

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 434 091**

51 Int. Cl.:

**H02M 3/155** (2006.01)

**H02M 7/217** (2006.01)

**H02M 7/538** (2007.01)

**H02M 7/797** (2006.01)

**H02M 5/458** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.01.2008 E 08000643 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **07.08.2013 EP 1976103**

54 Título: **Circuito convertidor de conmutación suave y procedimiento para su control**

30 Prioridad:

**15.01.2007 DE 102007002874**

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

**13.12.2013**

73 Titular/es:

**FORSCHUNGSGEMEINSCHAFT FUR  
LEISTUNGSELEKTRONIK UND ELEKTRISCHE  
ANTRIEBE E .V. (100.0%)  
JAGERSTRASSE 17-19  
52066 AACHEN, DE**

72 Inventor/es:

**RIGBERS, KLAUS y  
DE DONCKER, RIK W. A. A.**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 434 091 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

Circuito convertidor de conmutación suave y procedimiento para su control.

**Campo técnico**

5 La invención se refiere a una disposición de circuito para la conversión de al menos un voltaje de entrada en al menos un voltaje de salida. Así mismo la invención se refiere a un procedimiento para controlar la disposición de circuito.

**Antecedentes de la invención**

10 Para la conversión de un voltaje de entrada en uno o varios voltajes de salida se usan circuitos convertidores, que presentan conmutadores semiconductores, en particular transistores, para conmutar caminos de corriente dentro de los circuitos convertidores. Si estos conmutadores semiconductores se pasan a estado de conducción durante una tensión de bloqueo existente, se generan pérdidas de conmutación, dado que en este caso comienza a fluir una corriente a través de los conmutadores semiconductores, cuando la tensión de bloqueo no se ha suprimido por completo. Un proceso de pasar a estado de conducción de este tipo se designa también proceso de pasar a estado de conducción duro.

15 Para la reducción de las pérdidas de conmutación que se generan debido a procesos de conmutación duros, se conocen los denominados circuitos convertidores de conmutación suave, en los que el voltaje se reduce hasta el valor cero a través del conmutador semiconductor antes o durante la puesta en estado de conducción. Por lo tanto, en este contexto se habla también de conmutación a voltaje cero.

20 Un circuito, que permite una puesta en estado de conducción y una puesta en estado de no conducción suaves de los conmutadores semiconductores en un convertidor de corriente, es el denominado *Auxiliary-Resonant-Commutated-Pole-Inverter* (inversor de polos conmutados resonantes auxiliar) (ARCPI), que se describe por ejemplo en la publicación R.W. DeDoncker, J.P.Lyons, "The Auxiliary Commutated Pole Converter", IEEE-IAS Annual Conference 1990, pág. 1228-1235. A este respecto, en la figura 1 se ilustra una rama de puente del circuito. Ésta comprende un semipuente conectado en paralelo al voltaje de entrada  $U_z$ , con dos conmutadores semiconductores 100a,b. De manera anti-paralela a los conmutadores semiconductores 100a,b están dispuestos diodos libres 101a,b. Así mismo, están conectadas capacidades de resonancia 102a,b en paralelo a los conmutadores semiconductores 100a,b. El punto medio del semipuente está unido con la inductancia de carga 103. Así mismo, el punto medio está unido a través de un inductor de resonancia 104 y un conmutador auxiliar 105 con el punto medio del voltaje de entrada  $U_z$ . Durante una conmutación de la corriente de carga  $J$  se pasa a estado de conducción el conmutador auxiliar 105. Con ello se infunde una corriente hacia el punto medio del semipuente que permite una reoscilación de los voltajes en las capacidades de resonancia 102 y por lo tanto una conmutación a voltaje cero.

25  
30

35 El ARCPI presenta a este respecto la desventaja de que con el inductor de resonancia y el conmutador auxiliar son necesarios componentes adicionales, para permitir la conmutación a voltaje cero. Estos componentes aumentan el gasto de los componentes y no contribuyen a la transmisión de potencia. Así mismo, la activación del conmutador auxiliar 105 y de los conmutadores semiconductores 100a,b ha de ajustarse al proceso de reoscilación que se hace funcionar a través del inductor de resonancia 104, con lo que, por lo general, deben preverse costosos circuitos de excitación, que comprenden en particular detectores para el estado del circuito de resonancia.

**Exposición de la invención**

40 Por lo tanto es un objetivo de la invención, garantizar una conversión lo más eficiente posible de un voltaje de entrada en un voltaje de salida.

El objetivo se resuelve mediante una disposición de circuito con las características de la reivindicación 1 y un procedimiento para controlar esta disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 25. Configuraciones de la disposición de circuito y del procedimiento se indican en las reivindicaciones dependientes.

45 Por consiguiente, según un primer aspecto de la invención está previsto que una disposición de circuito para la conversión de un voltaje de entrada en un voltaje de salida comprenda al menos un semipuente de salida y al menos un semipuente de entrada, que están conectados en paralelo a una capacidad de circuito intermedio entre un carril de voltaje superior y un carril de voltaje inferior. Cada semipuente presenta un elemento de puente superior, un elemento de puente inferior y un punto medio accesible entre el elemento de puente superior y el elemento de puente inferior, comprendiendo los elementos de puente un circuito paralelo de un elemento de conmutación y una capacidad. A este respecto, una corriente que fluye a través del punto medio de un semipuente puede conmutarse mediante una conmutación de al menos un elemento de conmutación de los elementos de puente del semipuente desde el elemento de puente inferior hasta el elemento de puente superior y a la inversa. El punto medio del semipuente de entrada está unido a través de una inductancia de entrada con una conexión de voltaje de entrada. El punto medio del semipuente de salida está unido a través de una inductancia con una conexión de voltaje de salida, y el punto medio del semipuente de entrada está unido a través de un conmutador de acoplamiento con el punto medio del semipuente de salida.

50  
55

La invención incluye la idea de utilizar una disposición de circuito para la conversión de un voltaje de entrada en un voltaje de salida, que esté construida por al menos un semipunto de salida y un semipunto de entrada, que presenten elementos de puente para la conmutación de las corrientes que fluyen a través de los puntos medios de los semipuntos. A este respecto, el semipunto de entrada puede trabajar por ejemplo en el modo de convertidor elevador y el semipunto de salida en el modo de convertidor reductor. En el caso del voltaje de entrada y en el caso del voltaje de salida puede tratarse en cada caso de un voltaje continuo o de un voltaje alterno monofásico o polifásico. En el caso de las capacidades, que están conectadas en paralelo a los elementos de conmutación de los elementos de puente, puede tratarse de las capacidades parásitas de los elementos de conmutación. Igualmente, sin embargo también puede estar previsto que las capacidades se formen por condensadores que estén conectados adicionalmente en paralelo a los elementos de conmutación.

Por una conmutación de la corriente desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente de un semipunto se entiende un proceso en el que se pasa a estado de no conducción un camino de corriente a través del primer elemento de puente y se pasa a estado de conducción un camino de corriente a través del segundo elemento de puente. Un proceso de conmutación de este tipo de una corriente en un semipunto desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente, en el caso de la disposición de circuito, puede respaldarse por una corriente que fluye a través del conmutador de acoplamiento entre los puntos medios de los semipuntos, de tal manera que puede tener lugar una puesta en estado de conducción del segundo elemento de puente mediante conmutación a voltaje cero. De este modo se reducen claramente las pérdidas de conmutación de la disposición de circuito. Además, el conmutador de acoplamiento puede transmitir energía desde el semipunto de entrada hasta el semipunto de salida. De este modo pueden reducirse las pérdidas de potencia de la disposición de circuito. Una ventaja adicional de la disposición de circuito consiste en que no es necesario ningún elemento constructivo adicional para realizar el funcionamiento de conmutación suave. De este modo se simplifica en particular la activación de los elementos de conmutación de los elementos de puente, dado que el estado del sistema no depende de elementos constructivos pasivos. En particular no tiene que preverse ningún detector para detectar el estado de un circuito oscilante.

El procedimiento así como una configuración del circuito convertidor de corriente prevén que, en el caso de una conmutación de la corriente que fluye a través del punto medio de un semipunto desde un primer elemento de puente hasta el segundo elemento de puente del semipunto, los elementos de puente durante una fase de conmutación se hacen funcionar en un estado de bloqueo.

En esta configuración la corriente que fluye a través del punto medio del semipunto, puede aprovecharse para descargar la capacidad del elemento de puente a pasar a estado de conducción, de modo que se permita una puesta en estado de conducción mediante conmutación a voltaje cero. La corriente se aprovecha a este respecto en primer lugar para recargar las capacidades relevantes, hasta que, por último, empieza a conducir un diodo libre o un diodo previsto como elemento de conmutación del elemento de puente a pasar a estado de conducción. La descarga de la capacidad de los elementos de puente a pasar a estado de conducción está relacionada a este respecto con la carga o descarga de las capacidades de otros elementos de puente, con los que existe una unión conductora desde el punto medio del semipunto en cuestión. Estos procesos de recarga se provocan así mismo por la corriente de descarga de la capacidad del elemento de puente a pasar a estado de conducción. Una corriente, que es adecuada para descargar la capacidad del elemento de puente a pasar a estado de conducción, provoca por lo tanto también una carga o descarga de las otras capacidades con las que existe una unión conductora.

Así mismo, el procedimiento y una forma de realización de la disposición de circuito prevén que el conmutador de acoplamiento, durante una conmutación de una corriente de salida que fluye a través del punto medio del semipunto de salida hacia la inductancia de salida, desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de salida, se pase a estado de conducción cuando la corriente de salida no sea adecuada en cuanto su magnitud y/o signo, para provocar una descarga de la capacidad del segundo elemento de puente.

De manera ventajosa, en esta forma de realización, un proceso de conmutación en el semipunto de salida puede respaldarse por una corriente que fluye a través del conmutador de acoplamiento entre el semipunto de salida y el semipunto de entrada, cuando la corriente de salida del semipunto de salida no es adecuada para descargar la capacidad del elemento de puente a pasar a estado de conducción.

Se muestra que en el caso del conmutador de acoplamiento en estado de conducción, una diferencia entre la corriente que fluye desde la inductancia de entrada hacia el punto medio del semipunto de entrada y la corriente de salida del semipunto de salida provoca la descarga de la capacidad.

Por lo tanto, en una configuración relacionada de la disposición de circuito y una forma de realización del procedimiento está previsto que una corriente de entrada que fluye durante la conmutación a través de la inductancia de entrada hacia el punto medio del semipunto de entrada se ajuste de tal manera que una diferencia entre esta corriente de entrada y la corriente de salida sea adecuada en cuanto a su magnitud y signo, para provocar una descarga de la capacidad del segundo elemento de puente.

En una configuración, el carril de voltaje superior se encuentra a un potencial mayor que el carril de voltaje inferior. Así mismo, la corriente de entrada se cuenta por ejemplo de manera positiva, cuando fluye desde la inductancia de entrada hacia el punto medio del semipunto de entrada. La corriente de salida se cuenta por ejemplo de manera positiva, cuando fluye desde el punto medio del semipunto de salida hacia la inductancia de salida.

5 En estas condiciones, el conmutador de acoplamiento se pasa a estado de conducción, en una configuración de la disposición de circuito y del procedimiento durante una conmutación de una corriente de salida que fluye a través del punto medio del semipunto de salida en la dirección de la inductancia de salida desde el elemento de puente inferior hasta el elemento de puente superior del semipunto de salida, en caso de que la corriente de salida no sea suficientemente pequeña para provocar una descarga de la capacidad del elemento de puente superior.

10 En una forma de realización relacionada está previsto que la corriente de entrada que fluye durante la conmutación a través de la inductancia del semipunto de entrada hacia el punto medio del semipunto de entrada se ajuste de tal manera que sea tan grande que una diferencia entre esta corriente de entrada y la corriente de salida sea suficientemente grande para provocar una descarga de la capacidad del elemento de puente superior.

15 Además, una forma de realización incluye, en las circunstancias mencionadas anteriormente, que el conmutador de acoplamiento se pasa a estado de conducción durante una conmutación de la corriente de salida que fluye a través del punto medio del semipunto de salida en la dirección de la inductancia del semipunto de salida, desde el elemento de puente superior hasta el elemento de puente inferior del semipunto de, en caso de que la corriente de salida no sea suficientemente grande, para provocar una descarga de la capacidad del elemento de puente inferior del semipunto de salida.

20 Con ello está relacionada una configuración, en la que está previsto que corriente de entrada que fluye durante la conmutación a través de la inductancia del semipunto de entrada hacia el punto medio del semipunto de entrada se ajuste de modo que una diferencia entre esta corriente de entrada y la corriente de salida sea adecuada para provocar una descarga de la capacidad del elemento de puente inferior del semipunto de salida.

25 En un perfeccionamiento de la disposición de circuito y del procedimiento está previsto que el conmutador de acoplamiento se pase a estado de no conducción, cuando tanto el elemento de puente superior del semipunto de entrada como el elemento de puente inferior del semipunto de salida se encuentren en un estado de conducción, o cuando tanto el elemento de puente inferior del semipunto de entrada como el elemento de puente superior del semipunto de salida se encuentren en un estado de conducción.

30 De manera ventajosa, de este modo se impide en particular que la capacidad de circuito intermedio se cortocircuite en el caso de que el conmutador de acoplamiento esté en estado de conducción.

Además un perfeccionamiento de la disposición de circuito y del procedimiento incluye que el conmutador de acoplamiento sólo se pase a estado de conducción cuando los elementos de puente superiores del semipunto de entrada y del semipunto de salida se encuentren en cada caso en un estado de conducción o en un estado de bloqueo.

35 Se ha mostrado que de este modo puede conseguirse una activación especialmente sencilla del conmutador de acoplamiento, en la que tanto sea posible un modo de conmutación suave de la disposición de circuito, como también pueda tener lugar una transferencia de energía desde el semipunto de entrada hasta el semipunto de salida a través del conmutador de acoplamiento.

40 La corriente de entrada del semipunto de entrada y la corriente de salida del semipunto de salida varían entre valores mínimos y máximos. Los valores extremos se adoptan a este respecto, en cada caso en el caso de una conmutación de la corriente desde un primer elemento de puente del semipunto en cuestión hasta un segundo elemento de puente del semipunto.

45 Por lo tanto, una configuración de la disposición de circuito y del procedimiento prevé que una conmutación de la corriente de salida que fluye desde el punto medio del semipunto de salida hacia la inductancia de salida desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de salida, en la que el conmutador de acoplamiento se pasa a estado de conducción, se sincronice con la conmutación de la corriente de entrada que fluye desde la inductancia de entrada hacia el punto medio del semipunto de entrada desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de entrada, en la que la corriente de entrada está ajustada de tal manera que la diferencia entre la corriente de entrada y la corriente de salida sea adecuada en cuanto a su magnitud y signo, para provocar una descarga de la capacidad del segundo elemento de puente del semipunto de salida.

50 Se ha mostrado que en el caso de una sincronización de este tipo, puede garantizarse de manera especialmente sencilla que la corriente que fluye hacia el semipunto de entrada sea adecuada para respaldar la conmutación de la corriente de salida desde el elemento de puente inferior hasta el elemento de puente superior del semipunto de salida, de tal manera que pueda tener lugar una puesta en estado de conducción del elemento de puente superior mediante conmutación a voltaje cero.

- 5 Una configuración de la disposición de circuito y del procedimiento se caracteriza porque una corriente que fluye desde la inductancia de entrada hacia el semipunto de entrada se ajusta de modo que esta, durante la conmutación desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de entrada en cuanto a su magnitud y/o signo, es adecuada para provocar una descarga de la capacidad del segundo elemento de puente durante la fase de conmutación.
- 10 De este modo se garantiza que se conmute la capacidad del elemento de puente a pasar a estado de conducción del semipunto de entrada, se descargue durante el proceso de conmutación, de modo que el conmutador a pasar a estado de conducción pueda pasar a estado de conducción mediante una conmutación a voltaje cero. El funcionamiento del semipunto de entrada corresponde en esta forma de realización al denominado procedimiento de polos resonantes.
- 15 Una forma de realización de la disposición de circuito y del procedimiento se **caracterizada porque** el semipunto de salida se temporiza con una frecuencia, que es igual a la frecuencia del semipunto de entrada, y/o porque la frecuencia del semipunto de entrada es un múltiplo entero de la frecuencia del semipunto de salida.
- De manera ventajosa se posibilita de este modo una sincronización, que permite activar el conmutador de acoplamiento de manera sencilla.
- 20 En una configuración adicional de la disposición de circuito y del procedimiento está previsto que estén previstos varios semipuntos de salida conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio, que se hacen funcionar como un convertidor monofásico o polifásico.
- En esta configuración, la disposición de circuito puede hacerse funcionar de manera ventajosa como un convertidor monofásico o polifásico que convierte un voltaje de entrada en un voltaje alterno monofásico o polifásico.
- 25 En particular, la disposición de circuito puede hacerse funcionar como un convertidor trifásico. En esta configuración están previstos preferentemente tres semipuntos de salida, que están conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio. En esta configuración la disposición de circuito puede conectarse en el lado de salida por ejemplo a una red de corriente trifásica.
- En el caso de un funcionamiento como convertidor monofásico están previstos preferentemente dos semipuntos de salida conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio.
- 30 Un perfeccionamiento de la disposición de circuito y del procedimiento se caracteriza porque está previsto un funcionamiento bidireccional, pudiendo hacerse funcionar los semipuntos de salida en un modo de funcionamiento como rectificador.
- 35 Preferentemente, a este respecto se trata de un modo de funcionamiento, en el que se transmite energía desde las conexiones de voltaje de salida hasta la conexión de voltaje de entrada o las conexiones de voltaje de entrada. En un modo de funcionamiento adicional, en el que se transporta energía desde la conexión de voltaje de entrada o las conexiones de voltaje de entrada hasta las conexiones de voltaje de salida, los semipuntos de salida trabajan, tal como se describió anteriormente, en el modo de convertidor. El o los conmutadores de acoplamiento se realizan en el funcionamiento bidireccional, preferentemente de manera bidireccional, es decir, que pueden absorber tensión de bloqueo en ambas direcciones y pueden conducir corriente en ambas direcciones.
- 40 Una configuración de la disposición de circuito y del procedimiento se caracteriza porque están previstos tres semipuntos de entrada conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio, estando unidos los puntos medios de los semipuntos de salida en cada caso a través de un conmutador de acoplamiento precisamente con un punto medio de un semipunto de entrada.
- De manera ventajosa, en esta configuración, a cada semipunto de salida del circuito convertidor un semipunto de entrada, que respalda una conmutación a voltaje cero en el semipunto de salida en cuestión.
- 45 Una configuración de la disposición de circuito y del procedimiento se **caracteriza porque** los puntos medios de los semipuntos de entrada están unidos a través de en cada caso una inductancia de entrada con una conexión de voltaje de entrada.
- Una configuración alternativa de la disposición de circuito y del procedimiento prevé que los semipuntos de salida conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio estén unidos a través de en cada caso un conmutador de acoplamiento precisamente con un semipunto de entrada.
- 50 En esta configuración está previsto únicamente un semipunto de entrada, con el que están unidos los semipuntos de salida del convertidor. De este modo, si bien pueden resultar limitaciones con respecto al funcionamiento de conmutación suave de los semipuntos de salida, sin embargo la activación del convertidor se simplifica claramente con el uso de un único semipunto de entrada y se reduce el coste de material.
- Un perfeccionamiento de la disposición de circuito y del procedimiento se **caracteriza porque** los semipuntos de salida que forman el convertidor se activan conforme a una modulación flat-top de 120°, de modo que los elementos

de puente en cada caso de un semipunto de salida durante un tercio del periodo de la corriente de salida media del semipunto de salida no se conectan.

