

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 554 944**

51 Int. Cl.:

**H02M 7/483** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **14.03.2012 E 12712084 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **04.11.2015 EP 2678931**

54 Título: **Convertidor modular multietapa con conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos**

30 Prioridad:

**29.03.2011 DE 102011006345**

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

**28.12.2015**

73 Titular/es:

**SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT (100.0%)  
Wittelsbacherplatz 2  
80333 München , DE**

72 Inventor/es:

**ECKEL, HANS-GÜNTER**

74 Agente/Representante:

**CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel**

**ES 2 554 944 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

Convertidor modular multietapa con conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos

La presente invención se relaciona con un submódulo para un convertidor modular multietapa con al menos un acumulador de energía unipolar, un primer y un segundo borne de conexión y un circuito semiconductor de potencia, que presenta conmutadores semiconductores de potencia que pueden cerrarse y abrirse por medio de una señal de control y diodos libres, conectados en paralelo con un conmutador semiconductor de potencia asignado en sentido contrario, pudiendo generarse, en función del control de los conmutadores semiconductores de potencia, la caída de tensión en uno o todos los acumuladores de energía o una tensión nula entre el primer y el segundo borne de conexión y formando el circuito semiconductor de potencia una rama de puenteo, que se encuentra entre los puntos de potencial del primer y segundo borne de conexión.

Un submódulo tal se conoce ya, por ejemplo, gracias a la DE 101 03 031 o el artículo "Concepto modular de convertidor para aplicaciones de acoplamiento a red a altas tensiones" (Modulares Stromrichterkonzept für Netzkopplungsanwendungen bei hohen Spannungen, Marquardt et al, ETG-Fachtagung 2002). Allí se muestra un convertidor multietapa, que presenta módulos de fase, que presentan en cada caso una conexión de tensión AC para una fase de una red de corriente alterna a conectar, así como dos terminales de CC, previstos para la conexión de un circuito intermedio de tensión CC. Entre la conexión de tensión AC y cada conexión de tensión CC se extiende una rama de módulo de fase. Ambas ramas de módulo de fase de un módulo de fase se interconectan con las demás ramas de módulo de fase como un llamado "puente de Graetz". Además, cada rama de módulo de fase muestra un circuito en serie de submódulos, equipados, en cada caso, con un condensador de almacenamiento unipolar. Con el condensador de almacenamiento se conecta en paralelo un circuito en serie de dos semiconductores de potencia conmutadores con capacidad para cerrarse y abrirse, con los que se conecta en paralelo en cada caso un diodo libre en sentido contrario. En el circuito en serie se disponen los citados conmutadores semiconductores de potencia controlables con la misma dirección de paso. El submódulo conocido muestra además dos terminales de conexión, estando un borne de conexión conectado directamente con un polo del condensador de almacenamiento y el otro borne de conexión con el punto de potencial, que se encuentra entre ambos conmutadores semiconductores de potencia controlables. En función del control de los conmutadores semiconductores de potencia puede aplicarse por consiguiente o bien la caída de tensión de condensador en el condensador de almacenamiento o una tensión nula en ambos terminales de conexión de cada submódulo. Debido al circuito en serie puede ajustarse la tensión total de cada rama de módulo de fase por etapas, fijándose la altura de las etapas mediante la caída de tensión en el condensador de almacenamiento.

De la práctica del arte se conocen además los conmutadores semiconductores de potencia controlables con capacidad para cerrarse y abrirse, que son conductores inversos. Estos conmutadores semiconductores de potencia no precisan más ningún diodo libre conectado en paralelo en sentido contrario. Los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos presentan frente a los conmutadores semiconductores de potencia no conductores inversos la ventaja de que en estos en operación normal se produce una menor caída de tensión de paso, de forma que se reducen las pérdidas frente a los conmutadores semiconductores de potencia no conductores inversos. Los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos tienen, sin embargo, el inconveniente de que estos son caros, en comparación con los conmutadores semiconductores de potencia sin conductividad inversa ya comercializados.

Es objeto de la invención, por tanto, proporcionar un submódulo del tipo citado inicialmente, que tenga menores pérdidas en operación normal y por otra parte sea también económico.

La invención resuelve este objetivo por el hecho de que sólo los conmutadores semiconductores de potencia dispuestos en la rama de puenteo son conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos, que tanto pueden cerrarse y abrirse por medio de una señal de control en su dirección de paso como también pueden conducir contra su dirección de paso conectable.

