

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 535 089**

51 Int. Cl.:

**H02M 7/483**

(2007.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **06.12.2010 E 10354087 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.01.2015 EP 2355331**

54 Título: **Dispositivo convertidor y alimentación ininterrumpida equipada con un dispositivo de ese tipo**

30 Prioridad:

**05.02.2010 FR 1000469**

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

**05.05.2015**

73 Titular/es:

**MGE UPS SYSTEMS (100.0%)  
140, avenue Jean Kuntzmann Zirst de  
Montbonnot  
38330 Montbonnot-Saint-Martin, FR**

72 Inventor/es:

**LACARNOY, ALAIN**

74 Agente/Representante:

**CARPINTERO LÓPEZ, Mario**

**ES 2 535 089 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**

Dispositivo convertidor y alimentación ininterrumpida equipada con un dispositivo de ese tipo

**Campo técnico de la invención**

5 La invención se refiere al campo de los convertidores, tal como los onduladores, por ejemplo aquellos utilizados en alimentaciones ininterrumpidas, en particular las alimentaciones ininterrumpidas de elevada potencia, es decir cuya potencia está comprendida generalmente entre aproximadamente 100 y 500 kVA.

10 La invención se refiere, más particularmente, a un dispositivo convertidor que permite suministrar una tensión VS y una corriente IS alternas mediante filtrado de los impulsos obtenidos en una salida SM de la señal modulada a partir de tres tensiones  $-U/2$ , UREF,  $U/2$ , sustancialmente continuas disponibles en una línea de tensión de referencia REF y en dos entradas P, N de tensiones continuas de signos opuestos de, respectivamente, dos unidades UC1, UC4 de conmutación, comprendiendo cada unidad de conmutación una salida S1, S4 de conmutación para proporcionar unos impulsos que tengan una amplitud variable entre la tensión en la entrada de dicha unidad de conmutación, en un primer estado de conmutación de dicha unidad de conmutación, y la tensión en dicha línea de tensión de referencia en un segundo estado de conmutación de dicha unidad de conmutación, comprendiendo cada unidad de conmutación un primer interruptor T1, T4 conectado entre la entrada y la salida S1, S4 de conmutación de dicha unidad de conmutación para establecer dicho primer estado de conmutación mediante la conducción de dicho primer interruptor, comprendiendo dicho dispositivo, para cada unidad de conmutación, un segundo interruptor T2, T3 asociado a dicha unidad de conmutación, conectado entre dicha unidad de conmutación y dicha salida de la señal modulada para activar dicha unidad de conmutación mediante la conducción de dicho segundo interruptor.

20 La invención se refiere igualmente a una alimentación ininterrumpida 101 que comprende una entrada 102 de alimentación en la que se aplica una tensión de entrada alterna, un rectificador 103 conectado a dicha entrada, dos líneas de tensión sustancialmente continua de signos opuestos conectadas en la salida de dicho rectificador, un ondulator 106 conectado a dichas líneas de tensión, de tensión sensiblemente continua y que comprende una salida 107 destinada a suministrar una tensión de seguridad.

**Estado de la técnica**

Los controladores se desarrollan para mejorar su rendimiento y para reducir las molestias sonoras engendradas por unas frecuencias de recorte frecuentemente bajas, del orden de algunos millares de hercios. En este contexto, se ha demostrado que era interesante utilizar unos controladores que presentan unas topologías en varios niveles, generalmente tres niveles.

30 Con referencia a la figura 1 según la técnica anterior, un ondulator de tres niveles representado bajo la referencia 1 permite suministrar una tensión VS y una corriente IS alternas para una línea de fase. La tensión VS y la corriente IS alternas se obtienen mediante filtrado de los impulsos obtenidos en una salida SM de la señal modulada a partir de tres niveles de tensiones  $-U/2$ , UREF,  $U/2$  sensiblemente continuas disponibles en una línea REF de tensión de referencia y en dos fuentes de tensión de signos opuestos conectadas a las entradas P, N de las unidades de conmutación descritas en el presente documento a continuación. Los medios de filtrado utilizados comprenden una inductancia L conectada entre la salida SM de la señal modulada y la salida de tensión VS y de corriente IS alternas. Los medios de filtrado comprenden generalmente un condensador C, no representado, que se conecta entre la salida de tensión VS alterna y un punto de referencia de tensión que presenta un mismo potencial eléctrico que la línea REF de tensión de referencia.

40 El ondulator representado en la figura 1 comprende dos unidades UC1, UC4 de conmutación controladas por mediación de una unidad de control no representada. Las unidades de conmutación comprenden respectivamente una entrada P de tensión continua positiva y una entrada N de tensión continua negativa conectadas a la fuente de tensión respectivamente positiva y negativa. Cada unidad UC1, UC4 de conmutación se conecta, por un lado, a la fuente de tensión correspondiente a una u otra de dichas entradas P, N y a la línea REF de tensión de referencia, y por otro lado, a la salida SM de la señal modulada. Cada unidad UC1, UC4 de conmutación comprende un primer interruptor provisto de un transistor T1, T4 conectado entre la entrada P, N de tensión de dicha unidad de conmutación y la salida SM de la señal modulada. Durante la conducción del transistor T1, T4 de una unidad UC1, UC4 de conmutación, la tensión en la salida SM de la señal modulada es sensiblemente igual a la tensión continua  $+U/2$ ,  $-U/2$  de la entrada P, N de tensión de dicha unidad de conmutación. Este estado de conducción del transistor T1, T4 corresponde a un primer estado de conmutación de la unidad UC1, UC4 de conmutación. En este primer estado de conmutación, el transistor T1, T4 puede transferir la potencia de la entrada P, N hacia la salida SM de la señal modulada. Cuando el transistor T1, T4 está bloqueado, unos segundos interruptores T2, T3 descritos en el presente documento a continuación, permiten hacer pasar la tensión en la salida SM de la señal modulada a un valor sustancialmente igual a la tensión de referencia, lo que corresponde a un segundo estado de conmutación de la unidad UC1, UC4 de conmutación.

El ondulator representado en la figura 1 comprende, además, para cada unidad UC1, UC4 de conmutación, el segundo interruptor anteriormente citado. Este segundo interruptor está provisto de un transistor T2, T3 conectado entre dicha unidad de conmutación y la salida SM de la señal modulada. El transistor T2, T3 de cada unidad UC1,

UC4 de conmutación permite esencialmente, cuando es conductor, activar la conmutación de dicha unidad de conmutación en función del signo de la tensión VS alterna. El transistor T2, T3 de cada unidad UC1, UC4 de conmutación permite, entre otros, activar el paso del primer estado de conmutación a un segundo estado de conmutación de dicha unidad de conmutación, cuando la tensión VS alterna es del mismo signo que la tensión disponible en la entrada P, N de dicha unidad de conmutación.

Cada unidad UC1, UC4 de conmutación comprende, además, un diodo DH, DB conectado entre la línea REF de tensión de referencia y la salida SM de la señal modulada. Más precisamente, el transistor T2, T3 y el diodo DH, DB de cada unidad de conmutación están conectados en serie entre la línea REF de tensión de referencia y la salida SM de la señal modulada. El diodo DH, DB de cada unidad UC1, UC4 de conmutación permite pasar del primer estado de conmutación al segundo estado de conmutación, durante el bloqueo del transistor T1, T4. Este segundo estado de conmutación asociado al bloqueo del transistor T1, T4 permite, cuando el transistor T2, T3 es conductor, obtener en la salida SM de la señal modulada una tensión sensiblemente igual a la tensión UREF de referencia. De esta manera, el transistor T1, T4 de cada unidad UC1, UC4 de conmutación permite proporcionar, en la salida SM de la señal modulada, cuando dicha unidad de conmutación se activa, unos impulsos que tienen una amplitud que varía entre un valor de la tensión en la entrada de dicha unidad de conmutación, en un primer estado de conmutación de dicha unidad de conmutación, y un valor de tensión en la línea de tensión de referencia, en un segundo estado de conmutación de dicha unidad de conmutación. Se ha de tener en cuenta que estos impulsos presentan un mismo signo que el de la tensión disponible en la entrada P, N de tensión de la unidad de conmutación considerada.

Los transistores T1, T2, T3, T4 de los primeros y de los segundos interruptores son generalmente unos transistores bipolares de rejilla aislada del tipo IGBT, que se utilizan generalmente en los interruptores electrónicos de potencia. Cada uno de estos interruptores comprende un diodo D1, D2, D3, D4 montado en paralelo con el transistor T1, T2, T3, T4 de dicho interruptor y orientado para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente. Estos diodos D1, D2, D3, D4 permiten un funcionamiento del dispositivo convertidor durante las fases reactivas, es decir cuando la tensión VS alterna y la corriente IS alterna son de signos opuestos.

Durante la realización del dispositivo convertidor de la figura 1, cuando el primer interruptor T1 de la unidad UC1 de conmutación está abierto, es decir cuando el transistor T1 de dicho primer interruptor está bloqueado, la apertura del primer interruptor T4 de la unidad UC4 de conmutación implica la caída de tensión en los bornes del primer interruptor T1 sustancialmente igual a la diferencia U de potenciales entre las entradas P, N de las unidades UC1, UC4 de conmutación. Se deduce que el calibre en tensión de los transistores de los primeros interruptores T1, T4 se debe elegir superior a esta diferencia U de potenciales. En el caso en que la diferencia U/2 de potenciales entre cada entrada P, N y la línea de referencia sea superior a 300 voltios, los primeros interruptores, es decir los transistores T1, T4, deben tener entonces un calibre de tensión superior a 600 voltios, es decir en general un calibre de tensión de 1200 voltios.

Con referencia a la figura 2 según la técnica anterior, el ondulator de tres niveles representado bajo la referencia 11 comprende esencialmente los mismos componentes que el representado en la figura 1, pero estos elementos se disponen de modo diferente. Con relación al ondulator 1 representado en la figura 1, el ondulator 11 permite reducir el calibre de los primeros interruptores T1, T4. En este montaje, las unidades UC1, UC4 de conmutación se disponen de modo diferente y comprenden unas salidas S1, S4 de conmutación distintas de la salida SM de la señal modulada. El primer interruptor, es decir el transistor T1, T4, de cada unidad UC1, UC4 de conmutación se conecta entre la entrada P, N y la salida S1, S4 de conmutación de dicha unidad de conmutación. El primer estado de conmutación se establece mediante el cierre del primer interruptor, es decir mediante la conducción del transistor T1, T4 de dicho primer interruptor. El diodo DH, DB de cada unidad UC1, UC4 de conmutación está conectado entre la línea REF de tensión de referencia y la salida S1, S4 de conmutación de dicha unidad de conmutación para establecer el segundo estado de conmutación cuando el primer interruptor está abierto, es decir cuando el transistor T1, T4 del primer interruptor está bloqueado. El diodo DH, DB de cada unidad UC1, UC4 de conmutación permite de ese modo establecer en la salida S1, S4 de conmutación de dicha unidad de conmutación, durante la apertura del primer interruptor T1, T4, una tensión igual a la tensión de referencia. El segundo interruptor T2, T3 asociado a la unidad UC1, UC4 de conmutación está conectado entre dicha unidad de conmutación y la salida SM de la señal modulada, y permite activar dicha unidad de conmutación mediante la conducción de dicho segundo interruptor. Más precisamente, el segundo interruptor T2, T3 asociado a la unidad UC1, UC4 de conmutación se conecta entre la salida S1, S4 de conmutación de dicha unidad de conmutación y la salida SM de la señal modulada. Para activar una unidad de conmutación, se prefiere transferir los impulsos de la salida S1, S4 de conmutación de dicha unidad de conmutaciones hacia la salida SM de la señal modulada.

