



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 320 594**

51 Int. Cl.:  
**H05B 6/06** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **06806263 .7**

96 Fecha de presentación : **13.10.2006**

97 Número de publicación de la solicitud: **1935213**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **25.06.2008**

54 Título: **Procedimiento para el servicio de un dispositivo de calentamiento por inducción.**

30 Prioridad: **14.10.2005 DE 10 2005 050 038**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**25.05.2009**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**25.05.2009**

73 Titular/es: **E.G.O. ELEKTRO-GERÄTEBAU GmbH**  
**Rote-Tor-Strasse 14**  
**75038 Oberderdingen, DE**

72 Inventor/es: **Schilling, Wilfried;**  
**Dorwarth, Ralf;**  
**Volk, Martin y**  
**Schönherr, Tobias**

74 Agente: **Tomás Gil, Tesifonte Enrique**

ES 2 320 594 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 2 320 594 T3

## DESCRIPCIÓN

Procedimiento para el servicio de un dispositivo de calentamiento por inducción.

5 La invención se refiere a un procedimiento para el funcionamiento de un dispositivo de calentamiento por inducción según el término genérico de la reivindicación 1.

10 En dispositivos calentadores de inducción se aplica una tensión alterna o una corriente alterna a una bobina de inducción, por lo cual se inducen corrientes parásitas en una batería de cocina a calentar de manera magnética y acoplada a la bobina de inducción. Las corrientes parásitas provocan un calentamiento de la batería de cocina.

15 Para el accionamiento de la bobina de inducción se conocen diversos circuitos y procedimientos de accionamiento. Todas las variantes de conexión o de procedimiento tienen en común que producen una tensión de accionamiento de alta frecuencia a partir de una tensión de entrada de red de baja frecuencia para la bobina de inducción. Los circuitos de este tipo son denominados convertidores.

20 Para la conversión o transformación de la frecuencia, la tensión de entrada de red habitualmente es rectificadora primero con ayuda de un rectificador en una tensión continua de alimentación o tensión de circuito intermedio y a continuación es procesada para generar la tensión de accionamiento de alta frecuencia con ayuda de uno o varios elementos de mando, generalmente transistores bipolares de puerta aislada (IGBT). A la salida del rectificador, es decir, entre la tensión de circuito intermedio y un potencial de referencia está previsto habitualmente un llamado condensador de circuito intermedio para el tamponado de la tensión de circuito intermedio.

25 Una primera variante de convertidor forma un convertidor en circuito en puente completo, en el cual entre dos llamados semipuentes están acoplados en serie en un bucle la bobina de inducción y un condensador. Los semipuentes son respectivamente acoplados en un bucle entre la tensión de circuito intermedio y el potencial de referencia. La bobina de inducción y el condensador forman un circuito oscilante en serie.

30 Otra variante de convertidor forma un circuito de semipuerto de dos transistores bipolares de puerta aislada IGBT, por lo cual la bobina de inducción y dos condensadores que están acoplados en serie en un bucle entre la tensión de circuito intermedio y el potencial de referencia forman un circuito oscilante en serie. La bobina de inducción está conectada por una conexión con un punto de transferencia de los dos condensadores y por su otra conexión con un punto de transferencia de los dos IGBTs que forman el semipuerto.

35 Tanto la variante con puente completo como también la variante con semipuerto son sin embargo comparativamente caras debido al gran número de componentes necesarios, particularmente los IGBT.

40 Una variante optimizada en cuanto a los costes usa por lo tanto sólo un dispositivo de conmutación o un IGBT, por lo cual la bobina de inducción y un condensador forman un circuito oscilante paralelo. Entre las conexiones de salida del rectificador, paralelamente al condensador de circuito intermedio, el circuito oscilante paralelo de la bobina de inducción y del condensador son acoplados en serie con el IGBT en un bucle.

45 Todas las variantes citadas del convertidor tienen en común que el condensador de circuito intermedio se carga durante una primera media onda de red a una tensión de marcha en vacío con un valor pico de la tensión alterna de red de, por ejemplo, 325 V en caso de una tensión alterna de red de 230 V, en cuanto sean alimentadas con tensión de alimentación.

