

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 714 215**

51 Int. Cl.:

**H02M 7/487** (2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **19.04.2010 PCT/IT2010/000169**

87 Fecha y número de publicación internacional: **27.10.2011 WO11132206**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.04.2010 E 10726607 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **05.12.2018 EP 2561606**

54 Título: **Convertidor de CC/CA multinivel**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**27.05.2019**

73 Titular/es:  
**ABB SCHWEIZ AG (100.0%)  
Brown Boveri Strasse 6  
5400 Baden, CH**

72 Inventor/es:  
**MARTINI, DAVID;  
VALIANI, MASSIMO y  
SOLDANI, SIMONE**

74 Agente/Representante:  
**ISERN JARA, Jorge**

ES 2 714 215 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

**DESCRIPCIÓN**

Convertidor de CC/CA multinivel

5 Campo técnico

La presente invención se refiere a mejoras en los convertidores de CC/CA y más específicamente a los convertidores PWM multinivel.

10 Estado de la técnica

En muchas aplicaciones industriales, se requiere convertir una corriente continua en corriente alterna a una tensión predeterminada. Para este propósito, se utilizan convertidores o inversores de CC/CA. Ejemplos habituales de usos de estos circuitos se encuentran en el campo de las energías renovables o de energías alternativas. Los paneles fotovoltaicos, por ejemplo, representan fuentes de energía eléctrica directa, que se utilizan para suministrar potencia a cargas locales en corriente alterna, o que se inyecta en la red general de distribución de energía eléctrica de CA. Otras aplicaciones en el campo de las energías alternativas contemplan el uso de diferentes tipos de fuentes de corriente continua, por ejemplo, generadores eólicos, pilas de combustible, etc.

20 En general, la tensión continúa generada por un panel fotovoltaico, u otra fuente alternativa, es relativamente baja y no constante, debido al cambio en los parámetros, como las condiciones de irradiación, que pueden oscilar lenta y regularmente debido al movimiento aparente del sol o de forma rápida e impredecible debido al tránsito de nubes y/o al cambio en otros parámetros del clima, como la humedad.

25 Por otra parte, la carga eléctrica o la red eléctrica a la cual la fuente está interconectada a través del convertidor requiere una fuente de alimentación de tensión alterna con una frecuencia fija y bien determinada y un valor de pico, normalmente una frecuencia de 50 o 60 Hz y una tensión de pico de 220V (en el caso de línea monofásica).

30 Por lo tanto, es necesario proporcionar convertidores de CC/CA que puedan convertir la energía eléctrica suministrada por la fuente de tensión continua en energía eléctrica con tensión alterna, con un valor de pico que generalmente es mayor que el valor de la tensión continúa suministrado por la fuente.

35 Con este fin, se han diseñado circuitos que comprenden un convertidor elevador interpuesto entre la fuente y un convertidor de medio puente o puente completo.

Estos circuitos tienen un primer inconveniente debido a la complejidad y al coste que se deriva de la etapa elevadora. Además, la forma de onda de la salida de tensión del convertidor tiene un alto contenido de armónicos y, por lo tanto, requiere un filtro alto de salida, con los consiguientes costos adicionales.

40 Otros circuitos conocidos (Documento DE-A-10020537) emplean un convertidor de puente completo conectado, a través de tres conexiones, a un par de fuentes de corriente continua conectadas en serie. Un módulo de troceado o un convertidor de CC/CC en paralelo a la segunda fuente permiten generar un segundo nivel de tensión que conecta el puente alternativamente a una sola de las dos fuentes o a los terminales de las dos fuentes en serie. El módulo de troceado está en conducción o intercepción dependiendo del valor de la tensión de la red. De este modo, se obtiene un contenido armónico reducido de la tensión en los extremos de la inductancia de salida. Los conmutadores electrónicos del puente (diseñados como MOSFET, IGBT u otros componentes adecuados) están sujetos a una diferencia de alta tensión cuando el módulo de corte o el convertidor de CC/CC están activos y conmutan a alta tensión, con las consiguientes grandes pérdidas y la necesidad de ser acotado para clasificaciones de alta tensión.

50 El documento DE-A-102006010694 describe un convertidor adicional diseñado específicamente para su uso en combinación con paneles fotovoltaicos, que utiliza una estructura de medio puente. En paralelo a los conmutadores electrónicos del medio puente, se ubican dos ramas que contienen un convertidor de CC/CC y un conmutador electrónico controlado en función de la tensión de la red. Con esta disposición, el convertidor puede generar cinco niveles de tensión de salida. La disposición es tal que los conmutadores controlados por las dos ramas del medio puente y los dos conmutadores de las dos ramas situadas en paralelo a las ramas del medio puente deben estar diseñados para valores de alta tensión, de modo que soporten la tensión del nivel más alto, con los consecuentes costes y la baja eficiencia debido a las altas pérdidas de conmutación.

60 El documento DE199 45 864 divulga un convertidor multinivel con conmutadores auxiliares.

Resumen de la invención

De acuerdo con un aspecto, la invención proporciona un convertidor de CC/CA que supera completa o parcialmente uno o más de los inconvenientes de los convertidores conocidos.

65

Esencialmente, la invención proporciona un convertidor de CC/CA con un medio puente que es capaz de conectarse en su entrada a una fuente de tensión continua, en donde a los dos conmutadores controlados del medio puente están asociados los respectivos conmutadores auxiliares que pueden ser excitados de modo que estén inactivos, cuando la tensión de salida está contenida dentro de un rango de valores alrededor de cero, dentro de dicho rango de valores, la tensión de salida se genera al excitar los dos conmutadores del medio puente a una frecuencia de conmutación apropiada, con una señal de excitación PWM con ciclo de trabajo variable, para obtener el aumento gradual o la disminución gradual de la tensión de salida. Los dos conmutadores son excitados con señales complementarias, de modo que cuando uno de los conmutadores está cerrado, el otro está abierto y, al contrario. Al contrario, cuando se necesita generar una tensión de salida con un valor fuera de este rango de valores límite, los dos conmutadores del medio puente se excitan, en función del signo de la tensión de salida, de modo que uno de ellos está constantemente en conducción y en serie con uno de los conmutadores auxiliares que, por el contrario, se excita con una señal PWM a una frecuencia de conmutación adecuada y con un ciclo de trabajo variable. El signo de la tensión de salida determina cuál de los dos conmutadores del medio puente se mantiene en conducción continua y qué conmutador auxiliar se sitúa en serie y es excitado por la señal PWM. Los reguladores de tensión están asociados a los conmutadores auxiliares, por lo que la tensión de salida puede asumir gradualmente valores positivos por encima del valor límite superior del rango mencionado anteriormente, o valores negativos gradualmente inferiores al valor límite inferior de dicho rango.

En la práctica, las porciones de la media onda positiva y negativa de la tensión de salida se generan mediante una disposición en serie de conmutadores: dependiendo del signo de la tensión de salida, uno u otro de los conmutadores de la mitad de puente se utilizan en condiciones de conducción continua (siempre cerrada) en serie con el conmutador auxiliar correspondiente excitado con una señal PWM de troceado. La tasa de tensión de los conmutadores auxiliares es por tanto limitada, con una serie de ventajas que se harán más fácilmente evidentes a continuación.

Este concepto puede expandirse proporcionando más de un conmutador auxiliar para cada uno de los conmutadores del medio puente con la posibilidad de disponer más de dos conmutadores en serie dependiendo del valor de la tensión de salida que se va a generar, obteniendo de este modo un convertidor con un mayor número de niveles de tensión y, por lo tanto, con un contenido armónico reducido de la tensión de salida.

El convertidor de acuerdo con la invención permite obtener una pluralidad de niveles de tensión, permitiendo de este modo una reducción del contenido armónico de la tensión sinusoidal de salida. Además, las ventajas del circuito se obtienen en términos de la reducción de las pérdidas y la reducción de los costes de los componentes.

En algunos modos de realización, la invención proporciona un convertidor de CC/CA que comprende: una entrada que se puede conectar a una fuente de tensión continua; un medio puente con un primer conmutador controlado y un segundo conmutador controlado; ramas de conexión entre el medio puente y las conexiones a la fuente de tensión continua; un tercer conmutador controlado asociado al primer conmutador controlado del medio puente, conectable en serie a dicho primer conmutador controlado para generar una tensión de salida que excede un primer valor límite; un cuarto conmutador controlado asociado a dicho segundo conmutador controlado, conectable en serie al segundo conmutador controlado para generar una tensión de salida por debajo de un segundo valor límite.

En modos de realización ventajosos de la invención, el convertidor comprende, además: un primer regulador de tensión situado para regular la tensión a través de un primer condensador; un segundo regulador de tensión situado para regular la tensión a través de un segundo condensador. El tercer conmutador controlado está conectado entre una primera placa del primer condensador y el primer conmutador controlado del medio puente, mientras que el cuarto conmutador controlado está conectado entre una primera placa del segundo condensador y el segundo conmutador controlado del medio puente.