Cuando la unidad UC1, UC4 de conmutación del ondulator de la figura 2 está en el primer estado de conmutación correspondiente al cierre del primer interruptor T1, T4 y cuando dicha unidad de conmutación se activa mediante la conducción del segundo interruptor T2, T3, el primer interruptor T1, T4 transfiere la potencia disponible en la entrada P, N de dicha unidad de conmutación hacia la salida SM de la señal modulada. Sin embargo, esta potencia se transfiere a través no solamente del primer interruptor T1, T4, sino igualmente a través del segundo interruptor T2, T3. Se deduce de las caídas de tensión en estos dos componentes que se mantienen durante toda la duración del primer estado de conmutación, lo que implica en consecuencia unas pérdidas energéticas.

La patente de Estados Unidos US 6.838.925 describe un ondulator que presenta una arquitectura similar a la del dispositivo convertidor representado en la figura 2, en el que los primeros interruptores están provistos de transistores de efecto de campo del tipo MOS que presentan unos mejores rendimientos en conmutación que los transistores utilizados en los ondulatoros representados en las figuras 1 y 2. Sin embargo, este tipo de transistores no está adaptado para la transferencia de una potencia comprendida entre 100 y 500 kVA. Por otro lado, la realización de un dispositivo de ese tipo implica igualmente unas pérdidas energéticas generadas por las caídas de tensión a la vez en el primer y en el segundo interruptor, durante las transferencias de potencia entre las entradas de las tensiones continuas y la salida de la señal modulada.

### **Exposición de la invención**

La invención viene a aportar una solución a los problemas de los ondulatoros de la técnica anterior proponiendo un dispositivo convertidor que permite proporcionar una tensión y una corriente alternas mediante el filtrado de los impulsos obtenidos en una salida de la señal modulada a partir de tres tensiones sustancialmente continuas disponibles en una línea de tensión de referencia y en dos entradas de tensiones continuas de signos opuestos de respectivamente dos unidades de conmutación, comprendiendo cada unidad de conmutación una salida de conmutación para proporcionar unos impulsos que tengan una amplitud variable entre la tensión en la entrada de dicha unidad de conmutación, en un primer estado de conmutación de dicha unidad de conmutación, y la tensión en dicha línea de tensión de referencia, en un segundo estado de conmutación de dicha unidad de conmutación, comprendiendo cada unidad de conmutación un primer interruptor conectado entre la entrada y la salida de conmutación de dicha unidad de conmutación para establecer dicho primer estado de conmutación mediante el cierre de dicho primer interruptor, comprendiendo dicho dispositivo, para cada unidad de conmutación, un segundo interruptor asociado a dicha unidad de conmutación, conectado entre dicha unidad de conmutación y dicha salida de la señal modulada para activar dicha unidad de conmutación mediante el cierre de dicho segundo interruptor, estando caracterizado dicho dispositivo convertidor porque comprende, para cada unidad de conmutación, un tercer interruptor conectado entre la entrada de dicha unidad de conmutación y la salida de la señal modulada, estando controlado dicho primer interruptor de manera que pase del primer estado de conmutación al segundo estado de conmutación, en uno u otro sentido, manteniendo dicho tercer interruptor abierto, estando controlado dicho tercer interruptor para ser cerrado durante al menos una parte de la duración de dicho primer estado de conmutación.

De preferencia, cada unidad de conmutación comprende, además, un diodo conectado entre la línea de tensión de referencia y la salida de conmutación de dicha unidad de conmutación, para establecer el segundo estado de conmutación cuando el primer interruptor está abierto.

Alternativamente, cada unidad de conmutación comprende, además, un cuarto interruptor conectado entre la línea de tensión de referencia y la salida de conmutación de dicha unidad de conmutación, para establecer el segundo estado de conmutación cuando el primer interruptor está abierto. Ventajosamente, el cuarto interruptor de cada unidad de conmutación está provisto de un transistor y de un diodo montado en paralelo sobre dicho transistor y orientado para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.

De preferencia, el segundo interruptor asociado a cada unidad de conmutación está dispuesto entre la salida de conmutación de dicha unidad de conmutación y la salida de la señal modulada.

De preferencia, los primeros, los segundos y los terceros interruptores comprenden unos transistores. Ventajosamente, los primeros, los segundos y los terceros interruptores comprenden unos diodos montados en paralelo con respectivamente cada uno de los transistores de dichos interruptores y orientados para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.

Según un modo de realización, los transistores de los primeros, los segundos y los terceros interruptores son unos transistores bipolares de rejilla aislada del tipo IGBT.

Según un modo de realización, los transistores de los primeros interruptores son unos transistores de efecto de campo en carburo de silicio, y porque los segundos y los terceros interruptores comprenden unos diodos montados en paralelo con respectivamente cada uno de los transistores de dichos interruptores y orientados para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.

Según un modo de realización, el transistor del primer interruptor de cada unidad de conmutación es un transistor de efecto de campo del tipo MOS, el segundo interruptor asociado a dicha unidad de conmutación comprende varios diodos en serie montados en paralelo con el transistor de dicho segundo interruptor y orientados para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.

Según un modo de realización, el dispositivo convertidor comprende un quinto interruptor montado entre la línea de tensión de referencia y la salida de la señal modulada. De preferencia, el quinto interruptor comprende dos transistores de efecto de campo del tipo MOS montados en serie y orientados para conducir la corriente en unas direcciones opuestas, comprendiendo dicho quinto interruptor, para cada uno de dichos dos transistores, un diodo montado en paralelo sobre dicho transistor y orientado para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.

De preferencia, el dispositivo convertidor comprende, para cada unidad de conmutación:

- unos primeros medios de control que actúan sobre el primer interruptor de dicha unidad de conmutación para cerrar o abrir dicho primer interruptor para pasar del primer estado de conmutación al segundo estado de conmutación, en uno u otro sentido, manteniendo el tercer interruptor abierto
- 5 - unos segundos medios de control que actúan sobre el tercer interruptor de dicha unidad de conmutación para cerrar dicho tercer interruptor después del paso del segundo estado de conmutación al primer estado de conmutación.

10 La invención se refiere igualmente a una alimentación ininterrumpida que comprende una entrada de alimentación en la que se aplica una tensión de entrada alterna, un rectificador conectado a dicha entrada, dos líneas de tensiones sustancialmente continuas de signos opuestos conectadas en la salida de dicho rectificador, un ondulator conectado a dichas líneas de tensión de tensión sustancialmente continua y que comprende una salida destinada a proporcionar una tensión de seguridad, estando dicha alimentación caracterizada porque dicho ondulator es un dispositivo convertidor tal como se ha descrito anteriormente y que proporciona a partir de las tensiones sustancialmente continuas una tensión de seguridad alterna.

### 15 **Breve descripción de las figuras**

Surgirán más claramente otras ventajas y características de la descripción que sigue de modos particulares de realización de la invención, dados a título de ejemplos no limitativos, y representados en las figuras adjuntas.

La figura 1 representa un dispositivo convertidor según la técnica anterior.

La figura 2 representa otro dispositivo convertidor según la técnica anterior.

20 La figura 3 representa un primer modo de realización de un dispositivo convertidor según la invención.

La figura 4 representa la unidad de control de un dispositivo convertidor según la invención.

Las figuras 5A a 5F representan las variaciones en el tiempo de las señales de control, de las tensiones y de las corrientes en diferentes puntos del dispositivo convertidor según la invención.

La figura 6 representa un segundo modo de realización de un dispositivo convertidor según la invención.

25 La figura 7 representa un tercer modo de realización de un dispositivo convertidor según la invención.

La figura 8 representa un cuarto modo de realización de un dispositivo convertidor según la invención.

La figura 9 representa un quinto modo de realización de un dispositivo convertidor según la invención.

La figura 10 representa una alimentación ininterrumpida que comprende un dispositivo convertidor según la invención.

### 30 **Descripción detallada de un modo de realización**

Con referencia a la figura 3, el dispositivo convertidor representado bajo la referencia 21 comprende los mismos componentes que los del ondulator representado en la figura 2, y estos componentes se referencian de la misma manera. El dispositivo convertidor 21 comprende, además, para cada unidad UC1, UC4, un tercer interruptor TX1, TX4 conectado entre la entrada P, N de dicha unidad de conmutación y la salida SM de la señal modulada. Más precisamente, el tercer interruptor TX1, TX4 se conecta directamente entre la entrada P, N de dicha unidad de conmutación y la salida SM de la señal modulada. Los primeros, los segundos y los terceros interruptores están provistos cada uno de transistores. En lo que sigue, para mayor claridad, los interruptores se podrán referenciar de la misma manera que los transistores que comprenden.

40 En el modo de realización representado en la figura 3, los transistores T1, T2, T3, T4, TX1, TX4 de los primeros, de los segundos y de los terceros interruptores son unos transistores bipolares de rejilla aislada del tipo IGBT. Cada interruptor comprende un diodo D1, D2, D3, D4, DX1, DX4 montado en paralelo con el transistor T1, T2, T3, T4, TX1, TX4 de dicho interruptor y orientado para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente. Estos diodos D1, D2, D3, D4, DX1, DX4 permiten un funcionamiento del dispositivo convertidor durante las fases reactivas, es decir cuando la tensión VS alterna y la corriente IS alterna tienen unos signos opuestos.

45 El primer interruptor T1, T4 de cada unidad UC1, UC4 de control está controlado de manera que pase del primer al segundo estado de conmutación, en uno u otro sentido, manteniendo el tercer interruptor TX1, TX4 abierto. El tercer interruptor TX1, TX4 de cada unidad UC1, UC4 de conmutación está controlado, por su parte, para cerrarse con el fin de transferir la potencia entre la entrada P, N y la salida SM de la señal modulada, durante al menos una parte de la duración durante la que dicha unidad de conmutación está en el primer estado de conmutación. De esta manera, la transferencia de la potencia por medio del tercer interruptor TX1, TX4 viene acompañada de una caída de tensión solamente en los bornes de dicho tercer interruptor. Realizando la transferencia de la potencia por medio del tercer

interruptor TX1, TX4 en una gran parte de la duración del primer estado de conmutación, se reducen así las pérdidas energéticas obteniéndose una caída de tensión solamente en un interruptor en lugar de dos.