50 Cuando no se genera una tensión de accionamiento para producir la potencia de la bobina de inducción, es decir, el o los dispositivos de conmutación o los IGBT están bloqueados, la tensión aplicada al condensador de circuito intermedio permanece casi constante. Al arrancar el convertidor, es decir, cuando la bobina de inducción es accionada para generar una potencia de calentamiento ajustable o es cargada con una tensión alterna, al conectar el o los IGBT fluye primero una alta corriente del condensador de circuito intermedio en el circuito oscilante y atraviesa el o los IGBT. Esto genera un ruido audible en una batería de cocina calentada por el dispositivo de calentamiento por inducción, por ejemplo en un fondo de olla. Además se reduce la vida de los componentes cargados con la alta corriente de conexión. 55 La patente US4438311 divulga un procedimiento según el estado de la técnica.

### Tarea y solución

60 La invención por lo tanto se basa en proporcionar un procedimiento para el funcionamiento de un dispositivo de calentamiento por inducción con un convertidor que permite un funcionamiento fiable conservando los componentes y con poco ruido del dispositivo de calentamiento por inducción con escasa irradiación perturbadora.

65 La invención resuelve esta tarea mediante un procedimiento con las características de la reivindicación 1. Las configuraciones ventajosas y preferidas de la invención son objeto de otras reivindicaciones y son descritas detalladamente a continuación. El texto de las reivindicaciones se toma como contenido de la descripción por referencia explícita.

Según la invención, el condensador de circuito intermedio se descarga en un margen de tiempo antes de volver al nivel cero de la tensión alterna de red hasta un valor umbral por accionamiento del elemento de conexión, antes de

## ES 2 320 594 T3

que se accione la bobina de inducción para generar una potencia de calentamiento ajustable, por lo cual ya durante la descarga se realiza una alimentación de potencia de calentamiento a una batería de cocina eventualmente existente. La descarga del condensador de circuito intermedio da lugar a que el condensador de circuito intermedio esté esencialmente descargado en caso de un arranque de un proceso de calentamiento, es decir, cuando la bobina de inducción debe emitir la potencia de calentamiento a una batería de cocina. Cuando en ese momento el dispositivo de conmutación está interconectado, no se produce ningún impulso de corriente o solamente escaso por el dispositivo de conmutación y el circuito oscilante a partir de la bobina de inducción y el condensador. No surge en consecuencia ningún ruido de conexión y la carga de corriente de impulso de los componentes de potencia es reducida, por lo cual aumenta su vida. Después de la descarga del condensador de circuito intermedio, el proceso de calentamiento en sí puede realizarse de manera convencional, el o los dispositivos de conmutación por ejemplo pueden ser accionados con una señal de onda cuadrada con una frecuencia de trabajo y un factor de control por impulsos correspondiente. En consecuencia, el convertidor arranca con corrientes o tensiones reducidas en el margen de la vuelta al nivel cero. Con la subida de la onda media después de volver al nivel cero, el convertidor puede regularse a su punto de trabajo correspondiente a la potencia de calentamiento ajustada con una frecuencia de trabajo y un factor de control por impulsos.

En un perfeccionamiento, el convertidor es un convertidor de un solo transistor. El al menos un dispositivo de conmutación forma en este caso preferiblemente el dispositivo de conmutación del convertidor de un solo transistor. Alternativamente, el convertidor es realizado en circuito de puente completo o circuito de semipunto, por lo cual el al menos un dispositivo de conmutación forma parte de un puente.

En un perfeccionamiento, el margen de tiempo comienza con 1 ms hasta 5 ms, preferiblemente con 2,5 ms, antes de volver al nivel cero de la tensión alterna de red. Esto permite una descarga fiable del condensador de circuito intermedio en caso de producirse una pérdida eléctrica comparativamente más escasa en el dispositivo de conmutación por el proceso de descarga.

En un perfeccionamiento, el valor umbral se encuentra en el orden de 0 V a 20 V. Preferiblemente, el condensador de circuito intermedio es descargado a 0 V. Esto permite un arranque prácticamente sin corriente de impulso del convertidor.