En un modo de realización, la invención proporciona un convertidor de CC/CA multinivel, que comprende:

- una entrada conectable a una fuente de tensión continua, con una primera conexión y una segunda conexión a través de las cuales se puede aplicar una tensión de entrada, situando un neutro entre la primera y la segunda conexión;

- un medio puente con un primer conmutador controlado y un segundo conmutador controlado entre los cuales se sitúa una salida del convertidor;

- una primera rama de conexión entre el primer conmutador controlado y la primera conexión y una segunda rama de conexión entre el segundo conmutador controlado y la segunda conexión;

- un primer regulador de tensión situado para regular la tensión a través de un primer condensador;

- un segundo regulador de tensión situado para regular la tensión a través de un segundo condensador;

- un tercer interruptor controlado conectado entre una primera placa del primer condensador y el primer conmutador controlado;

5 - un cuarto conmutador controlado conectado entre una primera placa del segundo condensador y el segundo conmutador controlado.

En algunos modos de realización, entre la primera y la segunda conexión, entre las cuales se aplica la fuente de tensión continua, se sitúan en serie un par de condensadores, entre los cuales se dispone el neutro del circuito.

10 Algunos modos de realización ventajosos proporcionan que: el primer conmutador controlado y el tercer conmutador controlado están conectados a una segunda placa del primer condensador a través de la primera rama de conexión; y el segundo conmutador controlado y el cuarto conmutador controlado están conectados a una segunda placa del segundo condensador a través de la segunda rama de conexión.

15 En algunos modos de realización, los conmutadores controlados primero, segundo, tercero y cuarto se excitan de modo que:

20 - las tensiones de salida entre un valor límite positivo y un valor límite negativo se generan al conmutar dichos primer y segundo conmutador controlado a una frecuencia de conmutación, manteniendo el tercer y el cuarto conmutador controlado constantemente abiertos;

25 - las tensiones de salida por encima de dicho valor límite positivo se generan al conmutar el tercer conmutador controlado a una frecuencia de conmutación y manteniendo dicho primer conmutador controlado constantemente en conducción;

- las tensiones de salida por debajo de dicho valor límite negativo se generan al conmutar el cuarto conmutador controlado a una frecuencia de conmutación manteniendo dicho segundo conmutador controlado constantemente en conducción;

30 Características ventajosas adicionales y el modo de realización del convertidor de acuerdo con la invención se establecen más adelante en las reivindicaciones adjuntas, que forman parte integrante de la presente divulgación.

#### Breve descripción de los dibujos

35 La invención se comprenderá mejor siguiendo la descripción y los dibujos adjuntos, en los que:

La figura 1 muestra un diagrama de un primer modo de realización de un convertidor según la invención;

40 Las figuras 2A-2G muestran formas de onda de los circuitos de excitación del circuito de la figura 1;

La figura 3 muestra diagramas de las corrientes y tensiones en el circuito de la figura 1;

La figura 4 muestra un diagrama de un segundo modo de realización de un convertidor según la invención;

45 La figura 5 muestra el diagrama de la forma de onda de la tensión de salida en el circuito de la figura 4;

La figura 6 muestra un diagrama con las formas de onda de las corrientes y de las señales de excitación de los conmutadores controlados del circuito de la figura 4; y

50 La figura 7 muestra un diagrama que muestra la corriente de salida y la tensión del circuito de la figura 4 si no hay desplazamiento de fase.

#### Descripción detallada de los modos de realización de la invención

55 La figura 1 muestra un primer diagrama de circuito de un convertidor de acuerdo con la invención, indicado en conjunto con el número de referencia 1. El número de referencia 3 indica una fuente de tensión continua, por ejemplo, un grupo de paneles fotovoltaicos, que suministra una tensión de entrada  $V_i$ . La fuente 3 está conectada a dos conexiones 5 y 7 de entrada del convertidor 1. Más concretamente, en el diagrama de la figura 1, el polo positivo de la fuente 3 está conectado a la conexión 5 y el polo negativo de la fuente 3 está conectado a la conexión 7.

60 Los números de referencia 9 y 11 indican dos condensadores conectados respectivamente entre la conexión 5 y el neutro N y entre la conexión 7 y el neutro N del convertidor 1. La tensión  $V_i$  de la fuente 3 se divide en los extremos de los dos condensadores 9 y 11, a través de las placas de cada condensador presentando una diferencia de tensión de  $V_i/2$ . Por lo tanto, la tensión de entrada del convertidor 1, referida al neutro N, es  $V_i/2$ .

65

## ES 2 714 215 T3

A las conexiones 5 y 7 se conecta un medio puente, que comprende una primera rama 15 conectada entre la conexión 5 y la salida U del convertidor 1 y una segunda rama 17 conectada entre la conexión 7 y la salida U. La primera rama comprende un diodo 19 y un conmutador 21 electrónico controlado, por ejemplo, un MOSFET o un IGBT, dispuestos en serie. El conmutador 21 comprende un diodo interno ilustrado de manera esquemática en el dibujo. La segunda rama 17 comprende un diodo 23 y un segundo conmutador 25 electrónico controlado, por ejemplo, un MOSFET con su propio diodo interno. El centro del medio puente está conectado con dos conexiones 31 y 33 de sujeción al neutro N. Cada una de las dos conexiones 31 y 33 comprende un conmutador electrónico controlado, por ejemplo, un MOSFET o un IGBT y un diodo, indicados por las referencias 35 y 37 para la rama 31 y por las referencias 39 y 41 para la rama 33.

En el centro o la salida U del medio puente se conectan una inductancia 43 de filtrado y un condensador 45 de filtrado. En el ejemplo ilustrado, el convertidor está conectado a una red de distribución de energía eléctrica, indicada de manera esquemática con la referencia R, conectada entre el filtro LC formado por la inductancia 43 y el condensador 45 y el neutro N del convertidor 1. De este modo, la energía eléctrica suministrada por la fuente 3 de corriente continua se convierte en energía eléctrica alterna a la frecuencia de la red y se inyecta en la propia red, en fase con la tensión de red. De manera alternativa, el convertidor 1 se puede conectar a una carga que se alimenta (total o parcialmente, siempre o solo en un período determinado) mediante la energía eléctrica suministrada directamente por la fuente 3. A efectos de la descripción de la invención, es irrelevante si el convertidor 1 suministra potencia a una carga o suministra energía a la red de distribución. Por lo tanto, en lo sucesivo se hará referencia a esta segunda posibilidad.

La estructura descrita hasta ahora es conocida en sí misma.

La tensión de la red oscila de manera sinusoidal y alcanza valores de pico que suelen ser mayores que el valor  $V_i/2$ . Por lo tanto, es necesario que el convertidor 1 sea capaz de aumentar la tensión a un valor suficiente para tener una tensión de salida que alcance los valores de tensión de la red.

Con este fin, el convertidor 1 comprende dos reguladores 51 y 53 de tensión conectados al neutro N y cada uno a una rama 55, 57 respectiva en paralelo a las ramas 15 y 17 del medio puente. La rama 55 comprende un conmutador 59 controlado, por ejemplo, un MOSFET o un IGBT representado con su diodo interno. La rama 57 comprende un conmutador 61 controlado similar al conmutador 59. Un condensador 63, 65 correspondiente está situado en paralelo a cada conmutador 59 y 61. El condensador 63 está conectado entre la rama 55 y la conexión 5, mientras que el condensador 65 está conectado entre la rama 57 y la conexión 7. Además, una primera placa del condensador 63 está conectada, a través de la rama 55, a un extremo del conmutador 59, mientras que una segunda placa del condensador 63 está conectada a través de la rama 15 a un punto de conexión entre los conmutadores 59 y 21. Se proporciona una conexión similar para el condensador 65, una primera placa del cual está conectado a través de la rama 57 a un extremo del conmutador 61, mientras que una segunda placa está conectada a través de la rama 17 a un punto de conexión entre los conmutadores 25 y 61.

En el ejemplo mostrado, cada regulador de tensión 51, 53 comprende dos conmutadores electrónicos controlados 52, 54 en serie, conectados al neutro y a la rama 55, o a la rama 57. El punto central entre los dos conmutadores 52, 54 de cada regulador 51, 53 de tensión está conectado a una inductancia 56 respectiva, cuyo segundo terminal está conectado a la conexión 5 para el regulador 51 de tensión y a la conexión 7 para el regulador 53 de tensión.

Los reguladores 51 y 53 de tensión se controlan de modo que generan una tensión  $V_1$  a través de los respectivos condensadores 63 y 65. De este modo, la tensión entre la rama 55 y el neutro es  $(V_i/2+V_1)$ , mientras que la tensión entre la rama 57 y el neutro es  $-(V_i/2+V_1)$ . Por lo tanto, el circuito es capaz de generar en la salida U, es decir, en el punto central del medio puente, cinco niveles de tensión iguales a 0,  $V_i/2$ ,  $(V_i/2+V_1)$ ,  $-V_i/2$ ,  $-(V_i/2+V_1)$ .

El funcionamiento del circuito descrito anteriormente es el siguiente.