En el contexto de la invención se proporciona un submódulo para un convertidor modular multietapa, que presenta conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos. Como tanto los submódulos del tipo citado inicialmente, como también conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos se conocen, sería obvia la sustitución completa de los hasta ahora empleados conmutadores semiconductores de potencia no conductores inversos por conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos. Un submódulo de este tipo se identificaría entonces, en cada caso, por menores tensiones de paso y por consiguiente menores pérdidas de funcionamiento que el submódulo conocido. Conforme a la invención se ha reconocido, sin embargo, que los conmutadores semiconductores de potencia, dispuestos entre los terminales de conexión, se cargan más que los conmutadores semiconductores de potencia no dispuestos entre los terminales de conexión. Este conocimiento es el resultado de cálculos y simulaciones complejos, que no pretenden ser objeto de la presente invención. Debido a este conocimiento, en el contexto de la invención los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos controlables con capacidad para cerrarse y abrirse se disponen solamente en la rama de puenteo del submódulo, que se encuentra entre los puntos de potencial de los terminales de conexión. Estos son por consiguiente los

conmutadores semiconductores de potencia, que, en operación normal del submódulo, particularmente en caso de aplicaciones en el campo de la transferencia y distribución de energía, están cargados de manera especialmente fuerte. Mediante el empleo de conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos con capacidad para cerrarse y abrirse puede reducirse la tensión de paso. Los conmutadores semiconductores de potencia menos fuertemente cargados son, en el contexto de la invención, en adelante conmutadores semiconductores de potencia, que no presentan ninguna conductividad inversa y con los que, por consiguiente, tal y como se conoce del estado actual de la técnica, no se conectan diodos libres en paralelo en dirección contraria. Estos conmutadores semiconductores de potencia son considerablemente menos caros de obtener. Como los conmutadores semiconductores de potencia menos caros sólo se utilizan en las partes menos fuertemente cargadas del submódulo, las pérdidas, originadas debido a una elevada tensión de paso, son aceptables.

Conforme a una ordenación preferente de la invención se prevé un acumulador de energía unipolar, con el que se conecta en paralelo un circuito en serie de conmutadores semiconductores de potencia con capacidad para cerrarse y abrirse controlables con la misma dirección de paso, estando el primer borne de conexión conectado con un primer polo del acumulador de energía y el segundo borne de conexión con un punto de potencial situado entre los conmutadores semiconductores de potencia controlables. El circuito de un submódulo de este tipo se conoce fundamentalmente, siendo sin embargo el conmutador semiconductor de potencia altamente cargado conforme a la invención un conmutador semiconductor de potencia conductor inverso. Este conmutador semiconductor de potencia está más cargado durante la operación, de forma que el empleo de sólo un conmutador semiconductor de potencias conductor inverso en la rama de puenteo entre los terminales de conexión es ya suficiente, para reducir las pérdidas de funcionamiento. El conmutador semiconductor de potencia no situado entre los terminales de conexión es, como en el estado actual de la técnica, un conmutador semiconductor de potencia no conductor inverso, al que se conecta en paralelo un diodo libre en sentido contrario.

A pesar de esto, conforme a otra variante de la invención se prevén un primer acumulador de energía y un segundo acumulador de energía conectado en serie al primer acumulador de energía y en la rama de puenteo se disponen dos conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos con la misma dirección de paso, estando el punto de potencial entre los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos conectado con el punto de potencial entre el primer y el segundo acumuladores de energía y estando la rama de puenteo conectada a través de un primer conmutador semiconductor de potencia con un primer diodo libre en sentido contrario con un polo del segundo acumulador de energía y a través de un segundo conmutador semiconductor de potencia con diodo libre en sentido contrario con un polo del primer acumulador de energía, de forma que la rama de puenteo se conmute entre los conmutadores semiconductores de potencia no conductores inversos y disponiéndose todos los conmutadores semiconductores de potencia en serie y con la misma dirección de paso. Conforme a este ventajoso desarrollo ulterior se proporciona un módulo doble, que se conoce asimismo como tal. En el caso del módulo doble indicado se selecciona en el contexto de la invención sólo los conmutadores semiconductores de potencia situados entre terminales de conexión como conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos, pues estos conmutadores semiconductores de potencia durante la operación de un convertidor multietapa están más cargados que los conmutadores semiconductores de potencia no situados entre los terminales de conexión.

Conforme a una ordenación preferente de la invención, cada conmutador semiconductor de potencia conductor inverso se configura de tal forma que tenga una caída de tensión de paso lo más baja posible. Los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos, por ejemplo, los transistores bipolares de puerta aislada (Insulated Gate Bipolar Transistors – IGBT-) conductores inversos, se pueden optimizar de diferentes maneras. En este contexto existe una interacción entre la llamada carga de "Reverse-Recovery" (del inglés "recuperación inversa") en modo diodo por una cara y la tensión de paso tanto en modo diodo como también en modo conmutador semiconductor de potencia por la otra cara. Así conlleva una baja Carga de recuperación inversa mayores tensiones de paso tanto en modo IGBT como también en modo diodo. La optimización del IGBT conductor inverso puede conducir, por tanto, o bien a bajas pérdidas de paso o a pequeñas pérdidas de conmutación. Conforme a este desarrollo ulterior favorable, los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos se optimizan para bajas tensiones de paso.