5 A este respecto se ha mostrado que en el caso de la activación del convertidor por medio del procedimiento flat-top de 120° también, con el uso de sólo un semipunto de entrada, puede realizarse un funcionamiento de conmutación suave prácticamente permanente de los semipuntos de salida.

10 En una forma de realización adicional de la disposición de circuito está previsto que estén previstos dos semipuntos de entrada conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio, cuyos puntos medios están conectados en cada caso a través de una inductancia de entrada a un polo del voltaje de entrada, trabajando un primer semipunto de entrada en el modo de convertidor elevador y trabajando un segundo semipunto en el modo de convertidor reductor, y estando unido el punto medio del semipunto de salida a través de en cada caso un conmutador de acoplamiento con los puntos medios de los semipuntos de entrada.

15 En una configuración relacionada de la disposición de circuito y del procedimiento está previsto que uno de los conmutadores de acoplamiento durante una conmutación de una corriente de salida que fluye a través del punto medio del semipunto de salida en la dirección de la inductancia de salida desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de salida se pase a estado de conducción, en caso de que la corriente de salida no sea adecuada en cuanto a la magnitud y/o dirección, para provocar una descarga de la capacidad del segundo elemento de puente.

20 Además, en una configuración relacionada de la disposición de circuito y del procedimiento está previsto que se pase a estado de conducción aquel conmutador de acoplamiento, que une el punto medio del semipunto de salida con el punto medio del semipunto de entrada, que se selecciona de modo que la corriente de entrada que fluye durante la conmutación a través de la inductancia del semipunto de entrada hacia el punto medio del semipunto de entrada se ajuste de modo que una diferencia entre esta corriente de entrada y la corriente de salida sea adecuada para provocar una descarga de la capacidad del segundo elemento de puente del semipunto de salida.

25 En un perfeccionamiento de la disposición de circuito y del procedimiento está previsto que el semipunto de entrada se haga funcionar como rectificador monofásico o polifásico.

De manera ventajosa, la disposición de circuito puede hacerse funcionar por lo tanto como un convertidor que puede convertir un voltaje alterno o un voltaje de entrada polifásico en un voltaje de salida. En el caso de un rectificador monofásico están previstos a este respecto al menos dos semipuntos de entrada, en el caso de un rectificador trifásico, preferentemente tres semipuntos de entrada.

30 Así mismo, una configuración de la disposición de circuito y del procedimiento prevé que en el caso del elemento de conmutación del elemento de puente inferior del semipunto de entrada y en el caso del elemento de conmutación del elemento de puente superior del semipunto de salida se trata en cada caso de un transistor con diodo libre conectado de manera anti-paralela.

35 Un perfeccionamiento de la disposición de circuito y del procedimiento incluye que en el caso del elemento de conmutación del elemento de puente superior del semipunto de entrada y en el caso del elemento de conmutación del elemento de puente superior del semipunto de salida se trata en cada caso de un transistor con diodo libre conectado de manera anti-paralela o se trata de un diodo, que está conectado de tal manera que se encuentra en un estado de bloqueo, cuando el elemento de conmutación del elemento de puente opuesto está conectado de manera conductora.

40 Una forma de realización de la disposición de circuito y del procedimiento incluye que el conmutador de acoplamiento comprende al menos un transistor, cuya conexión de fuente o de emisor está unida con el punto medio del semipunto de entrada o del semipunto de salida, alimentándose un circuito de excitación del transistor por medio de un procedimiento de autocarga.

45 Esto permite realizar de manera especialmente sencilla el circuito de excitación para el conmutador de acoplamiento.

En una configuración adicional de la disposición de circuito y del procedimiento está previsto que los elementos de puente y los conmutadores de acoplamiento estén alojados en un módulo.

50 De manera ventajosa, de este modo pueden reducirse claramente en particular inductancias de dispersión. Los elementos de puente y los conmutadores de acoplamiento pueden unirse dentro del módulo por ejemplo mediante metalización entre sí.

Además, una forma de realización de la disposición de circuito y del procedimiento prevé que un circuito de excitación esté integrado al menos parcialmente en el módulo.

La disposición de circuito de acuerdo con la invención permite, debido a los modos de funcionamiento de conmutación suave, una transferencia de energía muy eficaz. Así mismo, el voltaje de entrada puede variarse en un

intervalo muy amplio. Por lo tanto es adecuada especialmente para la alimentación de una energía generada en un generador fotovoltaico, una pila de combustible o una planta eólica a una red de corriente. Igualmente, el circuito puede alimentarse también mediante otro generador o una batería. De manera ventajosa, con la disposición de circuito en particular puede suministrarse energía a un motor, por ejemplo un motor síncrono o asíncrono.

- 5 En configuraciones de la disposición de circuito, la conexión de voltaje de entrada de la disposición de circuito se alimenta por lo tanto por un generador fotovoltaico, una planta eólica o una pila de combustible. Las conexiones de voltaje de salida pueden conectarse por ejemplo a un sistema trifásico.

Las ventajas, particularidades y perfeccionamientos convenientes anteriormente mencionados, así como adicionales de la invención se explican también por medio de los ejemplos de realización, que se describen a continuación con referencia a las figuras.

10

**Breve descripción de las figuras**

Las figuras muestran

- la figura 1 una rama de puente de un inversor de polos conmutados resonantes auxiliar de acuerdo con el estado de la técnica,
- 15 la figura 2 un diagrama de conexiones de un interruptor periódico en una primera forma de realización,
- la figura 3 diagramas esquemáticos, con los transcurros temporales de los estados de conductividad de los conmutadores semiconductores y distintas corrientes dentro del interruptor periódico representado en la figura 2,
- la figura 4 un diagrama de conexiones de un interruptor periódico en una segunda forma de realización,
- 20 la figura 5 un diagrama de conexiones de un interruptor periódico en una tercera forma de realización,
- la figura 6 un diagrama de conexiones de un convertidor trifásico en una primera forma de realización,
- la figura 7 un diagrama con una ilustración de los transcurros temporales de los valores medios, valores máximos y valores mínimos de una corriente de entrada así como de una corriente de salida del convertidor representado en la figura 6 en un primer tipo de funcionamiento del convertidor,
- 25 la figura 8 un diagrama con una ilustración de los transcurros temporales de los valores medios, valores máximos y valores mínimos de una corriente de entrada así como de una corriente de salida del convertidor representado en la figura 6 en un segundo tipo de funcionamiento del convertidor,
- la figura 9 un diagrama con una ilustración de los transcurros temporales de los valores medios, valores máximos y valores mínimos de una corriente de entrada así como de una corriente de salida del convertidor representado en la figura 6 en un segundo tipo de funcionamiento del convertidor,
- 30 la figura 10 un diagrama de conexiones de un convertidor trifásico en una segunda forma de realización,
- la figura 11 un diagrama de conexiones de un convertidor trifásico en una tercera forma de realización,
- la figura 12 un diagrama de conexiones de un convertidor trifásico en una cuarta forma de realización,
- 35 la figura 13 un diagrama de conexiones de un convertidor para la conversión de un voltaje de entrada trifásico en un voltaje de salida trifásico y
- la figura 14 un diagrama de conexiones de un convertidor monofásico.

**Descripción detallada de ejemplos de realización**

La figura 2 muestra una forma de realización de una disposición de circuito, que trabaja como interruptor periódico (convertidor CC/CC). El interruptor periódico representado está construido por una etapa de entrada 213, un circuito intermedio de corriente continua con una capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$  y una etapa de salida 211 y puede convertir un voltaje continuo de entrada  $U_E$  en un voltaje continuo de salida  $U_A$ , que puede ser mayor, menor o igual que el voltaje de entrada  $U_E$ . La capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$  se forma por un condensador o varios condensadores conectados en serie en un banco de condensadores, que están conectados entre un carril de voltaje superior 203 y un carril de voltaje inferior 204. Entre el carril de voltaje superior 203 y el carril de voltaje inferior 204 se aplica el voltaje de circuito intermedio  $U_{DC}$  y el carril de voltaje superior 203 se encuentra a un potencial eléctrico mayor que el carril de voltaje inferior 204.

45

La etapa de entrada 213 contiene un semipunto de entrada 201. Este comprende una conexión en serie de dos conmutadores semiconductores S1 y S2, que están conectados entre el carril de voltaje superior 203 y el carril de voltaje inferior 204 en paralelo a la capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$ . En paralelo a los conmutadores

semiconductores S1 y S2 están conectadas capacidades C1 y C2. El punto medio accesible M1 del semipunto de entrada 201 entre los conmutadores semiconductores S1 y S2 está unido en el lado de entrada a través de una inductancia L1 formada por una bobina con un primer polo 205 de un voltaje continuo de entrada  $U_E$ . El carril de voltaje inferior 204, en la disposición de circuito representada está unido con el segundo polo 206 del voltaje de entrada  $U_E$  y se encuentra a un potencial menor que el carril de voltaje superior 203. Para respaldar el voltaje de entrada  $U_E$  está prevista una capacidad  $C_E$ , que está conectada en paralelo al voltaje de entrada  $U_E$ . La corriente de entrada  $i_{EIN}$  del interruptor periódico se ramifica en el punto 207 en una corriente, que fluye en la capacidad  $C_E$  y en la corriente de entrada  $i_{L1}$ , que fluye a través de la inductancia L1 hacia el punto medio M1 del semipunto de entrada 201.

La etapa de salida 211 contiene un semipunto de salida 202. El semipunto de salida 202 está construido de manera similar al semipunto de entrada 201. Éste comprende igualmente una conexión en serie de dos conmutadores semiconductores S3 y S4 con capacidades C3 y C4 conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores S3 y S4 y diodos D3 y D4 conectados de manera anti-paralela. La conexión en serie está conectada en paralelo a la capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$  entre el carril de voltaje superior 203 y el carril de voltaje inferior 204 y dispone de un punto medio accesible M2 entre los dos conmutadores semiconductores S3 y S4, que está conectado a través de una inductancia L2 con un primer polo 208 del voltaje de salida  $U_A$ . El segundo polo 209 del voltaje de salida  $U_A$  está unido con el carril de voltaje inferior 204. Para el alisado del voltaje de salida  $U_A$  está prevista una capacidad  $C_A$  conectada en paralelo al voltaje de salida  $U_A$ . La corriente corriente de salida  $i_{L2}$  que fluye desde el punto medio M2 del semipunto de salida 202 a través de la inductancia L2, del semipunto de salida 202 se ramifica en el punto 210 en una corriente, que fluye hacia la capacidad de alisado  $C_A$  y la corriente de salida  $i_{AUS}$  del interruptor periódico.

El punto medio M1 del semipunto de entrada 201 y el punto medio M2 de la etapa de salida 202 están unidos entre sí a través de un conmutador de acoplamiento S5, al que está conectada eléctricamente en paralelo una capacidad C5. En la configuración representada, en el caso del conmutador de acoplamiento S5 se trata de un conmutador bidireccional, que puede absorber tensión de bloqueo en ambas direcciones y puede conducir corriente. En el caso del uso de un conmutador de acoplamiento bidireccional, es posible una transmisión de potencia bidireccional en el funcionamiento de conmutación suave de todos los conmutadores S1-S5, en la que puede transmitirse potencia alimentada a través del semipunto de entrada 201 para la etapa de salida 202 así como potencia alimentada a través de la etapa de salida para el semipunto de entrada 201. En lugar de un conmutador de acoplamiento bidireccional S5 puede utilizarse también un conmutador de acoplamiento unidireccional S5', que puede absorber tensión de bloqueo en ambas direcciones, sin embargo sólo puede conducir corriente en una dirección. El conmutador de acoplamiento unidireccional S5' permite, en función de la polaridad un flujo de corriente desde el punto medio M1 del semipunto de entrada 201 hasta el punto medio M2 de la etapa de salida 202 o a la inversa. Tal como se explica más adelante, la dirección de línea de un conmutador de acoplamiento unidireccional S5' se selecciona de manera correspondiente al punto de trabajo del interruptor periódico de modo que se permite un funcionamiento de conmutación suave del semipunto de salida.

Los conmutadores semiconductores S1-S4 usados en el semipunto de entrada 201 y el semipunto de salida 202 están realizados por ejemplo como MOSFET de potencia (MOSFET: *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), que disponen de los diodos libres D1-D4 representados en la figura 2. El conmutador de acoplamiento bidireccional S5 puede formarse, tal como se representa en la figura 2, por dos MOSFET de potencia conectados en antiserie. El conmutador unidireccional S5' puede estar construido por ejemplo por un MOSFET de potencia y un diodo conectado en antiserie. Las capacidades C1-C5 conectadas eléctricamente en paralelo a los conmutadores semiconductores S1-S5, en una configuración, se forman por capacidades parasitarias de los conmutadores semiconductores S1-S4. En el caso de MOSFET de potencia se trata a este respecto de la capacidad puerta-fuente, la capacidad puerta-drenador y la capacidad drenador-fuente. Siempre que los conmutadores semiconductores S1-S4 estén conectados con circuito de descarga (*Snubbers*), éstos contienen así mismo capacidades conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores S1-S4. En otras configuraciones, igualmente puede estar previsto que adicionalmente se conecten condensadores en paralelo a los conmutadores semiconductores S1-S5.

La activación de los conmutadores semiconductores S1 y S2 del semipunto de entrada 201 y de los conmutadores semiconductores S3 y S4 del puente de salida 202 así como el conmutador de acoplamiento se produce mediante un circuito de excitación, que no está representado en la figura 2. Los conmutadores de acoplamiento S5 están dispuestos a este respecto de modo que las conexiones de fuente o emisor de los transistores contenidos están unidos con el punto medio del semipunto de entrada 201 o semipunto de salida 202. De este modo es posible alimentar un circuito de excitación de estos transistores por medio de un procedimiento de autocarga en sí conocido por el experto. Los circuitos de excitación de los conmutadores semiconductores S1-S4 restantes pueden alimentarse de manera conocida por el experto, igualmente por medio de un procedimiento de autocarga. En el caso del procedimiento de autocarga se carga un condensador a partir de una fuente de voltaje a través de un diodo, hasta un voltaje predeterminado, cuando el potencial en el punto medio del semipunto en cuestión corresponde al potencial de circuito intermedio inferior. Si este potencial aumenta hasta el potencial de circuito intermedio superior, el diodo impide una descarga del condensador, de modo que el voltaje en el condensador, se encuentra alrededor de una magnitud predeterminada por encima del potencial de circuito intermedio superior. De este modo, el voltaje es suficientemente alto para pasar a estado de conducción el conmutador semiconductor en cuestión.

La disposición de circuito está preferentemente completamente integrada en un módulo, de modo que las inductancias de dispersión se mantienen pequeñas. Los elementos constructivos pueden unirse entre sí a este respecto por ejemplo mediante metalización. Además, también el circuito de excitación puede integrarse al menos parcialmente en el módulo.

- 5 El semipunto de entrada 201 trabaja con un transporte de potencia desde el semipunto de entrada 201 hasta el semipunto de salida 202, es decir en el caso de un valor medio positivo de la corriente de entrada  $i_{L1}$  del semipunto de entrada 201 en el modo de convertidor elevador. A este respecto, el conmutador semiconductor superior S1 y el conmutador semiconductor inferior S2 se conmutan alternativamente al estado de conducción. En cada proceso de conmutación se conmuta la corriente de entrada  $i_{L1}$  del semipunto de entrada 201 desde un camino de corriente a través de los conmutadores semiconductores superiores S1 hasta el carril de voltaje superior 203 hasta un camino de corriente a través de los conmutadores semiconductores inferiores S2 hasta el carril de voltaje inferior 204 o a la inversa. La corriente de salida  $i_{L2}$  del semipunto de salida 202, en el caso de un transporte de potencia desde el semipunto de entrada 201 hasta el semipunto de salida 202, en el que el signo seleccionado en este caso es igualmente positivo, y el semipunto de salida 202 trabaja a modo de un convertidor reductor. A este respecto, el conmutador semiconductor superior S3 y el conmutador semiconductor inferior S4 se conectan alternativamente al estado de conducción. De este modo, la corriente de salida  $i_{L2}$  del semipunto de salida 202 se conmuta desde un camino de corriente desde el carril de voltaje superior 203 a través de los conmutadores semiconductores S3 hacia el punto medio M2 hasta un camino de corriente desde el carril de voltaje inferior a través de los conmutadores semiconductores S3 hacia el punto medio M2 o a la inversa.
- 20 El voltaje de circuito intermedio  $U_{DC}$ , de acuerdo con este modo de funcionamiento, se ajusta tanto mayor que el voltaje de entrada  $U_E$  como mayor que el voltaje de salida  $U_A$ . Esto se produce preferentemente mediante una activación adecuada de los conmutadores semiconductores S1 y S2 del semipunto de entrada 201. Para los coeficientes de utilización  $a_{S1}$  y  $a_{S2}$  de los conmutadores semiconductores S1 y S2 del semipunto de entrada 201 se cumple además:

$$a_{S1} = 1 - a_{S2} = \frac{U_E}{U_{DC}} \quad (1)$$

- 25 en la que el coeficiente de utilización  $a_{Si}$  ( $i=1,2$ ) de un conmutador semiconductor  $S_i$  del semipunto de entrada 201 corresponden a la relación  $T_{ein,Si}/T_1$  de la duración de estado de conducción  $T_{ein,Si}$  del conmutador semiconductor  $S_i$  con respecto al duración de periodo  $T_1$  del semipunto de entrada 201. Con la duración de periodo  $T_1$  de la etapa de entrada se designa la duración de tiempo entre una puesta en estado de conducción de un conmutador semiconductor  $S_i$  hasta la siguiente puesta en estado de conducción del conmutador semiconductor S1. El valor inverso de la duración de periodo  $T_1$  es la frecuencia del semipunto de entrada 201. Para los coeficientes de utilización de los conmutadores semiconductores S3 y S4 del semipunto de salida 202 se cumple
- 30

$$a_{S3} = 1 - a_{S4} = \frac{U_A}{U_{DC}} \quad (2)$$

- 35 en la que el coeficiente de utilización  $a_{Si}$  de un conmutador semiconductor del semipunto de salida 202 corresponde a la relación  $T_{ein,Si}/T_2$  de la duración de estado de conducción  $T_{ein,Si}$  del conmutador semiconductor  $S_i$  y de la duración de periodo  $T_2$  del semipunto de salida 202. Los coeficientes de utilización  $a_{S3}$  y  $a_{S4}$  de los conmutadores semiconductores S3 y S4 del semipunto de salida se determinan según la ecuación (2) a partir del voltaje de salida  $U_A$  y del voltaje de circuito intermedio  $U_{DC}$  seleccionado.

