



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 306 819**

51 Int. Cl.:
H03K 17/082 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **03005025 .6**

86 Fecha de presentación : **06.03.2003**

87 Número de publicación de la solicitud: **1367716**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **03.12.2003**

54 Título: **Circuito y método de protección contra sobrecorriente y sobretensión para interruptores semi-conductores de potencia.**

30 Prioridad: **07.03.2002 DE 102 10 181**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.11.2008

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.11.2008

73 Titular/es: **SEMIKRON Elektronik GmbH & Co. KG.**
Sigmundstrasse 200
90431 Nürnberg, DE

72 Inventor/es: **Schreiber, Dejan**

74 Agente: **Isern Jara, Jorge**

ES 2 306 819 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).

ES 2 306 819 T3

DESCRIPCIÓN

Circuito y método de protección contra sobrecorriente y sobretemperatura para interruptores semiconductores de potencia.

El presente invento hace referencia a un circuito y a un método para la protección de interruptores semiconductores de potencia contra un exceso de corriente en estado de conducción (sobrecorriente) y de temperatura (sobretemperatura). Los circuitos de protección contra una corriente en estado de conducción o una temperatura demasiado altas se divulgan, por ejemplo, en *Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET- Leistungsmodule* de U. Nicolai *et al.*, ISBN 3-932633-24-5, página 206f y 214f, así como en US-5.978.194. A continuación, para simplificar, partiremos del supuesto que el interruptor semiconductor de potencia es un transistor bipolar o un IGBT. Por supuesto, también deben considerarse del mismo modo el resto de interruptores semiconductores de potencia, como por ejemplo, los transistores de efecto de campo. Un control V_{CE} de un transistor bipolar o IGBT es análogo al control $V_{RDS(on)}$ de un transistor de efecto de campo. Conforme al estado de la técnica, realizan aquí el control de la sobrecorriente un control V_{CE} (véase la figura 1), así como un control de la temperatura, tal como se describe a continuación.

El control V_{CE} aprovecha la relación física existente entre la corriente del colector y la tensión en estado de conducción. Para ello, la tensión colector-emisor se registra mediante un diodo de alto bloqueo y se compara con un valor de referencia. Si este valor de referencia se excede, aparece un mensaje de error en un control superior y el transistor se desconecta. Gracias a la desaturación rápida del transistor, es muy fácil registrar los cortocircuitos de este modo.

El control de la temperatura se realiza a través de un sensor de temperatura dispuesto junto con el transistor sobre un material de base. Esta disposición puede aplicarse, por ejemplo, en módulos semiconductores de potencia conforme al estado de la técnica. En los módulos semiconductores de potencia de este tipo, el sensor puede estar situado fuera del módulo, por ejemplo, sobre un disipador de calor. Una disposición alternativa del sensor de temperatura es una conexión en unión material con el transistor o su caja.

Una desventaja del estado de la técnica es que para ambas tareas de control, tanto el control V_{CE} como el control de temperatura, se precisan conmutaciones de control separadas. Para ello se han previsto las correspondientes conexiones al módulo semiconductor de potencia. Las desventajas mencionadas son principalmente que en este ámbito los módulos semiconductores de potencia rentables poseen una potencia más reducida.

El invento tiene como objetivo presentar un circuito, así como el correspondiente método para la valoración de uno o más interruptores semiconductores de potencia, o de un módulo semiconductor de potencia basado en éstos que proporcione una protección contra sobrecorriente y sobretemperatura y que pueda fabricarse con una cantidad reducida de componentes estándar.

El objetivo se alcanza gracias a las medidas de las reivindicaciones de 1 a 5. En las reivindicaciones secundarias se detallan otros acondicionamientos ventajosos.

La idea principal del invento se basa en ampliar el modo de conexión estándar para el control V_{CE} conforme a la figura 1 con una resistencia PTC (PTC = positive temperature coefficient), conectada entre el cátodo del diodo y la entrada de corriente del interruptor semiconductor de potencia. Para ello, la resistencia PTC debería estar situada lo más cerca posible del interruptor semiconductor de potencia para poder registrar su temperatura con la máxima precisión. Debido a esta resistencia adicional, el valor de la fuente de tensión de referencia debe ajustarse convenientemente. De este modo, la función del circuito como control V_{CE} se mantiene inalterada. La función simultánea existente como control de temperatura se realiza del siguiente modo: el PTC debería seleccionarse de tal modo que la subida fuerte y no lineal de su resistencia se encuentre algo por encima de o justo en la temperatura con la que deba activarse el control. Un aumento de la temperatura del interruptor semiconductor de potencia, y con ello de la resistencia PTC, conduce en ese caso a una fuerte subida del valor de resistencia PTC, y a su vez a una caída de tensión superior en esta derivación del circuito. De este modo se activa la conmutación de control V_{CE} , con la diferencia de que no es la subida de V_{CE} , sino la subida de temperatura lo que activa la reacción de la conmutación subordinada, es decir, una reducción de la potencia o la desconexión del interruptor semiconductor de potencia. Así pues, con el circuito del presente invento y una sola conmutación de control puede realizarse simultáneamente la función de control V_{CE} y la función de control de la temperatura.