Convenientemente se prevé una unidad de control para controlar los conmutadores semiconductores de potencia controlables, configurándose la unidad de control de tal forma que los conmutadores semiconductores de potencia no conductores inversos se conecten más lentamente en comparación con todos los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos controlables. Si el/los conmutador(es) semiconductor(es) de potencia dispuesto(s) entre los terminales de conexión se optimizan a bajas tensiones de paso, resultan altas cargas del acumulador, si el conmutador semiconductor de potencia conductor inverso actúa como diodo, o sea conduce una corriente en contra de su dirección de paso conmutable. Las altas cargas del acumulador de los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos conducen, sin embargo, en el caso del o de los semiconductor(es) de potencia conductor(es) inverso(s) no conmutador(es) conectados en serie en realidad a altas pérdidas de inserción. Las altas pérdidas de inserción son en los conmutadores semiconductores de potencia menos fuertemente cargados, no dispuestos en la rama de puenteo, sin embargo, menos molestas, pues estos conmutadores semiconductores de potencia, tal y como se ha reconocido en el contexto de la invención, están menos fuertemente cargados. Mediante

la inserción más lenta se limitan las altas corrientes de inserción, de forma que se reduzca el peligro de una destrucción de estos conmutadores semiconductores de potencia.

5 Conforme a otro desarrollo ulterior adecuado, los conmutadores semiconductores de potencia no dispuestos en la rama de puenteo se optimizan de forma que tengan una carga del acumulador lo más baja posible. La baja carga del acumulador minimiza de nuevo las pérdidas de inserción en los conmutadores semiconductores de potencia conectados en serie de la rama de puenteo, que son conductores inversos y están especialmente cargados. De este modo se minimizan las pérdidas de inserción de los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos fuertemente cargados. Las mayores pérdidas de paso de los conmutadores semiconductores de potencia menos fuertemente cargados son menos molestas.

10 Convenientemente se prevé una unidad de control para controlar los conmutadores semiconductores de potencia controlables, configurándose la unidad de control de manera que los conmutadores semiconductores de potencia no conductores inversos se conecten más lentamente, en comparación con los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos controlables. Esto reduce las pérdidas, que surgen en los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos en modo diodo debido a las altas cargas del acumulador, a costa de las pérdidas de inserción de los conmutadores semiconductores de potencia no conductores inversos. Esto es ventajoso, pues estos últimos están menos fuertemente cargados.

La invención se relaciona también con un convertidor multietapa con un submódulo conforme a una de las anteriores reivindicaciones.

20 Otras configuraciones convenientes y ventajas de la invención son objeto de la siguiente descripción de ejemplos de ejecución de la invención en referencia a las Figuras de los diseños, remitiendo los mismos símbolos de referencia a piezas de igual efecto y mostrando

- Figura 1 un ejemplo de ejecución del convertidor multietapa conforme a la invención,
- Figura 2 un submódulo conforme al estado actual de la técnica,
- 25 Figura 3 un sustrato de un IGBT como conmutador semiconductor de potencia con diodo libre conectado en paralelo en sentido opuesto,
- Figura 4 un sustrato de un conmutador semiconductor de potencia conductor inverso,
- Figura 5 un submódulo conforme a la Figura 2, que presenta solamente conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos,
- Figura 6 un ejemplo de ejecución del submódulo conforme a la invención,
- 30 Figura 7 otro ejemplo de ejecución del submódulo conforme a la invención,
- Figura 8 el submódulo conforme a la Figura 7 con interruptores de puenteo y
- Figura 9 otro ejemplo de ejecución del submódulo conforme a la invención.

35 La Figura 1 muestra un ejemplo de ejecución del convertidor multietapa conforme a la invención en una representación esquemática. Puede reconocerse que el convertidor multietapa presenta tres módulos de fase 2, 3 y 4, teniendo cada módulo de fase 2, 3, 4 una conexión de tensión AC 5 así como dos terminales de CC 6 y 7. Cada conexión de tensión AC 5 está conectado con una fase 8 de una red de corriente alterna no representada en las figuras. Para la separación galvánica entre el convertidor 1 y la red de corriente alterna sirve un transformador 9 con un arrollamiento primario 10 y uno secundario 11. Entre la conexión de tensión AC 5 y cada uno de los terminales de CC 6 y 7 forma cada módulo de fase 2, 3 y 4 dos ramas de módulo de fase 12. Las ramas de módulo de fase de todos los módulos de fase 2, 3, 4 se interconectan juntos en un circuito de puenteo. Además, cada rama de módulo de fase dispone de un circuito en serie de submódulos 13, equipados, en cada caso, con uno o varios condensadores unipolares 14 como acumulador de energía.

45 La Figura 2 muestra la ordenación de un submódulo conforme al estado actual de la técnica. Puede reconocerse que el submódulo presenta un condensador unipolar 14, con el que se conecta en paralelo un circuito en serie 15, en el que se conectan en serie dos conmutadores semiconductores de potencia T1 y T2 con capacidad para cerrarse y abrirse por medio de una señal de control. Dichos conmutadores semiconductores de potencia T1 y T2 son no conductores inversos, de forma que con ellos se conecta en cada caso un diodo libre D1 o D2 en paralelo en sentido contrario. El punto de potencial entre los conmutadores semiconductores de potencia controlables T1 y T2 o

entre los diodos libres D1 y D2 está conectado con un segundo borne de conexión 17, estando un polo del condensador de almacenamiento 14 conectado con un primer borne de conexión 16. En el caso de los conmutadores semiconductores de potencia T1 y T2 se trata, en el ejemplo mostrado, de un así denominado IGBT, pudiendo emplearse también otros conmutadores semiconductores de potencia con capacidad para cerrarse y abrirse, como por ejemplo GTO, IGCT o similares.