- 40 El interruptor periódico representado en la figura 2 puede hacerse funcionar en un tipo de funcionamiento en el que todos los conmutadores semiconductores S1-S5 se hacen funcionar con conmutación suave, y pueden pasarse a estado de conducción y desconectarse mediante una conmutación a voltaje cero. La conmutación de la corriente de entrada  $i_{L2}$  del semipunto de entrada 201 desde el carril de voltaje superior 203 hasta el carril de voltaje inferior 204 o a la inversa se efectúa a este respecto de tal manera que ambos conmutadores semiconductores S1 y S2 se hacen funcionar para la duración de una fase de transición o conmutación breve en el estado sin conducción. Pro lo tanto, un conmutador semiconductor S1, S2 sólo se pasa a estado de conducción durante un breve tiempo después de pasar a estado de no conducción del conmutador semiconductor S1, S2 opuesto. La conmutación de la corriente de salida  $i_{L2}$  desde el carril de voltaje superior 203 hasta el carril de voltaje inferior 204 tiene lugar de manera conocida mediante una conmutación temporizada de los conmutadores semiconductores S3 y S4 del semipunto de salida 202.
- 45

- 50 Una puesta en estado de no conducción blando de los conmutadores semiconductores S1-S5 se garantiza mediante las capacidades C1-C5 conectadas en paralelo, que descargan los conmutadores semiconductores S1-S5 con un

proceso de puesta en estado de no conducción. Durante el proceso de desconexión de un conmutador semiconductor Si se carga la capacidad Ci conectada en paralelo, de modo que sólo aumenta lentamente el voltaje a través del conmutador semiconductor Si. De este modo se reducen considerablemente pérdidas de conmutación con respecto a una desconexión dura del conmutador semiconductor Si.

5 Para garantizar, en el caso de la puesta en estado de conducción de los conmutadores semiconductores S1 y S2 del semipunte de entrada 201, una conmutación a voltaje cero, el semipunte de entrada 201 se hace funcionar según el procedimiento en sí conocido de polos resonantes. A este respecto está previsto que la corriente de entrada  $i_{L1}$  durante la fase de conmutación, las capacidades C1 y C2 conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores así como opcionalmente la capacidad C5 que se encuentra en paralelo al conmutador de acoplamiento S5 desconectado se recarga de tal manera que el voltaje se reduce hasta el valor cero a través del conmutador semiconductor S1 o S2 que ha de pasarse a estado de conducción.

10 En el caso de una conmutación de la corriente de entrada  $i_{L1}$  del semipunte de entrada 201 desde el carril de voltaje superior 203 hasta el carril de voltaje inferior 204 se descarga por lo tanto durante la fase de conmutación la capacidad C2 conectada en paralelo al conmutador semiconductor inferior S2. Este proceso de descarga va acompañado con la carga de la capacidad C1 conectada en paralelo al conmutador semiconductor S1. En el caso del conmutador de acoplamiento S5 en estado de no conducción, capacidad C5 conectada también en paralelo al conmutador de acoplamiento S5 dependiendo del estado de carga se descarga o se carga. El proceso de recarga se finaliza entonces cuando el diodo D2 conectado de manera anti-paralela al conmutador semiconductor S2 se vuelve conductor. Para el proceso de recarga, durante la fase de conmutación, debe existir una corriente negativa  $i_{L1}$ , cuya magnitud es suficientemente grande para recargar las capacidades C1, C2 y opcionalmente C5 de la manera descrita anteriormente. En el modo de convertidor elevador del semipunte de entrada 201, la corriente  $i_{L1}$  en el caso de la conmutación desde el carril de voltaje superior 203 hasta el carril de voltaje inferior 204 adopta su valor mínimo  $i_{L1,min}$ . Por lo tanto, se deduce que  $i_{L1,min}$  podrá adoptar como máximo el valor negativo  $-I_m$ , siendo  $I_m$  la magnitud de la corriente que es necesaria para recargar las capacidades C1 y C2 así como opcionalmente la capacidad C5 tal como se describe.

15 En el caso de una conmutación de la corriente  $i_{L1}$  desde el carril de voltaje inferior 204 hasta el carril de voltaje superior 203 se descarga la capacidad C1 conectada en paralelo al conmutador semiconductor S1 a pasar a estado de conducción, de modo que el voltaje se reduce hasta el valor cero a través del conmutador semiconductor S1. Si este voltaje alcanza el valor cero, el diodo D1 conectado de manera anti-paralela al conmutador semiconductor S1 comienza a conducir y el conmutador semiconductor S1 puede pasarse a estado de conducción mediante una conmutación a voltaje cero. La descarga de la capacidad C1 va acompañada de una carga de la capacidad C2. Con el conmutador de acoplamiento S5 cerrado, debe descargarse o cargarse además la capacidad C5 conectada en paralelo a conmutador de acoplamiento S5 dependiendo del estado de carga. Para el proceso de recarga de las capacidades C1 y C2 así como opcionalmente de la capacidad C5 es necesaria una corriente de entrada  $i_{L1}$  positiva del semipunte de entrada 201 suficientemente grande. En el modo de convertidor elevador del semipunte de entrada 201, la corriente  $i_{L1}$  adopta su valor máximo  $i_{L1,max}$ , cuando la corriente  $i_{L1}$  se conmuta desde el carril de voltaje inferior 204 hasta el carril de voltaje superior 203. A partir del requisito de que el valor medio de la corriente  $i_{L1}$  es igual a la corriente de entrada  $i_{ein}$  del interruptor periódico, a este respecto se deduce que  $i_{L1,max}$  tiene el valor  $2 \cdot i_{ein} - i_{L1,min} = 2 \cdot i_{ein} + I_m$  y en este sentido es suficientemente grande para poder realizar el proceso de recarga necesario de las capacidades C1, C2 y opcionalmente C5.

Para poder hacer funcionar el semipunte de entrada 201 según el procedimiento de polos resonantes, se cumple por lo tanto

$$i_{L1,max} \geq 2 \cdot I_{in} + I_m \quad (3)$$

$$i_{L1,min} \leq -I_m \quad (4)$$

De esto se deduce que el semipunte de entrada trabajará como máximo con la frecuencia

$$f_{sw} = \frac{U_{DC} \cdot (1 - a_{S1}) \cdot a_{S1}}{\Delta i_{L1} \cdot L1} \quad (5)$$

45 en la que con  $\Delta i_{L1} = i_{L1,max} - i_{L1,min}$  se designa la ondulación de la corriente  $i_{L1}$ . El semipunte de salida 202 del interruptor periódico se hace funcionar preferentemente con la misma frecuencia que el semipunte de entrada 201. En general, la frecuencia del semipunte de salida 202 sin embargo se selecciona de modo que la frecuencia del semipunte de entrada 201 sea un múltiplo entero de la frecuencia del semipunte de salida 202.

Si se hiciera funcionar el semipunto de salida 202 del interruptor periódico, sin que el conmutador de acoplamiento S5 se pase a estado de conducción, consideraciones análogas, tal como se plantearon anteriormente con respecto al semipunto de entrada 201, llevan al resultado de que la ondulación  $\Delta i_{L2} = i_{L2,max} - i_{L2,min}$  de la corriente de salida  $i_{L2}$ , es decir la diferencia entre su valor máximo  $i_{L2,max}$  y su valor mínimo  $i_{L2,min}$ , debería ser suficientemente grande para permitir una puesta en estado de conducción suave de los conmutadores semiconductores S3 y S4 según el procedimiento de polos resonantes. Por lo tanto debería usarse en particular una inductancia L2 relativamente pequeña, que llevara a mayores pérdidas de potencia.

Tal como se explica aún más en detalle a continuación, puede conseguirse una puesta en estado de conducción suave de los conmutadores semiconductores S3 y S4 del semipunto de salida 202 en el caso del interruptor periódico representado en la figura 2 porque durante una fase de conmutación, que estaría unida de lo contrario con una puesta en estado de conducción de conmutación dura de un conmutador semiconductor S3, S4 del semipunto de salida 202, el conmutador de acoplamiento S5 se pasa a estado de conducción, para respaldar el proceso de conmutación mediante la corriente de entrada  $i_{L1}$ . Por lo tanto, en el caso del interruptor periódico representado en la figura 2, puede utilizarse una inductancia L2 más grande, lo que lleva a bajas pérdidas de potencia. Además, en el caso de una pequeña activación del conmutador de acoplamiento S5, una parte de la corriente de entrada  $i_{L1}$  puede guiarse a través del conmutador de acoplamiento S5 hacia el semipunto de salida 202, mediante lo cual puede reducirse las pérdidas de potencia totales en los conmutadores semiconductores S1-S5.

Para minimizar pérdidas de potencia dentro del convertidor de corriente en la medida de lo posible, y permitir la conmutación a voltaje cero en el semipunto de salida 202, el conmutador de acoplamiento S5 se pasa a estado de conducción entonces en una configuración del convertidor de corriente continuas cuando el semipunto de entrada 201 y el semipunto de salida 202 se encuentran en el mismo estado de conmutación, es decir, cuando ambos conmutadores semiconductores superiores S1 y S3 del semipunto de entrada 201 y del semipunto de salida 202 están en estado de conducción o están en estado de no conducción. De este modo se evita también que la capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$  se cortocircuite a través del conmutador de acoplamiento S5 en estado de conducción. En particular, el conmutador de acoplamiento S5 se activa preferentemente de acuerdo con la ecuación

$$S5 = (S1 \cdot S3) + (\overline{S1} \cdot \overline{S3}) . \quad (6)$$

En esta ecuación se establece  $S_i = 0$  ( $i = 1, 3, 5$ ), cuando el conmutador semiconductor  $S_i$  está en estado de no conducción, y se establece  $S_i = 1$ , cuando el conmutador semiconductor  $S_i$  está en estado de conducción. Así mismo es  $\overline{0} = 1$  y  $\overline{1} = 0$ . En caso de que de los conmutadores semiconductores S1, tal como se describe aún a continuación, se sustituya por un diodo D1', entonces en esta ecuación ha de tenerse en cuenta el estado de conductividad del diodo D1' en lugar del estado de conductividad del conmutador semiconductor S1. En principio pueden aplicarse también otras reglas de activación para el conmutador semiconductor S5. La ecuación (6) indica sin embargo una regla de activación adecuada que permite una activación especialmente sencilla del conmutador de acoplamiento S5.

A continuación, se representa el funcionamiento del convertidor CC/CC representado en la figura 2 en un punto de trabajo seleccionado a modo de ejemplo con referencia al diagrama los diagramas mostrados en la figura 3. A este respecto se parte de que el semipunto de entrada 201 y el semipunto de salida 202 se hacen funcionar con la misma frecuencia, de modo que se diferencia tres fases de funcionamiento que discurren de forma cíclica, que a continuación se denominan fase I, fase II y fase III, así como las transiciones entre estas fases. Los estados de funcionamiento de los conmutadores semiconductores S1- S4 y del conmutador de acoplamiento S5 en el caso de un funcionamiento en el punto de trabajo seleccionado del interruptor periódico, están indicados en la figura 3. Tal como anteriormente, a este respecto el valor 0 indica que el conmutador semiconductor en cuestión está en estado de no conducción, y el valor 1 indica que el conmutador semiconductor está en estado de conducción. Además de los estados de conmutación de los conmutadores semiconductores S1-S5, la figura 3 contiene diagramas que reproducen los transcurso temporales de las corrientes  $i_{L1}$  e  $i_{L2}$  así como de las corrientes  $i_{S1..5}$  que fluyen a través de los conmutadores semiconductores S1-S5. Las direcciones en las que se cuentan de manera positiva las corrientes  $i_{S1..5}$ , están indicadas a este respecto en la figura 2 por medio de flechas.

en la fase 1, el conmutador semiconductor inferior S2 del semipunto de entrada 201 está en estado de no conducción. El conmutador semiconductor superior S1 del semipunto de entrada 201 está en estado de conducción. El semipunto de salida 202 se encuentra en el estado de conmutación inverso. En este caso, el conmutador semiconductor superior S3 está cerrado, mientras que el conmutador semiconductor inferior S4 está abierto. El conmutador de acoplamiento S5 en la fase I está cerrado, mediante lo cual la etapa de entrada 213 y la etapa de salida 211 en la fase I trabajan independientemente entre sí.

En el semipunto de entrada 201, la corriente  $i_{L1}$  fluye, accionada por la inductancia L1, a través del conmutador semiconductor S1 en estado de conducción contra el voltaje  $U_{DC}$ , que, tal como se mencionó anteriormente, es mayor que el voltaje de entrada  $U_E$ . A este respecto, la corriente  $i_{L1}$  disminuye e invierte por último su dirección, de modo que se vuelve negativa y por último alcanza su valor mínimo  $i_{L1,min}$ . La pendiente de la corriente  $i_{L1}$  asciende a, durante la fase I  $di_{L1}/dt = (U_E - U_{DC})/L1$ . El diodo libre D1 conectado de manera anti-paralela al conmutador

semiconductor S1 se encuentra en estado de conducción siempre que la corriente  $i_{L1}$  sea positiva.

En la etapa de salida 202, la corriente  $i_{L2}$  fluye en la fase I a través de la inductancia L2, accionada a través del conmutador semiconductor S4 en estado de conducción, y disminuye partiendo de su valor máximo  $i_{L2,max}$ . La pendiente negativa de la corriente  $i_{L2}$  en la fase I asciende a  $di_{L2}/dt = -U_A/L_2$ . El diodo D4 conectado de manera anti-paralela al conmutador semiconductor S4 se encuentra en la fase I en estado de conducción, dado que la corriente  $i_{L2}$  es positiva.

Al final de la fase I, el conmutador semiconductor S1 desconecta la corriente  $i_{L1}$  a su valor mínimo negativo  $i_{L1,min}$ . Esto se produce con bajas pérdidas de conmutación, dado que el proceso de desconexión se descarga a través de las capacidades C1, C2 y C5. Después de la desconexión del conmutador semiconductor S1, la corriente negativa  $i_{L1}$  recarga las capacidades C1, C2 y C5 durante la fase de conmutación. De esta manera se reduce el potencial eléctrico en el punto medio M1 del semipunto de entrada 201 hasta el valor del potencial eléctrico del carril de voltaje inferior 204, de modo que el voltaje se reduce hasta el valor cero a través del conmutador semiconductor S2. Si éste se alcanza, el diodo D2 conectado de manera anti-paralela al conmutador semiconductor S2 pasa al estado de conducción, y el conmutador semiconductor S2 puede pasarse a estado de conducción de forma suave. Igualmente, el conmutador de acoplamiento S5, en este momento, puede pasarse a estado de conducción de forma suave, dado que el voltaje ha alcanzado así mismo el valor cero a través del conmutador de acoplamiento S5. En una forma de realización la puesta en estado de conducción del conmutador de acoplamiento S5 y del conmutador semiconductor S2 tiene lugar por lo tanto de forma síncrona. En una forma de realización adicional, el conmutador de acoplamiento S5 se pasa a estado de conducción con un pequeño retardo. De este modo se garantiza también que el voltaje haya alcanzado el valor cero a través del conmutador de acoplamiento S5 en la puesta en estado de conducción, cuando el conmutador semiconductor S2, debido a una activación imprecisa, se haya pasado a estado de conducción demasiado pronto. Los estados de conmutación de los conmutadores semiconductores S3 y S4 del semipunto de salida 202 no se modifican durante la fase de transición I → II.

En la fase II, el conmutador semiconductor superior S1 del semipunto de entrada 201 está en estado de no conducción, y el conmutador semiconductor inferior S2 está en estado de conducción. El estado de conmutación de la etapa de salida 202 no se ha modificado con respecto a la fase I, de modo que el semipunto de entrada 201 y el semipunto de salida 202 en la fase II se encuentran en el mismo estado de conmutación. El conmutador de acoplamiento S5 en la fase II se hace funcionar en estado de conducción.

La corriente de entrada  $i_{L1}$  aumenta en la fase II partiendo de su valor mínimo  $i_{L1,min}$ , y alcanza su valor máximo  $i_{L2,max}$  al final de la fase II. La pendiente de la corriente  $i_{L1}$  durante la fase II asciende a  $di_{L1}/dt = U_E/L_1$ . La corriente  $i_{L2}$  disminuye adicionalmente en la fase II, y al final de la fase II alcanza su valor mínimo  $i_{L2,min}$ . La pendiente de la corriente  $i_{L2}$  asciende a este respecto tal como en la fase I a  $di_{L2}/dt = -U_A/L_2$ . En el punto medio M1 del semipunto de entrada 201 se ramifica la corriente  $i_{L1}$  en una rama en la que fluye a través del conmutador semiconductor superior S2, y una rama en la que fluye a través del conmutador de acoplamiento S5 hacia el punto medio M2 de la etapa de salida 202. A este respecto se reduce la magnitud de la intensidad de corriente  $i_{S4}$  de la corriente que fluye a través del conmutador semiconductor S4 en la magnitud de la corriente  $i_{S5}$  que fluye a través del conmutador de acoplamiento S5. Tal como puede reconocerse en el diagrama de la figura 3, a este respecto la corriente que fluye a través del conmutador de acoplamiento S5, que contribuye al transporte de potencia desde el semipunto de entrada hasta el semipunto de salida, aumenta durante la fase II. La corriente corriente  $i_{S5}$  que fluye a través del conmutador de acoplamiento S5 contribuye al transporte de desde el lado de entrada hasta el lado de salida. Éste reduce la magnitud de la corriente negativa  $i_{S4}$  que fluye a través del conmutador semiconductor S4 y la magnitud de la corriente  $i_{S2}$  que fluye a través del conmutador semiconductor S2, que durante la mayor parte de la fase II es positiva. En conjunto, de esta manera, se reducen las pérdidas de potencias que se generan durante la fase II en el interruptor periódico.