En un perfeccionamiento, el al menos un dispositivo de conmutación es un transistor, en particular un transistor bipolar de puerta aislada IGBT. Preferiblemente, el transistor para la descarga del condensador de circuito intermedio es accionado durante la descarga, de tal manera que se produce un estado de funcionamiento lineal del transistor. Debido a que el transistor en este modo de funcionamiento o en este estado de funcionamiento no interconecta completamente, el condensador de circuito intermedio es descargado lentamente a lo largo de la media onda de red. Las corrientes que surgen por el circuito oscilante paralelo y el transistor se mantienen comparativamente bajas, por lo cual se evita o se reduce notoriamente el desarrollo de ruidos.

En un perfeccionamiento, el dispositivo de conmutación es accionado con una señal de tensión de onda cuadrada modulada por amplitud de impulsos para la descarga del condensador de circuito intermedio. Preferiblemente, la señal de tensión de onda cuadrada presenta una frecuencia de 20 kHz a 50 kHz, particularmente de 39 kHz, y/o una relación de conexión/desconexión de 1/300 a 1/500, particularmente de 1/378. De esta manera puede producirse una descarga controlada del condensador de circuito intermedio sin que fluya una corriente de descarga demasiado grande. La frecuencia y/o la relación conexión/desconexión es adaptada preferiblemente a un tipo de IGBT utilizado, a su tensión de excitación, a un circuito de excitación utilizado para generar la tensión de excitación y/o a un valor de capacidad del condensador de circuito intermedio.

En un perfeccionamiento, la potencia de calentamiento ajustable es generada con ayuda de un patrón de media onda, por lo cual el condensador de circuito intermedio es descargado antes de una activación de una media onda. Cuando se genera potencia de calentamiento con ayuda del patrón de media onda, las medias ondas individuales de la tensión alterna de red son completamente apagadas o desactivadas, es decir, no son utilizadas para generar la potencia de calentamiento. En un llamado funcionamiento de red de 1/3 medias ondas se utiliza o activa por ejemplo únicamente una de tres medias ondas consecutivas para la alimentación de potencia al circuito oscilante o a la bobina de inducción. Mientras permanezcan las dos medias ondas, el dispositivo de conmutación permanece abierto, es decir, no se suministra potencia al circuito oscilante. En un funcionamiento de red de 2/3 medias ondas se utilizan o activan dos de tres medias ondas consecutivas para la alimentación de potencia al circuito oscilante o a la bobina de inducción. Mientras esté activa una media onda se efectuará el ajuste de la potencia de la manera convencional. El funcionamiento de red en media onda permite una resolución más precisa de fases de potencia sobre un margen grande de ajuste de potencia. Un ajuste de potencia de este tipo es ventajoso particularmente para convertidores de un solo transistor. Cuando en un procedimiento operativo convencional del convertidor de solo un transistor se usa un funcionamiento en media onda para el ajuste de la potencia, se produce una tensión de marcha en vacío, por ejemplo una tensión de alimentación de 325 V a 230 V, en el condensador de circuito intermedio durante una media onda inactiva, es decir, una media onda durante la cual no se alimenta ninguna potencia al circuito oscilante.

Cuando durante la transición de una media onda no activa a una media onda activa se interconecta el dispositivo de conmutación por primera vez, fluye por lo tanto brevemente una alta corriente a través del circuito oscilante y el dispositivo de conmutación, por lo cual, según se ha descrito ya, se causa un ruido. En el funcionamiento de red de 1/3 y 2/3 medias ondas se produce un ruido cada 30 ms. Esto no lo asume un usuario. Por lo tanto en convertidores convencionales de un solo transistor no se suele usar ningún control de medias ondas para el ajuste de la potencia.

## ES 2 320 594 T3

Al utilizar la descarga según la invención del condensador de circuito intermedio antes de activar una media onda, es decir, en la transición de una media onda desactivada a una media onda activada, no se produce en una transición ninguna alta corriente de conexión, es decir, se puede usar también un control de medias ondas para el ajusté de la potencia en el convertidor de un solo transistor. Preferiblemente se activa una de tres o dos de tres medias ondas, es decir, se activa el funcionamiento de red de 1/3 o 2/3 medias ondas.

Estas y otras características se deducen además de las reivindicaciones también de la descripción y de los dibujos, por lo cual las características individuales pueden ser realizadas por sí solas o varias en forma de combinaciones alternativas en una forma de realización de la invención y en otros campos y pueden representar ejecuciones ventajosas e indicadas para la protección que aquí se solicita. La subdivisión de la solicitud en partes individuales y títulos provisionales no delimitan las declaraciones hechas bajo este concepto en su validez general.