Los conmutadores 35, 39 pueden controlarse para conmutar a la frecuencia de la red, por ejemplo, 50 Hz en función del signo de la tensión de salida. Más en concreto, los conmutadores 35, 39 están controlados de modo tal que el conmutador 35 está cerrado y el conmutador 39 está abierto en la media onda positiva de la tensión de salida, mientras que el conmutador 39 está cerrado y el conmutador 35 está abierto en la media onda negativa de la tensión de salida.

Los conmutadores 21, 25, 59, 61 están controlados para conmutar a alta frecuencia, por ejemplo, 15 kHz por medio de una señal PWM con un ciclo de trabajo que es variable de acuerdo con una lógica de control que se describirá a continuación haciendo referencia a las figuras 2 y 3. Se hará referencia, a continuación, a un convertidor 1 aplicado a la red de distribución eléctrica a la que el convertidor transfiere la energía eléctrica suministrada por la fuente 3 y en la que la corriente de salida y la tensión de salida están en fase. Sin embargo, las siguientes consideraciones también se aplican si el convertidor 1 está conectado a una carga y si esta carga introduce un cambio de fase de tensión y corriente.

La figura 2A muestra una media onda positiva de la tensión de red.  $t_0$  indica el punto de cruce por cero,  $t_1$  el instante en que la tensión de red alcanza el valor  $V_i/2$ ,  $t_2$  el momento en que la tensión de red, después de alcanzar el valor de pico, pasa nuevamente por el valor  $V_i/2$  y  $t_3$  el posterior instante de cruce por cero.

5 Las figuras 2B y 2C muestran la señal S35 y S39 de excitación respectivamente de los conmutadores 35 y 39 en función de la tensión de salida. La señal S35 es alta (conmutador 39 cerrado) durante el intervalo de tiempo  $[t_0-t_3]$ , mientras que la señal S39 es baja (conmutador 39 abierto). Durante la media onda negativa, la situación se invierte: S35 es baja (conmutador 35 abierto), mientras que la señal S39 es alta (conmutador 39 cerrado).

10 En el intervalo de tiempo  $[t_0-t_1]$ , debido a que la tensión de salida es menor que  $V_i/2$ , la corriente se transfiere a la salida a través del conmutador 21, mientras que el conmutador 59 permanece abierto. Para generar una tensión de salida que sigue el patrón de red sinusoidal, el conmutador 21 se excita con una señal S21 de excitación (figura 2D), cuyo ciclo de trabajo cambia de 0 a 1 (figura 2G). La corriente fluye completamente a través del diodo 19, mientras que la rama 55 no es atravesada por la corriente. Durante los intervalos de apertura (Tapagado) del conmutador 21, la corriente fluye a través de la rama 31 y el diodo 37.

20 Cuando la tensión de red alcanza el valor  $V_i/2$ , es decir, la tensión a través del condensador 9, es necesario suministrar una tensión de salida mayor. Con este fin, el conmutador 21 que hasta el instante  $t_1$  se troceó con la señal S21 de ciclo de trabajo variable, se mantiene en conducción fija, mientras que el conmutador 59, que hasta este punto había permanecido abierto, se excita con una señal S59 de excitación con ciclo D59 de trabajo variable, como se muestra en las figuras 2E y 2G. El cambio de 0 a 1 del ciclo D59 de trabajo de la señal S59 de excitación del conmutador 59 permite generar una salida de tensión que sigue el patrón de tensión de red para el intervalo de tiempo  $[t_1-t_2]$ . La corriente fluye completamente en la rama 55 y a través de los conmutadores 59 y 21, que están conectados en serie, durante los intervalos de conducción (Tencendido) del conmutador 59, mientras fluye a través de la rama 15 y el diodo 19 durante los intervalos de apertura (Tapagado) del conmutador 59.

30 Cuando la tensión de red alcanza el valor  $V_i/2$  en el instante  $t_2$  y comienza a descender por debajo de ella, el conmutador 59 se mantiene abierto y el conmutador 21 comienza a ser troceado por la señal S21 con un ciclo de trabajo D21 variable de nuevo desde 1 a 0.

La figura 2F muestra la forma de onda de la tensión de salida  $V_u$  que se obtiene con la excitación descrita anteriormente.

35 Se produce una situación simétrica en la media onda de tensión negativa, en la que los valores de tensión de salida entre 0 y  $-V_i/2$  se generan excitando el conmutador 25 con una señal PWM con ciclo de trabajo variable, mientras que el conmutador 61 permanece abierto. Para generar valores de tensión de salida por debajo de  $-V_i/2$ , el conmutador 25 se mantiene constantemente en conducción, mientras que el conmutador 61 se excita con una señal de excitación PWM con ciclo de trabajo variable y, por lo tanto, está en serie con el conmutador 25.

40 Las curvas de la figura 3 muestran las formas de onda correspondientes de la corriente. Debido a que, en el ejemplo mostrado, la tensión y la corriente están en fase, el patrón de la corriente coincide con el patrón de la tensión. En concreto, la figura 3 muestra: el patrón de la corriente I19 a través de la rama 15 y el diodo 19, la corriente I37 a través de la rama 31 y el diodo 37, la corriente I59 a través del conmutador 59, la tensión V1 a través del condensador 63 y la tensión  $V_u$  de salida. Como se hace evidente a partir de las curvas mencionadas anteriormente, durante los intervalos  $[t_0-t_1]$  y  $[t_2-t_3]$  la corriente circula a través de la rama 15, el diodo 19 y el conmutador 21 en la fase de ENCENDIDO del ciclo de trabajo del conmutador 21, y a través de la rama 31 y el diodo 37 en la fase de APAGADO del ciclo de trabajo. En el intervalo  $[t_1-t_2]$ , la corriente circula en la rama 55, en el conmutador 59 y en el conmutador 21 en la fase de ENCENDIDO del ciclo de trabajo del conmutador 59 y a través de la rama 31 y a través de la rama 15 y el diodo 19 en la fase de APAGADO del ciclo de trabajo del conmutador 59.

50 A partir de la descripción anterior, es evidente que durante el intervalo  $[t_1-t_2]$  en el que la tensión de salida excede el valor  $V_i/2$ , los dos conmutadores 59, 21 funcionan en serie y el conmutador 59 debe soportar una tensión de  $V_1$  a través de sus terminales, en lugar de toda la tensión ( $V_1+V_i/2$ ). Por consiguiente, este conmutador se puede acotar con una tensión nominal más baja que el conmutador 21 que, al contrario, debe soportar una tensión de  $(V_1+V_i/2)$  en sus terminales.

Debido a que durante la media onda negativa de la tensión de red hay una situación igual para los conmutadores 25 y 61, las mismas consideraciones son ciertas para estos dos componentes adicionales.

60 A partir de la descripción anterior, se hace evidente que debido a que los conmutadores 59 y 61 deben tener una tensión nominal más baja que los conmutadores 21 y 25, su coste es menor que los conmutadores 21 y 25. Esto permite obtener una primera ventaja sobre circuitos conocidos en los que los conmutadores del medio puente están conectados en paralelo y, por lo tanto, ambos deben acotarse con una tensión nominal en el valor máximo de la tensión aplicada en los extremos del medio puente.

65

Además, como las pérdidas de conmutación son mayores, cuanto mayor es la tensión en los terminales del conmutador, es evidente que durante el intervalo de tiempo  $[t1-t2]$  donde el conmutador 21 no se conmuta, sino que permanece constantemente en conducción, mientras el interruptor 59 es troceado, las pérdidas de conmutación serán una función de una tensión  $V1$  en lugar de  $(V1+Vi/2)$  y, por lo tanto, mucho más bajo. Debido a que dentro de la media onda el intervalo  $[t1-t2]$  más largo que la mitad de la media onda, esto conlleva una ventaja sustancial en términos de reducción de pérdidas de conmutación. Las pérdidas más altas no solo están limitadas a los intervalos  $[t0-t1]$  y  $[t2-t3]$ , sino que la suma de estos intervalos es menor que  $[t1-t2]$ .

Las mismas consideraciones se aplican de la misma manera para los conmutadores 25 y 61.

En el análisis final, con un convertidor como el que se muestra en la figura 1, se obtiene un alto número de niveles de tensión, en el caso específico, cinco niveles iguales a:

$$-(V1+Vi/2); -Vi/2; 0; Vi/2; (V1+Vi/2)$$

lo que permite tener un bajo contenido de armónicos en la tensión de salida con un filtro LC relativamente bajo. Además, a diferencia de otras soluciones de circuitos conocidas que proporcionan el mismo nivel de tensión de salida, se obtiene un ahorro sustancial en términos de coste de componentes y una reducción eficiente de las pérdidas de conmutación.

La figura 4 muestra un modo de realización adicional de un circuito según la invención, que permite también obtener, además de las ventajas ya mencionadas, una reducción en el número de componentes.