Al final de la fase II, los conmutadores semiconductores superiores S2 y S4 del semipunto de entrada 201 y del semipunto de salida 202 se pasan a estado de no conducción. Las capacidades C1-C4 conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores S1-S4 descargan el proceso de desconexión y permiten una puesta en estado de no conducción suave de los conmutadores semiconductores S2 y S4. Durante la siguiente fase de conmutación II → III la corriente  $i_{L1} - i_{L2}$  recarga las capacidades C1-C4. A este respecto se descarga la capacidad C1, tal como se explicó anteriormente, y se carga capacidad C2. Del mismo modo, se descarga la capacidad C3, y se carga la capacidad C4. De este modo, el potencial eléctrico en el punto medio M1 del semipunto de entrada 201 o en el punto medio M2 de la etapa de salida 202, aumenta hasta el potencial eléctrico del carril de voltaje superior 204, es decir, hasta el potencial de circuito intermedio superior. Cuando éste se ha alcanzado, el diodo D1 conectado de manera anti-paralela al conmutador semiconductor S1 así como el diodo D3 conectado de manera anti-paralela al conmutador semiconductor S3 se convierten al estado de conducción y los conmutadores semiconductores S1 y S3 pueden pasarse a estado de conducción mediante una conmutación a voltaje cero. El conmutador de acoplamiento S5 se deja durante la fase de transición II → III y durante la siguiente fase III en estado de conducción.

En la fase III, los conmutadores semiconductores superiores S1 y S3 del semipunto de entrada 201 y de la etapa de salida 202 están en estado de conducción, mientras que los conmutadores semiconductores inferiores S2 y S4 están en estado de no conducción. El conmutador de acoplamiento S5 en la fase III está abierto.

La corriente  $i_{L1}$  disminuye en la fase III, partiendo de su valor máximo  $i_{L1,max}$ . Tal como en la fase I, esto se produce con la pendiente negativa  $di_{L1}/dt = (U_E - U_{DC})/L1$ . La corriente  $i_{L2}$  aumenta en la fase III partiendo de su valor mínimo  $i_{L2,min}$  hasta su valor máximo  $i_{L2,max}$ . La pendiente de la corriente  $i_{L2}$  asciende a este respecto a  $di_{L2}/dt = (U_{DC} - U_A)/L2$ . Tal como puede deducirse del diagrama de la figura 3, la corriente  $i_{S5}$  que fluye a través del conmutador de acoplamiento S5 en la fase III es positiva y disminuye. Tal como en la fase II, esta corriente contribuye al transporte de potencia desde semipunto de entrada 201 hasta el semipunto de salida 202 y reduce las pérdidas de potencia.

Al final de la fase III, el conmutador semiconductor superior S3 del semipunto de salida 202 así como el conmutador de acoplamiento S5 se pasan a estado de no conducción. El proceso de paso a estado de no conducción se descarga mediante las capacidades C3 y C4 conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores S3 y S4 del semipunto de salida 202 y la capacidad C5 conectada en paralelo al conmutador de acoplamiento S5, mediante lo cual se consigue una puesta en estado de no conducción suave del conmutador semiconductor S3. Durante la fase de conmutación III  $\rightarrow$  I, la corriente positiva  $i_{L2}$  recarga las capacidades C3 y C4 así como C5, de modo que el potencial eléctrico en el punto medio M2 del semipunto de salida 202 disminuye hasta el potencial eléctrico del carril de voltaje inferior 204. A este respecto se descarga la capacidad C4, y se cargan las capacidades C3 y C5. Si el voltaje a través del conmutador semiconductor S4 alcanza el valor cero, el diodo D4 conectado de manera anti-paralela al conmutador semiconductor S4 se convierte en el estado de conducción y el conmutador semiconductor S4 puede pasarse a estado de conducción mediante conmutación a voltaje cero. El conmutador semiconductor superior S1 del semipunto de entrada 201 permanece en estado de conducción durante la fase de transición III  $\rightarrow$  I y el conmutador semiconductor inferior S2 de la etapa de entrada permanece en estado de no conducción. Por lo tanto, el interruptor periódico después de la puesta en estado de conducción del conmutador semiconductor S4, ha pasado a la fase I ya descrita anteriormente.

Tal como se explica a partir de la representación anterior del modo de funcionamiento del convertidor CC/CC representado en la figura 2, el diodo libre D4 conectado de manera anti-paralela al conmutador semiconductor S4 conduce cuando el conmutador semiconductor S4 está abierto. Por lo tanto, el conmutador semiconductor inferior S4 del semipunto de salida 202 y el diodo libre D4 conectado de manera anti-paralela, tal como se representa en el esquema de la figura 4, puede sustituirse por un diodo D4'. De este modo se reduce en particular el número de los conmutadores semiconductores a conmutar y se simplifica la activación del interruptor periódico, de modo que ésta puede producirse de manera económica y puede hacerse funcionar de manera sencilla.

Adicional o alternativamente es también posible sustituir el conmutador semiconductor S1 y diodo libre D1 conectado de manera anti-paralela por un diodo D1', tal como está ilustrado en el esquema de la figura 5. Debido al efecto de válvula del diodo D1', la corriente de entrada  $i_{L1}$  en esta disposición de circuito no puede volverse sin embargo negativa. Por lo tanto, el conmutador semiconductor inferior S2 del semipunto de entrada ya no puede pasarse a estado de conducción mediante una conmutación a voltaje cero. No obstante, es posible una conmutación a corriente cero durante la puesta en estado de conducción del conmutador semiconductor S2, mediante lo cual se reducen igualmente las pérdidas de paso a estado de conducción. Mediante la sustitución del conmutador semiconductor S1 por el diodo D1' se simplifica igualmente el número de los conmutadores semiconductores a conmutar y se simplifica la activación del interruptor periódico.

En el caso del funcionamiento descrito anteriormente del interruptor periódico representado en la figura 2 en el punto de trabajo seleccionado a modo de ejemplo, la corriente de salida  $i_{L2}$  del semipunto de salida 202 se ajusta de modo que presenta un valor mínimo positivo  $i_{L2,min}$ . Esto lleva a que la corriente  $i_{L2}$  durante la conmutación desde el carril de voltaje inferior 204 hasta el carril de voltaje superior 203, debido a su dirección y magnitud, no es adecuada para recargar las capacidades C3 y C4 de tal manera que el voltaje a través del conmutador semiconductor S3 a pasar a estado de conducción disminuya hasta el valor cero, que sería necesario para una puesta en estado de conducción suave. Un proceso de conmutación con una puesta en estado de conducción del conmutador semiconductor S3 mediante conmutación a voltaje cero debe respaldarse por lo tanto por la corriente  $i_{L1}$ , que se conduce a través del conmutador de acoplamiento S5 hasta el punto medio M2 del semipunto de salida 202. Dado que para la activación del conmutador de acoplamiento S5 es válida la ecuación (6), en este caso, en a continuación se denomina caso 1, la conmutación de la corriente  $i_{L2}$  desde el conmutador semiconductor inferior S4 del semipunto de salida 202 hasta el conmutador semiconductor superior S3 se sincroniza con la conmutación de la corriente  $i_{L1}$  desde el conmutador semiconductor inferior S2 del semipunto de entrada 201 hasta el conmutador semiconductor superior S1. La corriente  $i_{L1} - i_{L2}$  que provoca a este respecto la recarga necesaria de las capacidades C1-C4, que adopta durante esta fase de conmutación aproximadamente el valor  $i_{L1,max} - i_{L2,min}$ , debe a este respecto ser suficientemente positiva para descargar las capacidades C1 y C3 conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores superiores S1 y S3 y para cargar las capacidades C2 y C4 conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores inferiores S2 y S4. Si la corriente que debe existir durante la puesta en estado de no conducción de un conmutador semiconductor Si, para recargar las capacidades relevantes de tal manera que un voltaje a través del otro conmutador semiconductor de un semipunto adopte el valor cero durante un proceso de conmutación den, designándose con  $I_m(Si)$ , entonces será válido aproximadamente:

$$i_{L1,max} > i_{L2,min} + I_m(S2) + I_m(S4) \quad (7)$$

Un funcionamiento del semipunto de entrada 201 según el procedimiento de polos resonantes se garantiza a este respecto de manera correspondiente a la ecuación (4), cuando se cumple:

$$i_{L1,min} < -I_m(S1) \quad (8)$$

5 Igualmente, en un punto de trabajo, puede aparecer la situación de que el valor máximo  $i_{L2,max}$  de la corriente  $i_{L2}$  que aparece durante la conmutación de la corriente  $i_{L2}$  desde el conmutador semiconductor superior S3 del semipunto de salida 202 hasta el conmutador semiconductor inferior S4 del semipunto de salida 202 no sea suficientemente positivo para recargar las capacidades C3 y C4 de tal manera que el voltaje a través del conmutador semiconductor S4 a pasar a estado de conducción disminuye hasta el valor cero. En este caso, que se denomina en lo sucesivo caso 2, la corriente  $i_{L1}$  durante el proceso de conmutación se conduce a través del conmutador de acoplamiento S5 hacia el punto medio M2 del semipunto de salida 202, para respaldar el proceso de conmutación y permitir una puesta en estado de conducción del conmutador semiconductor S4 mediante conmutación a voltaje cero. Para conseguir esto teniendo en cuenta la regla de activación indicada en la ecuación (6) para el conmutador de acoplamiento S5, se sincroniza en este caso la conmutación de la corriente  $i_{L2}$  desde el conmutador semiconductor superior S3 del semipunto de salida 202 hasta el conmutador semiconductor inferior S4 con la conmutación de la corriente  $i_{L1}$  desde el conmutador semiconductor superior S1 del semipunto de entrada 201 hasta el conmutador semiconductor inferior S2. La corriente  $i_{L1} - i_{L2}$  que provoca la recarga necesaria de las capacidades C1-C4, que adopta aproximadamente el valor  $i_{L1, min-i_{L2,max}}$  durante esta fase de conmutación, debe a este respecto ser suficientemente negativa para descargar las capacidades C2 y C4 conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores inferiores S2 y S4 y cargar las capacidades C1 y C3 conectadas en paralelo a los conmutadores semiconductores superiores S1 y S3. Para ello, el valor mínimo  $i_{L1,min}$  de la corriente  $i_{L1}$  debe ser suficientemente más pequeño que el valor máximo  $i_{L2,max}$  de la corriente  $i_{L2}$ . Aproximadamente debe ser válido en particular:

$$i_{L1,min} < i_{L2,max} - I_m(S1) - I_m(S3) \quad (9)$$

Para garantizar un funcionamiento del semipunto de entrada 201 según el procedimiento de polos resonantes, debe ser válido aproximadamente:

$$25 \quad i_{L1,max} > I_m(S2) \quad (10)$$

El acoplamiento descrito en el ejemplo de un interruptor periódico entre un semipunto de entrada 201 y un semipunto de salida 202 a través de un conmutador de acoplamiento S5 puede utilizarse con las mismas ventajas también en circuitos convertidores y otros circuitos convertidores de corriente.

30 En la figura 6 se ilustra una configuración de un circuito convertidor trifásico correspondiente, con el que puede convertirse un voltaje continuo de entrada  $U_E$  en tres voltajes de salida  $U_1, U_2, U_3$  distintos o un voltaje alterno trifásico. Los elementos constructivos de este circuito están realizados de la manera descrita anteriormente tal como en el caso del interruptor periódico representado en la figura 2s.

35 La etapa de salida 211 del circuito convertidor comprende en esta configuración tres semipuntos de salida 202a..c conectados en paralelo, que pueden conectarse entre el carril de voltaje superior 203 y el carril de voltaje inferior 204 en paralelo a la capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$ . Los semipuntos de salida 202a..c comprenden a este respecto en cada caso un conmutador semiconductor superior S3x y un conmutador semiconductor inferior S4x, entre los que se encuentra el punto medio M2x del semipunto de salida 202x ( $x = a,b,c$ ). Los puntos medios M2a..c están unidos a través de en cada caso una inductancia L2x con una conexión 212x de una red de corriente trifásica, en cuyo caso puede tratarse por ejemplo de una red de corriente trifásica. A los conmutadores semiconductores S3a..c y S4a..c de los semipuntos de salida están conectados de manera anti-paralela diodos libres D3a..c y D4a..c así como capacidades C3a..c y C4a..c en paralelo. Para el alisado de los voltajes de salida  $U_1, U_2$  y  $U_3$  están previstas capacidades de alisado  $C_{Aa..c}$ , que en la configuración representada de la disposición de circuito están unidas con el carril de voltaje inferior 204.

45 La etapa de entrada 213 consiste así mismo en tres semipuntos de entrada 201 a..c conectados en paralelo, que están conectados entre el carril de voltaje superior 203 y el carril de voltaje inferior 204. Los semipunto de entrada 201a..c comprenden en cada caso el conmutador semiconductor superior S1x y el conmutador semiconductor inferior S2x, estando conectados a los conmutadores semiconductores S1x y S2x de manera anti-paralela diodos libres D1x y D2x así como capacidades C1x y C2x en paralelo ( $x = a,b,c$ ). Los puntos medios M1a..c que se encuentran entre los conmutadores semiconductores S1a..c y S2a..c de los semipuntos de entrada 201a..c están unidos en cada caso a través de una inductancia L1x con el polo 205 del voltaje de entrada  $U_E$ . El carril de voltaje inferior 204 está unido con el segundo polo 206 del voltaje de entrada  $U_E$ . Para respaldar el voltaje de entrada  $U_E$  está prevista una capacidad  $C_E$ .

Los puntos medios M1 a..c de los semipuentes de entrada 201 a..c están unidos en cada caso a través de un conmutador de acoplamiento S5x con capacidad C5x conectada en paralelo con el punto medio M2x de un semipuerto de salida 205x asociado. Los conmutadores de acoplamiento S5x están realizados de manera bidireccional en la forma de realización ilustrada en la figura 6.

- 5 Es evidente que el circuito convertidor representado en la figura 6 se compone de tres circuitos de interruptor periódico del tipo ilustrado en la figura 2, perteneciendo los componentes con el mismo índice a, b o c a un circuito de este tipo. Los circuitos de interruptor periódico individuales se hacen funcionar a este respecto en sí de la manera descrita anteriormente. Los tres semipuentes de salida 202a..c forman un convertidor trifásico y se activan según un procedimiento de control correspondiente. En particular la activación tiene lugar a este respecto por medio de un procedimiento de modulación conocido por el experto para la modulación del voltaje de salida U1, U2 y U3 o de las corrientes de salida  $i_{L2a..c}$  de los semipuentes de salida 202a..c. En el funcionamiento de islote del convertidor se efectúa a este respecto una regulación del voltaje. Cuando por medio del convertidor se alimenta una red de corriente trifásica, entonces tiene lugar preferentemente una regulación de corriente. En una configuración la activación de los semipuentes de salida 202a..c tiene lugar por ejemplo modulada en ancho de pulso por medio de la modulación por vector espacial conocida por el experto.

Para garantizar una conmutación suave de los semipuentes de entrada y de los semipuentes de salida, tiene lugar una activación para el conmutador semiconductor S5x entre un semipuerto de entrada 201x y el semipuerto de salida 202x asociado de manera análoga a la ecuación (6) según:

$$S5x = S1x \cdot S3x + \overline{S1x} \cdot \overline{S3x} \quad (11)$$

- 20 La sincronización del semipuerto de entrada 201 x y del semipuerto de salida 202x asociado tiene lugar así mismo de la manera descrita anteriormente, para garantizar que los conmutadores semiconductores S3x y S4x del semipuerto de salida pueden pasarse a estado de conducción mediante conmutación a voltaje cero. Las frecuencias de los semipuentes de entrada 201 a..c y de los semipuentes de salida 202a..c se seleccionan preferentemente iguales, y/o la frecuencia de los semipuentes de salida 202a..c se selecciona de modo que la frecuencia de los semipuentes de entrada 201 a..c sea un múltiplo entero de la frecuencia de los semipuentes de salida 202a..c. A este respecto, sin embargo los periodos de los semipuentes de salida 201a..c, que alimentan fases adyacentes del voltaje de salida trifásico, o los periodos de los semipuentes de entrada 201a..c asociados, pueden desplazarse entre sí un tercio de una duración de periodo, es decir 120° en la fase, para reducir la carga máxima de la capacidad de circuito intermedio.
- 25 Los valores mínimos y valores máximos aproximadamente necesarios de las corrientes de entrada  $i_{L1a..c}$  de los semipuentes de entrada 201 a..c resultan mediante combinación de las ecuaciones (7)-(10) dando

$$i_{L1x,\min} < \begin{cases} i_{L2x,\max} - I_m(S1x) - I_m(S3x) & , i_{L2x,\max} < I_m(S3) \\ -I_m(S1x) & , i_{L2x,\max} > I_m(S3) \end{cases} \quad (12)$$

$$i_{L1x,\max} > \begin{cases} I_m(S2x) & , i_{L2x,\min} < -I_m(S4) \\ i_{L2x,\min} + I_m(S2x) + I_m(S4x) & , i_{L2x,\min} > -I_m(S4) \end{cases} \quad (13)$$

- 35 Estos valores pueden ajustarse en particular con el uso de la ecuación (5) mediante la elección adecuada de las frecuencias de los semipuentes de entrada 201 a..c o de los semipuentes de salida 202a..c. Las filas superiores en de las distinciones de casos efectuadas en las ecuaciones (12) y (13) sirven para el caso 1 descrito anteriormente y las filas inferiores para el caso 2 descrito anteriormente.