### Descripción breve de los dibujos

Las formas de realización de la invención están representadas esquemáticamente en los dibujos y sin descritas detalladamente a continuación. Aquí ilustran:

Fig. 1 un esquema eléctrico de un convertidor de solo un transistor que es accionado con el procedimiento operativo según la invención,

Fig. 2 diagramas de temporización digital de señales del convertidor de un solo transistor de la Fig. 1,

Fig. 3 un esquema eléctrico de un convertidor en circuito de semipunte, que es accionado con el procedimiento operativo según la invención, y

Fig. 4 un esquema eléctrico de un convertidor en circuito de puente completo, que es accionado con el procedimiento operativo según la invención.

### Descripción detallada de los ejemplos de realización

La Fig. 1 ilustra un esquema eléctrico de un dispositivo de calentamiento por inducción en forma de un convertidor de un solo transistor EU. El dispositivo de calentamiento por inducción puede comprender también otros convertidores de un solo transistor EU no ilustrados, construidos de manera idéntica y componentes convencionales adicionales, por ejemplo elementos de mando para el ajuste de la potencia etc.

El convertidor de un solo transistor EU comprende un rectificador de puente GL que genera una tensión continua de circuito intermedio UG a partir de una tensión alterna de entrada de red UN de 230 V y 50 Hz, un condensador de tamponado o de circuito intermedio C1 para la estabilización o el tamponado de la tensión continua de circuito intermedio UG, que es acoplado en un bucle entre las conexiones de salida N1 y N2 del rectificador GL, una bobina de inducción L1 y un condensador C2, que son conectados paralelamente y forman un circuito oscilante paralelo, un dispositivo de conmutación accionable en forma de un transistor IGB T1 que es acoplado en serie en un bucle con el circuito oscilante entre las conexiones de salida N1 y N2 del rectificador GL, un diodo de marcha libre D1, que es conectado paralelamente a un recorrido de colector-emisor del transistor IGB T1, y una unidad de mando SE, por ejemplo en forma de un microprocesador o un procesador de señal digital.

La unidad de mando SE realiza el procedimiento operativo según la invención, descrito posteriormente con referencia a la Fig. 2 para la puesta en funcionamiento del convertidor de un solo transistor EU y puede comprender otros activadores y/o sensores no ilustrados, o puede ser acoplado con estos, por ejemplo para el control de la variación de tensión de red.

La Fig. 2 muestra diagramas de temporización digital no dibujados a escala de señales del convertidor de un solo transistor EU de la Fig. 1. Debido a la frecuencia de red de la tensión alterna de entrada de red UN de 50 Hz tiene lugar cada 10 ms una vuelta al nivel cero entre medias ondas de red H1 a H3 adyacentes de la tensión alterna de entrada de red UN. El convertidor de un solo transistor EU es accionado en el funcionamiento de red de 2/3 medias ondas, es decir, la potencia únicamente es alimentada durante dos de tres medias ondas de red al circuito oscilante paralelo o a la bobina de inducción L1. En la figura 2, las medias ondas H2 y H3 son las medias ondas activas, durante las cuales la potencia es alimentada, y la media onda de red H1 es la media onda inactiva, durante la cual no tiene lugar ninguna alimentación de potencia. Durante la media onda H1 inactiva, el transistor IGB T1 se cierra salvo una zona de transición o margen de tiempo de descarga INT prefijable, durante el cual el condensador de circuito intermedio C1 es descargado.

UC es una tensión en el colector del transistor IGB T1 en relación a un potencial de referencia aplicado a la conexión Ni del rectificador GL. Durante las medias ondas inactivas, con el transistor IGB T1 cerrado se aplica una tensión de marcha en vacío con un valor pico de la tensión alterna de red UN al colector, es decir, en el ejemplo de realización ilustrado aprox. 325 V.

Durante las medias ondas H2 y H3 activas se alimenta la potencia a la bobina de inducción L1. Esto puede ser causado de manera convencional, por ejemplo por el accionamiento del transistor IGB T1 con una señal de tensión

## ES 2 320 594 T3

de onda cuadrada con una frecuencia y un factor de duración de impulsos que son ajustados en dependencia de la potencia a alimentar durante la media onda.