La solución del invento se detalla a continuación mediante las figuras 1 y 2.

La figura 1 muestra una conmutación de control V_{CE} según el estado de la técnica, compuesta por un transistor (2) para la conmutación de una tensión (U_{ZK}) un circuito derivado con una fuente de tensión (V_M), una resistencia (4) y un diodo de alto bloqueo (6), así como una fuente de tensión de referencia (V_{Ref}) y un elemento de comparación (10). La tensión colector-emisor del transistor (2) se controla mediante el siguiente circuito. La entrada de referencia del elemento de comparación (10) está conectada con el polo positivo de la fuente de tensión de referencia (V_{Ref}). El polo negativo de la fuente de tensión de referencia (V_{Ref}) se encuentra sobre el potencial del emisor del transistor. La segunda entrada del elemento de comparación (10) está conectada con el ánodo del diodo y, al igual que éste, a través de la resistencia (4), con la fuente de tensión (V_M). El cátodo del diodo (10) está conectado al colector del transistor (2).

ES 2 306 819 T3

La tensión que pasa a través del transistor (2) se controla con el diodo (6), y mediante el elemento de comparación (10), se compara con el valor de referencia (V_{Ref}). Si la tensión que pasa por el transistor (V_{CE}) supera el valor de referencia ajustado, el elemento de comparación (10) emite un mensaje de error y el transistor se apaga.

5 Por ejemplo, si una tensión V_{CE} de 4 V activa la función de desconexión del conmutador subordinado. Entonces, para el control V_{CE} en caso de una caída de tensión de 0,5 V, a través del diodo (6) y el nivel de activación existente (V_{CEsat}) de 4 V, la tensión de referencia se ajustará a 4,5 V.

10 La figura 2 muestra la ampliación del invento de un circuito para el control V_{CE} de un transistor (2). En este caso, en un circuito sin modificaciones en comparación con la figura 1, se coloca una resistencia PTC (20) entre el cátodo del diodo (6) y el colector del transistor (2), cuya resistencia óhmica es aproximadamente de 1 kOhm a temperaturas de funcionamiento normal. A una corriente de medición de $I_M = 1$ mA le corresponde una caída de tensión de 1 V por encima de la resistencia PTC (20). Por eso la tensión de referencia (V_{Ref}) debe aumentarse a ese valor en comparación con el control V_{CE} estricto. Así pues, las condiciones para la función del control V_{CE} son idénticas al estado de la técnica.

20 Por consiguiente, para el control V_{CE} , en caso de una caída de tensión de 0,5 V, a través del diodo (6), el nivel de activación existente (V_{CEsat}) de 4 V y una caída de tensión de 1 V a través de la resistencia PTC, la tensión de referencia se ajustará a 5,5 V.

25 La desconexión por sobretemperatura se realiza del siguiente modo: con una resistencia PTC seleccionada adecuadamente, la resistencia óhmica entre 100°C y 140°C sube por encima de 500 kOhm. De este modo se produce una caída de tensión lo suficientemente grande sobre la derivación de medición para que también se active la función de desconexión del conmutador subordinado.

30 Por ejemplo, si partimos de una tensión V_{CE} de 2 V, es decir, por debajo de $V_{CEsat} = 4$ V, entonces la caída de tensión a través de la resistencia PTC para desconectarse deberá ser de 3 V, en correspondencia con el valor de resistencia de 3 kOhm. Esto se consigue con un PTC usual, por ejemplo, mediante el aumento de la temperatura de 110°C a 115°C.

35 Por supuesto, mediante una selección adecuada de la resistencia PTC es posible ajustar las temperaturas de desconexión a cada caso de aplicación concreto.