Adicionalmente, al realizarse las conmutaciones de los transistores TX1, TX4 con una tensión casi nula, las pérdidas energéticas de conmutación de estos transistores son muy reducidas. Esta característica permite por lo tanto infra-dimensionar los transistores TX1, TX4 y/o los medios de refrigeración de estos transistores. Ventajosamente, los medios de control se conciben para hacer conducir a los transistores T1, T4, antes de la conducción de los transistores TX1, TX4. Durante la puesta en conducción de los transistores TX1, TX4, la tensión en sus bornes es por lo tanto casi nula, del orden de algunos voltios. El mismo razonamiento se aplica al bloqueo de los transistores TX1, TX4, que se realiza antes del bloqueo de los transistores T1, T4.

Se describe en lo que sigue un ejemplo de unidad de control para controlar los primeros, los segundos y los terceros interruptores T1, T2, T3, T4, TX1, TX4, con referencia a la figura 4. Los transistores de los primeros, los segundos y los terceros interruptores están controlados a partir de señales F1, F2 de modulación por ancho del pulso. Estas últimas se pueden obtener con la ayuda de un programa implementado en un microcontrolador. Las señales F1, F2 de modulación por ancho del pulso son generalmente unas señales de frecuencia elevada, por ejemplo que van hasta alrededor de 100 kHz. Las señales F1, F2 de modulación por ancho del pulso se determinan generalmente en función de la tensión VS alterna. La figura 4 representa los módulos de procesamiento dispuestos entre las entradas de las señales F1, F2 de modulación por ancho del pulso y las entradas de control de los transistores T1, T2, T3, T4, TX1, TX4. Las señales de control aplicadas a la entrada de control de los transistores T1, T2, T3, T4, TX1, TX4 son, por la misma razón que las señales F1, F2 de modulación por ancho del pulso, unas señales digitales discretas, es decir que tienen una amplitud que puede ser igual a cero o a la unidad. Cuando la amplitud de la señal de control aplicada en la entrada de control del transistor es igual a cero, dicho transistor está bloqueado, y cuando esta amplitud es igual a la unidad, dicho transistor conduce.

En lo que se refiere al control de los transistores T1, T4 de los primeros interruptores, la señal F1, respectivamente F2, de modulación por ancho del pulso, se aplica a la entrada de control del transistor T1, respectivamente T4, por mediación de un módulo de disyunción lógica, es decir un módulo de "O" lógica. Cuando la tensión VS alterna es positiva, respectivamente negativa, la conducción del transistor T1, respectivamente T4, permite proporcionar en la salida S1, respectivamente S4, de conmutación una tensión cuya amplitud es igual a la tensión continua  $+U/2$  positiva, respectivamente  $-U/2$  negativa, lo que corresponde al primer estado de conmutación de la unidad UC1, respectivamente UC4, de conmutación. De la misma manera, cuando la tensión VS alterna es positiva, respectivamente negativa, el bloqueo del transistor T1, respectivamente T4, permite convertir al diodo DH, respectivamente DB, en conductor, lo que permite proporcionar en la salida S1, respectivamente S4, de conmutación una tensión cuya amplitud es igual a cero, lo que corresponde al segundo estado de conmutación de la unidad UC1, UC4 de conmutación. Esta sucesión de conducciones y de bloqueos aplicada sobre el transistor T1, respectivamente T4, permite obtener de ese modo en la salida S1, respectivamente S4, de conmutación unos impulsos de ancho variable que tienen una amplitud sensiblemente igual a la tensión  $U/2$  continua y que tiene un signo positivo, respectivamente negativo.

En lo que se refiere al control del transistor T2, T3 del segundo interruptor de cada unidad UC1, UC4 de conmutación, está concebido para activar la conmutación de dicha unidad de conmutación, en función del signo de la tensión VS alterna haciendo conductor a dicho transistor. Más precisamente, el transistor T2, T3 de cada unidad UC1, UC4 de conmutación permite transferir los impulsos de la salida S1, S4 de conmutación de dicha unidad de conmutación hacia la salida SM de la señal modulada del dispositivo convertidor, cuando la tensión VS alterna es del mismo signo que la tensión disponible en la entrada P, N de dicha unidad de conmutación. Para ello, la unidad de control comprende un inversor 23 y un inversor 25 interpuestos entre la entrada de la señal F1, respectivamente F2, de modulación por ancho del pulso, y la entrada de control del transistor T3, respectivamente T2. De esta manera, la señal F1, respectivamente F2, de modulación por ancho del pulso, se invierte antes de ser aplicada en la entrada de control del transistor T3, respectivamente T2. De ese modo, cuando la tensión VS alterna es positiva, respectivamente negativa, la señal F2 de modulación por ancho del pulso, respectivamente F1, es igual a cero y la señal de control en la salida del inversor 23, respectivamente 25, es por lo tanto igual a la unidad. Se deduce que cuando la tensión VS alterna es positiva, el transistor T2 conduce, de manera que la salida S1 de conmutación de la unidad UC1 de conmutación se conecta a la salida SM de la señal modulada. De la misma manera, cuando la tensión VS alterna es negativa, es el transistor T3 el que conduce, de manera que la salida S4 de conmutación de la unidad UC4 de conmutación se conecta a la salida SM de la señal modulada. Gracias a estos inversores 23, 25, es posible proporcionar en la salida SM de la señal modulada, unos impulsos de ancho variable que tienen una amplitud sensiblemente igual a la tensión  $U/2$  continua y que tienen un signo idéntico al signo de la tensión VS alterna. En otros términos, estos inversores 23, 25 permiten conectar la salida S1, S4 de conmutación de la unidad UC1, UC4 de conmutación a la salida SM de la señal modulada, cuando el signo de la tensión VS alterna es el mismo que el de la tensión disponible en la entrada de tensión de dicha unidad de conmutación. El filtrado consecutivo de estos impulsos obtenidos en la salida SM de la señal modulada, por medio de la inductancia L y de un condensador no representado, permite proporcionar una tensión VS alterna que tenga una forma determinada, por ejemplo sinusoidal.

En lo que se refiere al control del transistor TX1, TX4 del tercer interruptor de cada unidad UC1, UC4 de conmutación, está concebido para mantener dicho tercer interruptor abierto durante el paso del primer estado de

conmutación al segundo estado conmutación, y para cerrar dicho tercer interruptor durante al menos una parte de la duración de dicho primer estado de conmutación. Para ello, la señal F1, respectivamente F2, de modulación por ancho del pulso, se aplica a la entrada de control del transistor TX1, respectivamente TX4, por mediación de un módulo 27, 29 de conjunción lógica, es decir un módulo de “Y” lógica. En lo que se refiere al transistor TX1, una de las entradas del módulo 27 de conjunción lógica se conecta directamente a la entrada de la señal F1 de modulación por ancho del pulso, y la otra entrada de dicho módulo lógico se conecta a la entrada de la señal F1 de modulación por ancho del pulso por mediación de un módulo 31 de retardo activo para los frentes ascendentes de dicha señal. De la misma manera, en lo que se refiere al transistor TX4, una de las entradas del módulo 29 de conjunción lógica se conecta directamente a la entrada de la señal F2 de modulación por ancho del pulso, y otra entrada de dicho módulo lógico se conecta a la entrada de la señal F2 de modulación por ancho del pulso por mediación de un módulo 33 de retardo igualmente activo para los frentes ascendentes de dicha señal.

De esta manera, cuando la señal F1, respectivamente F2, de modulación por ancho del pulso, pasa de cero a la unidad, el transistor T1, respectivamente T4 del primer interruptor se convierte en conductor, lo que corresponde al paso del segundo al primer estado de conmutación de la unidad UC1, respectivamente UC4, de conmutación. Durante este tiempo, el transistor TX1, respectivamente TX4, del tercer interruptor se mantiene bloqueado en un primer tiempo gracias al módulo 31, respectivamente 33, de retardo, y al módulo 27, respectivamente 29, de conjunción lógica. Después de una duración correspondiente al retardo del módulo 31, respectivamente 33, de retardo, la amplitud de las señales en las dos entradas del módulo 27, respectivamente 29, de conjunción lógica son iguales a la unidad y el transistor TX1, respectivamente TX4, del tercer interruptor se convierte en conductor. Al ser la impedancia del transistor TX1, TX4 del tercer interruptor más reducida con relación a la impedancia en el circuito formado por el transistor T1, T4 del primer interruptor en serie con el transistor T2, T3 del segundo interruptor, una gran parte de la corriente entre la entrada de tensión P, N continua y la salida SM de la señal modulada pasa por el transistor TX1, TX4 del tercer interruptor. De ese modo, la transferencia de la potencia entre la entrada P, N y la salida SM de la señal modulada se realiza con una caída de tensión minimizada. La utilización del tercer interruptor permite de ese modo reducir significativamente las pérdidas energéticas.

En el modo de realización representado en la figura 4, el control de los transistores T1, respectivamente T4, de los primeros interruptores de la unidad UC1, respectivamente UC4, de conmutación se realiza con la ayuda de un módulo 35, respectivamente 37, monoestable conectado entre la entrada de la señal F1, respectivamente F2, de modulación por ancho del pulso y una de las entradas del módulo referenciado 41, respectivamente 43, de disyunción lógica, estando directamente conectada la otra entrada de dicho módulo de disyunción lógica a la entrada de la señal F1, respectivamente F2, de modulación por ancho del pulso. El módulo monoestable 35, 37 es activo en los frentes descendentes de la señal F1, F2 de modulación por ancho del pulso, y permite cambiar el estado de su salida después de una temporización predeterminada. De esta manera, cuando la señal F1, respectivamente F2, de modulación por ancho del pulso, pasa de la unidad a cero, el transistor T1, respectivamente T4, del primer interruptor se bloquea después de la temporización que se ha predeterminado para permitir el paso del primer al segundo estado de conmutación de la unidad UC1, respectivamente UC4, de conmutación. Durante este tiempo, el transistor TX1, respectivamente TX4, del tercer interruptor se bloquea gracias al módulo 27, respectivamente 29, de conjunción lógica. De ese modo, el paso del primer estado de conmutación al segundo estado de conmutación, en uno u otro sentido, se realiza con la ayuda del transistor T1, T4 del primer interruptor, mientras se mantienen el transistor TX1, TX4 del tercer interruptor abierto. De esta manera, el primer interruptor T1, T4 se dedica a las conmutaciones, es decir al paso del primer estado de conmutación al segundo estado de conmutación, en uno u otro sentido, mientras que el tercer interruptor TX1, TX4 se dedica a la transferencia de potencia entre las entradas P, N de tensión continua y la salida de la señal modulada durante una gran parte de la duración de los primeros estados de conmutación.