Si el conmutador semiconductor de potencia T1 se lleva a su posición de paso, en la que se posibilita un flujo de corriente a través de T1 en la dirección de paso mostrada, el conmutador semiconductor de potencia T2 se tiene que llevar a su posición de bloqueo, para evitar un cortocircuito del condensador de almacenamiento 14. Lo mismo se aplica en caso inverso. Si el conmutador semiconductor de potencia T1 se conmuta a su posición de paso, el conmutador semiconductor de potencia T2 se lleva a su posición de bloqueo, de forma que en los terminales de conexión 16 y 17 caiga la tensión de condensador  $U_c$  del condensador de almacenamiento 14. En el caso inverso, el primer borne de conexión 16 está conectado a través del conmutador semiconductor de potencia T2 con capacidad para abrirse con el primer borne, de forma que una tensión nula caiga en los terminales de conexión 16, 17. En una rama de módulo de fase 12 mostrada en la Figura 1, que presenta por ejemplo submódulos 13 conformes a la Figura 2 en un circuito en serie, puede por consiguiente elevarse y reducirse por etapas la tensión, que cae en la rama de módulo de fase 12 completa, determinándose la altura de las etapas por la altura de la tensión del capacitor  $U_c$ . Esta se guía claramente por la capacidad de bloqueo de los conmutadores semiconductores de potencia T1 o T2. Esta se encuentra, conforme al actual estado actual de la técnica entre 1 kV y 10 kV. En aplicaciones de alta tensión se conectan, por consiguiente, varios cientos de submódulos 12 en serie. Alternativamente, los conmutadores semiconductores de potencia T1 y T2 pueden estar también para un circuito en serie de conmutadores semiconductores de potencia, de forma que se eleve la tensión de bloqueo de los conmutadores y por consiguiente la altura de los niveles de tensión.

Del estado actual de la técnica se conocen por otra parte los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos, que pueden tanto cerrarse y abrirse por medio de una señal de control en su dirección de paso como también ser conductores en contra de su dirección de paso conmutable. Con otras palabras, puede interrumpirse un flujo de corriente en la dirección de paso, si el conmutador semiconductor de potencia conductor inverso se lleva a su posición de bloqueo. El flujo de corriente a través de los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos en la dirección de paso puede posibilitarse entonces sólo si estos se llevan de su posición de bloqueo a su posición de paso activamente por medio de una señal de control. Para una corriente, que fluya en una dirección contraria a la dirección de paso, el conmutador semiconductor de potencia conductor inverso permanece siempre conductor, independientemente de la señal de control aplicada. Para esta dirección de flujo, el semiconductor de potencia actúa por tanto como un diodo. Mediante la conductividad inversa, la conexión en paralelo de un diodo en dirección contraria se ha vuelto innecesaria.

La Figura 3 muestra un sustrato de un IGBT no conductor inverso con diodo libre conectado en sentido contrario. Puede reconocerse que para el IGBT con capacidad para cerrarse y abrirse sobre un sustrato se disponen cuatro chips semiconductores, previéndose para los diodos dos chips.

La Figura 4 muestra un sustrato de un IGBT conductor inverso, designado allí por RC-IGBT. Puede reconocerse que sobre un sustrato se disponen seis chips RC-IGBT. Todos los chips se utilizan por consiguiente tanto en la dirección de paso, aunque también en la dirección de diodo opuesta, en el caso de un IGBT conductor inverso. En el caso de un IGBT no conductor inverso, tal y como se representa esquemáticamente en la Figura 3, en contraste, sólo se utilizan cuatro chips en la dirección de paso o dos chips en el modo diodo. Por consiguiente, en el caso de un IGBT conductor inverso, el flujo de corriente se distribuye en ambas direcciones sobre más chips semiconductores. Ya por este motivo muestra el IGBT conductor inverso una menor tensión de paso que un conmutador semiconductor de potencia correspondientemente diseñado sin conductividad inversa. Es por tanto obvio equipar un submódulo conforme a la Figura 2 solamente con IGBTs conductores inversos 19, tal y como se representa en la Figura 5.

La Figura 6 muestra un ejemplo de ejecución conforme a la presente invención. Puede reconocerse en comparación con la Figura 2, que en la rama de puenteo 18 extendida entre los terminales de conexión 16 y 17 se dispone un conmutador semiconductor de potencia conductor inverso 19. Fuera de la rama de puenteo 18 se prevé, sin embargo, un IGBT no conductor inverso T1, con el que se conecta en paralelo de nuevo un diodo D1 en sentido contrario. En comparación con el submódulo representado en la Figura 5, el submódulo conforme a la Figura 6 es, por consiguiente, considerablemente más económico. Mediante cálculos complejos podría extraerse que, particularmente en aplicaciones en el ámbito de la transferencia de energía, el conmutador semiconductor de potencia T2 o 19 dispuesto en la rama de puenteo 18 están más cargados que el conmutador semiconductor de potencia T1. Por consiguiente, es completamente suficiente conforme a la invención, disponer los caros IGBT conductores inversos únicamente en la rama de puenteo 18, pero no fuera de la rama de puenteo 18.

