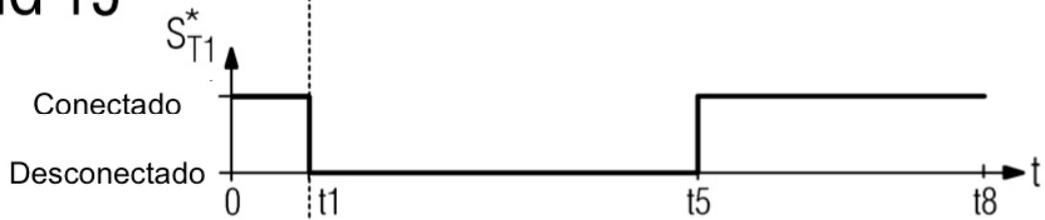


FIG 16

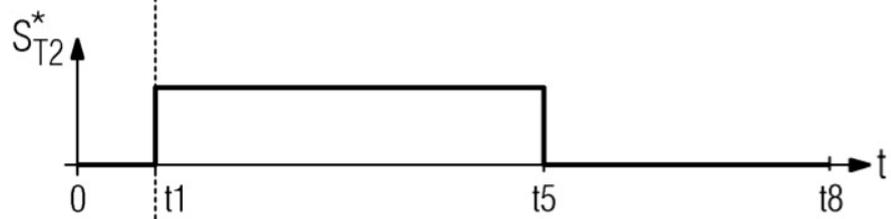


FIG 17

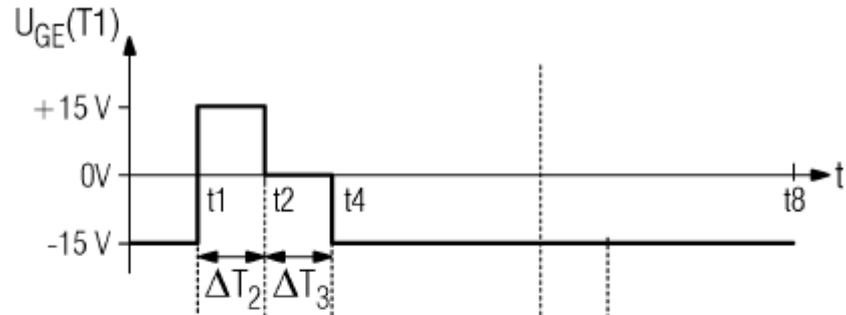


FIG 18

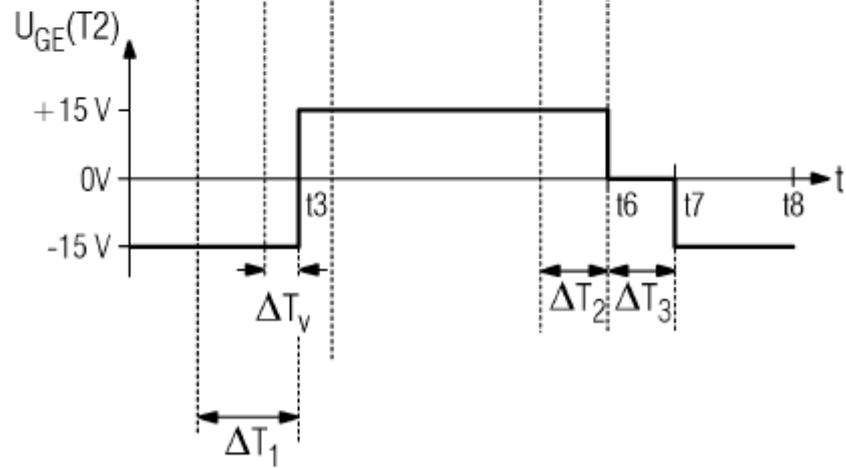


FIG 19

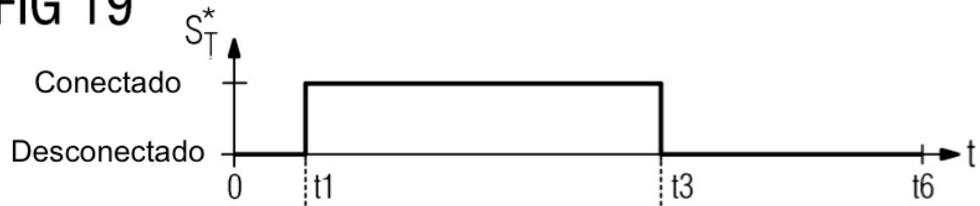


FIG 20