- A modo de ejemplo, se representan en la figura 7 para un semipuerto de salida 202x del circuito convertidor, los transcurros temporales para el valor medio  $i_{L2x,avg}$ , el valor máximo  $i_{L2x,\max}$  así como el valor mínimo  $i_{L2x,\min}$  durante una duración de periodo T de la corriente de salida  $i_{L2x}$ , que resultan con una activación de los semipuentes de salida 202a..c por medio de la modulación por vector espacial. Así mismo están representados, para la corriente de entrada  $i_{L1x}$  del semipuerto de entrada 201x unido a través de un conmutador de acoplamiento S5x con el semipuerto de salida 202x, el valor medio  $i_{L1x,avg}$ , el valor máximo  $i_{L1x,\max}$  y el valor mínimo  $i_{L1x,\min}$ .

- 45 En las zonas A, el semipuerto de salida 202x y el semipuerto de entrada 201x asociada trabajan de manera correspondiente al caso 1 descrito anteriormente. En la zona B tiene lugar, debido a un pequeño valor de  $i_{L2x,\max}$ , una activación de manera correspondiente al caso 2 mencionado anteriormente. Por lo tanto en la zona B disminuye el valor medio de la corriente de entrada  $i_{L1x}$  e incluso de vuelve negativo durante un corto tiempo en el punto de trabajo considerado. De este modo se reduce la eficiencia de la transferencia de energía desde el semipuerto de entrada 201x hasta el semipuerto de salida 202x.

Esto puede evitarse mediante la denominada modulación flat-top de 120°, en sí conocida, que se describe por ejemplo en H. van der Broeck, "Analysis of Harmonics in Voltage Fed Inverter Drives caused by PWM Schemes with Discontinuous Switching Operation", EPE, Florencia, 1991. La modulación flat-top de 120° se caracteriza porque en cada caso, un semipunto de salida 202x durante un tercio de la duración de periodo de los voltajes o corrientes de salida del convertidor no se conecta, sino que, o bien el conmutador semiconductor superior S3x de este semipunto de salida 202x se pasa a estado de conducción y el punto medio M2x de este semipunto de salida 202x se une con el carril de voltaje superior 203, o bien el conmutador semiconductor inferior S4x de este semipunto de salida 202x está en estado de conducción y el punto medio M2x del semipunto de salida 202x se une con el carril de voltaje inferior 204. Como aquel semipunto de salida 202x, que no se conecta, se selecciona a este respecto en cada caso el semipunto de salida 202x que proporciona la menor tensión entre fases. Esto corresponde a la elección de un sistema cero mínimo.

Mediante una activación modulada en la duración de pulso de los semipuntos de salida 202a..c del circuito convertidor de manera correspondiente a la modulación flat-top de 120° se evita en gran medida el problema mencionado anteriormente, y se aumenta la eficacia de la transferencia de energía. El motivo de ello es que el caso 2 mencionado anteriormente, en una modulación de este tipo, sólo aparece durante una breve duración de tiempo durante la duración de periodo de los voltajes de salida Ux o corrientes de salida  $i_{L2x}$ . Durante la parte ampliamente restante de la duración de periodo, en la que el caso 2 se produciría para un semipunto de salida 202x, este semipunto no tiene que conectarse concretamente. A modo de ejemplo esto se ilustra en el diagrama en la figura 8, en el que para el semipunto de salida 202x del circuito convertidor se representan los transcurros temporales para el valor medio  $i_{L2x,avg}$ , el valor máximo  $i_{L2x,max}$  así como el valor mínimo  $i_{L2x,min}$  de la corriente de salida  $i_{L2x}$ . Así mismo, para la corriente de entrada  $i_{L1x}$  del semipunto de entrada 201x unido a través de un conmutador de acoplamiento S5x con el semipunto de salida 202x, están representados los transcurros temporales del valor medio  $i_{L1x,avg}$ , del valor máximo  $i_{L1x,max}$  y del valor mínimo  $i_{L1x,min}$ . En el diagrama, las inclinaciones negativas corresponden a los valores de  $i_{L1x,avg}$ ,  $i_{L1x,max}$  y  $i_{L1,min}$  en las zonas D de una activación del semipunto de salida 202x y del semipunto de entrada 201x asociado según el caso 2. La zona C es el intervalo flat-top, en el que el semipunto de salida 202x no se conecta, y las zonas A corresponden a su vez a una activación del semipunto de salida 202x y del semipunto de entrada 201 x asociado de manera correspondiente al caso 1.

Durante la activación del semipunto de salida 202x y del semipunto de entrada 201 x asociado según el caso 2, la corriente de carga  $i_{L1x}$  reduciría la capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$ , lo que se evita mediante una regulación adecuada.

En el caso de una activación de los semipuntos de salida 202a..c según el procedimiento flat-top de 120° se producen, tal como se explicó anteriormente, sólo breves irrupciones. Éstas se compensan en una configuración mediante un breve aumento de la corriente de entrada media  $i_{L1y}$  del otro semipunto de entrada 201y. Para esta configuración están representados en el diagrama de la figura 9, los transcurros temporales para el valor medio  $i_{L2x,avg}$ , el valor máximo  $i_{L2x,max}$  así como el valor mínimo  $i_{L2x,min}$  de la corriente de salida  $i_{L2x}$  para el semipunto de salida 202x del circuito convertidor. Así mismo, para la corriente de entrada  $i_{L1x}$  del semipunto de entrada unido a través de un conmutador de acoplamiento con el semipunto de salida, están representados los transcurros temporales del valor medio  $i_{L1x,avg}$ , del valor máximo  $i_{L1x,max}$  y del valor mínimo  $i_{L1x,min}$ . Las inclinaciones positivas en los bordes de los valores de corriente de entrada corresponden a este respecto al breve aumento de la corriente de entrada media  $i_{L1x}$  del semipunto de entrada 201x para la compensación de una irrupción de una corriente de carga  $i_{L1y}$  proporcionada por un semipunto de entrada 201 y adicional. El aumento asciende a este respecto a la mitad de la reducción de la corriente  $i_{L1y}$  en el semipunto de entrada en cuestión; la otra mitad se proporciona por el tercer semipunto de entrada, cuya corriente de entrada se aumenta así mismo brevemente. En una forma de realización adicional, las corrientes de entrada medias  $i_{L2a..c}$  de los semipuntos de entrada 201 a..c pueden aumentarse a lo largo de toda la duración de periodo de los voltajes de salida U1, U2, U3, para efectuar la compensación.

En el caso de una activación del semipunto de salida 202x y del semipunto de entrada 201x asociado de acuerdo con el caso 2, a través del conmutador de acoplamiento S5x debe conducirse una corriente desde el punto medio M2x del semipunto de salida 202x hasta el punto medio M1x del semipunto de entrada 201x, mientras que fluye la corriente conducida en el caso de un funcionamiento según el caso 1 a través del conmutador de acoplamiento 205x desde el punto medio M1x del semipunto de entrada 205 hacia el punto medio M2x del semipunto de salida 202x. Dado que con una activación del circuito convertidor según el procedimiento flat-top de 120° sólo es necesario brevemente un funcionamiento según el caso 2, para garantizar una conmutación suave del semipunto de salida 202x, en una forma de realización del circuito convertidor se utilizan conmutadores de acoplamiento unidireccionales S5'a..c. Una disposición de circuito correspondiente con convertidor y conmutadores de acoplamiento unidireccionales S5'a..c en el lado de salida se ilustra este respecto en la figura 10. En esta disposición de circuito tiene lugar la conmutación de las corrientes de salida  $i_{L2a..c}$  desde los conmutadores semiconductores superiores S3a..c hasta los conmutadores semiconductores inferiores S4a..c de los semipuntos de salida 202a..c durante cada periodo de los voltajes de salida U1, U2, U3 dos veces durante un breve tiempo en el marco de un proceso de conmutación de conmutación dura. Debido al breve funcionamiento de conmutación dura, las pérdidas de conmutación en la disposición de circuito representada en la figura 9 son mayores que en la disposición de circuito representada en la figura 6, descrita anteriormente. En el otro lado, se simplifica la activación mediante el uso de conmutadores de acoplamiento unidireccionales S5'a..c y con ello se configura de manera más económica.

Una configuración adicional de una disposición de circuito convertidor se ilustra en la figura 11 por medio de un esquema de conexiones. Esta disposición de circuito corresponde a la disposición de circuito representada en la figura 10 con la diferencia de que en lugar de tres semipuentes de entrada 201 a..c está previsto únicamente un semipuerto de entrada 201, que está unido a través de la inductancia  $L_1$  con el polo 205 del voltaje de entrada  $U_E$ . Los puntos medios  $M_{2a..c}$  de los semipuentes de salida 202a..c están unidos a este respecto en cada caso a través de un conmutador de acoplamiento unidireccional  $S'_{5a..c}$  con el punto medio  $M_1$  del semipuerto de entrada 201.

Las frecuencias, con las que se conectan el semipuerto de entrada 201 y los semipuentes de salida 202a..c en el circuito convertidor ilustrado en la figura 10, son preferentemente iguales, y/o la frecuencia de los semipuentes de salida 202a..c se selecciona de modo que la frecuencia del semipuerto de entrada 201 sea un múltiplo entero de la frecuencia de los semipuentes de salida 202a..c. Así mismo, los periodos de conmutación de los semipuentes de salida 202a..c están sincronizados con los periodos de conmutación del semipuerto de entrada 201. La ondulación de la corriente de entrada  $i_{L1}$  del semipuerto de entrada se ajusta en esta disposición de circuito preferentemente de modo que el valor mínimo  $i_{L1,min}$  sea positivo. De este modo no es posible pasar a estado de conducción el conmutador semiconductor inferior  $S_2$  del semipuerto de entrada 201 durante la conmutación de la corriente de entrada  $i_{L1}$  desde el conmutador semiconductor superior  $S_1$  hasta el conmutador semiconductor inferior  $S_2$  mediante una conmutación a voltaje cero. Por lo tanto el elemento de conmutación superior del semipuerto de entrada 201 se realiza de manera análoga a la disposición de circuito representada en la figura 5 preferentemente como un diodo  $D_1'$ . En una configuración se trata, a este respecto, de un diodo de SiC, que presenta la ventaja de bajas pérdidas de conmutación. Mediante el uso de un diodo de este tipo pueden mantenerse relativamente bajas por lo tanto las pérdidas de conmutación a pesar del proceso de conmutación duro. Por lo demás, la disposición de circuito trabaja de manera análoga a la disposición de circuito representada en la figura 10, descrita anteriormente, uniéndose los puntos medios  $M_{2a..c}$  de los semipuentes de salida 202a..c a través de los conmutadores de acoplamiento  $S'_{5a..c}$  asociados a los semipuentes de salida 202a..c con el único semipuerto de entrada 201, en lugar de con el semipuerto de entrada 205a..c asociado. Mediante el uso de un único semipuerto de entrada 201, pueden simplificarse claramente el convertidor y su activación. Así mismo, puede reducirse la ondulación de la corriente de entrada  $i_{L1}$  del semipuerto de entrada 201 en esta configuración del circuito convertidor, mediante lo cual pueden reducirse las pérdidas de potencia.

El conmutador de acoplamiento  $S_{5x}$  asociado a un semipuerto de salida 202x se hace funcionar, en el caso de una corriente de salida positiva  $i_{L2x}$  del semipuerto de salida 202x, en estado de conducción, cuando la corriente de salida  $i_{L2x}$  del semipuerto de salida 202x conmuta desde el carril de voltaje inferior 204 hasta el carril de voltaje superior 203. De este modo se garantiza una puesta en estado de conducción suave del conmutador semiconductor superior  $S_{3x}$  y una puesta en estado de no conducción suave del conmutador semiconductor inferior  $S_{4x}$ . En el caso de una corriente de salida negativa  $i_{L2x}$  del semipuerto de salida 202x, el conmutador de acoplamiento  $S_{5x}$  asociado se hace funcionar en estado de conducción cuando la corriente de salida  $i_{L2x}$  del semipuerto de salida 202x conmuta desde el carril de voltaje superior 203 hasta el carril de voltaje inferior 204, para garantizar una puesta en estado de conducción suave del conmutador semiconductor inferior  $S_{4x}$  y una puesta en estado de no conducción suave del conmutador semiconductor superior  $S_{3x}$ . Las corrientes que fluyen a través del conmutador de acoplamiento  $S_{5x}$  tienen distintos signos en los dos casos mencionados anteriormente, por lo tanto, en el funcionamiento de conmutación completamente suave del convertidor que se compone de los semipuentes de salida 202a..c, son necesarios conmutadores de acoplamiento bidireccionales  $S_{5a..c}$ .

Una sincronización de los semipuentes de salida 202a..c y del semipuerto de entrada 201 se efectúa en la disposición de circuito ilustrada en la figura 11, de la manera descrita anteriormente, es decir, los conmutadores de acoplamiento  $S_{5a..c}$  están en estado de conducción, cuando tanto los conmutadores semiconductores superiores  $S_{3a..c}$  de los semipuentes de salida 202a..c como el diodo  $D_1'$  del semipuerto de entrada están conectados en estado de conducción. Para ello se seleccionan con la misma fase los periodos de conmutación de los semipuentes de salida 202a..c.

En la figura 12 está ilustrada una configuración adicional de un circuito convertidor trifásico. La etapa de salida 211 de esta disposición de circuito corresponde a las etapas de salida 211 de los circuitos convertidores descritos anteriormente y comprende una disposición de semipuentes de salida 202a..c que están conectados en paralelo a la capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$  entre el carril de voltaje superior 203 y el carril de voltaje inferior 204. Los puntos medios  $M_{2a..c}$  de los semipuentes de salida 202a..c están unidos a través de en cada caso una inductancia  $L_{2x}$  con las conexiones 212a..c de una red de corriente trifásica. Los semipuentes de salida 202a..c se activan a este respecto en el funcionamiento de convertidor.

La etapa de entrada 213 de la disposición de circuito convertidor comprende dos semipuentes de entrada 201a,b conectados en paralelo del tipo descrito anteriormente, que están conectados entre el carril de voltaje superior 203 y el carril de voltaje inferior 204 en paralelo a la capacidad de circuito intermedio  $C_{DC}$ . Los puntos medios  $M_{1a..b}$  de los semipuentes de entrada están unidos en cada caso a través de una inductancia  $L_{1a,b}$  con un polo 205, 206 de un voltaje de entrada  $U_E$ . Para respaldar el voltaje de entrada  $U_E$  está prevista a su vez una capacidad  $C_E$  conectada en paralelo al voltaje de entrada  $U_E$ .

El semipuerto de entrada 201 a, cuyo punto medio  $M_1$  a está unido con el polo 205 que se encuentra a mayor potencial eléctrico del voltaje de entrada  $U_E$ , trabaja en la disposición de circuito representada en el modo de

convertidor elevador, mientras que el semipunte de entrada 201a, cuyo punto medio M1b está unido con el otro polo 206 del voltaje de entrada  $U_E$ , trabaja en el modo de convertidor reductor. Ambos semipuentes de entrada 201 a, 201 b se hacen funcionar de la manera descrita anteriormente según el procedimiento de polos resonantes descrito anteriormente. Para alimentar potencia al circuito intermedio que consiste en la capacidad de circuito intermedio, a este respecto la corriente de entrada  $i_{L1a}$  del semipunte de entrada 201a en el centro es positiva y la corriente de entrada  $i_{L2b}$  del semipunte de entrada 201 b en el centro es negativa. Mediante una elección adecuada de las inductancias  $L1a$  y  $L1 b$  así como de la frecuencia de los semipuentes de entrada 201 a, 201 b se consigue a este respecto que el valor mínimo de la corriente de entrada  $i_{L1a}$ , que existe durante la conmutación de la corriente  $i_{L1a}$  desde el conmutador semiconductor superior S1a hasta el conmutador semiconductor inferior S2a del semipunte de entrada 201 a, sea suficientemente negativa para pasar a estado de conducción el conmutador semiconductor inferior S2a mediante conmutación a voltaje cero. Así mismo, el valor máximo de la corriente  $i_{L1b}$ , a la que se encuentra el conmutación de la corriente  $i_{L1b}$  desde el conmutador semiconductor inferior 201 b hasta el conmutador semiconductor superior 202b, se ajusta de modo que se hace suficientemente positiva para permitir una puesta en estado de conducción del conmutador semiconductor superior S1b mediante conmutación a voltaje cero. Las direcciones de las corrientes se seleccionan a este respecto tal como se ilustra en la figura 12 mediante flechas. Igualmente, los procesos de conmutación mencionados anteriormente pueden unirse también con una puesta en estado de conducción dura del conmutador semiconductor S2a o S1 b en cuestión. En este caso, la corriente de entrada  $i_{L1a}$  del semipunte de entrada 201a puede seleccionarse positiva de manera permanente, y la corriente de entrada  $i_{L1b}$  puede seleccionarse negativa de manera permanente. A este respecto, las ondulaciones de las corrientes de entrada  $i_{L1a}$  e  $i_{L1b}$  de los semipuentes de entrada 201a,b pueden seleccionarse pequeñas, mediante lo cual pueden utilizarse mayores inductancias  $L1a,b$  con menores pérdidas de potencia. Para, a este respecto, minimizar las pérdidas de conmutación que se generan en la puesta en estado de conducción dura, los conmutadores semiconductores S2a y S1 b y sus diodos libres conectados de manera anti-paralela, en una configuración, se sustituyen por diodos, en particular por diodos de SiC, que presentan bajas pérdidas de conmutación.

A través de una red de acoplamiento 222 están unidos los puntos medios M2a..c de los semipuentes de salida 202a..c con los puntos medios M1 a,b de los semipuentes de entrada 201 a..b. La red de acoplamiento 222 está construida de modo que los puntos medios M2a..c de los semipuentes de salida 202a..c estén unidos en cada caso con el punto medio M1a del semipunte de entrada 201a que trabaja en el modo de convertidor elevador a través de un conmutador de acoplamiento unidireccional S51x (x= a, b, c), que en estado de conducción permite un flujo de corriente (positivo) desde el punto medio M1a del semipunte de entrada 201 a hacia el punto medio M2x del semipunte de salida 202x en cuestión. Así mismo, los puntos medios M2a..c de los semipuentes de salida 202a..c están unidos en cada caso con el punto medio M1b del semipunte de entrada 201 b que trabaja en el modo de convertidor reductor a través de un conmutador de acoplamiento unidireccional S52x (x= a, b, c), que en estado de conducción permite un flujo de corriente (positivo) desde los puntos medios M2x del semipunte de salida 202x en cuestión hasta el punto medio M1a del semipunte de entrada 201 b. Las capacidades conectadas en paralelo a los conmutadores de acoplamiento S51 a..c y S52a..c no están representadas en la figura 12 por motivos de claridad.