5 Para impedir un impulso de corriente de conexión durante la transición de la media onda H1 a la media onda H2, se descarga continuamente hasta aprox. 0 V por accionamiento del transistor IGB T1 durante el margen de tiempo de descarga o el intervalo de tiempo INT comenzando con un momento T0, aprox. 2,5 ms antes de volver al nivel  
10 cero ND entre la media onda H1 y H2 y el retorno al nivel cero ND del condensador de circuito intermedio C1. Para ello, el transistor IGB T1 es accionado con una señal de tensión de onda cuadrada no mostrada con una frecuencia de aprox. 39 kHz y una relación de conexión/desconexión de aprox. 1/378. Los impulsos de accionamiento son tan  
15 cortos que no son suficientes para evacuar la carga en la puerta del transistor IGB. El transistor IGB T1 por lo tanto no es completamente interconectado, sino que se encuentra en un modo de funcionamiento lineal. La tensión UC en el colector del transistor IGB T1, que corresponde a la tensión UG en el condensador de circuito intermedio C1 para este caso, desciende por ello, según se ilustra, lentamente hasta aprox. 0 V a lo largo de la media onda de red como curva de envoltura. En la sección ampliada ilustrada en la Fig. 2 se representa la señal UC con una resolución temporal mayor.

En ésta se puede ver la frecuencia de conexión del IGBTs de aprox. 39 kHz durante todo el proceso de descarga.

Puesto que el IGBT T1 no conduce completamente o no es interconectado, se obtiene únicamente una corriente escasa por la bobina de inducción L1. Los ruidos producidos por la corriente de la bobina son por consiguiente evitados o notoriamente reducidos.

20 Durante las medias ondas H2 y H3, el transistor IGB T1 es accionado de manera convencional con una señal de tensión de onda cuadrada no mostrada. En la Fig. 2, la curva de envoltura de la tensión UC que surge y la sección ampliada de la señal UC están representadas con una resolución temporal mayor. La tensión UC sube claramente a valores por encima de la tensión de marcha en vacío debido a la oscilación en el circuito oscilante paralelo. La curva  
25 de envoltura presenta un recorrido senoidal que sigue a la tensión alterna de entrada de red rectificadas UN. El recorrido ilustrado de la tensión UC se repite durante la media onda H3. La frecuencia de la señal de accionamiento del IGBT T1 en este estado de funcionamiento es de aprox. 22 kHz.

En una media onda no ilustrada, siguiente a la media onda H3, se desactiva el transistor IGB T1, por lo cual la  
30 tensión UC sube de nuevo a su valor de funcionamiento en vacío de aprox. 325 V. En la transición a una media onda activa consecutiva se repite el proceso de descarga, según está ilustrado para la media onda H1. Los procesos descritos se repiten periódicamente.

El circuito del convertidor puede consecuentemente arrancar con tensiones y corrientes reducidas y se pueden  
35 regular con la subida de la media onda de red a su punto de trabajo en sí a partir de una frecuencia apropiada y un factor de duración de impulsos.

En dependencia del transistor IGB utilizado, de una tensión de excitación utilizada para su accionamiento, de la capacidad del condensador de circuito intermedio y del dimensionamiento del circuito oscilante puede adaptarse la  
40 frecuencia de descarga y el factor de duración de impulsos, para accionar el transistor IGB durante la descarga en funcionamiento lineal.

Gracias a la descarga del condensador de circuito intermedio según la invención es posible, tal y como se ilustra,  
45 un control de potencia con patrones de medias ondas del convertidor de un solo transistor EU, sin causar molestias por el ruido. Cuando en este caso debe emitirse una potencia en una media onda, el condensador de circuito intermedio es descargado al final de la media onda anterior no activa. Esto permite un amplio margen de ajuste de potencia sin que las puntas de corriente de conexión fatiguen demasiado el transistor IGB T1. En total se aumenta consecuentemente la vida de los componentes.

50 La Fig. 3 ilustra un esquema eléctrico de un convertidor HU en circuito de semipunto que es accionado por el procedimiento operativo según la invención. Los componentes con una función idéntica en comparación con la Fig. 1 están provistos con las mismas referencias. En cuanto a su descripción funcional se indica la Fig. 1.