Con referencia a las figuras 5A a 5F, se describe en lo que sigue el funcionamiento del dispositivo convertidor representado en la figura 3 y asociado a la unidad de control representada en la figura 4. Esta descripción del funcionamiento se refiere esencialmente al paso del primer al segundo estado conmutación, así como al paso del segundo al primer estado conmutación, de la unidad UC1 de conmutación, es decir cuando ésta se activa.

El experto en la materia podrá transponer fácilmente esta descripción del funcionamiento de la unidad UC1 de conmutación al funcionamiento de la unidad UC4 de conmutación.

Cuando se activa la unidad UC1 de conmutación, la amplitud de la señal F2 de modulación por ancho del pulso es igual a cero, y el transistor T2 del segundo interruptor asociado a dicha unidad de conmutación conduce gracias al inversor 25. El transistor T3 del segundo interruptor asociado a la unidad UC4 de conmutación está, por su parte, bloqueado, gracias al inversor 23, y dicha unidad de conmutación está por tanto desactivada.

Mientras la amplitud de la señal F1 de modulación por ancho del pulso es igual a la unidad, el transistor T1 del primer interruptor y el transistor TX1 del tercer interruptor conducen (figuras 5A, 5B y 5C). El valor de la tensión en la salida S1 de conmutación de la unidad UC1 de conmutación es sensiblemente igual al de la tensión U/2 en la entrada P de dicha unidad de conmutación, lo que corresponde al primer estado de conmutación de dicha unidad de conmutación. Entre la entrada P de tensión continua y salida SM de la señal modulada, la mayor parte de la corriente pasa por el transistor TX1 del tercer interruptor debido a que su impedancia es más reducida con relación a la de los dos transistores T1, T2 montados en serie del primer y del segundo interruptor. Se deduce que la corriente

ITX1 (figura 5E) que circula en el tercer interruptor TX1 es muy superior a la corriente IT1 (figura 6E) que circula en el primer transistor T1. Las pérdidas ligadas a la caída de tensión en los transistores, es decir esencialmente el transistor TX1 del tercer interruptor, es reducida en relación a la de un dispositivo del tipo representado en la figura 2, en el que el conjunto de la corriente entre la entrada P de tensión continua y salida SM de la señal modulada circula a la vez en los dos transistores T1 y T2.

En un tiempo t1, la amplitud de la señal F1 de modulación por ancho del pulso pasa de la unidad a cero, y el transistor TX1 del tercer interruptor se bloquea (figuras 5A y 5B), debido a que una de las entradas del módulo 27 de conjunción pasa a cero. El bloqueo del transistor T1 del primer interruptor se aplaza a un tiempo t2 gracias al módulo 35 monoestable y al módulo 41 de disyunción (figura 5C). Se deduce que la corriente ITX1 (figura 5E) que circula en el transistor TX1 del tercer interruptor disminuye mientras que la corriente IT1 (figura 5F) que circula en el transistor T1 del primer interruptor se incrementa. Antes del tiempo t2, la casi totalidad de la corriente entre la entrada P de tensión continua y salida SM de la señal modulada circula a través del transistor T1 (figura 5F). La tensión en la salida S1 de conmutación de la unidad UC1 de conmutación es siempre sustancialmente igual a la tensión U/2 en la entrada P de dicha unidad de conmutación, lo que corresponde al primer estado de conmutación de dicha unidad de conmutación. El paso del primer al segundo estado de conmutación se realizará con la ayuda del transistor T1 del primer interruptor mientras que el transistor TX1 del tercer interruptor se habrá bloqueado previamente.

Se ha de tomar nota que la duración entre el tiempo t1 y el t2 es muy corta, del orden del microsegundo. Por otro lado, los módulos 35, 37 monoestables constituyen unos medios simples para asegurarse de que el tercer interruptor TX1 está completamente abierto durante el paso del primer al segundo estado de conmutación. Sin embargo, en este modo de realización simple e ilustrativo, existe un desfase entre el paso del primer al segundo estado de conmutación de la unidad UC1, UC4 de conmutación y el paso a cero de la señal F1, F2 de modulación por ancho del pulso. Este desfase crea una distorsión entre el estado de conmutación y la señal F1, F2 de modulación por ancho del pulso. En otros modos de realización que no se han representado, los módulos 35, 37 monoestables deben sustituirse por unos medios que incluyen unos contadores, unos descontadores y unos comparadores que permiten anticipar el bloqueo del transistor T1, T4 del primer interruptor al tiempo t1, antes del frente descendente de la señal F1, F2 de modulación por ancho del pulso, lo que permite sincronizar el orden de bloqueo del transistor T1, T4 del primer interruptor con dicha señal F1, F2 de modulación por ancho del pulso. Unos medios de control de ese tipo pueden determinarse por un experto en la materia que tenga por objetivo evitar este problema de distorsión entre el orden de bloqueo del transistor T1, T4 del primer interruptor y la señal F1, F2 de modulación por ancho del pulso. La realización de una unidad de control de ese tipo implicará que la amplitud de la señal F1, F2 de modulación por ancho del pulso pasaría de la unidad a cero en el tiempo t1 en lugar de en el tiempo t2, y esto sin modificar el resto de los cronogramas representados en las figuras 5A a 5F.

En el tiempo t2, el transistor TX1 del tercer interruptor está bloqueado, es decir el tercer interruptor está abierto, y el paso del primer al segundo estado de conmutación se realiza con la ayuda del transistor T1 del primer interruptor (figura 5C). El transistor T1 del primer interruptor está por lo tanto bloqueado y la corriente entre la entrada P de tensión continua y salida SM de la señal modulada se anula (figura 5F). La tensión en los bornes de los transistores T1, TX1 del primer y del tercer interruptor se incrementa hasta alcanzar un valor sensiblemente igual a la tensión U/2 continua en la entrada P. El valor de la tensión en los bornes de los transistores T1 y TX1 del primer y del segundo interruptor es reducida, con relación a la de la tensión en los bornes del transistor T1 del ondulator representado en la figura 1, que sería igual al doble de este primer valor, es decir igual a la diferencia de potenciales entre las dos entradas P, N. Se deduce que el calibre en tensión de los transistores T1, TX1 del dispositivo 21 convertidor es reducido, con relación al calibre del transistor T1 del ondulator 1 representado en la figura 1.

En un tiempo t3, mientras que el transistor TX1 del tercer interruptor está siempre bloqueado, es decir que el tercer interruptor está abierto, la amplitud de la señal F1 de modulación por ancho del pulso pasa de cero a la unidad, y el transistor T1 se convierte en conductor gracias al módulo 41 de disyunción (figuras 5A y 5C). El valor de la tensión en la salida S1 de conmutación de la unidad UC1 de conmutación pasa de cero a un valor sustancialmente igual a la tensión U/2 en la entrada P de dicha unidad de conmutación, lo que corresponde al primer estado de conmutación de dicha unidad de conmutación. Se deduce de una corriente IT1 (figura 5E) circula entre la entrada P de tensión continua y la salida SM de la señal modulada, a través del transistor T1 del primer interruptor. La circulación de esta corriente IT1 implica una caída de tensión en los dos transistores T1 y T2 del primer y del segundo interruptor. Paralelamente, cuando la amplitud de la señal F1 de modulación por ancho del pulso pasa de cero a la unidad, el módulo 31 de retardo se activa para retardar la conducción del transistor TX1 del tercer interruptor.

En un tiempo t4 correspondiente al momento en el que el retardo generado por el retardador 31 ha transcurrido, el transistor TX1 del tercer interruptor se ha convertido en conductor, es decir que el tercer interruptor está cerrado. Se deduce que la mayor parte de la corriente que circula entre la entrada P de tensión continua y salida SM de la señal modulada pasa por el transistor TX1 del tercer interruptor debido a que su impedancia es más reducida en relación a la de los dos transistores del primer y del segundo interruptor montados en serie. La corriente ITX1 (figura 5E) que circula en el tercer interruptor TX1 se convierte en muy superior a la corriente IT1 (figura 6E) que circula en el primer transistor T1, lo que corresponde a la situación antes del tiempo t1 descrita anteriormente.



En lo que sigue, se van a describir unas variantes del dispositivo convertidor según la invención. El funcionamiento de estos otros modos de realización es esencialmente el mismo que el descrito anteriormente.

En el dispositivo convertidor 61 representado en la figura 6, los transistores T1, T4 de los primeros interruptores son unos transistores de efecto de campo de tipo MOS que presentan unos mejores rendimientos de conmutación que los transistores bipolares de rejilla aislada de tipo IGBT utilizados en los primeros interruptores T1, T4 del dispositivo convertidor 21 representado en la figura 3. Durante las fases reactivas, los diodos del primer, del segundo y del tercer interruptor de la unidad UC1, UC4 de conmutación activa se convierten en conductores. Los malos rendimientos en el bloqueo de los diodos D1, D4 de los transistores de efecto de campo de tipo MOS de los primeros interruptores T1, T4, se traduce en unas pérdidas energéticas importantes de las conmutaciones. Existe por lo tanto un interés en anular, durante las fases reactivas, la corriente que circula en los diodos D1, D4. Para hacer esto, en el modo de realización representado en la figura 6, se han montado tres diodos D2, D'2, D''2, D3, D'3, D''3 en paralelo con el transistor T2, T3 del segundo interruptor de cada unidad UC1, UC4 de conmutación, y orientados para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente. De esta manera, durante las fases reactivas, la caída de tensión en los diodos D2, D3 del segundo interruptor es superior a la caída de tensión en el diodo DX1, DX4 del tercer interruptor. Se deduce que la totalidad de la corriente reactiva que circula entre la salida SM de la señal modulada y una u otra de las entradas P, N de tensión continua pasa a través del diodo DX1, DX4 del tercer interruptor. Otra ventaja es que, durante las fases reactivas, las inductancias parásitas de cableado son reducidas, lo que permite limitar las sobretensiones transitorias durante el bloqueo de los transistores T2, T3. En efecto, durante las fases reactivas, la corriente circula en los diodos DX1, DX4. En el dispositivo convertidor de la figura 2, según la técnica anterior, la corriente es conducida mediante dos diodos en lugar de uno, en este caso D1, D2, cuando la primera unidad UC1 de conmutación está activa, y D3, D4 cuando la segunda unidad UC4 de conmutación está activa.