Las frecuencias, con las que se conectan los semipunte de entrada 201 a,b y los semipuentes de salida 202a..c, se seleccionan iguales. Así mismo, los periodos de los semipuentes de entrada 201a,b y de los semipuentes de salida 202a..c están preferentemente sincronizados.

El semipunte de entrada 201 a que trabaja en el modo de convertidor elevador puede particular conducir corriente al punto medio M2x de un semipunte de salida 202x. Por lo tanto, un semipunte de salida 202x se hace funcionar en combinación con el semipunte de entrada según el caso 1 descrito anteriormente, cuando la corriente  $i_{L2x}$  durante la conmutación desde el conmutador semiconductor inferior S4x hasta el conmutador semiconductor superior S3x no es suficientemente negativa, para recargar las capacidades C3x y C4x, de tal manera que el voltaje a través del conmutador semiconductor S3x disminuye hasta el valor cero, que sería necesario para una puesta en estado de conducción suave. Siempre que este sea el caso, el conmutador de acoplamiento, en una configuración, S51x se hace funcionar de manera correspondiente a la ecuación

$$S51x = (S1a \cdot S3x) + (\overline{S1a} \cdot \overline{S3x}) \quad (14)$$

El conmutador de acoplamiento S52x permanece cerrado siempre que se cumpla la condición mencionada anteriormente. La conmutación mencionada anteriormente está sincronizada a este respecto con la conmutación de la corriente de entrada  $i_{L1a}$  del semipunte de entrada desde el conmutador semiconductor inferior S2a hasta el conmutador semiconductor superior S1a o el diodo correspondiente.

El semipunte de entrada 201 b que trabaja en el modo de convertidor reductor puede en particular evacuar corriente desde el punto medio M2x de un semipunte de salida 202x. Por lo tanto, se hace funcionar un semipunte de salida 202x en combinación con el semipunte de entrada según el caso 2 descrito anteriormente, cuando el valor máximo  $i_{L2,max}$  de la corriente  $i_{L2x}$  que aparece durante la conmutación de la corriente  $i_{L2x}$  desde el conmutador semiconductor superior S3x del semipunte de salida 202x hasta el conmutador semiconductor inferior S4x del semipunte de salida 202x no se suficientemente positivo para recargar las capacidades C3 y C4, de tal manera que

el voltaje a través del conmutador semiconductor S4 a pasar a estado de conducción disminuye hasta el valor cero. Siempre que este sea el caso, el conmutador de acoplamiento S52x se hace funcionar de manera correspondiente a la ecuación

$$S52x = (S2b \cdot S4x) + (\overline{S2b} \cdot \overline{S4x}) \quad (15)$$

5 El conmutador de acoplamiento S52x permanece cerrado, siempre que se cumpla la condición mencionada anteriormente. La conmutación mencionada anteriormente está sincronizada a este respecto con la conmutación de la corriente de entrada  $i_{L1b}$  del semipunto de entrada 201 b desde el conmutador semiconductor superior S1a hasta el conmutador semiconductor inferior S2a o el diodo correspondiente.

10 El convertidor representado en la figura 12 permite un funcionamiento de conmutación suave de todos los conmutadores semiconductores con el uso de un esquema de modulación aleatorio para la activación de los semipuntos de salida 202a..c. Así mismo se evita la reducción que aparece en el circuito convertidor representado en la figura 6 de la corriente de entrada media  $i_{L1a}$ .

15 Es común a los circuitos convertidores representados anteriormente que, debido a los modos de funcionamiento de conmutación suave, permiten una transferencia de energía muy eficiente. Así mismo, el voltaje de entrada puede variarse en un intervalo muy amplio. Por lo tanto, son adecuados especialmente para la alimentación de una energía generada en un generador fotovoltaico, una pila de combustible o una planta eólica en una red de corriente. Igualmente, el circuito puede alimentarse también mediante un generador o una batería. De manera ventajosa, con la disposición de circuito en particular puede suministrarse energía a un motor, por ejemplo un motor síncrono o asíncrono.

20 Con el uso de conmutadores de acoplamiento bidireccionales, las disposiciones de circuito pueden hacerse funcionar de manera bidireccional, es decir, la potencia puede transportarse tanto desde la etapa de salida hasta la etapa de entrada como a la inversa. De manera ventajosa, la disposición de circuito está realizada de modo que sea posible un funcionamiento bidireccional. En el caso de un funcionamiento bidireccional, los semipuntos de salida, que en las configuraciones descritas anteriormente trabajan como convertidor, pueden hacerse funcionar como  
25 rectificador.

En la figura 13 está representada una configuración de una disposición de circuito, que puede hacerse funcionar como convertidor, para convertir un voltaje alterno de entrada trifásico  $U_{ein1}$ ,  $U_{ein2}$ ,  $U_{ein3}$  en un voltaje alterno de salida trifásico  $U1$ ,  $U2$ ,  $U2$  con frecuencia y/o fase variable. La disposición de circuito corresponde al circuito convertidor mostrado en la figura 6, con la diferencia de que los puntos medios M1a..c de los semipuntos de entrada 201a..c  
30 están unidos en cada caso a través de una inductancia L1x con una fase 230a,b,c del voltaje alterno de entrada trifásico. La disposición de circuito puede hacerse funcionar a este respecto de manera análoga a la disposición de circuito representada en la figura 6, activándose los semipunto de entrada 201 a..c en el funcionamiento de rectificador.

35 El experto reconoce además que, de manera análoga a los circuitos convertidores trifásicos descritos anteriormente, pueden construirse también convertidores monofásicos. Como ejemplo está representado a este respecto el circuito convertidor representado en la figura 12, en la figura 14 en una realización como circuito convertidor monofásico. El convertidor monofásico se diferencia del convertidor representado en la figura 12 en que, en lugar de tres semipuntos de salida 202a..c, están previstos únicamente dos semipuntos de salida 202a,b, cuyos puntos medios están unidos a través de en cada caso una inductancia L2x con en cada caso una conexión de corriente alterna 223, 224. Los  
40 semipuntos de salida 202a,b se controlan a este respecto según un procedimiento de modulación adecuado conocido por el experto, para generar un voltaje alterno  $U_{A,AC}$  deseado.

## REIVINDICACIONES

1. Disposición de circuito para la conversión de un voltaje de entrada ( $U_E$ ) en un voltaje de salida ( $U_A$ )

- que comprende al menos un semipunto de salida (202) y al menos un semipunto de entrada (201), que están conectados en paralelo a una capacidad de circuito intermedio ( $C_{DC}$ ),

5 - en la que cada semipunto (201; 202) presenta un elemento de puente superior ( $S1, D1; C1; D1', C1; S3, D3, C3$ ), un elemento de puente inferior ( $S2, D2; C2; S4; D4, C4; D4', C4$ ) y un punto medio accesible ( $M1; M2$ ) entre el elemento de puente superior ( $S1, D1; C1; D1', C1; S3, D3, C3$ ) y el elemento de puente inferior ( $S2, D2; C2; S4; D4, C4; D4', C4$ ), comprendiendo los elementos de puente un circuito paralelo de un elemento de conmutación ( $S1, D1; D1'; S2, D2; S3, D3; S4, D4; D4'$ ) y una capacidad ( $C1; C2; C3; C4$ ),

10 - en la que una corriente ( $i_{L1}; i_{L2}$ ) que fluye a través del punto medio ( $M1; M2$ ) de un semipunto (201; 202) puede conmutarse mediante una conmutación de al menos un elemento de conmutación de los elementos de puente del semipunto (201; 202) desde el elemento de puente inferior hasta el elemento de puente superior y a la inversa,

15 - en la que el punto medio ( $M1$ ) del semipunto de entrada (201) está conectado a través de una inductancia de entrada ( $L1$ ) con una conexión de voltaje de entrada (205), y

- en la que el punto medio ( $M2$ ) del semipunto de salida (202) está conectado a través de una inductancia de salida ( $L2$ ) con una conexión de voltaje de salida (208),

**caracterizada porque** el punto medio ( $M1$ ) del semipunto de entrada (201) está conectado a través de un conmutador de acoplamiento ( $S5; S5'$ ) con el punto medio ( $M2$ ) del semipunto de salida (202).

20 2. Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1,

**caracterizada porque**

en el caso de una conmutación de la corriente que fluye a través del punto medio ( $M1; M2$ ) de un semipunto (201; 202) desde un primer elemento de puente hasta el segundo elemento de puente del semipunto (201; 202) los elementos de puente durante una fase de conmutación se hacen funcionar en un estado de bloqueo.

25 3. Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1 o 2,

**caracterizada porque**

el conmutador de acoplamiento ( $S5; S5'$ ), durante una conmutación de una corriente de salida ( $i_{L2}$ ) que fluye a través del punto medio ( $M2$ ) del semipunto de salida (202) hacia la inductancia de salida ( $L2$ ) desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de salida (202), se pasa a estado de conducción, cuando la corriente de salida ( $i_{L2}$ ) no es adecuada en cuanto su magnitud y/o signo, para provocar una descarga de la capacidad ( $C3; C4$ ) del segundo elemento de puente.

30 4. Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 3,

**caracterizada porque**

35 una corriente de entrada ( $i_{L1}$ ) que fluye durante la conmutación a través de la inductancia de entrada ( $L1$ ) hacia el punto medio ( $M1$ ) del semipunto de entrada (201) se ajusta de tal manera que una diferencia entre esta corriente de entrada ( $i_{L1}$ ) y la corriente de salida ( $i_{L2}$ ) sea adecuada en cuanto a su magnitud y signo, para provocar una descarga de la capacidad ( $C3; C4$ ) del segundo elemento de puente.

5. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,

**caracterizada porque**

40 el conmutador de acoplamiento ( $S5'$ ) se pasa a estado de no conducción, cuando tanto el elemento de puente superior ( $S1, D1; C1; D1', C1$ ) del semipunto de entrada (201) como el elemento de puente inferior ( $S4, D4; C4; D4', C4$ ) del semipunto de salida (202) se encuentran en un estado de conducción, o cuando tanto el elemento de puente inferior ( $S2, D2; C2$ ) del semipunto de entrada (201) como el elemento de puente superior ( $S3, D3, C3$ ) del semipunto de salida (202) se encuentran en un estado de conducción.

45 6. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,

**caracterizada porque**

el conmutador de acoplamiento ( $S5, S5'$ ) sólo se pasa a estado de conducción cuando los elementos de puente superiores ( $S1, D1; C1; D1', C1; S3, D3, C3$ ) del semipunto de entrada (201) y del semipunto de salida (202) se encuentran en cada caso en un estado de conducción o en un estado de bloqueo.

50 7. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,

**caracterizada porque**

55 una conmutación de la corriente de salida ( $i_{L2}$ ) que fluye desde el punto medio ( $M2$ ) del semipunto de salida (202) hacia la inductancia de salida ( $L2$ ) desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de salida (202), en la que el conmutador de acoplamiento ( $S5; S5'$ ) se pasa a estado de conducción, se sincroniza con la conmutación de la corriente de entradas ( $i_{L1}$ ) que fluye desde la inductancia de entrada ( $L1$ ) hacia el punto medio ( $M1$ ) del semipunto de entrada (201) desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de entrada (201), en la que la corriente de entrada ( $i_{L1}$ ) está ajustada de tal manera que la diferencia entre la corriente de entrada ( $i_{L1}$ ) y la corriente de salida ( $i_{L2}$ ) sea adecuada en cuanto a su

magnitud y signo, para provocar una descarga de la capacidad (C3; C4) del segundo elemento de puente del semipunto de salida.

8. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,  
**caracterizada porque**

5 una corriente que fluye desde la inductancia de entrada (L1) hacia el semipunto de entrada (201) se ajusta de modo que durante la conmutación desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de entrada (201) es adecuada en cuanto a su magnitud y/o su signo, para provocar durante la fase de conmutación una descarga de la capacidad (C1; C2) del segundo elemento de puente.

9. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,  
**caracterizada porque**

10 el semipunto de salida (202) se temporiza con una frecuencia, que es igual a la frecuencia del semipunto de entrada (201), y/o porque la frecuencia del semipunto de entrada (201) es un múltiplo entero de la frecuencia del semipunto de salida (202).

10. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,  
**caracterizada porque**

15 están previstos varios semipuntos de salida (202; 202a..c) conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio ( $C_{DC}$ ), que se hacen funcionar como un convertidor monofásico o polifásico.

11. Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 10,  
**caracterizada porque**

20 está previsto un funcionamiento bidireccional, pudiendo hacerse funcionar los semipuntos de salida (202; 202a..c; 202a,b) en un modo de funcionamiento como rectificador.

12. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,  
**caracterizada porque**

25 el número de los semipuntos de entrada (201) corresponde al número de los semipuntos de salida (202), estando conectados los puntos medios (M2) de los semipuntos de salida (202) en cada caso a través de un conmutador de acoplamiento (S5; S5') precisamente con un punto medio (M1) de un semipunto de entrada (201).

13. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,  
**caracterizada porque**

30 los puntos medios (M1) de los semipuntos de entrada (201) están unidos a través de en cada caso una inductancia de entrada (L1) con una conexión de voltaje de entrada (205).

14. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,  
**caracterizada porque**

35 los semipuntos de salida (202) conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio ( $C_{DC}$ ) están unidos a través de en cada caso un conmutador de acoplamiento (S5; S5') precisamente con un semipunto de entrada (201).

15. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,  
**caracterizada porque**

40 los semipuntos de salida (202a..c) que forman el convertidor se activan conforme a una modulación flat-top de 120°, de modo que los elementos de puente en cada caso de un semipunto de salida (202a; 202b; 202c) no se conectan durante un tercio del periodo de la corriente de salida media ( $i_{L2a}$ ;  $i_{L2b}$ ;  $i_{L2c}$ ) del semipunto de salida (202).

16. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores,  
**caracterizada porque**

45 están previstos dos semipuntos de entrada (201a,b) conectados eléctricamente en paralelo a la capacidad de circuito intermedio ( $C_{DC}$ ), cuyos puntos medios (M1a,b) están conectados en cada caso a través de una inductancia de entrada (L1a,b) a un polo (205; 206) del voltaje de entrada ( $U_E$ ), trabajando un primer semipunto de entrada (201 a) en el modo de convertidor elevador y un segundo semipunto de entrada (201 b) en el modo de convertidor reductor, y estando unido el punto medio (M2) del semipunto de salida (202) a través de en cada caso un conmutador de acoplamiento (S51; S52) con los puntos medios (M1a,b) de los semipuntos de entrada (201a,b).

17. Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 16,  
**caracterizada porque**

50 uno de los conmutadores de acoplamiento (S51; S52) durante una conmutación de una corriente de salida ( $i_{L2}$ ) que fluye a través del punto medio (M2) del semipunto de salida (202) en la dirección de la inductancia de salida (L2), desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de puente del semipunto de salida (202) se pasa a estado de conducción, en caso de que la corriente de salida ( $i_{L2}$ ) no sea adecuada en cuanto a la magnitud y/o dirección, para provocar una descarga de la capacidad (C3; C4) del segundo elemento de puente.

18. Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 16 o 17,  
**caracterizada porque**

se pasa a estado de conducción aquel conmutador de acoplamiento (S51; S52) que une el punto medio (M2) del semipunto de salida (202) con el punto medio (M1a; M1b) del semipunto de entrada (201; 201 b), el cual se selecciona de tal modo que la corriente de entrada ( $i_{L1a}$ ;  $i_{L1b}$ ) que fluye durante la conmutación a través de la inductancia de entrada (L1a; L1b) del semipunto de entrada (201; 201b) hacia el punto medio (M1a; M1b) del semipunto de entrada (201 a; 201 b) se ajusta de modo que una diferencia entre esta corriente de entrada ( $i_{L1a}$ ;  $i_{L1b}$ ) y la corriente de salida ( $i_{L2}$ ) sea adecuada para provocar una descarga de la capacidad (C3; C4) del segundo elemento de puente del semipunto de salida (202).

19. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizada porque**

el semipunto de entrada (201) se hace funcionar como rectificador monofásico o polifásico.

20. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizada porque**

en el caso del elemento de conmutación (S2; D2) del elemento de puente inferior del semipunto de entrada (201) y en el caso del elemento de conmutación (S3; D3) del elemento de puente superior del semipunto de salida (202) se trata en cada caso de un transistor con diodo libre conectado de manera anti-paralela.

21. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizada porque**

en el caso del elemento de conmutación (S1; D1; D1') del elemento de puente superior del semipunto de entrada (201) y en el caso del elemento de conmutación (S4, D4; D4') del elemento de puente inferior del semipunto de salida (201) se trata en cada caso de un transistor con diodo libre conectado de manera anti-paralela o se trata de un diodo, que está conectado de tal manera que se encuentra en un estado de bloqueo, cuando el elemento de conmutación (S2, D2; S3; D3) del elemento de puente opuesto está conectado de manera conductora.

22. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizada porque**

el conmutador de acoplamiento (S5; S5') comprende al menos un transistor, cuya conexión de fuente o de emisor está unida con el punto medio del semipunto de entrada o del semipunto de salida, alimentándose un circuito de excitación del transistor por medio de un procedimiento de autocarga.

23. Disposición de circuito de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, **caracterizada porque**

los elementos de puente y los conmutadores de acoplamiento (S5; S5') están alojados en un módulo.

24. Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 23, **caracterizada porque**

un circuito de excitación está integrado al menos parcialmente en el módulo.