Un semipunto está formado por los IGBT T2 y T3 que son acoplados en serie en un bucle entre las conexiones  
55 de salida N1 y N2 del rectificador GL. Los diodos de marcha libre D2 o D3 están conectados paralelamente a respectivamente un recorrido de colector-emisor correspondiente de los IGBT T2 o T3. Los condensadores C3 y C4 son igualmente acoplados en serie en un bucle entre las conexiones de salida N1 y N. Entre un nudo de empalme N3 de los IGBT T2 y T3 y un nudo de empalme N4 de los condensadores C3 y C4 se introduce la bobina de inducción L1 en un bucle de un circuito. Ésta forma, junto a los condensadores C3 y C4, un circuito oscilante en serie.

60 Los IGBT T2 y T3 son accionados por la unidad de mando SE. Un ajuste de la potencia puede realizarse de manera convencional, por ejemplo por un ajuste de frecuencia de las señales de accionamiento de los IGBT producidas por la unidad de mando SE.

65 Después de una conexión del convertidor HU y antes de una generación de potencia de calentamiento se descarga el condensador de circuito intermedio C1 y los condensadores C3 y C4 por accionamiento de los IGBT T2 y T3. Esto ocurre de forma análoga al procedimiento descrito con referencia a la Fig. 2 por accionamiento de los IGBT T2 y T3 con señales de tensión de onda cuadrada con frecuencia apropiada y relación de conexión/desconexión adecuada.

## ES 2 320 594 T3

Los impulsos de accionamiento a su vez son en este caso tan cortos que no son suficientes para evacuar la carga a la respectiva puerta del transistor IGB. Los transistores IGB T2 y T3 por lo tanto no son completamente interconectados, sino que se encuentran en un modo de funcionamiento lineal.

5 De esta manera también se pueden impedir de manera eficaz los sonidos de chasquido molestos en un convertidor en circuito de semipunto durante un proceso de conexión o después de una desactivación de la potencia de calentamiento y la subsiguiente reactivación.

10 La Fig. 4 ilustra un esquema eléctrico de un convertidor VU en circuito de puente completo, que es accionado con el procedimiento operativo según la invención. Los componentes con función idéntica en comparación con la Fig. 1 están provistos con las mismas referencias. En cuanto a su descripción funcional se hace referencia a la Fig. 1.

15 Un primer semipunto está formado por los IGBT T4 y T5 y un segundo semipunto por los IGBT T6 y T7, que son acoplados respectivamente en serie en un bucle entre las conexiones de salida N1 y N2 del rectificador GL. Los diodos de marcha libre D4 a D7 son conectados paralelamente a un respectivo recorrido de colector-emisor de los IGBT T4 a T7. Entre un nudo de empalme N5 de los IGBT T4 y T5 y un nudo de empalme N6 de los IGBT T6 y T7 se introduce en serie la bobina de inducción L1 y un condensador C5 en un bucle de un circuito. La bobina de inducción L1 y el condensador C5 forman un circuito oscilante en serie.

20 Los IGBT T4 a T7 son accionados por la unidad de mando SE. Puede ajustarse la potencia de manera convencional, por ejemplo ajustando la frecuencia de las señales de accionamiento de los IGBT producidas por la unidad de mando SE.

25 Después de una conexión del convertidor VU y antes de una generación de potencia de calentamiento se descarga el condensador de circuito intermedio C1 por accionamiento de los IGBT T4 a T7. Esto ocurre de forma análoga al procedimiento descrito con referencia a la Fig. 2 por accionamiento de los IGBT T4 a T7 con señales de tensión de onda cuadrada con frecuencia apropiada y relación de conexión/desconexión adecuada. Los impulsos de accionamiento a su vez son en este caso tan cortos que no son suficientes para evacuar la carga a la respectiva puerta de transistor IGB. Los transistores IGB T4 a T7 por lo tanto no son completamente interconectados, sino que se encuentran en un modo de funcionamiento lineal.

30 Para la descarga del condensador de circuito intermedio C1, todos los IGBT T4 a T7 o sólo determinados IGBT pueden ser accionados de tal manera que se forme un circuito amperimétrico para la descarga del condensador de circuito intermedio C1. Por ejemplo pueden ser accionados sólo T4 y T5, sólo T6 y T7, sólo T4 y T7 o sólo T6 y T5 para la descarga.