Más en concreto, la figura 4 muestra un convertidor 101 conectado a través de las conexiones 105 y 107 a una fuente 103 de tensión continua. La letra de referencia M indica tierra y la letra U indica la salida del convertidor 101. Entre las conexiones 105 y 107 están situados un par de condensadores 109A, 109B y un medio puente que comprende una primera rama 115, conectada entre la conexión 105 y la salida U del convertidor 101, y una segunda rama 117, conectada entre la conexión 107 y la salida U. La primera rama 115 comprende un conmutador electrónico controlado indicado con IGBT5 y un conmutador electrónico controlado adicional indicado con la referencia IGBT2. En lugar de IGBT, los conmutadores pueden, por ejemplo, estar constituidos por MOSFET. Los conmutadores IGBT5 e IGBT2 están situados en serie entre la conexión 105 y la salida U. Ambos conmutadores comprenden un diodo interno respectivo mostrado de manera esquemática en el dibujo.

Una segunda rama 117 comprende un conmutador IGBT9 electrónico controlado y un conmutador IGBT3 electrónico controlado adicional, cada uno con su propio diodo interno como se muestra en el diagrama de la figura 4.

En el centro o la salida U del medio puente se conectan una inductancia 143 del filtro y un condensador 145 del filtro. En el ejemplo mostrado, el convertidor está conectado a una red de distribución de energía eléctrica, indicada de manera esquemática con la referencia R. De este modo, la energía eléctrica suministrada por la fuente 103 de corriente continua se convierte en energía eléctrica alterna a la frecuencia de la red y se inyecta en dicha red, en fase con la tensión de la red. De manera alternativa, el convertidor 101 se puede conectar a una carga que es alimentada por la energía eléctrica suministrada por la fuente 103.

El convertidor 101 comprende además dos reguladores 151 y 153 de tensión conectados respectivamente a las conexiones 105, 107 y cada una a una rama 155, 157 respectiva en paralelo a las ramas 115 y 117 del medio puente. La rama 155 comprende un conmutador IGBT1 controlado, representado con su diodo interno. La rama 157 comprende un conmutador IGBT4 controlado similar al conmutador 159. En paralelo a cada conmutador IGBT1 e IGBT4 se sitúa un condensador 163, 165 respectivo. El condensador 163 está conectado entre la rama 155 y la conexión 105, mientras que el condensador 165 está conectado entre la rama 157 y la conexión 107. Los reguladores de tensión pueden tener una construcción similar a la descrita con referencia a la figura 1.

La fuente 103 y los reguladores 151 y 153 de tensión generan cuatro niveles de tensión que, con respecto a la tierra M, tienen los siguientes valores: 0,  $V1$ ,  $Vi/2+V1$ ,  $Vi$  en los extremos de cada condensador 109A, 109B, 163, 165.

El funcionamiento del circuito se describe a continuación con referencia a los diagramas de las figuras 5, 6 y 7. La figura 5 muestra la forma de onda de la tensión de salida entre los puntos U y N del circuito de la figura 4. La tensión tiene un patrón esencialmente sinusoidal que se genera al conmutar adecuadamente los conmutadores IGBT1, IGBT2, IGBT3, IGBT4, IGBT5, IGBT9. La figura 6 muestra las señales de excitación y las corrientes en los diversos componentes del circuito y la figura 7 muestra la forma de onda de la tensión y de la corriente que, en el ejemplo ilustrado, están en fase.

Como en el caso del circuito de la figura 1, los conmutadores IGBT2 e IGBT3 están acotados para una tensión nominal más alta, por encima de  $Vi/2$ , donde  $Vi$  es la tensión en los extremos de las conexiones 105 y 107, mientras que los conmutadores IGBT1 e IGBT3 están acotados para una tensión nominal más baja, logrando ventajas similares a las descritas con referencia al ejemplo de la figura 1.

Con referencia a la figura 5, se puede observar que la tensión  $V_u$  de salida (entre U y N) tiene un patrón sinusoidal que oscila entre un máximo y un mínimo que en el ejemplo mostrado tiene valores  $V_i$  y  $-V_i$ , respectivamente. La tabla también muestra los valores  $V_i/2$  y  $-V_i/2$  de la tensión en las conexiones 105 y 107. Durante la media onda positiva, la tensión  $V_u$  de salida aumenta de 0 a  $V_i/2$  en el intervalo de tiempo  $t_0-t_1$ ; en el intervalo de tiempo  $t_1-t_2$  aumenta de  $V_i/2$  al valor máximo (indicado a modo de ejemplo con la referencia  $V_i$ ) y luego cae a  $V_i/2$ . En el intervalo  $t_2-t_3$ , cae de  $V_i/2$  a 0. En la media onda negativa, hay un comportamiento simétrico con signos inversos: en el intervalo  $t_3-t_4$ , la tensión cae de 0 a  $-V_i/2$ . En el intervalo  $t_4-t_5$ , cae al valor mínimo  $V_i$  y luego sube al valor  $V_i/2$ . En el intervalo  $t_5-t_6$ , aumenta hasta que alcanza de nuevo el valor 0.

En la hipótesis ilustrada, con la corriente de salida y la tensión en fase, en los intervalos  $t_0-t_1$  y  $t_2-t_3$ , la corriente fluye en los conmutadores IGBT5, IGBT2, IGBT3 e IGBT9. En el intervalo  $t_1-t_2$ , la corriente fluye en los conmutadores IGBT1, IGBT5 e IGBT2. En los intervalos  $t_3-t_4$  y  $t_5-t_6$ , la corriente fluye en los conmutadores IGBT5, IGBT2, IGBT3 e IGBT9. Por último, en el intervalo  $t_4-t_5$ , la corriente fluye en los conmutadores IGBT9, IGBT3 e IGBT4.

Haciendo referencia a las formas de onda de la figura 6, la corriente y las formas de onda de tensión durante un ciclo de la tensión sinusoidal de salida se describirán ahora con mayor detalle. En el ejemplo descrito, también se da por hecho que la tensión y la corriente de salida están en fase, aunque esto no es necesario y no ocurre, por ejemplo, si el circuito está conectado a una carga reactiva, en lugar de a una red de distribución eléctrica o una carga resistiva.

En el eje x del diagrama en la figura 6 se muestran los instantes de tiempo  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$ ,  $t_4$ ,  $t_5$  y  $t_6$  correspondientes a los instantes  $t_1, \dots, t_6$  en los cuales se subdividió el período de la tensión sinusoidal de salida representada en el diagrama de la figura 5. El diagrama de la figura 6 muestra:

- la corriente de salida (en fase con la tensión de salida, figura 7);
- las corrientes en cada uno de los conmutadores IGBT1, IGBT2, IGBT3, IGBT4, IGBT5, IGBT9;
- las señales de excitación de los conmutadores IGBT1, IGBT2, IGBT3, IGBT4, IGBT5, IGBT9.

Las corrientes y las señales de excitación de los conmutadores son las siguientes:

En el intervalo de tiempo  $t_0-t_1$ , mientras que la tensión de salida aumenta de un valor 0 a un valor  $V_i/2$  y la corriente (bajo las suposiciones hechas con respecto a la carga de salida) sigue el patrón de la tensión, el conmutador IGBT1 está abierto (señal de excitación a 0), el conmutador IGBT2 es excitado y conmuta a una frecuencia, por ejemplo, 15kHz; el conmutador IGBT3 es excitado y conmuta de manera complementaria a IGBT2, es decir, cuando el conmutador IGBT2 está cerrado, el conmutador IGBT3 está abierto y al contrario. El ciclo de trabajo del conmutador IGBT2 aumenta gradualmente de 0 a 1, mientras que, en consecuencia, el ciclo de trabajo del conmutador IGBT3 disminuye de 1 a 0. El conmutador IGBT4 está abierto. Los conmutadores IGBT5 e IGBT9 están constantemente cerrados (las señales de excitación se establecen de manera fija en el valor 1). En el intervalo de tiempo de cierre (Tencendido) del conmutador IGBT2, la corriente fluye a través de los conmutadores IGBT5 e IGBT2 (más específicamente en su diodo interno), mientras que durante el intervalo de apertura (Tapagado) del conmutador IGBT2 la corriente fluye a través de los conmutadores IGBT5 e IGBT3 (más específicamente en su diodo interno). A través de los terminales del conmutador IGBT2 hay una diferencia de tensión de  $V_i$ .

En el intervalo  $t_2-t_3$ , mientras la tensión aumenta por encima del valor  $V_i/2$ , el conmutador IGBT1 conmuta a una frecuencia, por ejemplo, de 15kHz con un ciclo de trabajo creciente. El conmutador IGBT2 está constantemente cerrado, el conmutador IGBT3 está constantemente abierto y el conmutador IGBT5 conmuta de manera complementaria al conmutador IGBT1. Los conmutadores IGBT9 e IGBT4 pueden asumir cualquier condición, debido a que el conmutador IGBT3 está abierto. En el ejemplo ilustrado, el conmutador IGBT9 está cerrado y el conmutador IGBT4 está abierto. Como consecuencia del estado de los conmutadores, la corriente fluye a través del conmutador IGBT1 en el intervalo de encendido (Tencendido) del ciclo de trabajo, mientras que en el intervalo de apagado (Tapagado) de este conmutador la corriente fluye a través del conmutador IGBT5. Como efecto del aumento gradual del ciclo de trabajo del conmutador IGBT1 desde el instante  $t_1$  durante un período de  $(t_2-t_1)/2$ , hay un aumento gradual de la corriente de salida. Posteriormente, desde el instante intermedio del intervalo  $t_1-t_2$  hasta el instante  $t_2$ , se produce una reducción gradual del ciclo de trabajo del conmutador IGBT1, es decir, de su tiempo de encendido (Tencendido) y un aumento complementario del ciclo de trabajo del conmutador IGBT5.