25. Procedimiento para controlar una disposición de circuito para la conversión de un voltaje de entrada ( $U_E$ ) en un voltaje de salida ( $U_A$ ) con las etapas:

- conectar en paralelo al menos un semipunto de salida (202) y al menos un semipunto de entrada (201) con una capacidad de circuito intermedio ( $C_{DC}$ ),

- establecer cada semipunto (201; 202) con ayuda de un elemento de puente superior (S1, D1; C1; D1', C1; S3, D3, C3), de un elemento de puente inferior (S2, D2; C2; S4; D4, C4; D4', C4) y de un punto medio accesible (M1; M2) entre el elemento de puente superior (S1, D1; C1; D1', C1; S3, D3, C3) y el elemento de puente inferior (S2, D2; C2; S4; D4, C4; D4', C4), conectándose en paralelo para la formación de los elementos de puente en cada caso un elemento de conmutación (S1, D1; D1'; S2, D2; S3, D3; S4, D4; D4') y una capacidad (C1; C2; C3; C4),

- conmutar una corriente ( $i_{L1}$ ;  $i_{L2}$ ) que fluye a través del punto medio (M1; M2) de un semipunto (201; 202) mediante una conmutación de al menos un elemento de conmutación de los elementos de puente del semipunto (201; 202) desde el elemento de puente inferior hasta el elemento de puente superior y a la inversa, - unir el punto medio (M1) del semipunto de entrada (201) a través de una inductancia de entrada (L1) con una conexión de voltaje de entrada (205),

- unir el punto medio (M2) del semipunto de salida (202) a través de una inductancia de salida (L2) con una conexión de voltaje de salida (208), y

- unir el punto medio (M1) del semipunto de entrada (201) a través de un conmutador de acoplamiento (S5; S5') con el punto medio (M2) del semipunto de salida (202),

haciéndose funcionar además los elementos de puente, en el procedimiento en el caso de una conmutación de la corriente que fluye a través del punto medio (M1; M2) de un semipunto (201; 202) ( $i_{L1}$ ;  $i_{L2}$ ) desde un primer elemento de puente hasta el segundo elemento de puente del semipunto (201; 202), durante una fase de conmutación, en un estado de bloqueo, pasándose a estado de conducción el conmutador de acoplamiento (S5; S5') durante una conmutación de una corriente de salida ( $i_{L2}$ ) que fluye a través del punto medio (M2) del semipunto de salida (202) hacia la inductancia de salida (L2) desde un primer elemento de puente hasta un segundo elemento de

puente del semipunto de salida (202), cuando la corriente de salida ( $i_{L2}$ ) no es adecuada en cuanto su magnitud y/o signo, durante la fase de conmutación, para provocar una descarga de la capacidad (C3; C4) del segundo elemento de puente.

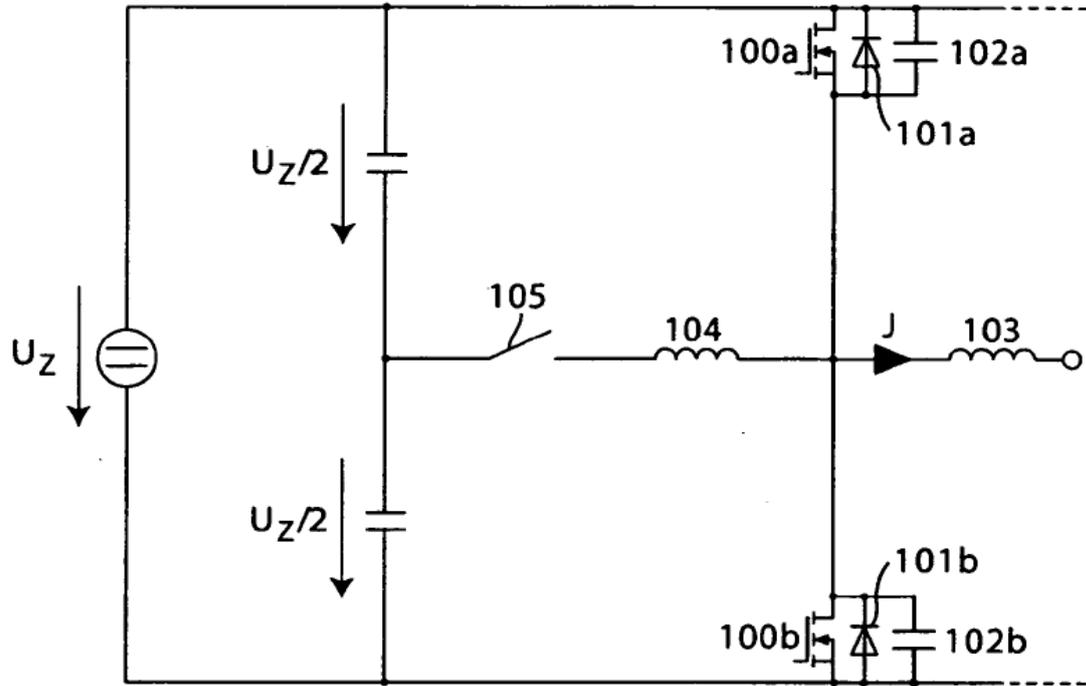


Fig. 1 (Estado de la técnica)