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

5 1. Circuito para la protección contra sobrecorriente y sobretemperatura de interruptores semiconductores de potencia (2) o de módulos semiconductores de potencia basados en éstos compuesto por un circuito de protección contra sobrecorriente en forma de control V_{CEsat} o V_{Dson} , que consta de una fuente de tensión (V_M), un elemento de comparación (10), un diodo rápido de alto bloqueo (6) y una fuente de tensión de referencia (V_{Ref}), y donde la entrada de referencia del elemento de comparación (10) está conectada al polo positivo de la fuente de tensión de referencia (V_{Ref}) y cuyo polo negativo se encuentra sobre el potencial de la salida de corriente del interruptor semiconductor de potencia (2) que debe controlarse, el ánodo del diodo (6) está conectado a través de una resistencia (4) con la fuente de tensión (V_M), al igual que la segunda entrada del elemento de comparación (10), y el cátodo del diodo (6) está conectado con la resistencia PTC (20) y ésta con la entrada de corriente del interruptor semiconductor de potencia (2).

15 2. Circuito conforme a la reivindicación 1, donde el interruptor semiconductor de potencia (2) es un IGBT o un transistor bipolar, cuyo colector es la entrada de corriente y su emisor la salida de corriente.

3. Circuito conforme a la reivindicación 1, donde el interruptor semiconductor de potencia (2) es un transistor de efecto de campo, cuyo cátodo es la entrada de corriente y cuyo ánodo es la salida de corriente.

20 4. Método para la determinación de sobrecorriente y/o sobretemperatura de interruptores semiconductores de potencia (2) o de módulos semiconductores de potencia basados en éstos conforme a la reivindicación 1, donde la caída de tensión que cambia con la temperatura sirve a través de dicha resistencia PTC (20) para detectar la sobretemperatura y donde dicha caída de tensión se valora mediante el circuito de protección contra sobrecorriente.

25

30

35

40

45

50

55

60

65

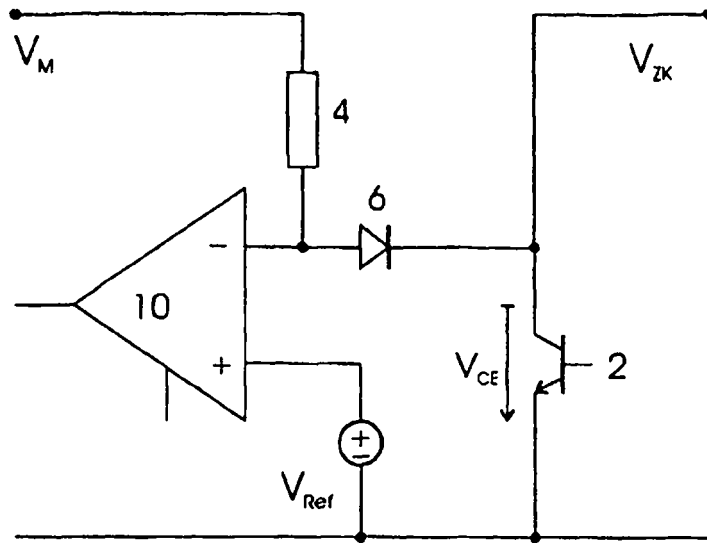


Fig. 1 (Estado de la técnica)

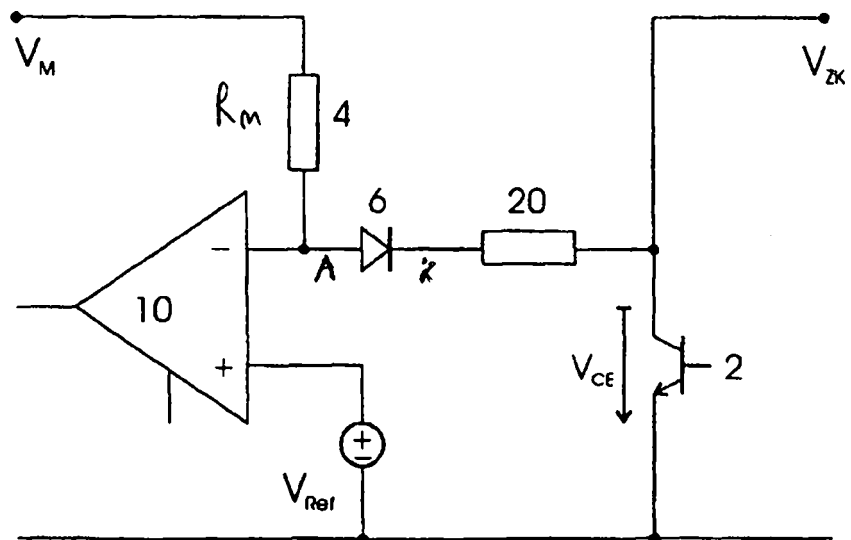


Fig. 2