En el posterior intervalo  $t_2-t_3$  hay una condición similar a la del intervalo  $t_0-t_1$ , pero con una reducción gradual del tiempo de conducción (es decir, del ciclo de trabajo) del conmutador IGBT2 y un consiguiente incremento gradual complementario del ciclo de trabajo del conmutador IGBT3.

En el intervalo  $t_3-t_6$  de la media onda negativa de la corriente y tensión de salida (suponiendo, como se indicó anteriormente, que la corriente y la tensión están en fase), existe una situación complementaria a la descrita anteriormente.

Más concretamente, en el intervalo t3-t4, el conmutador IGBT1 está abierto (señal de excitación a cero). El conmutador IGBT2 es excitado y conmuta a una frecuencia, por ejemplo, 15kHz, de manera complementaria al conmutador IGBT3: es decir, cuando el conmutador IGBT2 está cerrado, el conmutador IGBT3 está abierto y, al contrario. El ciclo de trabajo del conmutador IGBT2 disminuye gradualmente, mientras que, en consecuencia, aumenta el ciclo de trabajo del conmutador IGBT3. El conmutador IGBT1 está abierto, el conmutador IGBT5 y el conmutador IGBT9 están constantemente cerrados.

La corriente fluye a través de los conmutadores IGBT9 e IGBT3 durante la fase de cierre (Tencendido del ciclo de trabajo) del conmutador IGBT3, mientras que fluye a través de los conmutadores IGBT5 e IGBT2 durante el intervalo de apertura (Tapagado del ciclo de trabajo) del conmutador IGBT3 y el intervalo de cierre (Tencendido del ciclo de trabajo) del conmutador IGBT2.

Cuando en el instante t4 la tensión alcanza el valor  $-V_i/2$ , el estado de los conmutadores cambia. Para el intervalo t4-t5, el conmutador IGBT2 permanece abierto. Los conmutadores IGBT1 e IGBT5 son excitados de manera complementaria y, en el ejemplo ilustrado, el conmutador IGBT1 se mantiene abierto constantemente mientras que el conmutador IGBT5 se mantiene constantemente cerrado. El conmutador IGBT3 permanece constantemente en conducción (señal de excitación en 1), el conmutador IGBT4 conmuta a alta frecuencia (por ejemplo, 15kHz) con un ciclo de trabajo variable y el conmutador IGBT9 conmuta de manera complementaria al conmutador IGBT4. El ciclo de trabajo del conmutador IGBT4 aumenta gradualmente hasta alcanzar la tensión mínima y entonces disminuye, mientras que el ciclo de trabajo del conmutador IGBT9 sigue un patrón complementario.

La corriente fluye de manera constante a través del conmutador IGBT3 y de manera alterna a través del conmutador IGBT9 e IGBT4 en los respectivos intervalos de conducción, excitados de manera complementaria.

En el intervalo t5-t6, el estado de los conmutadores vuelve a ser el del intervalo t3-t4, pero con un aumento gradual del tiempo de conducción (es decir, el ciclo de trabajo) del conmutador IGBT3 y una disminución correspondiente gradual del tiempo de conducción (es decir, el ciclo de trabajo) del conmutador IGBT4.

Como en el caso del circuito de la figura 1, la disposición en serie de los conmutadores IGBT1, IGBT2 e IGBT3, IGBT4 permite tener una condición especialmente favorable en términos de reducción de las pérdidas de conmutación por efecto de la tensión nominal más baja en los conmutadores IGBT1 e IGBT5, con respecto a lo que ocurre en otras tipologías de convertidores de CC/CA multinivel conocidos en la técnica.

La ventaja es especialmente significativa considerando que el tiempo de conmutación de estos conmutadores (t1-t2 para IGBT1 en la media onda positiva y t4-t5 para IGBT4 en la media onda negativa) es más largo que el tiempo de conmutación de los interruptores IGBT2 e IGBT3.

Ha de entenderse que el concepto en donde se basan los diseños de los circuitos de las figuras 1 y 4 también pueden extenderse a una configuración con un mayor número de niveles de tensión, debido a que la estructura del circuito es modular.

Cabe señalar que el dibujo solo muestra un ejemplo proporcionado a modo de demostración práctica de la invención, el cual puede variar en formas y disposiciones sin apartarse, sin embargo, del alcance del concepto subyacente de la invención. Cualquier número de referencia en las reivindicaciones adjuntas se proporciona para facilitar la lectura de las reivindicaciones con referencia a la descripción y al dibujo, y no limita el alcance de protección representado por las reivindicaciones.

**REIVINDICACIONES**

1. Un convertidor de CC/CA multinivel, que comprende:

- 5 - una entrada (5, 7; 105, 107) de tensión continua conectable a una fuente (3; 103) de tensión continua, con una primera conexión (5; 105) y una segunda conexión (7; 107) entre las cuales se puede aplicar una tensión ( $V_i$ ) de entrada, situando un neutro (N) entre la primera y la segunda conexión (7, 9; 107, 109);
- 10 - un medio puente con un primer conmutador (21; IGBT2) controlado y un segundo conmutador (25; IGBT3) controlado entre los cuales se sitúa una salida (U) del convertidor;
- 15 - una primera rama (15; 115) de conexión entre el primer conmutador (21; IGBT2) controlado y dicha primera conexión (5; 105) y una segunda rama (17; 117) de conexión entre el segundo conmutador (25; IGBT3) controlado y dicha segunda conexión (7; 107), dicha primera rama (15; 115) de conexión y dicha segunda rama (17; 117) de conexión conectan dicho medio puente a dicha entrada (5, 7; 105, 107);
- 20 - un tercer conmutador (59; IGBT1) controlado asociado a dicho primer conmutador (21; IGBT2), controlado conectable en serie a dicho primer conmutador controlado para generar una tensión de salida que exceda un primer valor ( $V_i/2$ ) límite;
- 25 - un cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado asociado a dicho segundo conmutador (25; IGBT3) controlado, conectable en serie a dicho segundo conmutador controlado para generar una tensión de salida por debajo de un segundo valor ( $-V_i/2$ ) límite;
- 30 - un primer regulador (51; 151) de tensión asociado a dicho tercer conmutador (59; IGBT1) controlado y un segundo regulador (53; 153) de tensión asociado a dicho cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado;

en donde dicho primer regulador (51; 151) de tensión está situado para regular la tensión a través de un primer condensador (63; 163) y dicho segundo regulador (53; 153) de tensión situado para regular la tensión a través de un segundo condensador (65; 165); en donde: dicho tercer conmutador (59; IGBT1) controlado está conectado (55; 155) entre una primera placa de dicho primer condensador (63; 163) y dicho primer conmutador (21; IGBT2) controlado; y en donde dicho cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado está conectado (57; 157) entre una primera placa de dicho segundo condensador (65; 165) y dicho segundo conmutador controlado (25; IGBT3) controlado.

35 2. Un convertidor según la reivindicación 1, en donde entre la primera y la segunda conexión (5, 7; 105, 107) se sitúa un par de condensadores (9, 11; 109, 111) en serie, entre los cuales se sitúa el neutro (N) del circuito.

40 3. Un convertidor según la reivindicación 1 o 2, en donde: dicho primer conmutador (21; IGBT2) controlado y dicho tercer conmutador (59; IGBT1) controlado están conectados a una segunda placa de dicho primer condensador (63; 163) a través de dicha primera rama (15; 115) de conexión; y en donde dicho segundo conmutador (25; IGBT3) controlado y dicho cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado están conectados a una segunda placa de dicho segundo condensador (65; 165) a través de dicha segunda rama (17; 117) de conexión.

45 4. Un convertidor según una o más de las reivindicaciones anteriores, en donde dichos primero, segundo, tercero y cuarto conmutadores (21, 25, 59, 61; IGBT2, IGBT3, IGBT1, IGBT4) controlados son excitados de modo que:

- 50 - las tensiones de salida entre un valor ( $V_i/2$ ) límite positivo y un valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo se generan al conmutar dicho primer y dicho segundo conmutador (21, 25; IGBT2, IGBT3) controlado a una frecuencia de conmutación, manteniendo el tercer y el cuarto conmutador (59, 61; IGBT1, IGBT4) controlado constantemente abiertos;
- 55 - las tensiones de salida por encima de dicho valor límite positivo se generan conmutando el tercer conmutador (59; IGBT1) controlado a una frecuencia de conmutación y manteniendo dicho primer conmutador (21; IGBT2) controlado constantemente en conducción;
- 60 - las tensiones de salida por debajo de dicho valor límite negativo ( $-V_i/2$ ) se generan al conmutar el cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado a una frecuencia de conmutación que mantiene dicho segundo conmutador (25; IGBT3) controlado constantemente en conducción.