El IGBT conductor inverso 19 puede ahora optimizarse en dos direcciones. Por una parte, puede ajustarse de tal forma, que en el haya una menor caída de tensión de paso. La tensión de paso es la tensión que cae en el

5 conmutador semiconductor de potencia 19 para ambas direcciones de flujo. Una baja tensión de paso tiene menores pérdidas como resultado. Sin embargo, si el IGBT conductor inverso se optimiza de forma que tenga bajas tensiones de paso tanto en modo IGBT como también en modo diodo, esto ocurre por motivos físicos sólo a coste de mayores cargas de recuperación inversa. Una alta carga de recuperación inversa tiene, sin embargo, como resultado altas pérdidas de inserción.

10 Si en la Figura 6 fluye ahora una corriente del primer borne de conexión 16 a través del IGBT conductor inverso 19 en modo diodo al borne de conexión 17, puede, debido a las altas cargas de recuperación inversa del IGBT conductor inverso 19, ocurrir que, al insertar T1, o sea, al llevar al conmutador semiconductor de potencia no conductor inverso T1 de su posición de bloqueo a su posición de paso, fluya una corriente tan alta a través de T1, que lo destruya. Por este motivo, este está conectado en el contexto de un ejemplo de ejecución de la invención con una unidad de control, que a través de la conexión de puerta de T1 proporciona una inserción de T1 más lenta frente a la operación de desconexión del IGBT. De este modo se evita la destrucción de T1. Como el conmutador semiconductor de potencia no conductor inverso T1 está menos fuertemente cargado que el conmutador semiconductor de potencia conductor inverso 19, este tendrá aún reservas térmicas, de forma que las altas pérdidas de inserción puedan aceptarse a raíz de una generación de calor. Si con un flujo de corriente del borne de conexión 17 a través del conmutador semiconductor de potencia conductor inverso 19 al borne de conexión 16 el conmutador semiconductor de potencia 19 se lleva a su posición de bloqueo, aunque se produzcan altas pérdidas de apagado, estas pueden aceptarse sin embargo considerando las menores pérdidas de paso.

20 La Figura 7 muestra otro ejemplo de ejecución de la invención. Puede reconocerse que, en comparación con la Figura 6, el primer borne de conexión 16 está conectado con un polo diferente del condensador de almacenamiento unipolar 14. De nuevo se dispone en la rama de puenteo 18 un IGBT conductor inverso, mientras que el conmutador semiconductor de potencia, que no se encuentra entre los terminales de conexión 16 y 17, de nuevo un IGBT no conductor inverso, se dispone con diodo libre paralelo D1 en sentido contrario.

25 La Figura 8 muestra el ejemplo de ejecución de la invención conforme a la Figura 6, donde, sin embargo, el submódulo 13 puede puentearse con un tiristor 20 o un interruptor mecánico 21. Esto es necesario en caso de fallo, para poder puentear el submódulo defectuoso en la rama de módulo de fase 12, de forma que pueda continuar el funcionamiento del convertidor.

30 La Figura 9 muestra otro ejemplo de ejecución del submódulo 13 conforme a la invención, que puede calificarse también como módulo doble. En contraste con los submódulos 13 hasta ahora presentados, el submódulo 13 mostrado en la Figura 9 muestra un circuito en serie de dos condensadores de almacenamiento 14 y 22. El circuito en serie de dos condensadores de almacenamiento 14 y 22 está conectado en paralelo con un circuito en serie de conmutadores semiconductores de potencia 23. En el circuito en serie 23 se integra la rama de puenteo 18. La rama de puenteo 18 se encuentra entre los puntos de potencial del primer 16 y del segundo borne de conexión 17. En la rama de puenteo 18 se disponen dos conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos 19 con capacidad para cerrarse y abrirse por medio de una señal de control. El punto de potencial entre dichos conmutadores semiconductores de potencia 19 está conectado con el punto de potencial entre los condensadores de almacenamiento 14 y 22. El colector del primer conmutador semiconductor de potencia T1 está conectado con un terminal libre o el polo libre del segundo condensador de almacenamiento 22. Este primer conmutador semiconductor de potencia no conductor inverso T1 está de nuevo conectado en paralelo con un diodo libre D1 en sentido contrario. Además, se prevé un cuarto conmutador semiconductor de potencia T4, que une la rama de puenteo 18 con un polo libre o un terminal del primer condensador de almacenamiento 14. A tal efecto, el emisor del conmutador semiconductor de potencia no conductor inverso T4 está conectado con dicho terminal del condensador de almacenamiento 14. Al conmutador semiconductor de potencia T4 se le conecta de nuevo en paralelo un diodo libre en sentido contrario. Conforme a este circuito puede ahora aplicarse o bien la caída de tensión en el condensador de almacenamiento 14 o en el condensador de almacenamiento 22 a los terminales de conexión 16, 17. También puede producirse la tensión total, o sea la suma de la tensión del condensador de almacenamiento 14 y de la tensión del condensador de almacenamiento 22, entre los terminales de conexión 16 y 17.