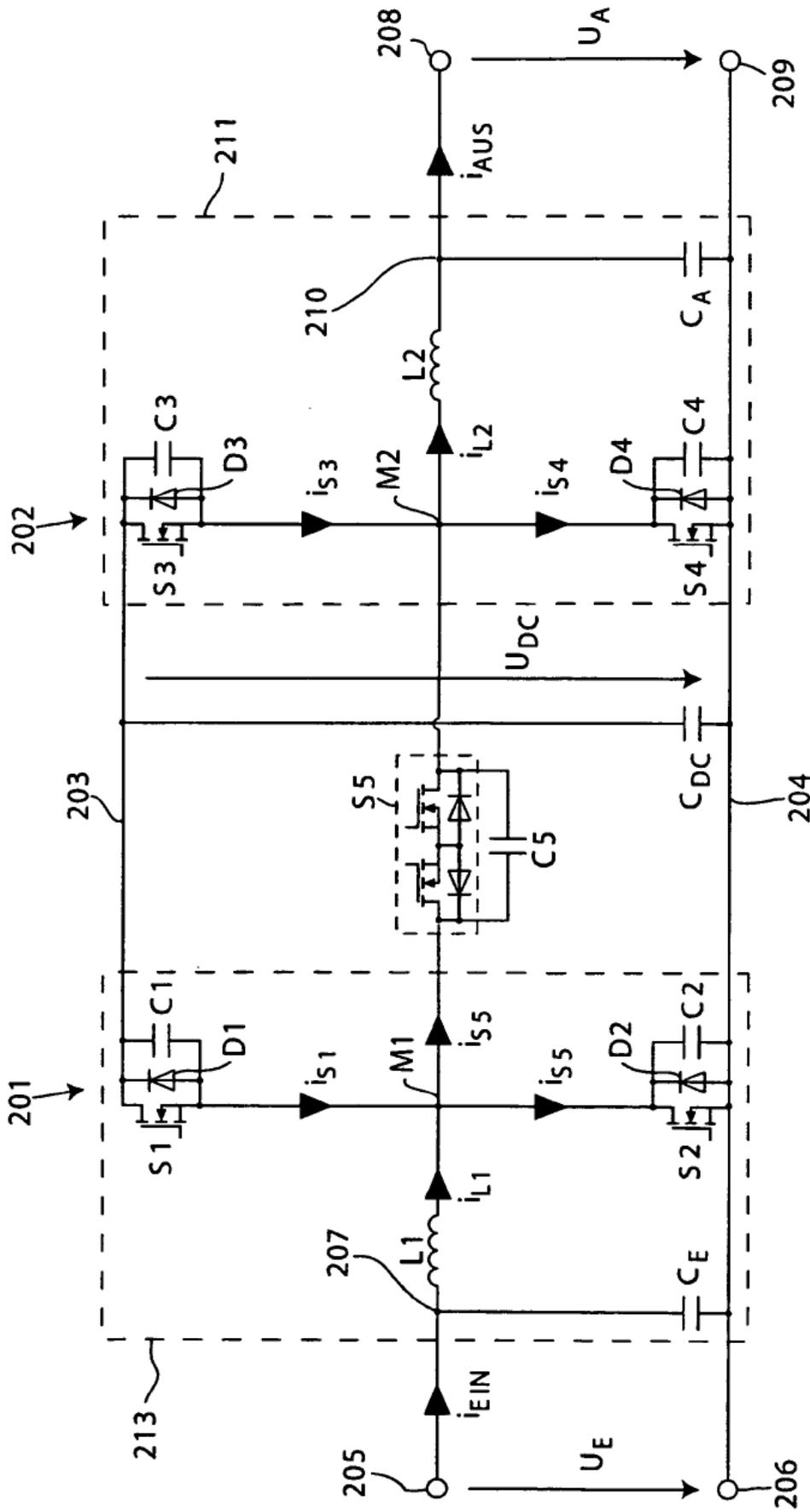


Fig. 2

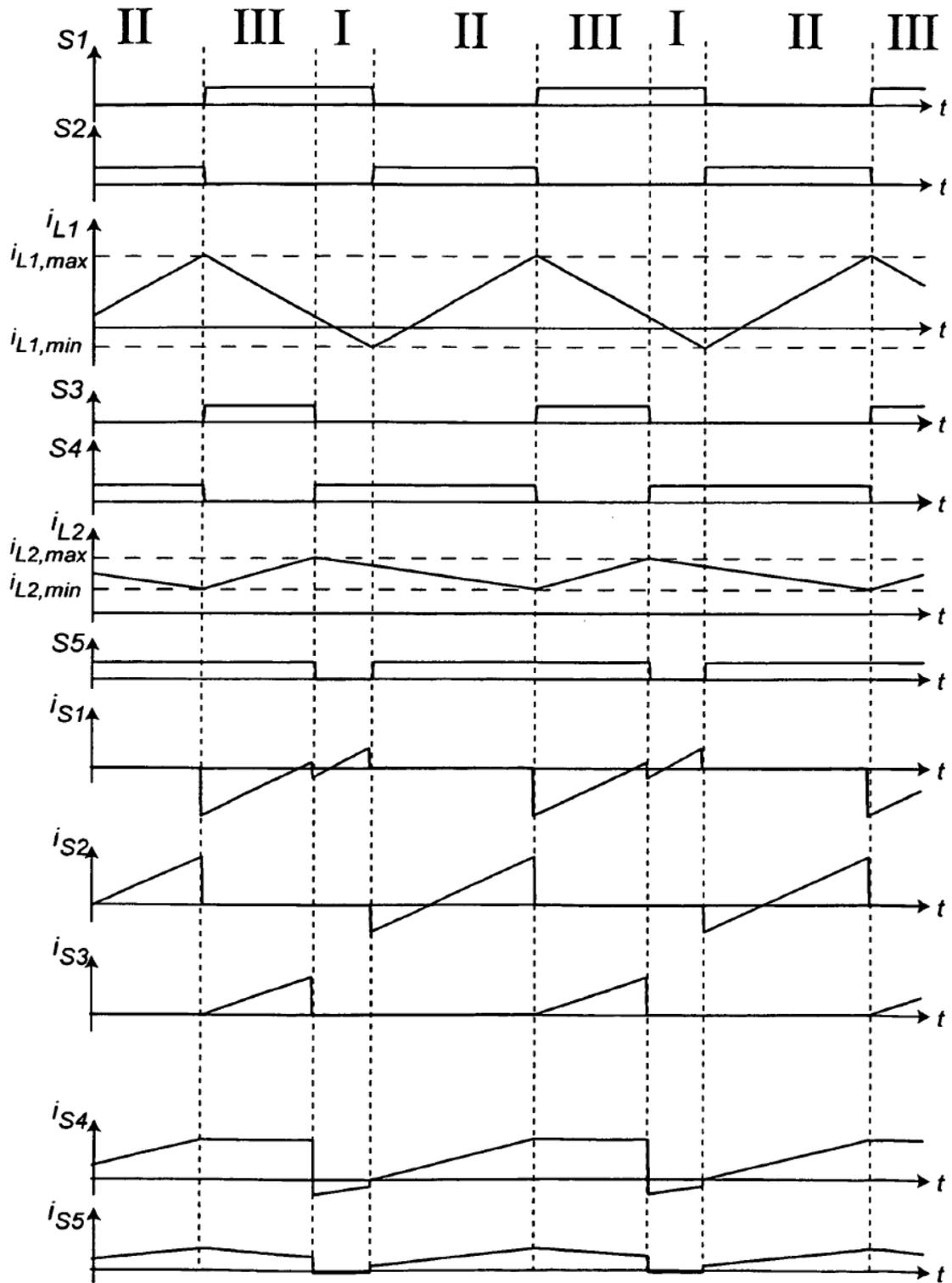


Fig. 3

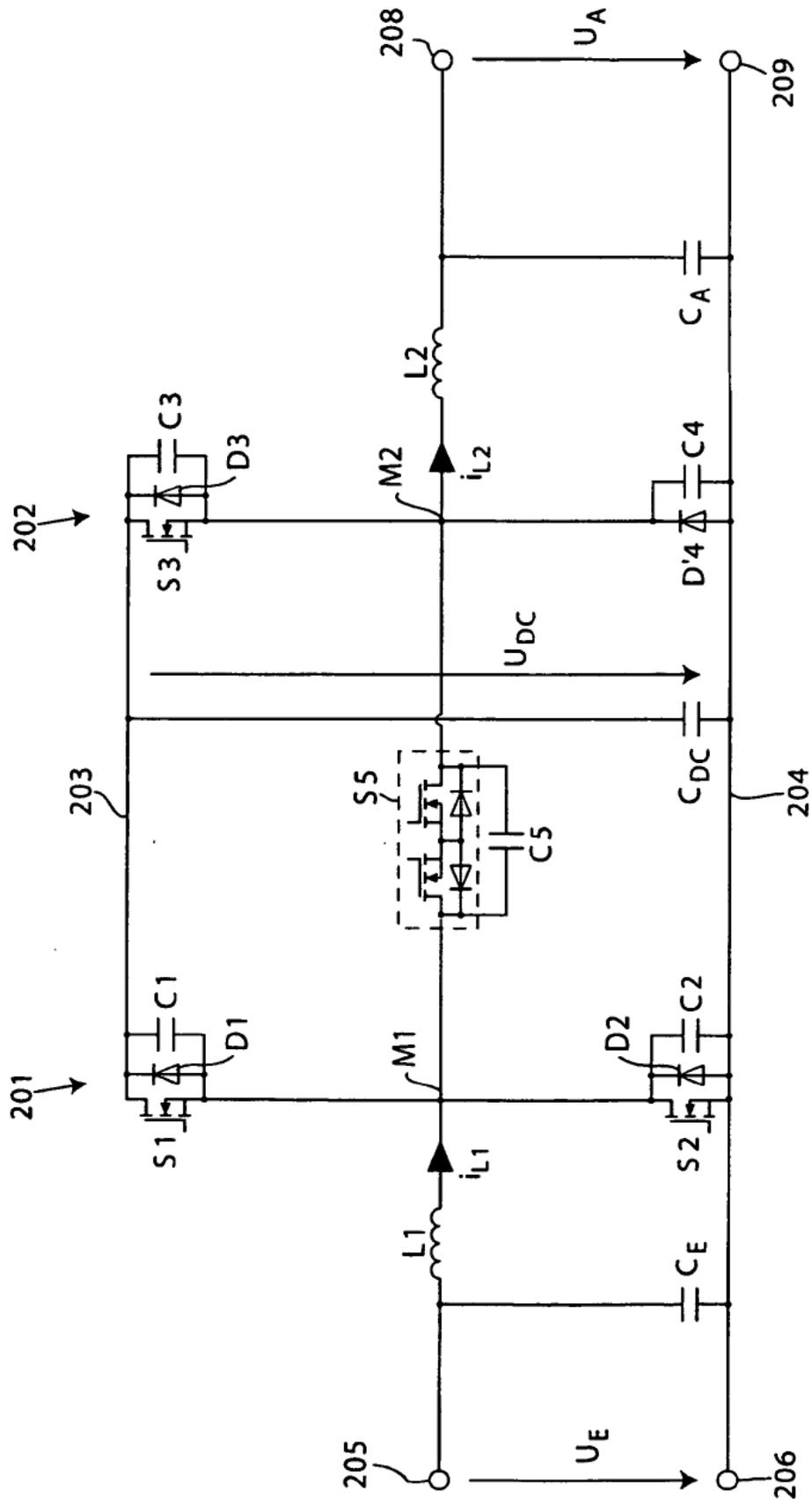


Fig. 4



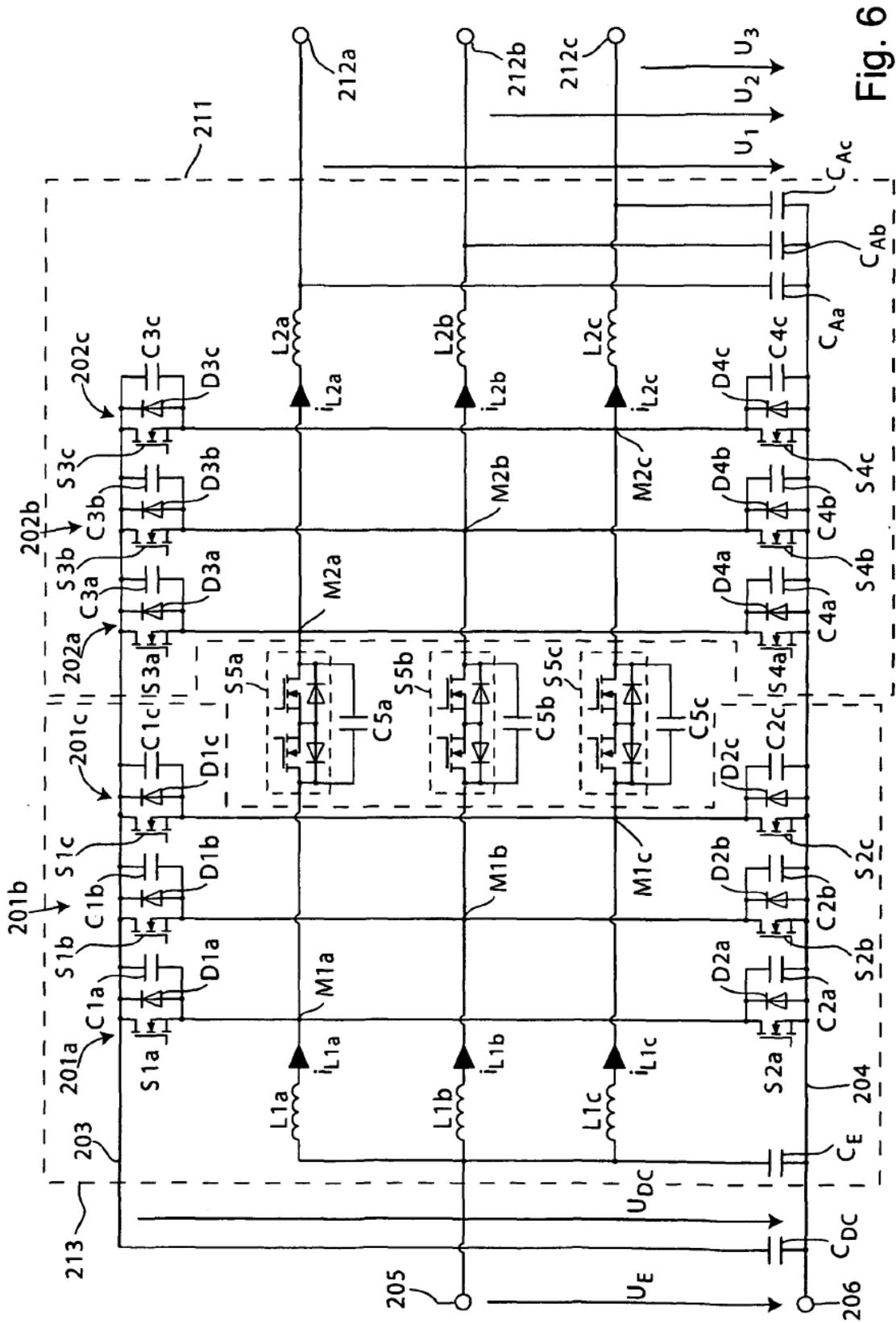


Fig. 6

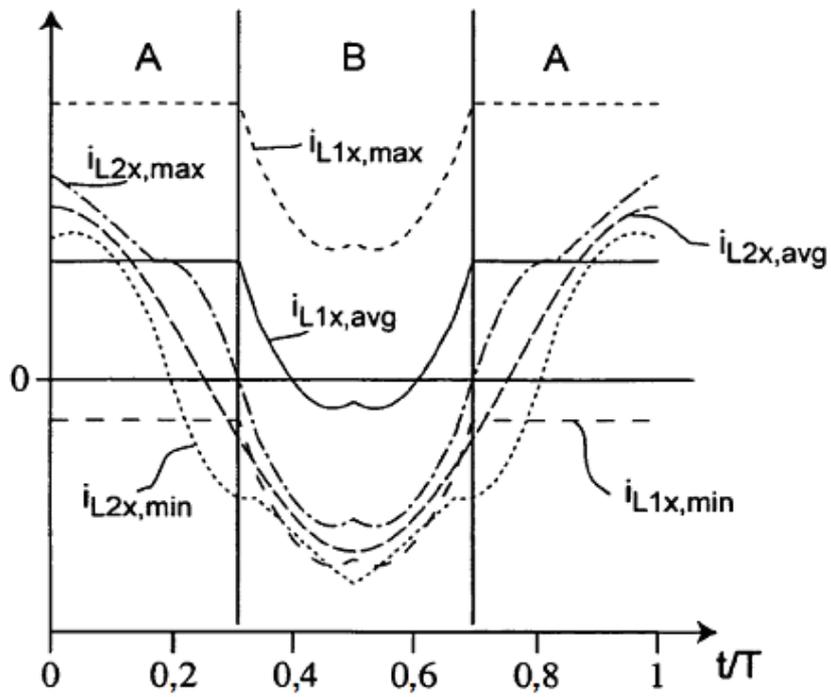


Fig. 7

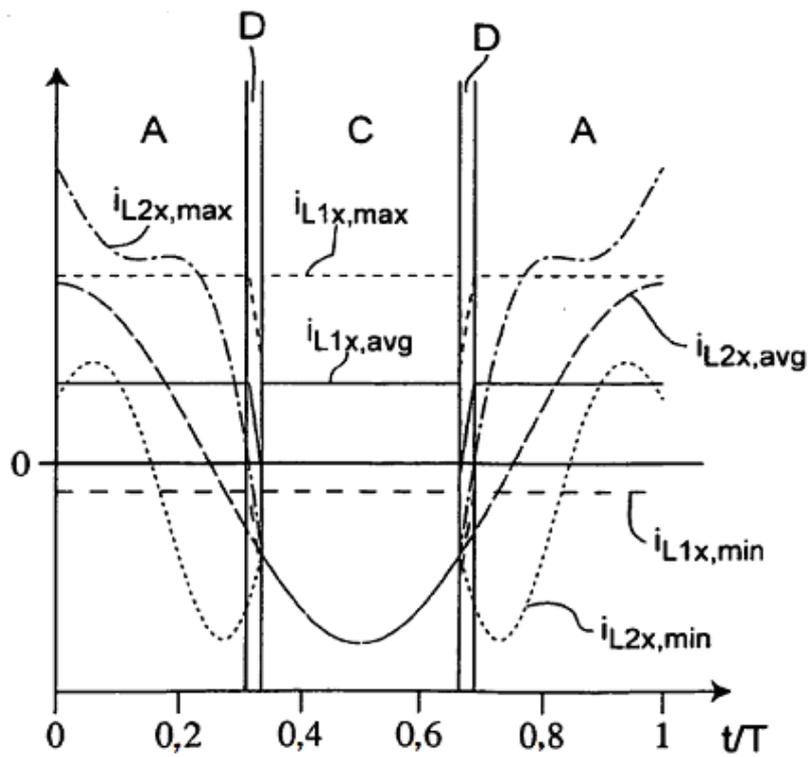


Fig. 8

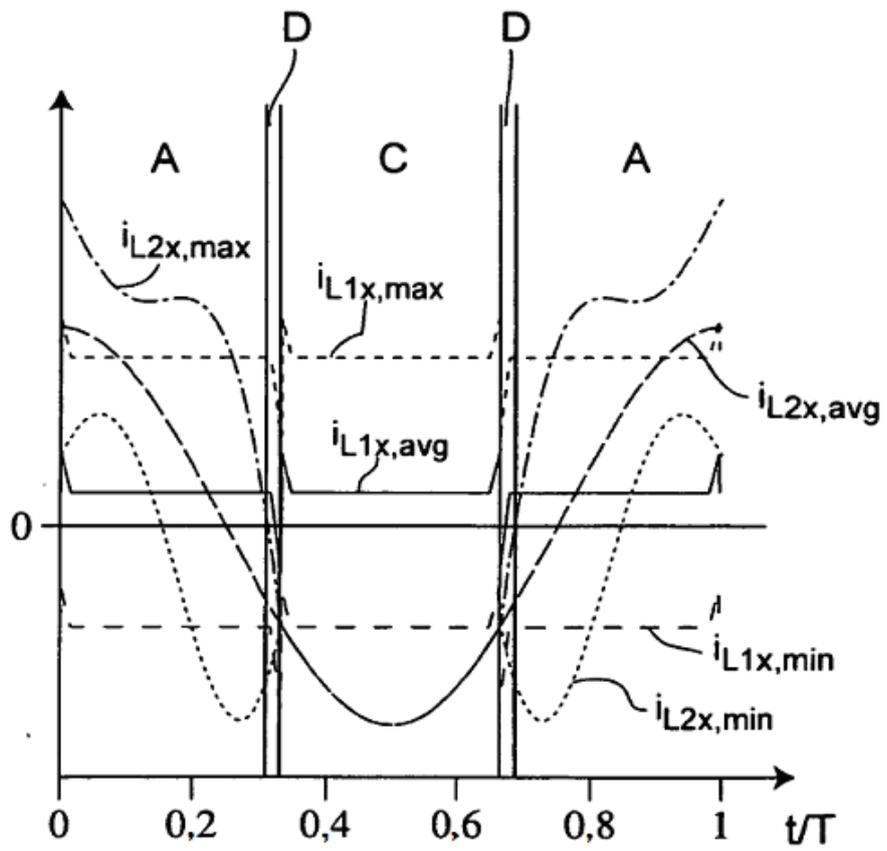


Fig. 9



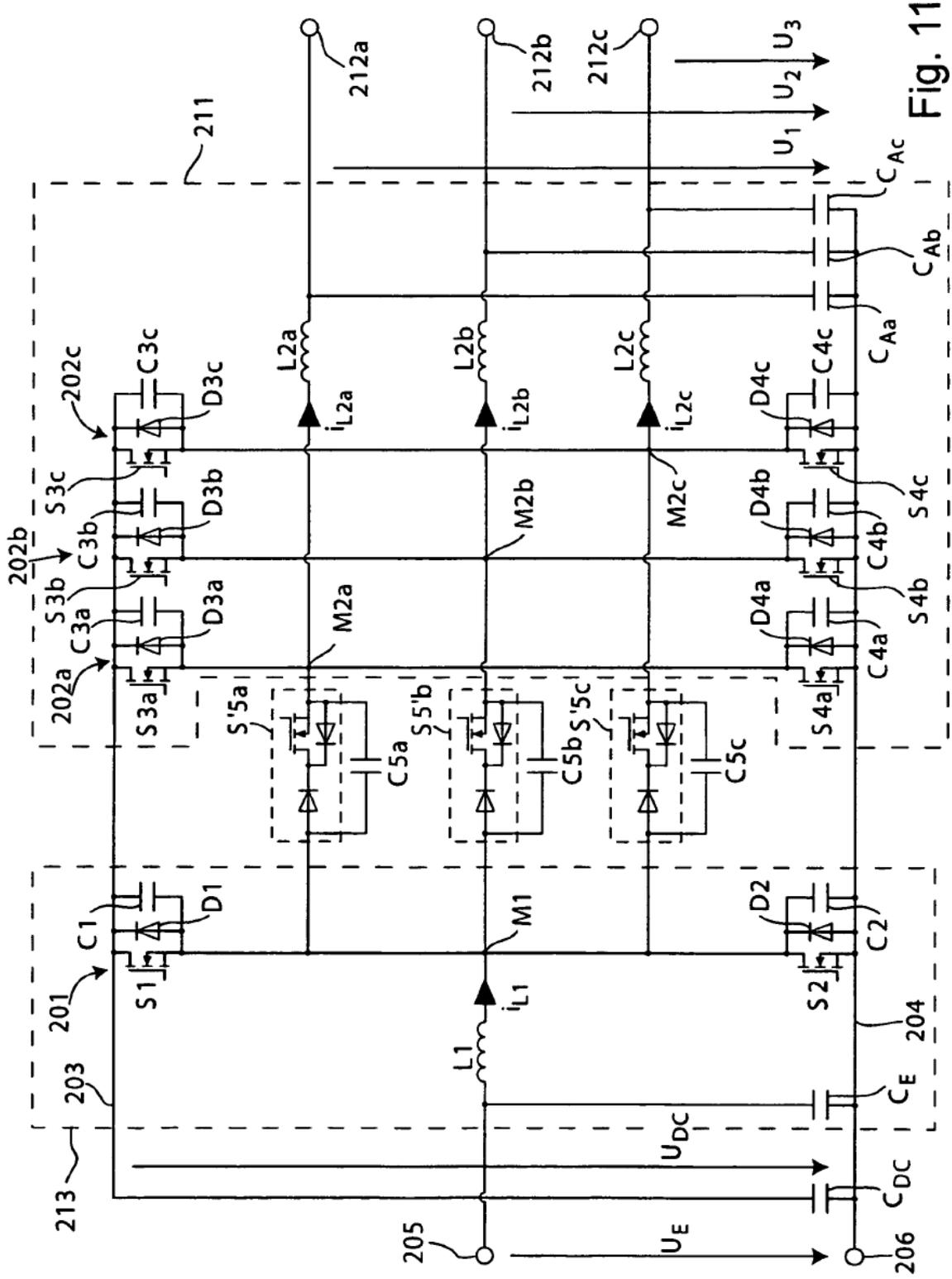


Fig. 11



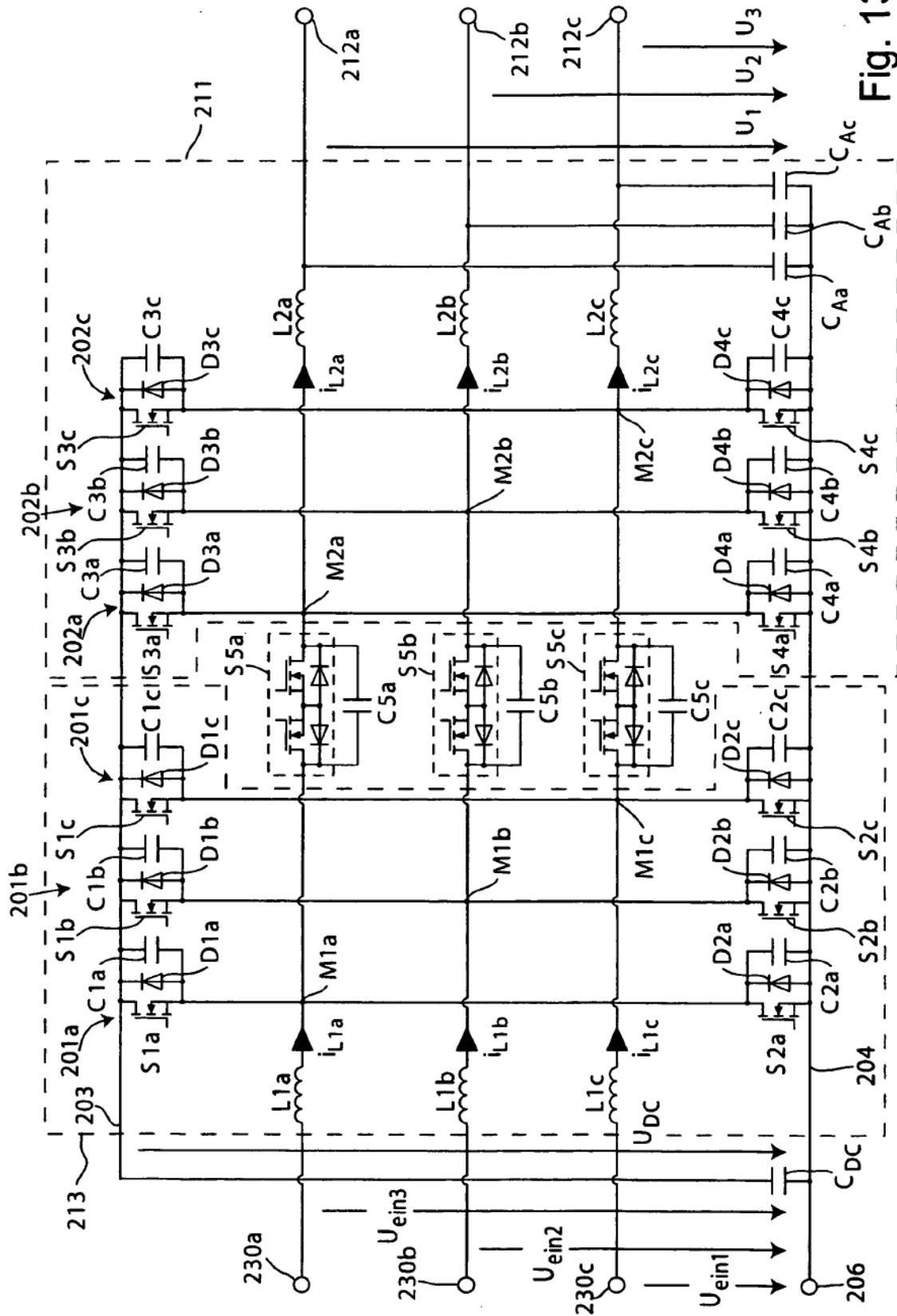


Fig. 13

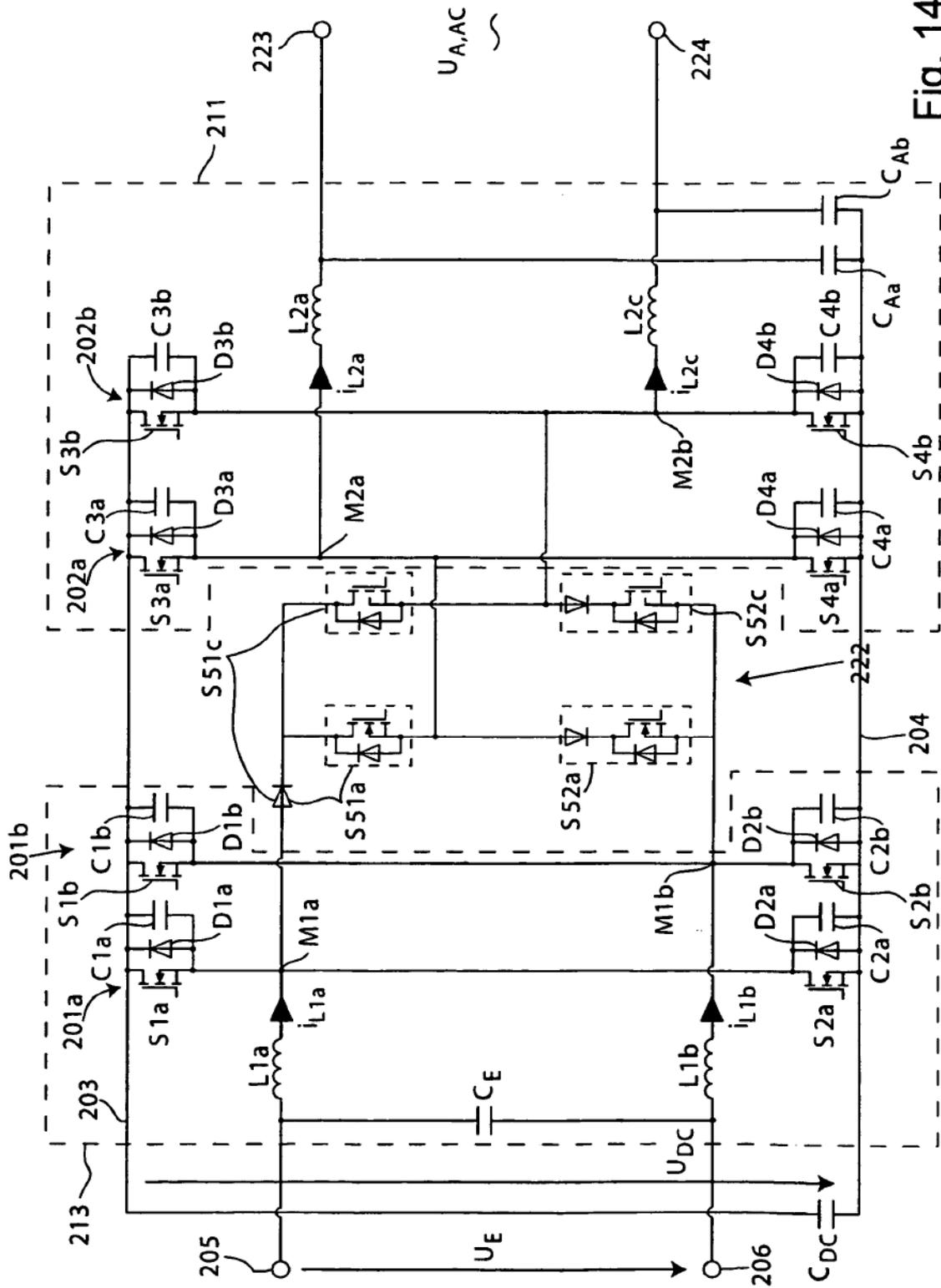


Fig. 14