60 5. Un convertidor según una o más de las reivindicaciones anteriores, en donde dicha primera rama (15) de conexión comprende un primer diodo (19) y dicha segunda rama (17) de conexión comprende un segundo diodo (23), dicho primer y dicho segundo diodo que están orientados en direcciones opuestas.

65 6. Un convertidor según la reivindicación 5, en donde entre la salida y el neutro se sitúan una primera conexión (31) de sujeción y una segunda conexión (33) de sujeción, cada una de las cuales incluye un primer conmutador (35) de sujeción respectivo y un segundo conmutador (39) de sujeción en serie a un primer diodo (37) respectivo y un

segundo diodo (41), los conmutadores y los diodos de las dos conexiones de sujeción están dispuestos en antiparalelo.

5 7. Un convertidor según la reivindicación 6, en donde dicho primer y segundo conmutador (35, 37) de sujeción son excitados en función del signo de la tensión de salida, estando el primer conmutador (35) de sujeción en conducción y estando el segundo conmutador (39) de sujeción abierto en la media onda negativa de la tensión de salida, estando el primer conmutador (35) de sujeción abierto y estando el segundo conmutador (39) de sujeción en conducción en la media onda positiva de la tensión de salida.

10 8. Un convertidor según una o más de las reivindicaciones anteriores, en donde dichos primero, segundo, tercero y cuarto conmutadores (21, 25, 59, 61) controlados son excitados de modo que:

15 - los valores de tensiones de salida entre un valor ( $V_i/2$ ) límite positivo y un valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo se generan al conmutar dicho primero y segundo conmutador (21, 25) controlado de manera complementaria a una frecuencia de conmutación con ciclo de trabajo variable mientras dicho tercer y cuarto interruptor (59, 61) controlado se mantienen abiertos;

20 - los valores de tensión de salida que exceden dicho valor ( $V_i/2$ ) límite positivo se generan al conmutar dicho tercer conmutador (59) controlado a una frecuencia de conmutación con ciclo de trabajo variable, mientras que dicho primer conmutador (21) controlado se mantiene cerrado y dicho segundo conmutador (25) controlado se mantiene abierto;

25 - los valores de tensión de salida por debajo de dicho valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo se generan al conmutar dicho cuarto conmutador (61) controlado a dicha frecuencia de conmutación con ciclo de trabajo variable, manteniendo dicho segundo conmutador (25) controlado cerrado y dicho primer conmutador (21) controlado abierto.

30 9. Un convertidor según una o más de las reivindicaciones 1 a 4, en donde dicha primera rama (115) de conexión comprende un quinto conmutador (IGBT5) y dicha segunda rama (117) de conexión comprende un sexto conmutador (IGBT9) controlado.

10. Un convertidor según la reivindicación 9, en donde dicho quinto y dicho sexto conmutador (IGBT5; IGBT9) controlado son excitados con una señal de excitación PWM con ciclo de trabajo variable durante una porción respectivamente de la media onda positiva y de la media onda negativa de la tensión de salida.

35 11. Un convertidor según la reivindicación 9 o 10, en donde dichos primero, segundo, tercero, cuarto, quinto y sexto conmutadores (IGBT2, IGBT3; IGBT1; IGBT4, IGBT5, IGBT9) controlados son excitados de modo que:

40 - los valores de tensión de salida entre un valor ( $V_i/2$ ) límite positivo y un valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo se generan al conmutar dicho primer y dicho segundo conmutador (IGBT2; IGBT3) controlado de manera complementaria, a una frecuencia de conmutación con ciclo de trabajo variable, manteniéndose el tercer y el cuarto conmutador (IGBT1; IGBT4) controlado abiertos y manteniéndose el quinto y el sexto conmutador (IGBT5, IGBT9) controlados cerrados;

45 - los valores de tensión de salida que exceden dicho valor ( $V_i/2$ ) límite positivo se generan al conmutar dicho tercer conmutador (IGBT1) controlado y dicho quinto conmutador (IGBT5) controlado de manera complementaria a una frecuencia de conmutación con un ciclo de trabajo variable, manteniendo dicho primer conmutador (IGBT2) controlado cerrado;

50 - los valores de tensión de salida por debajo de dicho valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo se generan al conmutar dicho cuarto conmutador (IGBT4) controlado y dicho sexto conmutador (IGBT9) controlado de manera complementaria a una frecuencia de conmutación con un ciclo de trabajo variable, manteniéndose dicho segundo conmutador (IGBT3) controlado cerrado.

55 12. Un convertidor según la reivindicación 11, en donde cuando la tensión de salida excede dicho valor ( $V_i/2$ ) límite positivo, dicho segundo conmutador (IGBT3) controlado se mantiene abierto y cuando la tensión de salida está por debajo de dicho valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo dicho primer conmutador (IGBT2) controlado se mantiene abierto.

60 13. Un convertidor según una o más de las reivindicaciones 4, 8, 11 o 12, en donde dicho valor ( $V_i/2$ ) límite positivo de la tensión de salida es igual a la mitad de la tensión ( $V_i$ ) de entrada y dicho valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo de la tensión de salida es igual a la mitad de la tensión ( $-V_i/2$ ) de entrada con su signo invertido.

14. Un método para convertir una tensión continua en una tensión alterna con un valor de pico que excede el valor máximo de la tensión ( $V_i$ ) continua, por medio de un conmutador de CC/CA que comprende:

65 - un medio puente (21, 25; IGBT2, IGBT3) conectado a una entrada de tensión continua (5, 7: 105, 107) y que comprende un primer conmutador (21; IGBT2) controlado y un segundo conmutador (25; IGBT3) controlado entre los cuales se sitúa una conexión (U) de salida;

## ES 2 714 215 T3

- un tercer conmutador (59; IGBT1) controlado y un cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado;

5 - un primer regulador (51; 151) de tensión asociado a dicho tercer conmutador (59; IGBT1) controlado y un segundo regulador (53; 153) de tensión asociado a dicho cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado;

en donde:

10 - los valores de tensión de salida entre un valor ( $V_i/2$ ) límite positivo y un valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo se generan al excitar dicho primer y dicho segundo conmutador (21, 25; IGBT2, IGBT3) controlado con una señal de conmutación PWM con ciclo de trabajo variable, manteniéndose dicho tercer conmutador (59; IGBT1) controlado y dicho cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado abiertos;

15 - los valores de tensión de salida que exceden dicho valor ( $V_i/2$ ) límite positivo son generados por dicho primer conmutador (21; IGBT2) controlado y dicho tercer conmutador (59; IGBT1) controlado en serie, manteniéndose el primer conmutador (21; IGBT2) controlado siempre en conducción y excitándose el tercer conmutador (59; IGBT1) controlado con una señal de conmutación PWM con ciclo de trabajo variable;

20 - los valores de tensión de salida por debajo de dicho valor ( $-V_i/2$ ) límite negativo son generados por dicho segundo conmutador (25; IGBT3) controlado y dicho cuarto conmutador (61; IGBT4) controlado en serie, manteniéndose el segundo conmutador controlado siempre en conducción y excitándose el cuarto conmutador controlado con una señal de conmutación PWM con ciclo de trabajo variable.