55 El segundo y tercer conmutador semiconductor de potencia 19 del circuito en serie 23 son conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos 19. Ambos se proyectan de nuevo para bajas pérdidas de paso y forman una carga de recuperación inversa comparativamente alta. Para evitar una destrucción de T1 y T4, estos se conectan, a través de una unidad de control no mostrada, lentamente, en comparación con los tiempos de conmutación del conmutador semiconductor de potencia conductor inverso 19, en la rama de puenteo 18. Además, serán aquí correspondientemente de aplicación las ejecuciones del conmutador conforme a la Figura 6. Particularmente, los conmutadores 19 dispuestos en la rama de puenteo 18 están más cargados que los T1 y T4 no dispuestos en el interruptor de puenteo.

**REIVINDICACIONES**

1. Submódulo (13) para un convertidor modular multietapa (1) con
- al menos un acumulador de energía unipolar (14),
  - un primer y un segundo borne de conexión (16,17) y
- 5 - un circuito semiconductor de potencia, que presenta conmutadores semiconductores de potencia (T1,T4,19) que pueden cerrarse y abrirse por medio de una señal de control y diodos libres (D1,D2), conectados en paralelo con un conmutador semiconductor de potencia asignado (T1,T4) en sentido contrario, pudiendo generarse, en función del control de los conmutadores semiconductores de potencia (T1,T4,19), la caída de tensión en uno o todos los acumuladores de energía (14) o una tensión nula entre el primer y el segundo borne de conexión (16,17) y formando
- 10 el circuito semiconductor de potencia una rama de puenteo (18), que se encuentra entre los puntos de potencial del primer y segundo borne de conexión (16,17),
- caracterizado porque solo los conmutadores semiconductores de potencia dispuestos en la rama de puenteo (18) son conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos (19), que pueden cerrarse y abrirse por medio de una señal de control tanto en su dirección de paso como también en contra de su dirección de paso conmutable.
- 15 2. Submódulo (13) según la reivindicación 1, caracterizado porque se prevé un acumulador de energía unipolar (14), con el que un circuito en serie (15) de conmutadores semiconductores de potencia controlables conectables y desconectables se conecta en paralelo con la misma dirección de paso, conectándose el primer borne de conexión (16) con un polo del acumulador de energía (14) y el segundo borne de conexión (17) con un punto de potencial situado entre los conmutadores semiconductores de potencia controlables (T1,19).
- 20 3. Submódulo (13) según la reivindicación 1, caracterizado porque se prevén un primer y un segundo acumulador de energía (22) conectado en serie respecto del primer acumulador de energía (14) y en la rama de puenteo (18) se disponen dos conmutadores semiconductores de potencia (19) conductores inversos con la misma dirección de paso, estando el punto de potencial entre los conmutadores semiconductores de potencia (19) conductores inversos conectado con el punto de potencial entre el primer (14) y el segundo acumuladores de energía (22), estando la
- 25 rama de puenteo (18) conectada a través de un primer (T1) conmutador semiconductor de potencia con un primer diodo libre (D1) inverso con el segundo acumulador de energía (22) y a través de un segundo conmutador semiconductor de potencia (T4) con diodo libre inverso (D4) con el primer acumulador de energía (14), de forma que la rama de puenteo (18) se conmuta entre los conmutadores semiconductores de potencia (T1,T4) conductores no inversos, disponiéndose todos los conmutadores semiconductores de potencia (T1,T4,19) en serie y con la misma
- 30 dirección de paso.
4. Submódulo (13) según una de las anteriores reivindicaciones, caracterizado porque cada conmutador semiconductor de potencia conductor inverso (19) está hecho de tal manera que en él caiga lo menos posible la tensión de paso.
5. Submódulo (13), caracterizado por una unidad de control para controlar los conmutadores semiconductores de potencia controlables (T1, T4,19), configurándose la unidad de control de tal forma que los conmutadores semiconductores de potencia no conductores inversos (T1, T4) se conecten más despacio en comparación con los conmutadores semiconductores de potencia conductores inversos controlables (19).
- 35 6. Submódulo (13) según una de las anteriores reivindicaciones 1 a 4, caracterizado porque los diodos (D1, D4) no dispuestos en la rama de puenteo (18) presentan una carga del acumulador lo más baja posible.
- 40 7. Convertidor multietapa (1) con un submódulo (13) según una de las anteriores reivindicaciones.