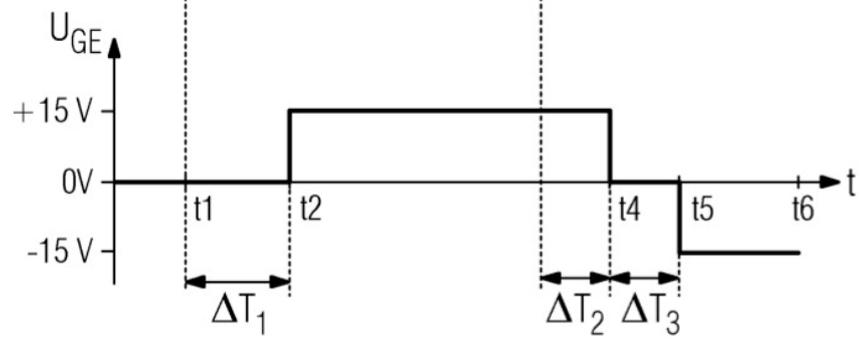


FIG 21

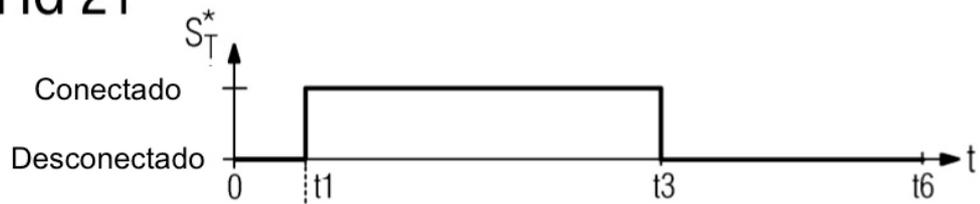


FIG 22

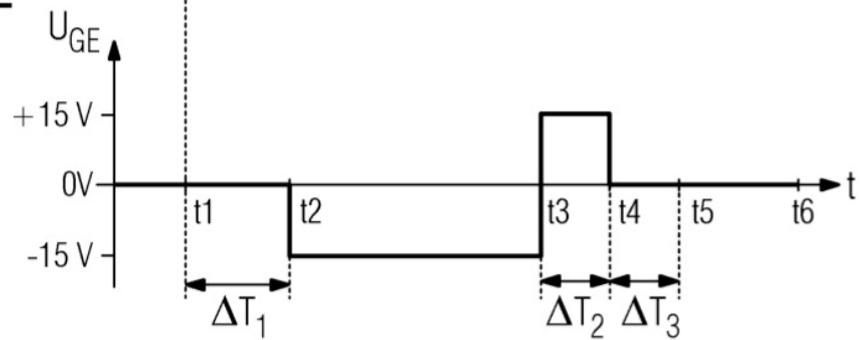


FIG 23

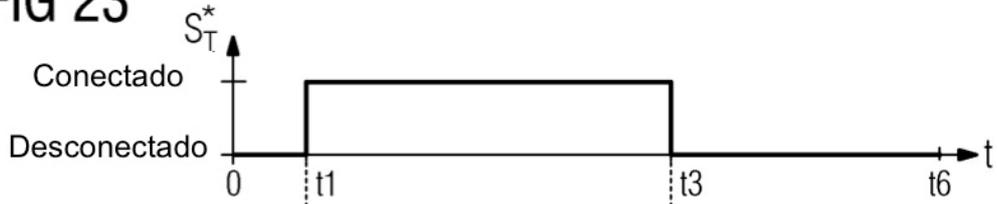


FIG 24

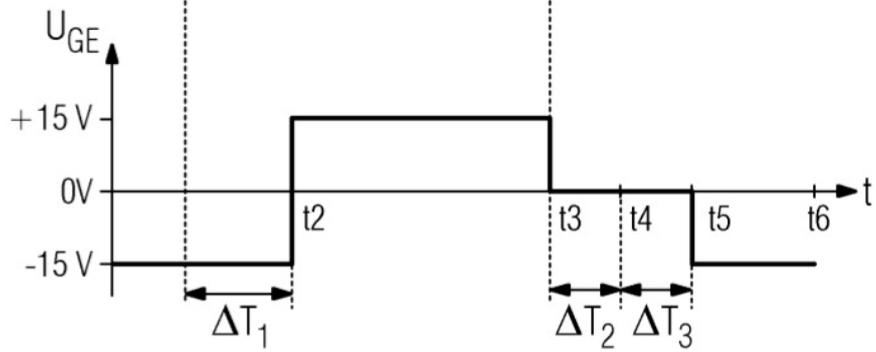


FIG 25