En el dispositivo convertidor 71 representado en la figura 7, los transistores T1, T4 de los primeros interruptores son unos transistores de efecto de campo realizados en carburo de silicio. Los diodos DH, DB se realizan igualmente en carburo de silicio. Por otro lado, los diodos D1, D4 montados en paralelo con los transistores T1, T4 han sido suprimidos. En otros modos de realización no representados, se podrían asociar unos diodos D1, D4 en carburo de silicio a los transistores T1, T4. Con relación a un transistor de efecto de campo de tipo MOS, la utilización de un transistor de efecto de campo realizado en carburo de silicio permite incrementar la velocidad de conmutación, mejorar la uniformidad de la tensión y eliminar el diodo parásito intrínseco de dicho transistor. Por otro lado, la posición de los transistores de efecto de campo en el montaje de la figura 7 permite utilizar unos transistores de tipo normalmente cerrado, o en inglés "Normally ON", o unos transistores de tipo normalmente abierto, o en inglés "normally OFF".

En el dispositivo convertidor 81 representado en la figura 8, los transistores T1, T4 de los primeros interruptores son unos transistores bipolares de rejilla aislada de tipo IGBT. Por otro lado, los diodos DH y DB se han sustituido por unos cuartos interruptores, comprendiendo cada uno de dichos cuartos interruptores un transistor T5, T6 bipolar de rejilla aislada de tipo IGBT y un diodo D5, D6 montado en paralelo con dicho transistor y orientado para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente. El calibre en tensión de los transistores T5, T6 es, por la misma razón que el de los transistores T2, T3, igual a la mitad del calibre de los transistores T2, T3 del dispositivo convertidor 21 representado en la figura 3.

Los transistores T1, T4, T5, T6, TX1, TX4 conmutan generalmente a la frecuencia de recorte y funcionan según el mismo principio que en el caso del dispositivo convertidor 21. Contrariamente al dispositivo convertidor 21, los transistores T2, T3 no conmutan a la frecuencia de recorte sino que funcionan en modo permutador, es decir que conmutan a la frecuencia de la tensión VS de salida, que es generalmente igual a de 50 a 60 Hz.

Una de las ventajas del dispositivo convertidor 81 es que facilita la elevación de potencia gracias a los módulos de potencia estándar. En efecto, el conjunto que comprende el primer interruptor T1, T4 y el cuarto interruptor T5, T6 de cada unidad UC1, UC4 de conmutación, está constituido esencialmente por un módulo de potencia en semipunto clásico. Esto es lo mismo para el conjunto que comprende el segundo interruptor T2, T3 y el tercer interruptor TX1, TX4 de cada unidad UC1, UC4 de conmutación. Debido a que el cuarto interruptor T5, T6 de cada unidad UC1, UC4 de conmutación es bidireccional en corriente, la conmutación entre la entrada P, N de tensión continua y la línea REF de tensión de referencia, en uno y otro sentido, se realiza esencialmente en los módulos de potencia, y esto para las fases activas y para las fases reactivas. El tamaño del circuito en el que se realizan las conmutaciones se haya reducido, y la presencia de sobretensiones ligadas a las inductancias parásitas y a la elevada corriente, se controla mejor y se confina en un único módulo de conmutación que utiliza únicamente los interruptores, es decir el primer interruptor T1, T4 y el cuarto interruptor T5, T6.

El dispositivo convertidor 81 representado en la figura 8 permite igualmente homogenizar el reparto de las pérdidas en los diferentes componentes semiconductores, para los que el factor de potencia y la tensión VS de salida son variables. Como es el caso en las alimentaciones ininterrumpidas estándar, en las aplicaciones de motores, tales como los variadores de frecuencia y/o de tensión.

En el dispositivo convertidor 91 representado en la figura 9, se monta un quinto interruptor TX2, TX3 entre la línea REF de tensión de referencia y salida SM de la señal modulada. Este quinto interruptor comprende dos transistores

5 TX2, TX3 de efecto de campo de tipo MOS montados en serie y orientados para conducir la corriente en unas direcciones opuestas, comprendiendo dicho quinto interruptor, para cada uno de dichos dos transistores, un diodo DX2, DX3 montado en paralelo con dicho transistor y orientado para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente. Los transistores TX2, TX3 se controlan para favorecer la conmutación de los transistores T2, T3 de los segundos interruptores.

10 El dispositivo convertidor 91 representado en la figura 9 permite reducir las pérdidas de conmutación en unas aplicaciones para las que el factor de potencia de la carga es muy diferente a la unidad, tales como, por ejemplo, en los compensadores de energía reactiva y en los filtros activos. La conmutación en el cierre del transistor T2, T3 del segundo interruptor de cada unidad UC1, UC4 de conmutación está precedida por el cierre del transistor TX2, TX3 del quinto interruptor de dicha unidad de conmutación. Durante la apertura del transistor T2, T3 del segundo interruptor de cada unidad UC1, UC4 de conmutación, los transistores TX2, TX3 del quinto interruptor de dicha unidad de conmutación permanecen cerrados durante el tiempo de la conmutación del segundo interruptor T2, T3 y se abren a continuación. Se aprovecha así los rendimientos de conmutación de los transistores de efecto de campo de tipo MOS y la reducida caída de tensión de los transistores de tipo IGBT durante su conducción.

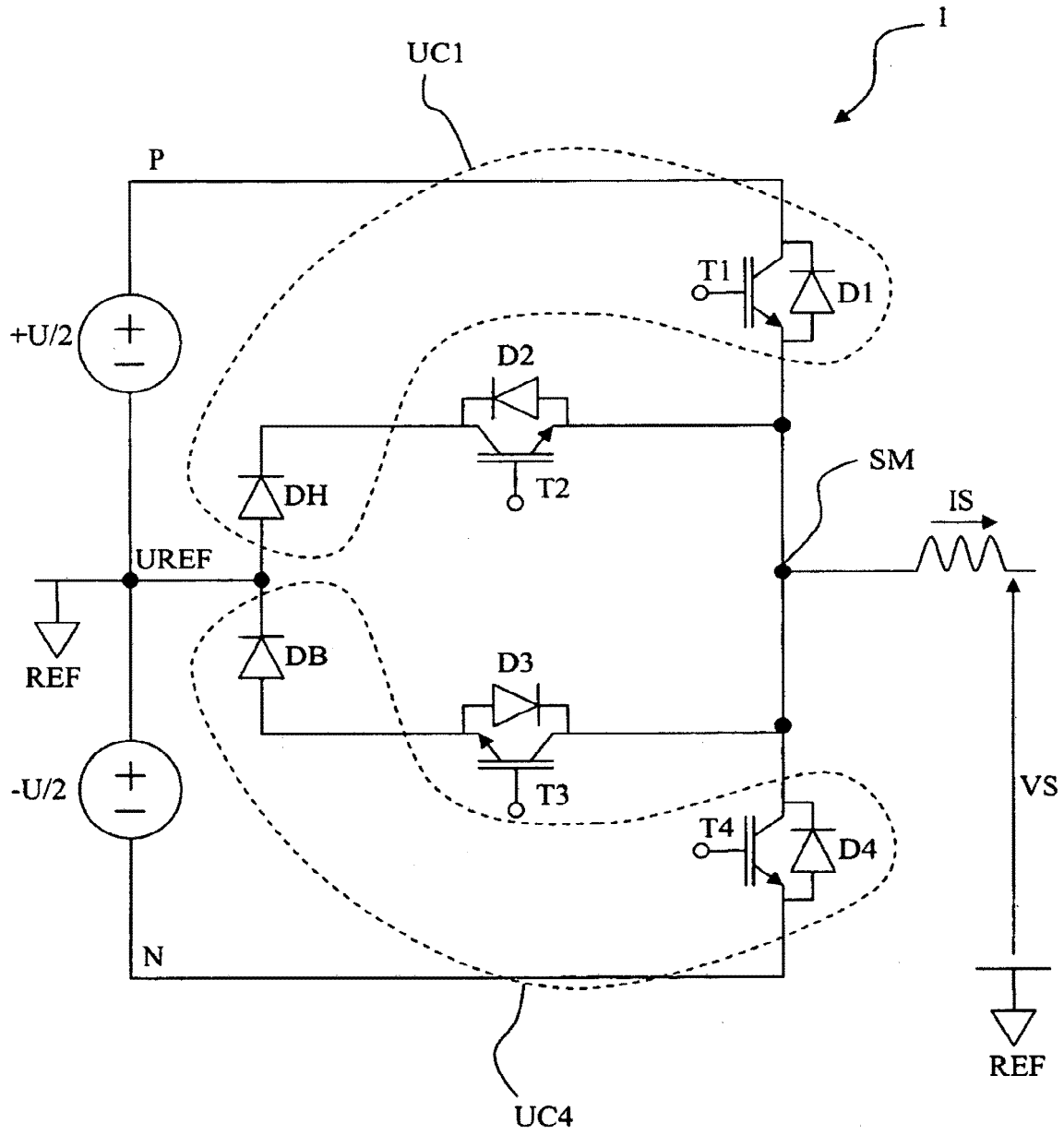
15 Los dispositivos convertidores descritos anteriormente se pueden utilizar en una alimentación ininterrumpida 101 tal como la representada en la figura 10. Esta alimentación ininterrumpida comprende una entrada 102 de alimentación en la que se aplica una tensión de entrada variable de una primera red trifásica. La alimentación ininterrumpida comprende un rectificador 103, estando conectado dicho rectificador entre, por un lado, la entrada de alimentación 102 y, por otro lado, dos líneas de salida 104 o buses de tensión sustancialmente continua. La alimentación  
20 ininterrumpida comprende un ondulator 106 que corresponde a uno de los dispositivos convertidores descritos anteriormente, estando conectado dicho ondulator entre las líneas de salida 104 y una salida 107 destinada a suministrar una tensión alterna trifásica de seguridad a una carga. El bus 104 de tensión continua se conecta igualmente a una batería 109 por medio de un convertidor CC/CC 110.

25 Como se puede ver en la figura 10, unos contactores estáticos 111 y 112 permiten seleccionar entre la entrada 102 de alimentación de la primera red trifásica y una entrada 113 de alimentación de una segunda red igualmente trifásica. De ese modo, es posible alimentar la carga por medio de la primera red de seguridad mediante la alimentación ininterrumpida 101, y llegado el caso conmutar a la segunda red.