FIG 1

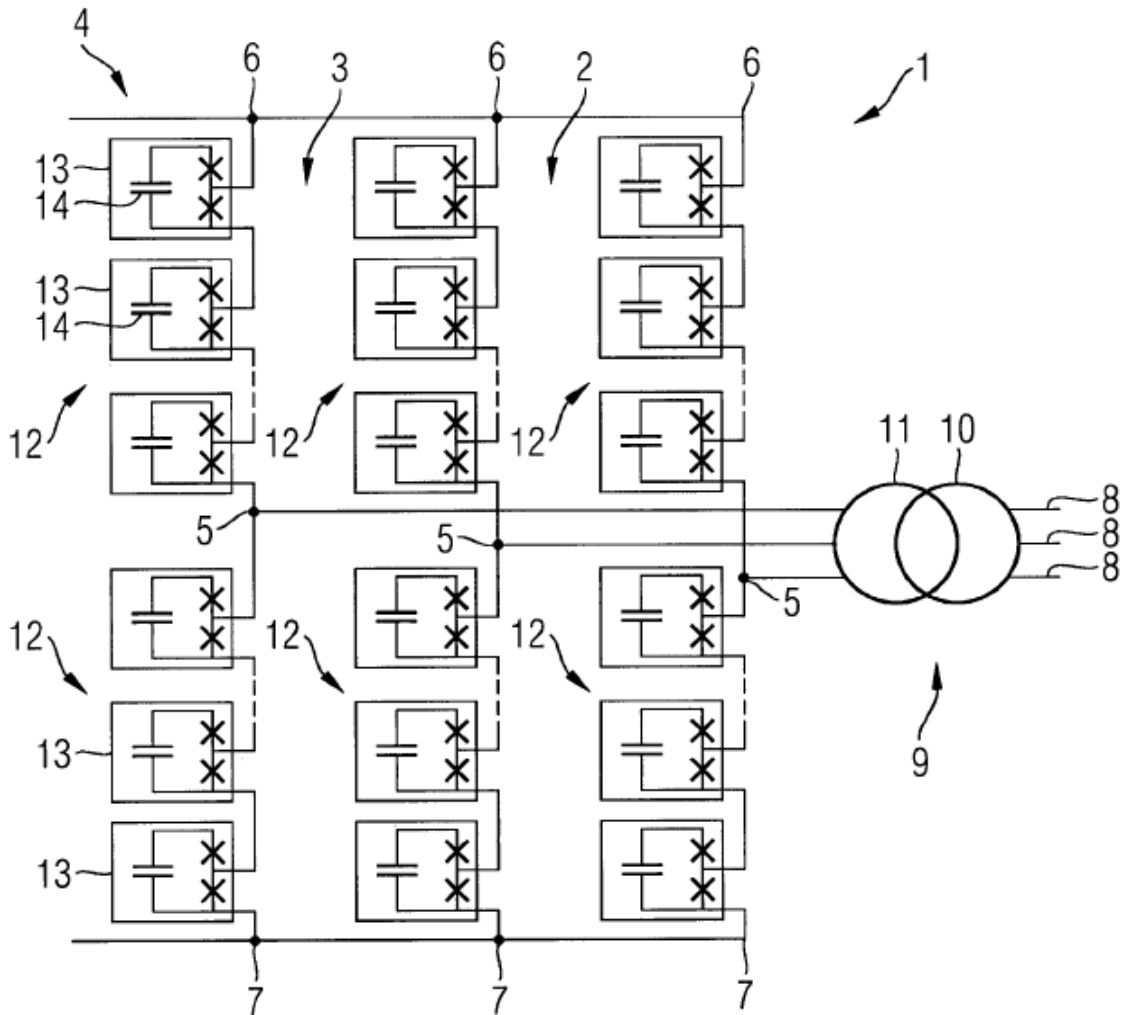


FIG 2

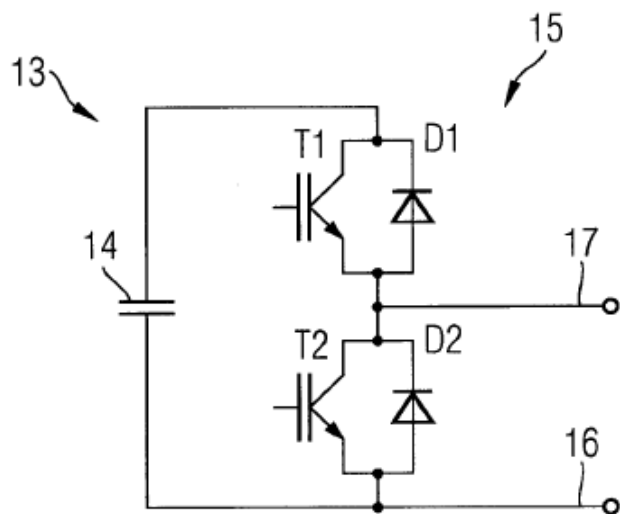




FIG 3

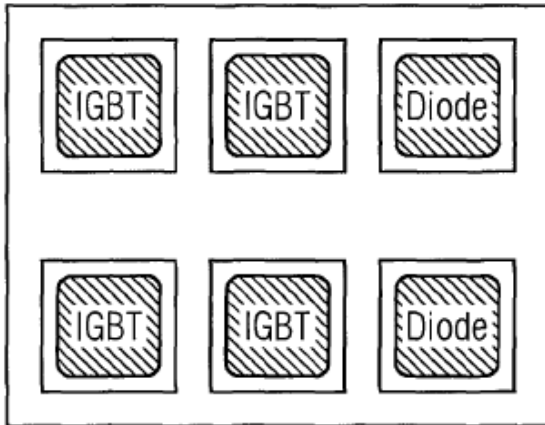


FIG 4

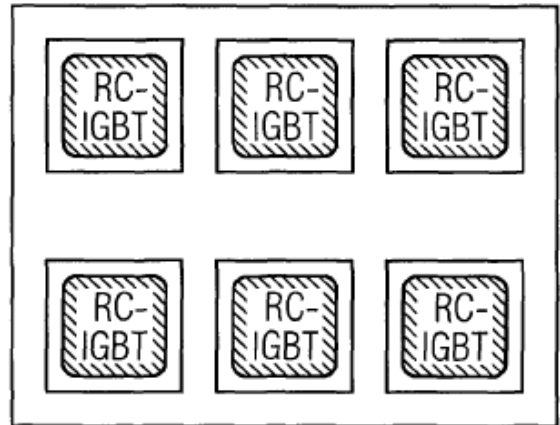