35 De esta manera también puede impedirse de manera eficaz sonidos de chasquido molestos en un convertidor en circuito de puente completo en un proceso de conexión o después de una desactivación de la potencia de calentamiento y sucesiva reactivación.

40 En los ejemplos de realización ilustrados, la tensión de alimentación es de 230 V y la frecuencia de red es de 50 Hz. Naturalmente, el procedimiento operativo ilustrado puede ser adaptado a otras tensiones de red y frecuencias de red.

### 45 **Documentos citados en la descripción**

50 Esta lista de documentos citados por el solicitante ha sido recopilada exclusivamente para la información del lector y no forma parte del documento de patente europea. La misma ha sido confeccionada con la mayor diligencia; la OEP sin embargo no asume responsabilidad alguna por errores eventuales u omisiones.

### **Documentos de patente citados en la descripción**

- 55 • US 4438311 A [0010]

60

65

# ES 2 320 594 T3

## REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para el funcionamiento de un dispositivo de calentamiento por inducción con

- una bobina de inducción (L1) y
- un convertidor (ET, HU, VU) para generar una tensión de accionamiento para la bobina de inducción (L1) con
- un rectificador (GL) que rectifica una tensión alterna de red (UN),
- un condensador de circuito intermedio (C1), que es acoplado en un bucle entre las conexiones de salida (N1, N2) del rectificador (GL) y que tampona la tensión rectificada (UG), y
- al menos un dispositivo de conmutación (T1 a T7) controlable, que es acoplado en un bucle entre las conexiones de salida (N1, N2) del rectificador (GL),

**caracterizado** por el hecho de que

- en un margen de tiempo de descarga prefijable (INT) antes de volver al nivel cero (ND) de la tensión alterna de red (UN), el condensador de circuito intermedio (C1) es descargado hasta un valor umbral por accionamiento del al menos un elemento de conexión (T1 a T7), antes de que la bobina de inducción (L1) sea accionada para generar una potencia de calentamiento ajustable.

2. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** por el hecho de que el convertidor es un convertidor de un solo transistor (EU).

3. Procedimiento según la reivindicación 1, **caracterizado** por el hecho de que el convertidor es un convertidor en circuito de puente completo (VU) o un circuito de semipuerto (HU), con lo cual el al menos un dispositivo de conmutación (T1 a T7) forma parte de un puente.

4. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** por el hecho de que el margen de tiempo de descarga (INT) comienza de 1 ms a 5 ms antes del retorno al nivel cero (ND) de la tensión alterna de red (UN).

5. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** por el hecho de que el valor umbral es de 0 V a 20 V.

6. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** por el hecho de que el al menos un dispositivo de conmutación es un transistor, particularmente un transistor bipolar de puerta aislada IGB (T1 a T7).

7. Procedimiento según la reivindicación 6, **caracterizado** por el hecho de que para la descarga del condensador de circuito intermedio (C1), el transistor IGB (T1 a T7) es controlado durante la descarga, de tal manera que el transistor (T1 a T7) opere en un estado de funcionamiento lineal.

8. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** por el hecho de que el al menos un dispositivo de conmutación (T1 a T7) es controlado por una señal de tensión de onda cuadrada modulada por amplitud de impulsos para la descarga del condensador de circuito intermedio (C1).

9. Procedimiento según la reivindicación 8, **caracterizado** por el hecho de que la señal de tensión de onda cuadrada presenta una frecuencia de 20 kHz a 50 kHz.

10. Procedimiento según la reivindicación 8 o 9, **caracterizado** por el hecho de que la señal de tensión de onda cuadrada presenta una relación de conexión/desconexión de 1/300 a 1/500.

11. Procedimiento según una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado** por el hecho de que la potencia de calentamiento ajustable es generada con ayuda de una muestra de media onda, por lo cual el condensador de circuito intermedio (C1) es descargado antes de una activación de una media onda.

12. Procedimiento según la reivindicación 11, **caracterizado** por el hecho de que se activa una de tres o dos de tres medias ondas.