Fig.1

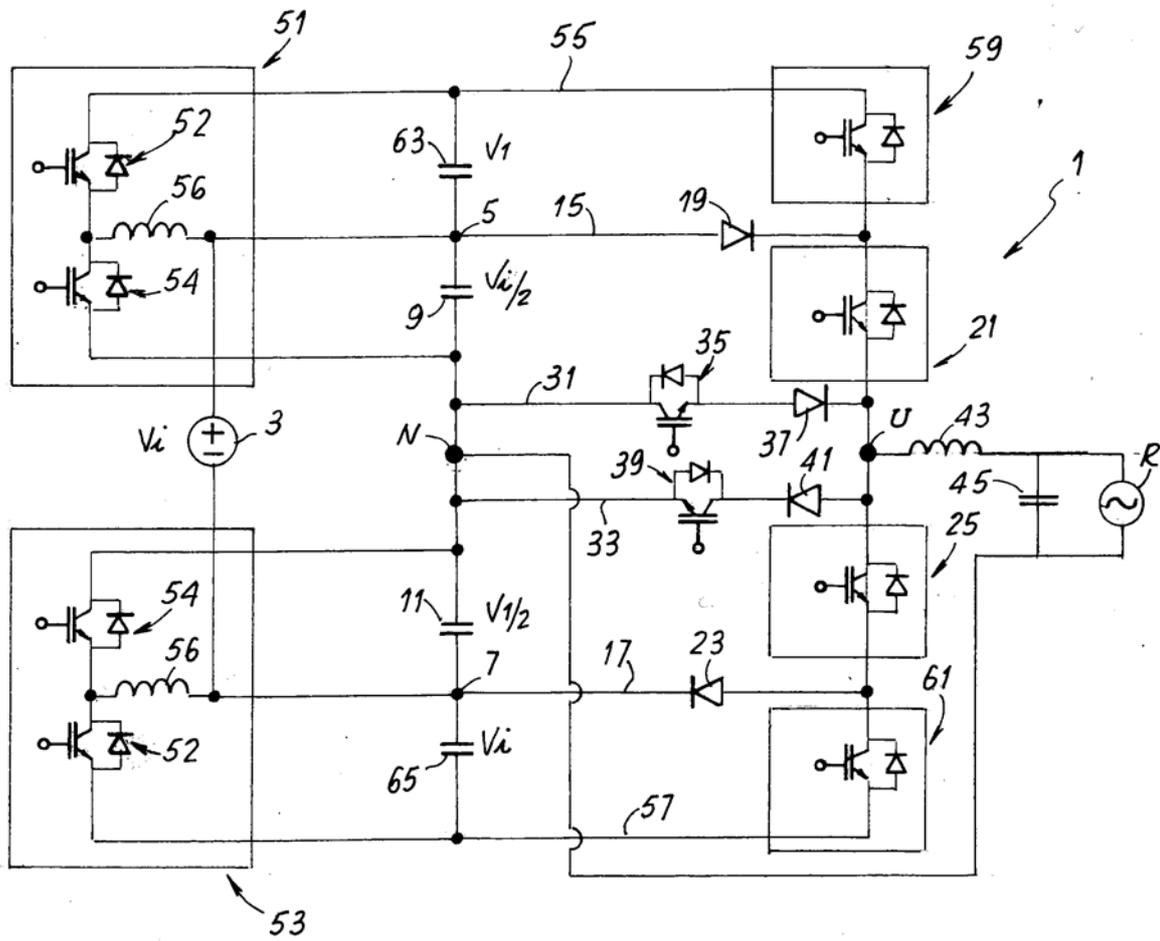


Fig. 2

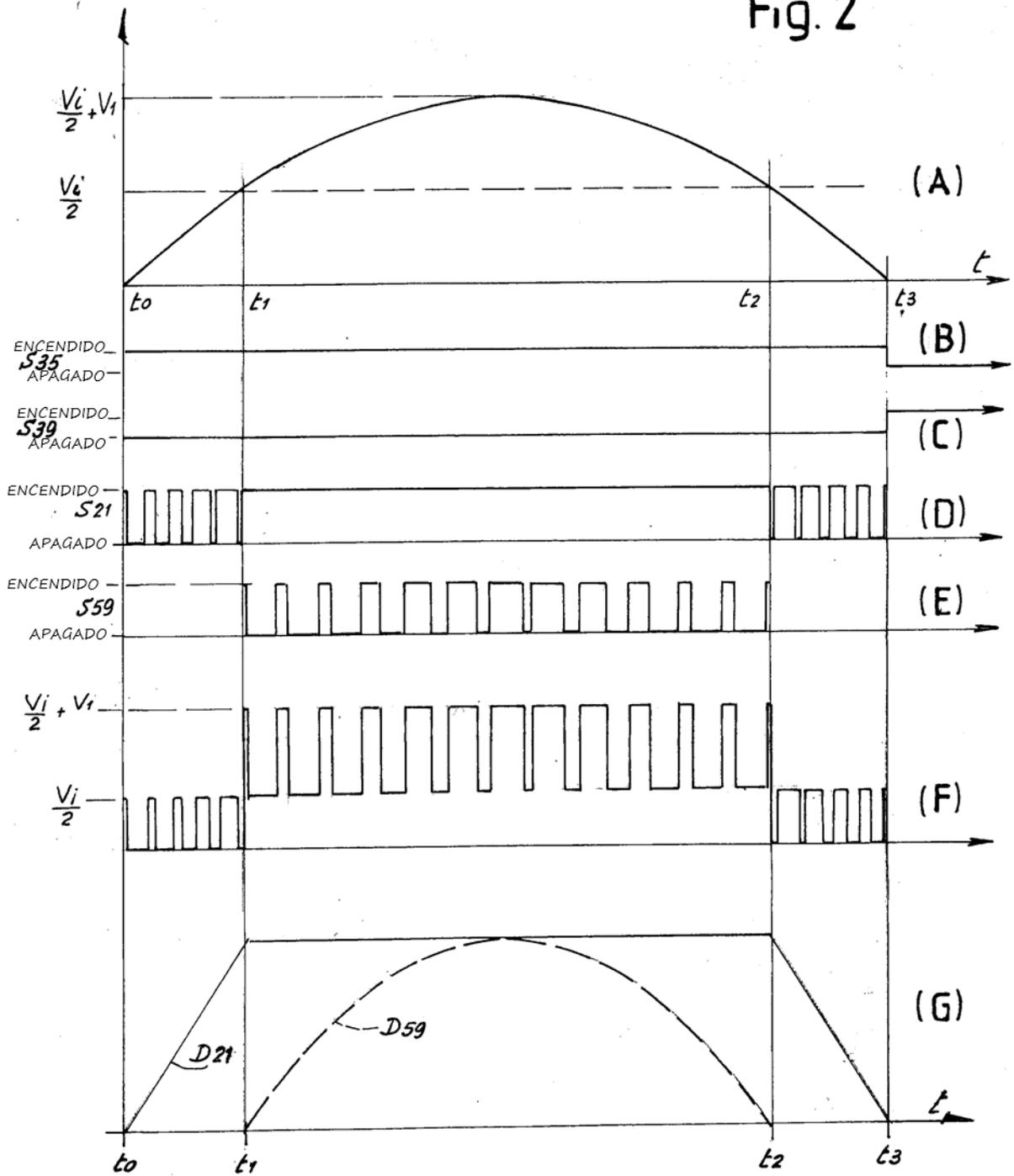
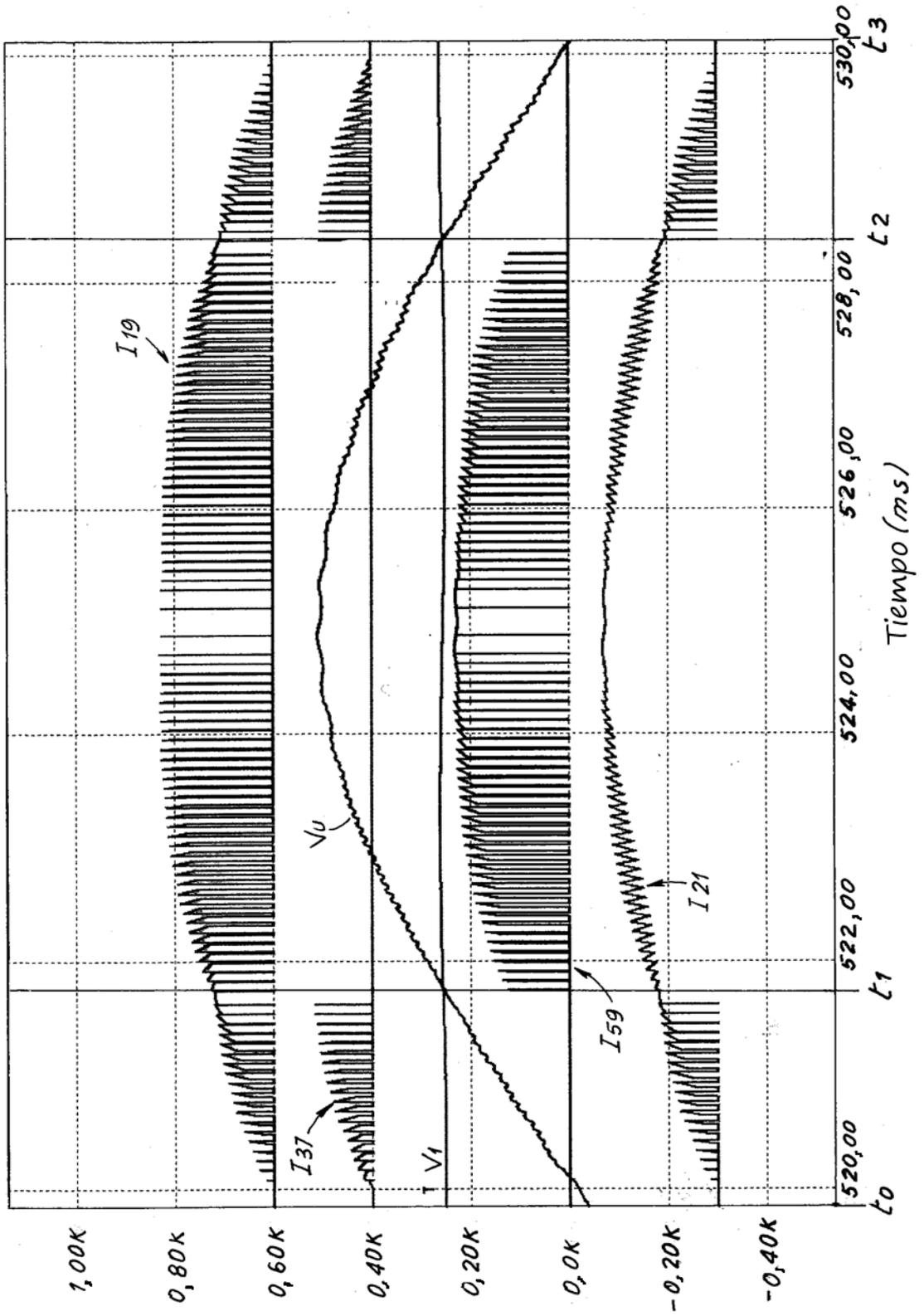