FIG 5

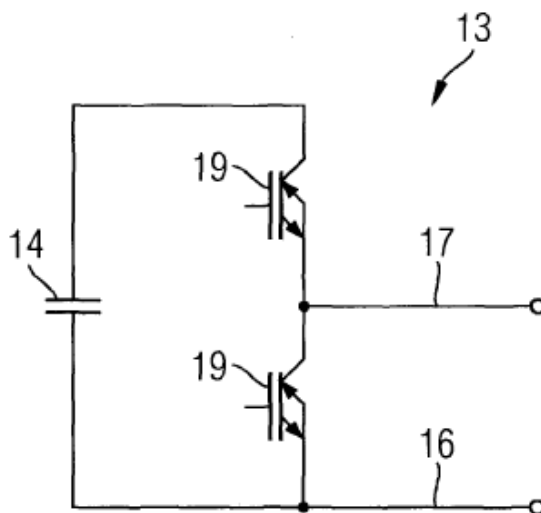


FIG 6

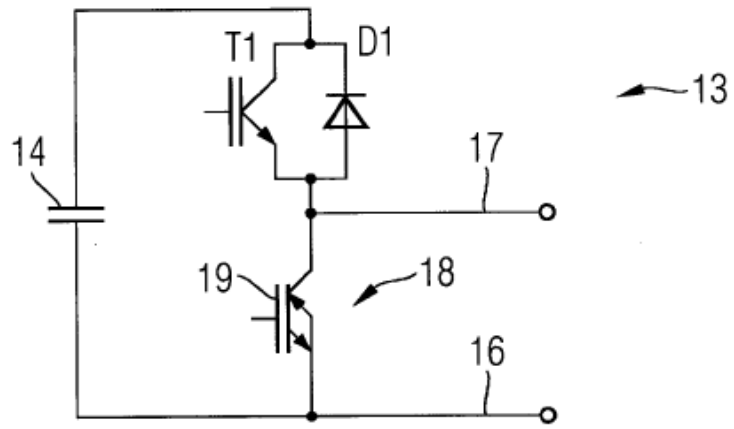


FIG 7

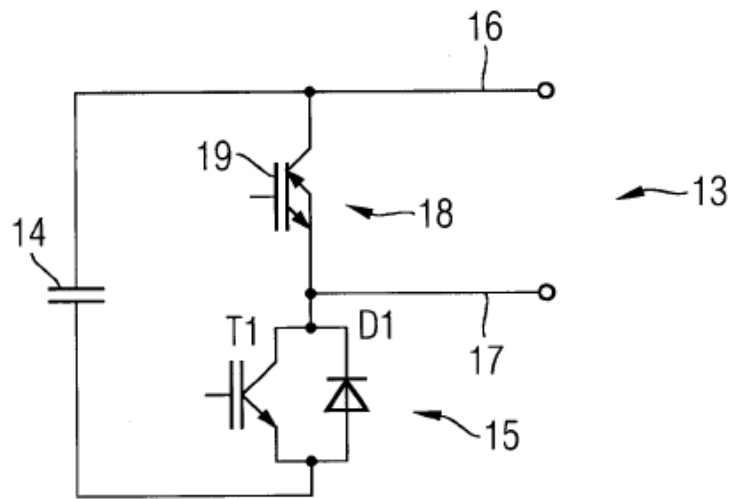


FIG 8

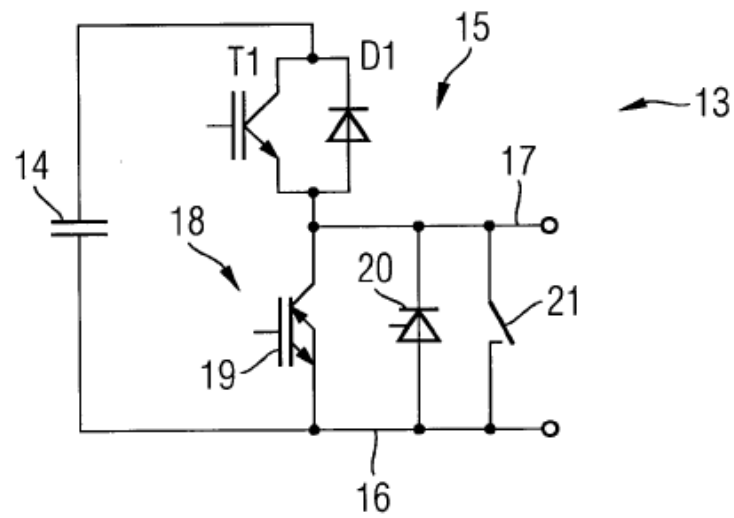


FIG 9