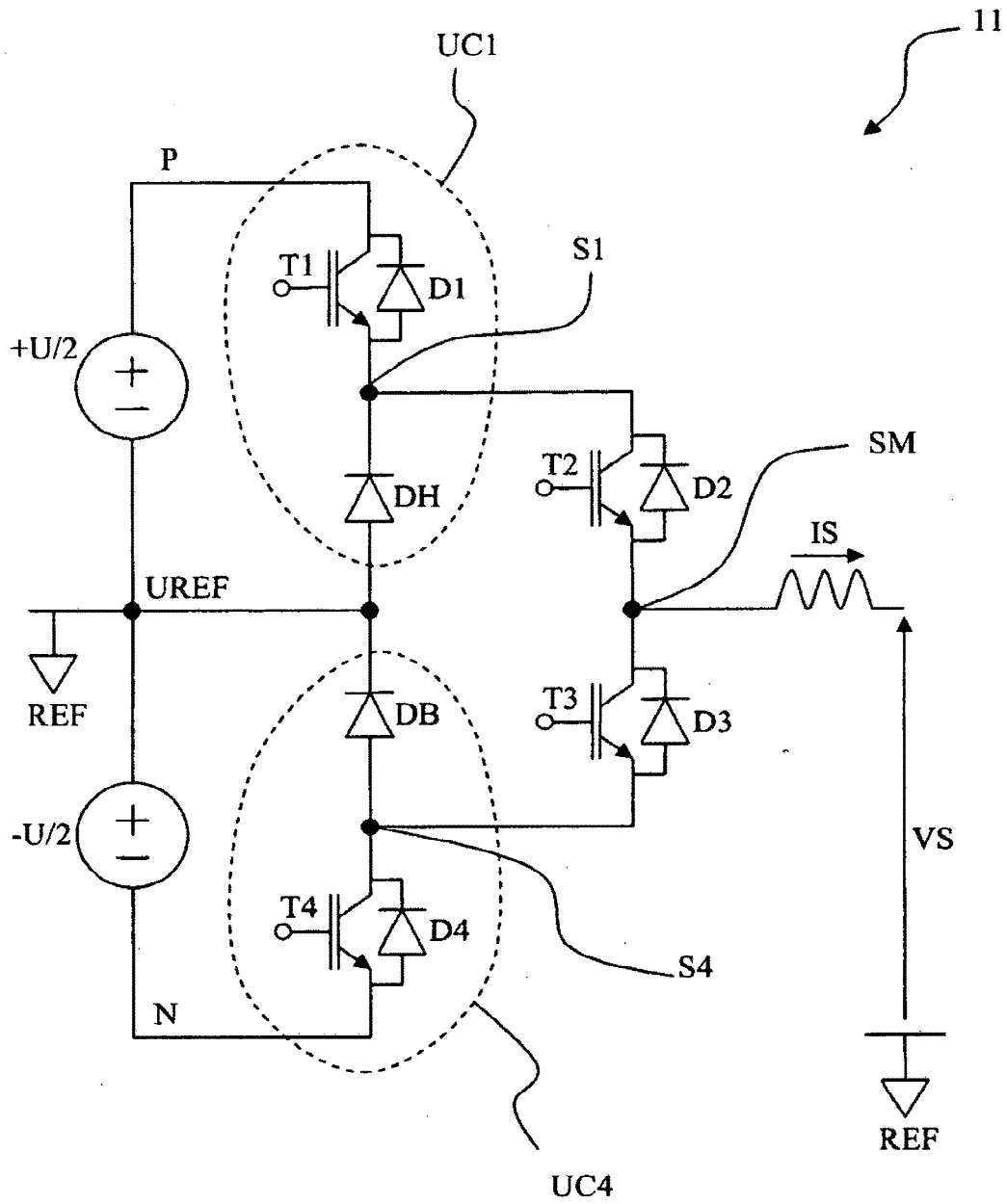
## REIVINDICACIONES

1. Dispositivo convertidor que permite proporcionar una tensión (VS) y una corriente (IS) alternas mediante el filtrado de impulsos obtenidos en una salida (SM) de la señal modulada a partir de tres tensiones (-U/2, UREF, U/2) sustancialmente continuas disponibles en una línea (REF) de tensión de referencia y en dos entradas (P, N) de tensiones continuas de signos opuestos de respectivamente dos unidades (UC1, UC4) de conmutación, comprendiendo cada unidad de conmutación una salida (S1, S4) de conmutación para proporcionar unos impulsos que tengan una amplitud variable entre la tensión en la entrada de dicha unidad de conmutación, en un primer estado de conmutación de dicha unidad de conmutación, y la tensión en dicha línea de tensión de referencia, en un segundo estado de conmutación de dicha unidad de conmutación, comprendiendo cada unidad de conmutación un primer interruptor (T1, T4) conectado entre la entrada y la salida (S1, S4) de conmutación de dicha unidad de conmutación para establecer dicho primer estado de conmutación mediante el cierre de dicho primer interruptor, comprendiendo dicho dispositivo, para cada unidad de conmutación, un segundo interruptor (T2, T3) asociado a dicha unidad de conmutación, conectado entre dicha unidad de conmutación y dicha salida de la señal modulada para activar dicha unidad de conmutación mediante el cierre de dicho segundo interruptor, estando dicho dispositivo convertidor **caracterizado porque** comprende, para cada unidad de conmutación, un tercer interruptor (TX1, TX4) conectado entre la entrada (P, N) de dicha unidad de conmutación y la salida (SM) de la señal modulada, estando controlado dicho primer interruptor de manera que pase del primer estado de conmutación al segundo estado de conmutación, en uno u otro sentido, manteniendo dicho tercer interruptor abierto, estando controlado dicho tercer interruptor para ser cerrado durante al menos una parte de la duración de dicho primer estado de conmutación.
2. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** cada unidad (UC1, UC4) de conmutación comprende, además, un diodo (DH, DB) conectado entre la línea (REF) de tensión de referencia y la salida (S1, S4) de conmutación de dicha unidad de conmutación, para establecer el segundo estado de conmutación cuando el primer interruptor (T1, T4) está abierto.
3. Dispositivo según la reivindicación 1, **caracterizado porque** cada unidad (UC1, UC4) de conmutación comprende, además, un cuarto interruptor (T5, T6) conectado entre la línea (REF) de tensión de referencia y la salida (S1, S4) de conmutación de dicha unidad de conmutación, para establecer el segundo estado de conmutación cuando el primer interruptor (T1, T4) está abierto.
4. Dispositivo según la reivindicación 3, **caracterizado porque** el cuarto interruptor de cada unidad de conmutación está provisto de un transistor (T5, T6) y de un diodo (D5, D6) montado en paralelo con el dicho transistor y orientado para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.
5. Dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, **caracterizado porque** el segundo interruptor (T2, T3) asociado a cada unidad (UC1, UC4) de conmutación está dispuesto entre la salida (S1, S4) de conmutación de dicha unidad de conmutación y la salida (SM) de la señal modulada.
6. Dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, **caracterizado porque** los primeros, los segundos y los terceros interruptores comprenden unos transistores (T1, T2, T3, T4, TX1, TX4).
7. Dispositivo según la reivindicación 6, **caracterizado porque** los primeros, los segundos y los terceros interruptores comprenden unos diodos (D1, D2, D3, D4, DX1, DX4) montados en paralelo con respectivamente cada uno de los transistores (T1, T2, T3, T4, TX1, TX4) de dichos interruptores y orientados para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.
8. Dispositivo según la reivindicación 7, **caracterizado porque** los transistores (T1, T2, T3, T4, TX1, TX4) de los primeros, los segundos y los terceros interruptores son unos transistores bipolares de rejilla aislada del tipo IGBT.
9. Dispositivo según la reivindicación 6, **caracterizado porque** los transistores (T1, T4) de los primeros interruptores son unos transistores de efecto de campo en carburo de silicio, y **porque** los segundos y los terceros interruptores comprenden unos diodos (D2, D3, DX1, DX4) montados en paralelo con respectivamente cada uno de los transistores (T2, T3, TX1, TX4) de dichos interruptores y orientados para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.
10. Dispositivo según la reivindicación 7, **caracterizado porque** el transistor (T1, T4) del primer interruptor de cada unidad (UC1, UC4) de conmutación es un transistor de efecto de campo de tipo MOS, el segundo interruptor asociado a dicha unidad (UC1, UC4) de conmutación comprende varios diodos en serie montados en paralelo con el transistor de dicho segundo interruptor (T2, T3) y orientados para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.
11. Dispositivo según la reivindicación 7, **caracterizado porque** comprende un quinto interruptor montado entre la línea (REF) de tensión de referencia y la salida (SM) de la señal modulada.

- 5 12. Dispositivo según la reivindicación 11, **caracterizado porque** el quinto interruptor comprende dos transistores (TX2, TX3) de efecto de campo del tipo MOS montados en serie y orientados para conducir la corriente en unas direcciones opuestas, comprendiendo dicho quinto interruptor, para cada uno de dichos dos transistores, un diodo (DX2, DX3) montado en paralelo con dicho transistor y orientado para conducir cuando dicho transistor es polarizado inversamente.
- 10 13. Dispositivo según una cualquiera de las reivindicaciones 1 a 12, **caracterizado porque** comprende, para cada unidad (UC1, UC4) de conmutación:
- unos primeros medios de control (35, 41, 37, 43) que actúan sobre el primer interruptor (T1, T4) de dicha unidad de conmutación para cerrar o abrir dicho primer interruptor para pasar del primer estado de conmutación al segundo estado conmutación, en uno u otro sentido, manteniendo el tercer interruptor abierto
  - unos segundos medios de control (27, 31, 29, 33) que actúan sobre el tercer interruptor (TX1, TX4) de dicha unidad de conmutación para cerrar dicho tercer interruptor después del paso del segundo estado de conmutación al primer estado de conmutación.
- 15 14. Alimentación ininterrumpida (101) que comprende una entrada (102) de alimentación en la que se aplica una tensión de entrada alterna, un rectificador (103) conectado a dicha entrada, dos líneas de tensiones sustancialmente continuas de signos opuestos conectadas en la salida de dicho rectificador, un ondulator (106) conectado a dichas líneas de tensión, de tensión sustancialmente continua y que comprende una salida (107) destinada a proporcionar una tensión de seguridad, **caracterizada porque** dicho ondulator es un dispositivo convertidor según una de las reivindicaciones precedentes y proporciona a partir de las tensiones sustancialmente continuas una tensión de
- 20 seguridad alterna.