Fig.3



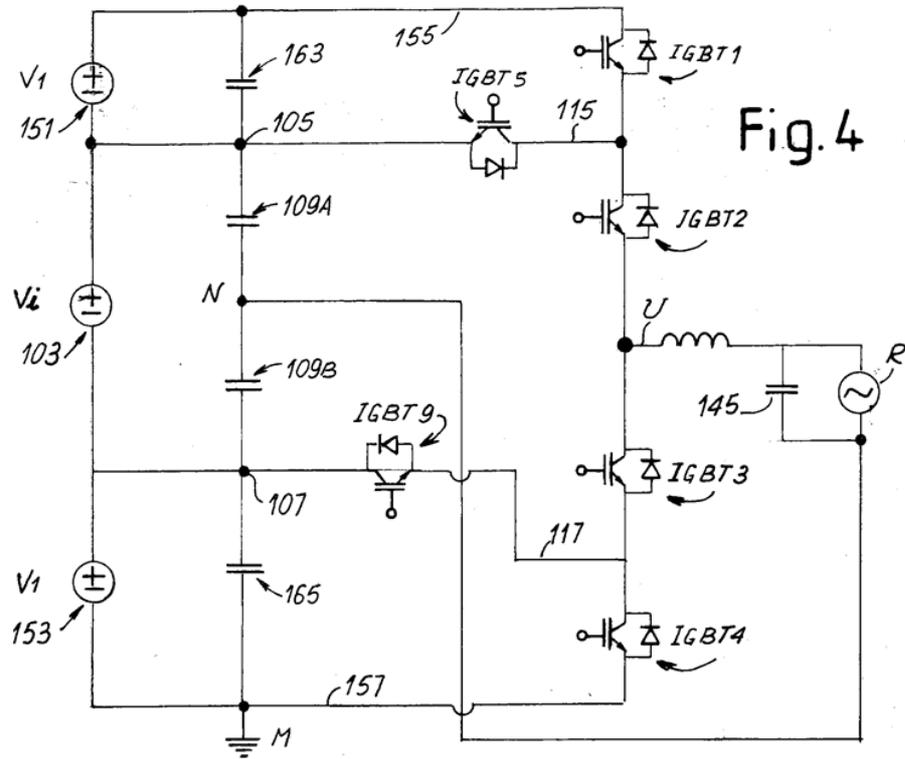
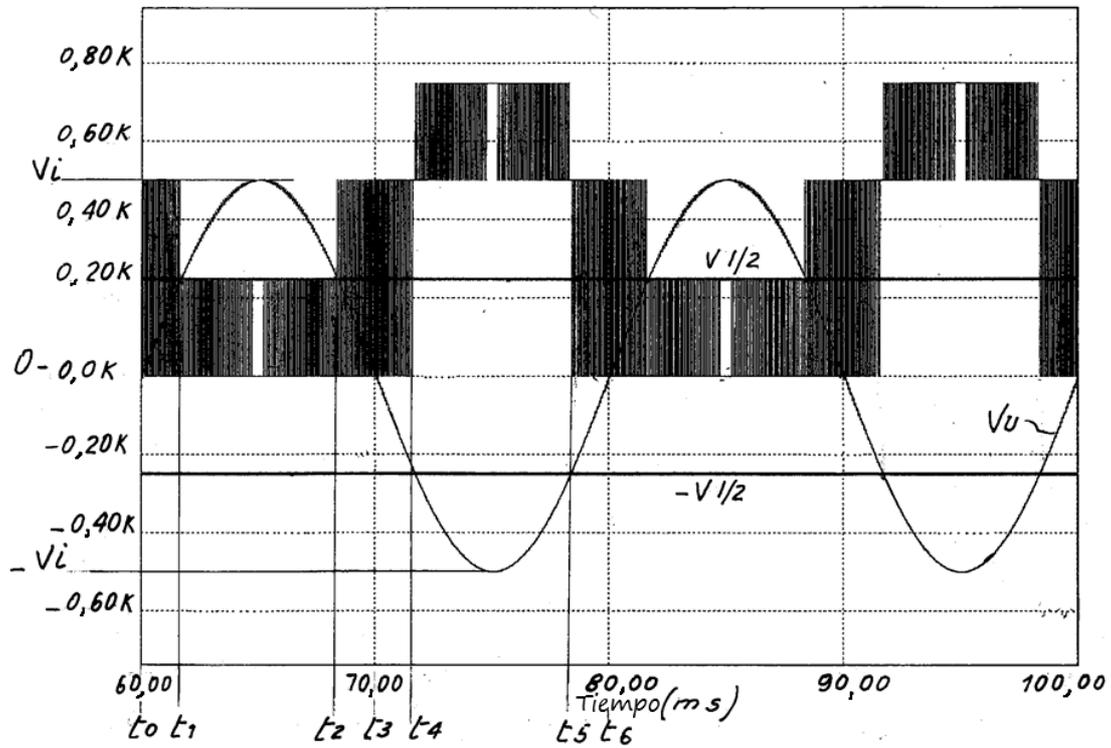


Fig.4

Fig.5



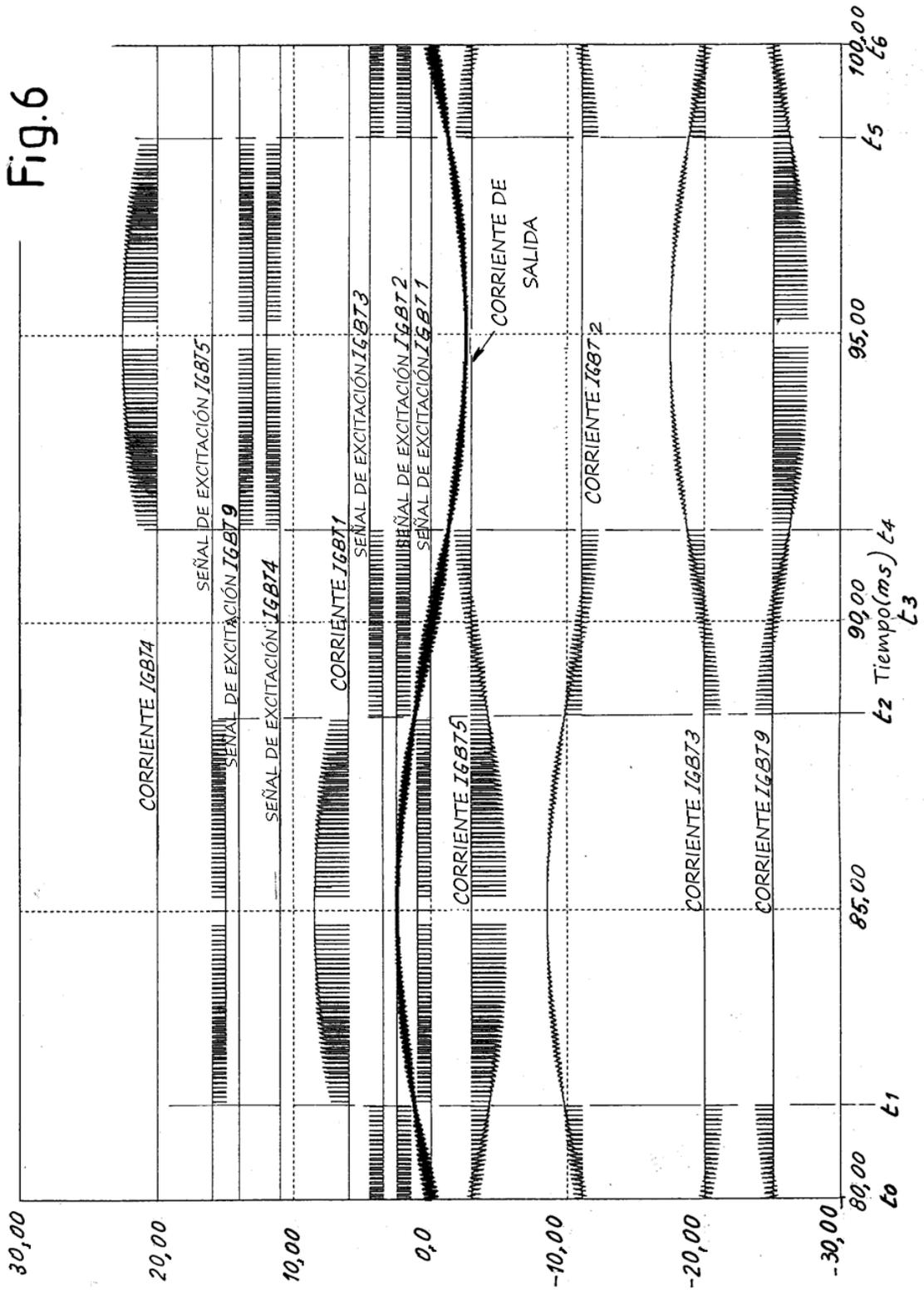


Fig.7