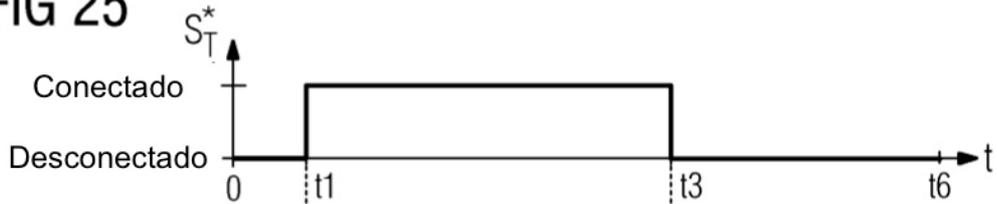


FIG 26

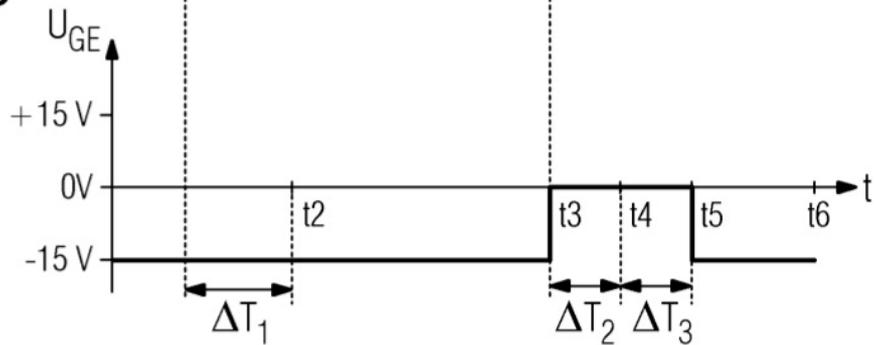


FIG 27

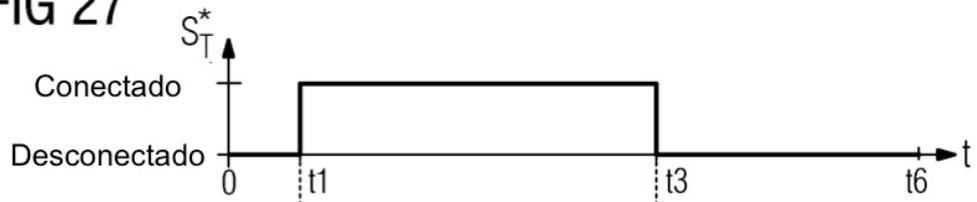


FIG 28

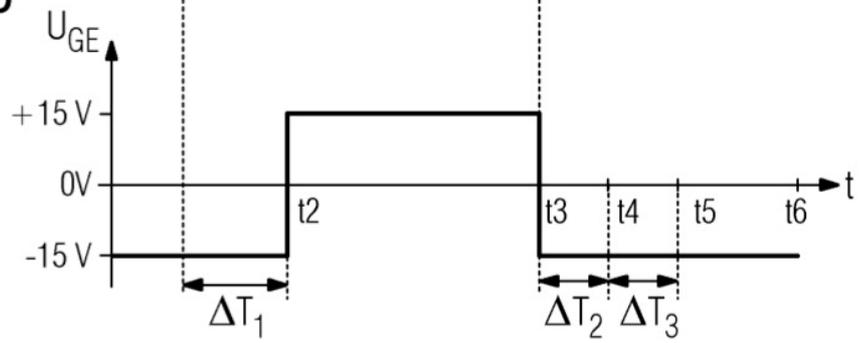


FIG 29

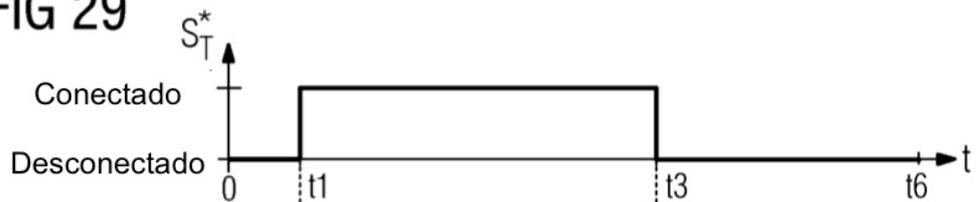


FIG 30