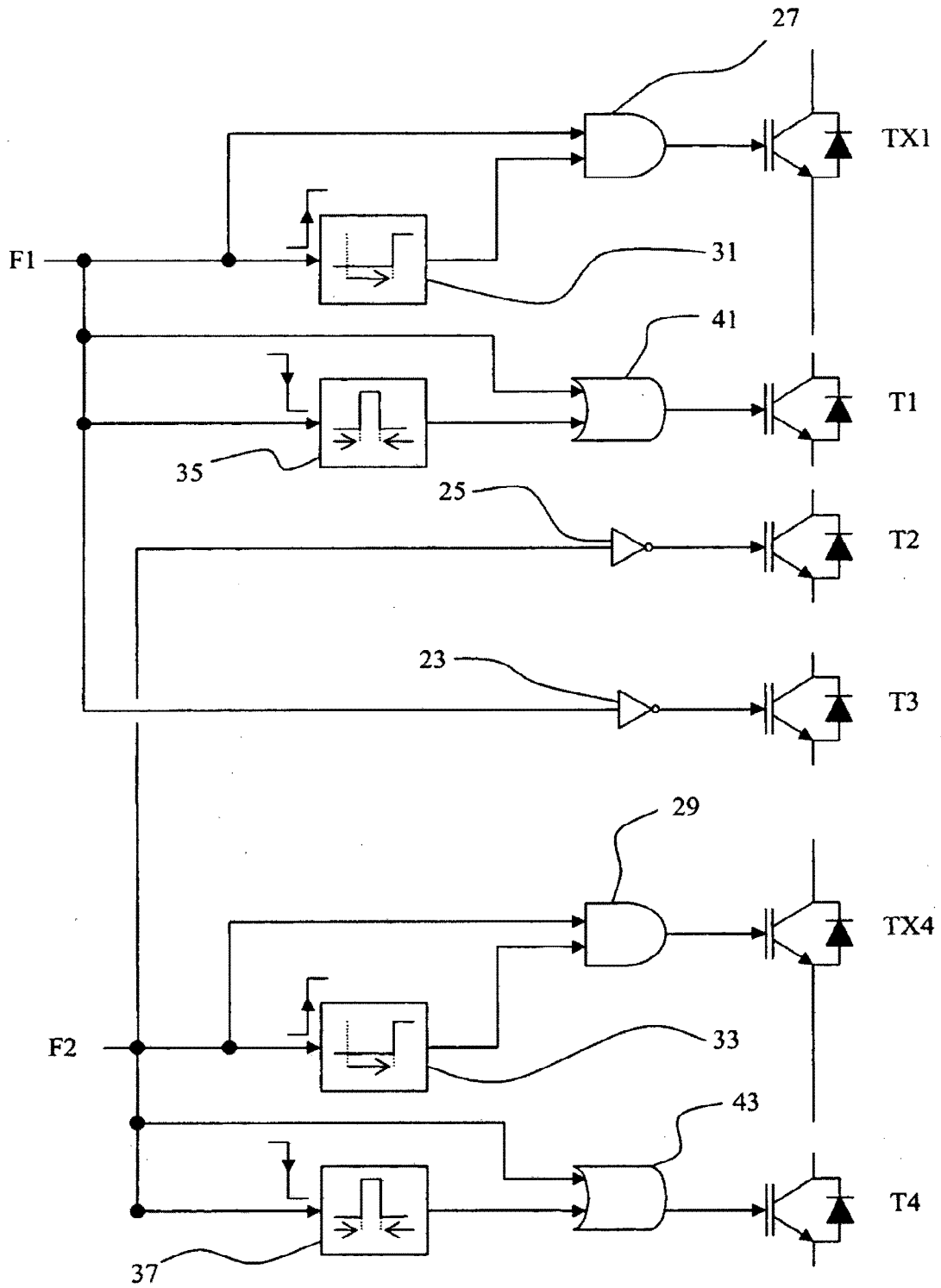


**Fig. 1**



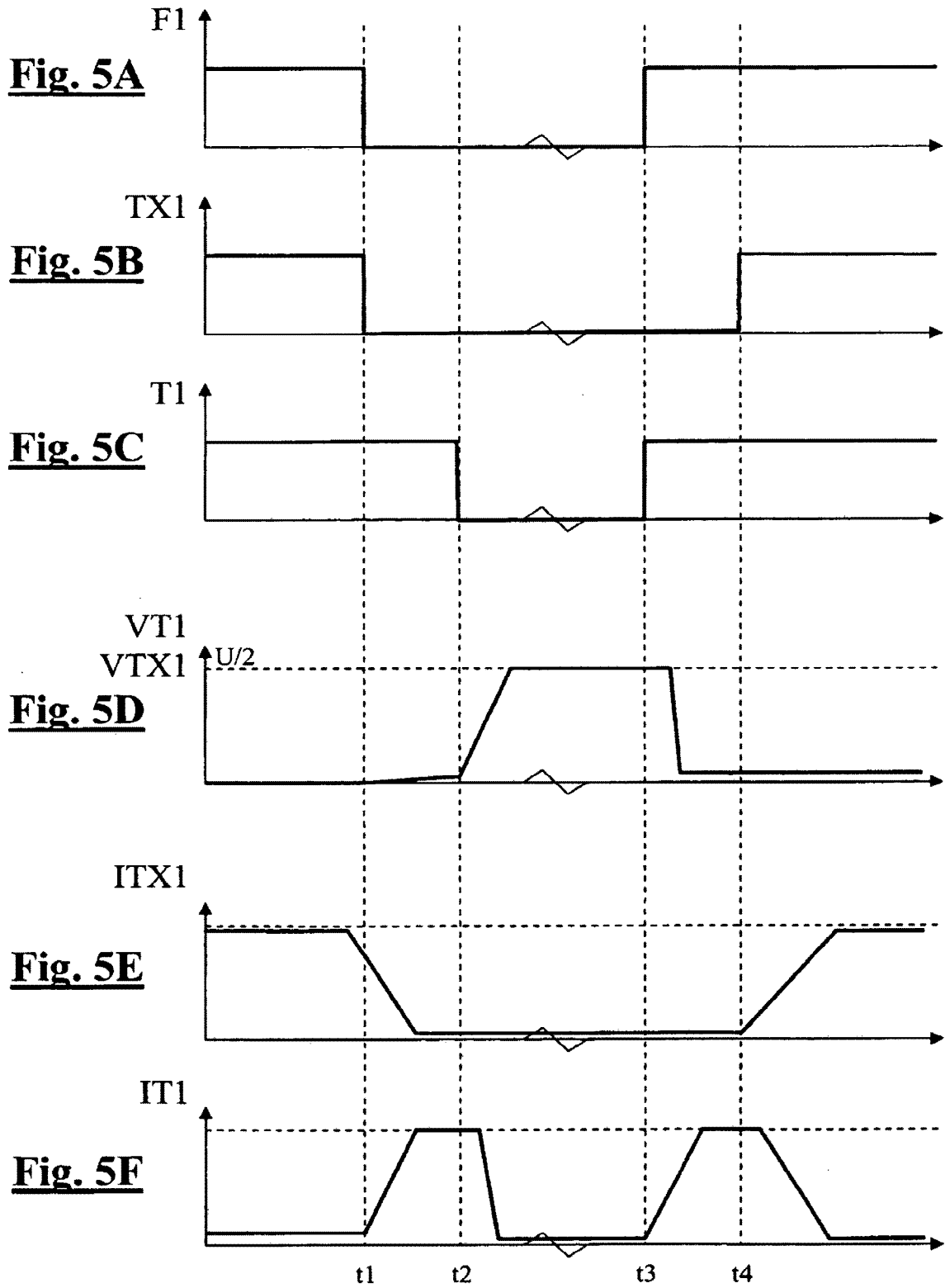
**Fig. 2**

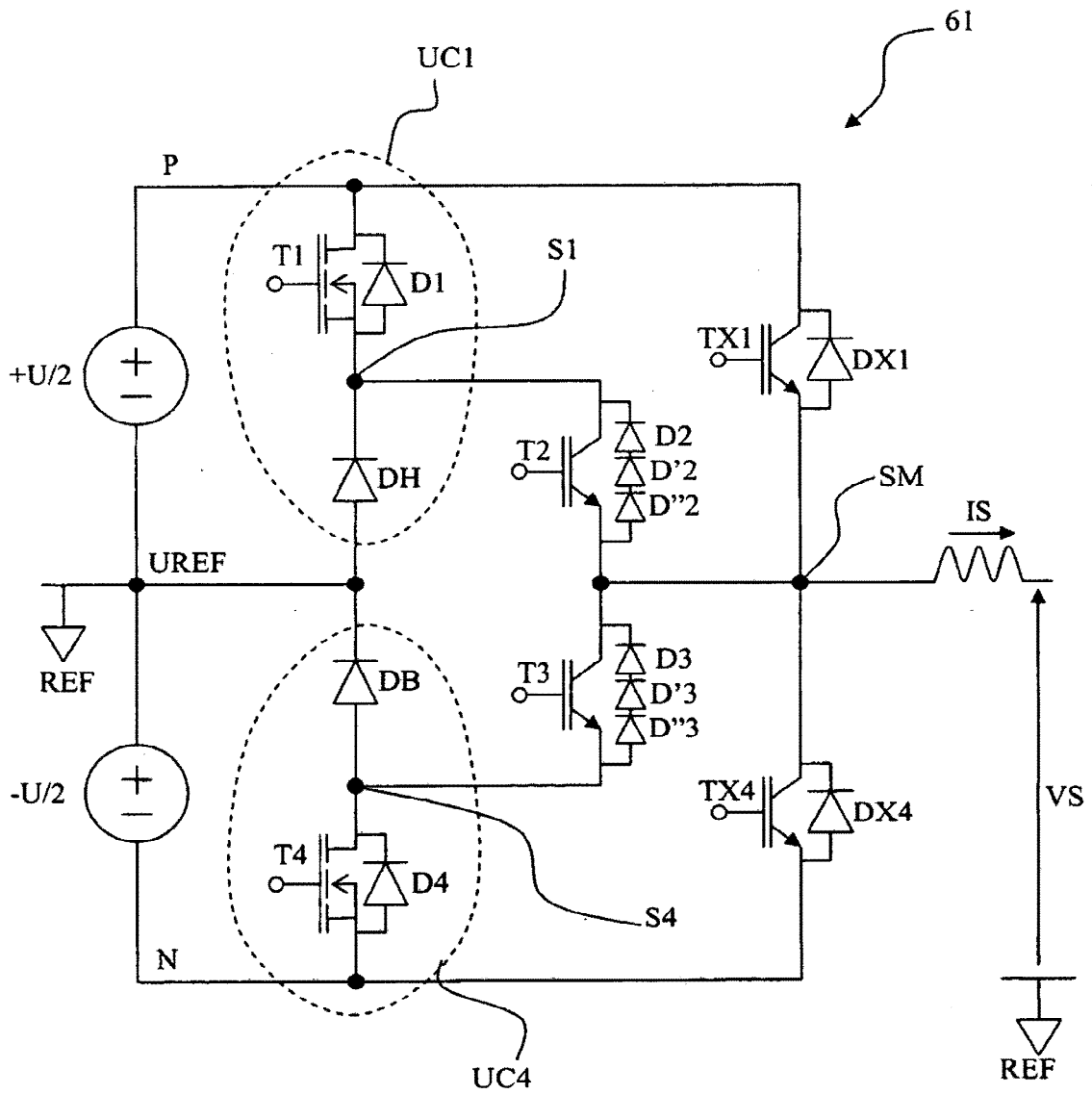