Fig.1

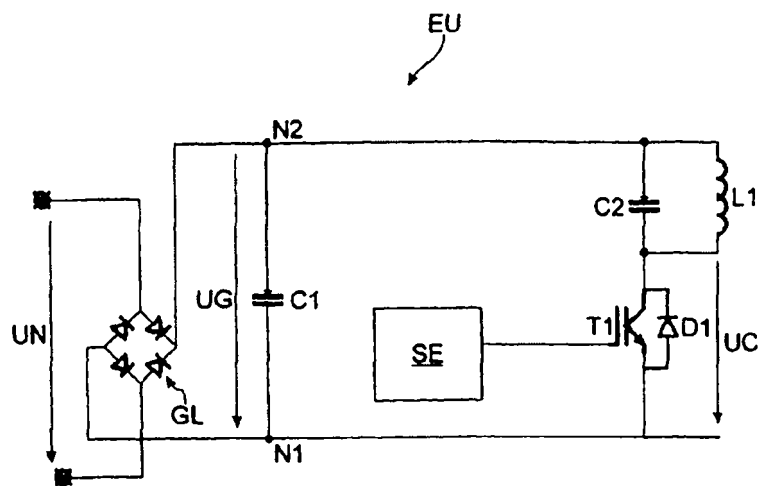


Fig.2

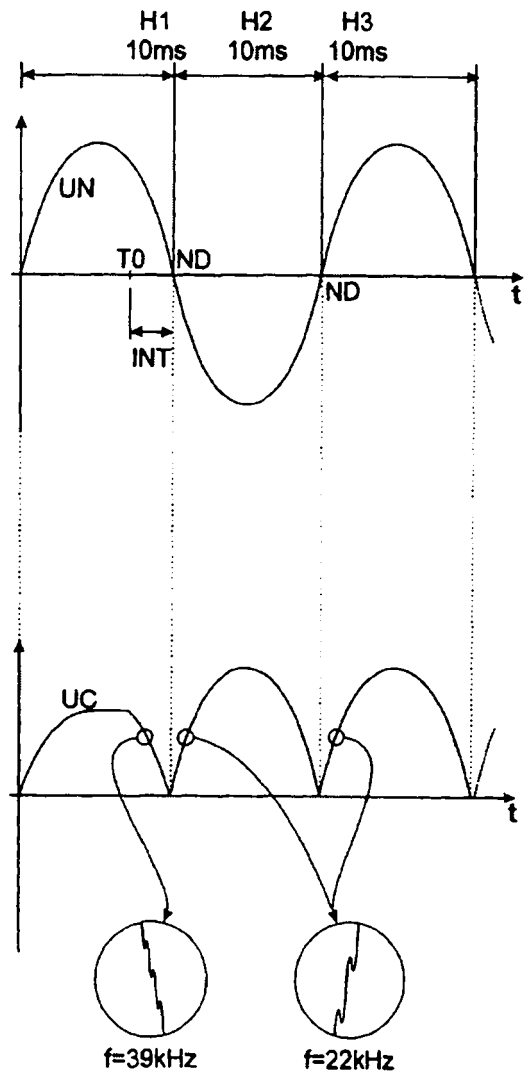


Fig.3

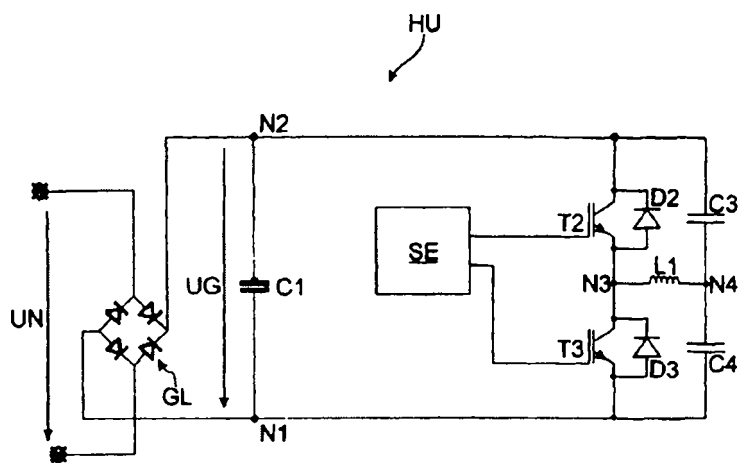


Fig.4