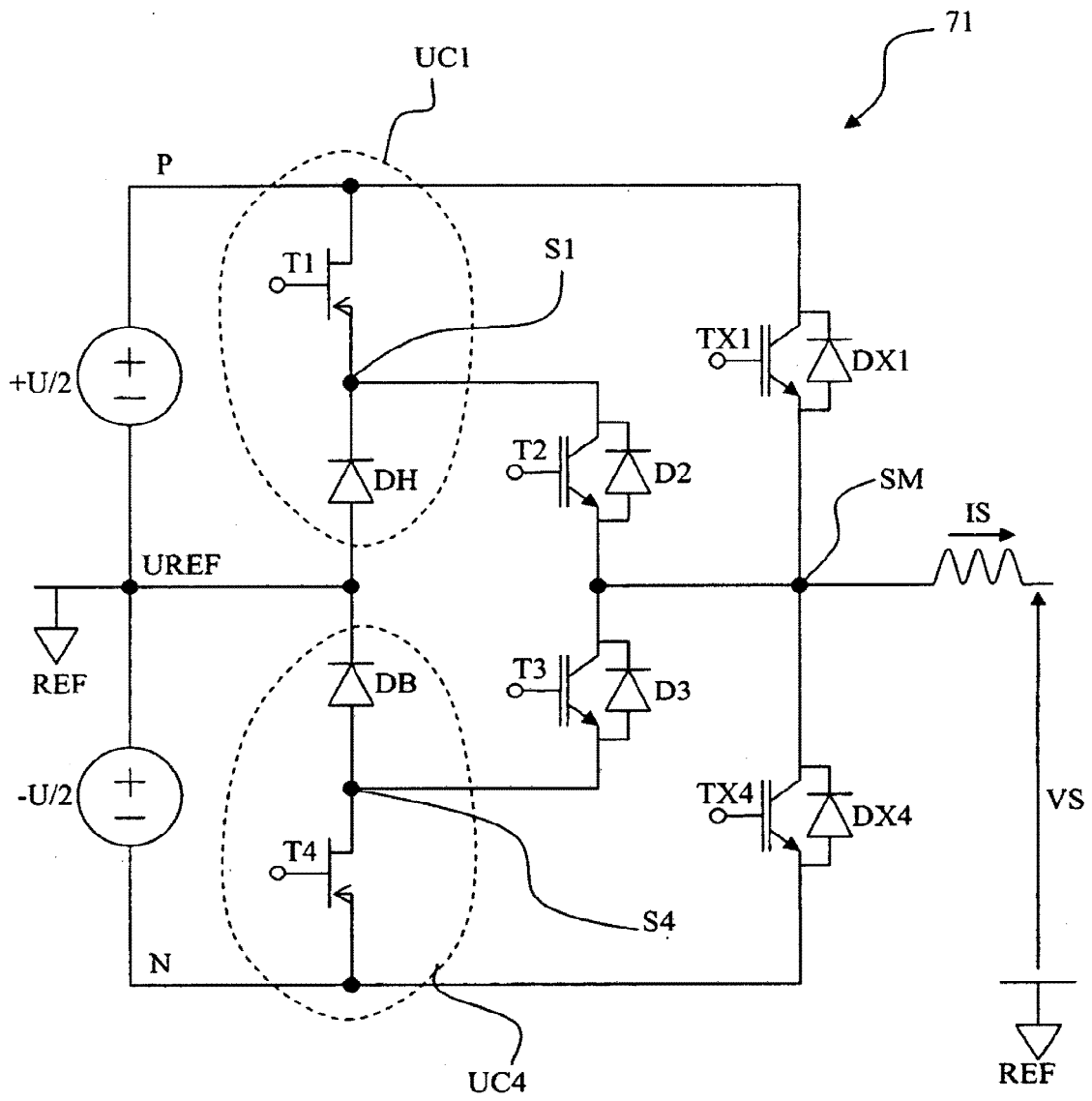
**Fig. 4**



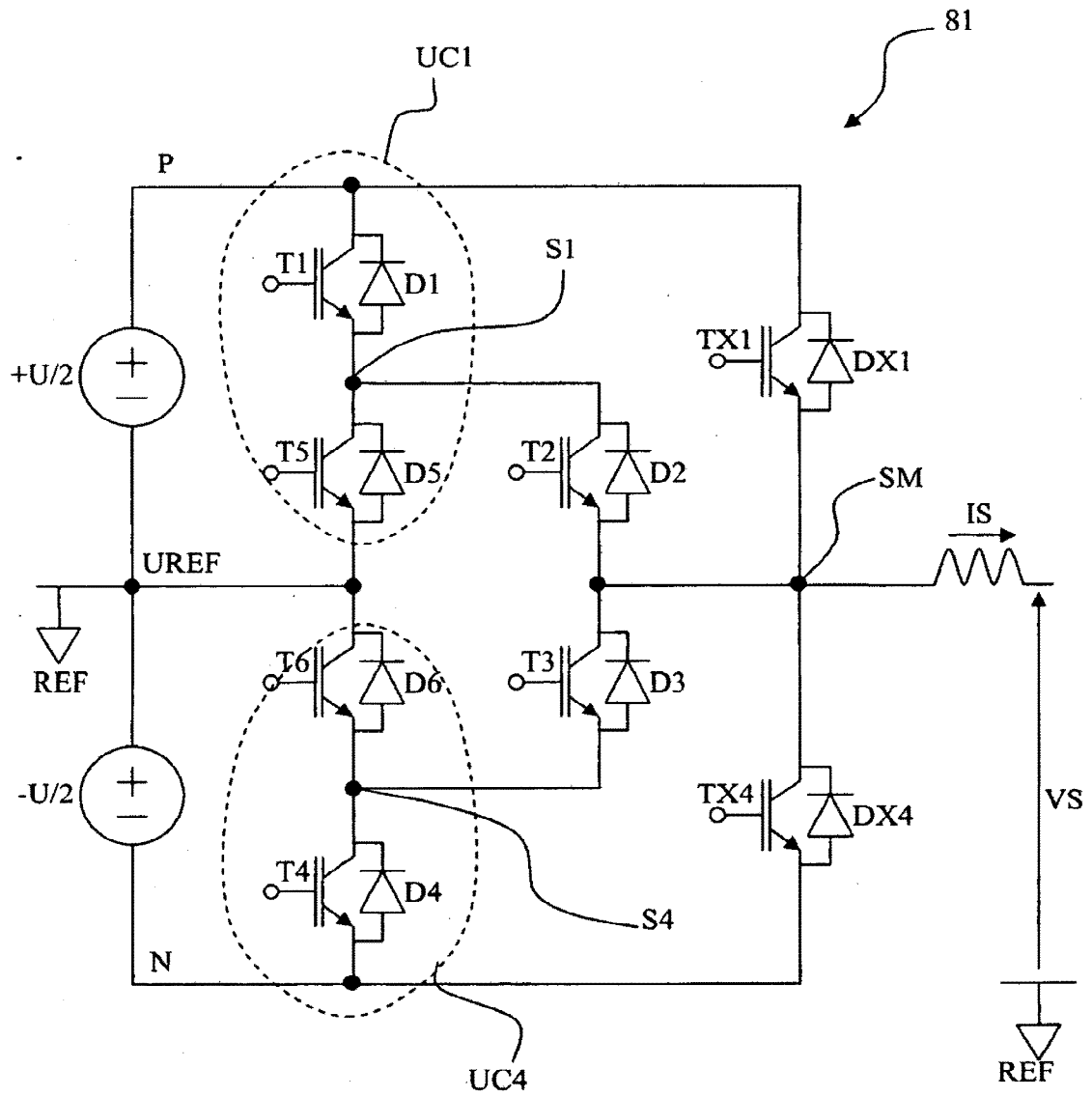




**Fig. 6**

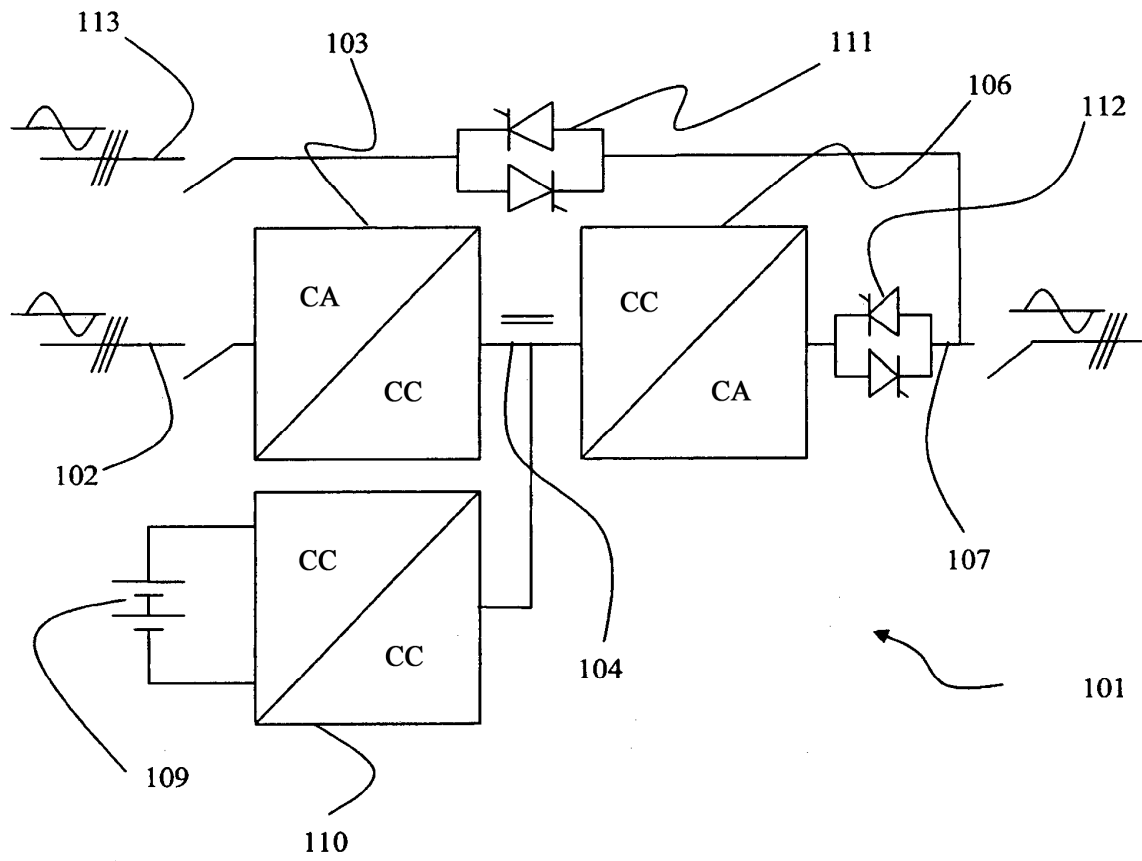


**Fig. 7**



**Fig. 8**





**Fig. 10**