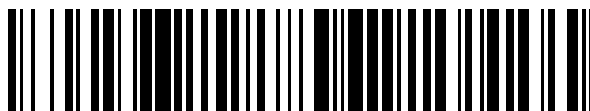


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 711 798**

51 Int. Cl.:

H02M 3/158 (2006.01)

H02M 3/337 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **22.07.2008 PCT/EP2008/059607**

87 Fecha y número de publicación internacional: **28.01.2010 WO10009760**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.07.2008 E 08775280 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **21.11.2018 EP 2313964**

54 Título: **Convertor de CC-CC de conmutación suave multifase**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
07.05.2019

73 Titular/es:
APS ELECTRONIC AG (100.0%)
Neumatt 4
4626 Niederbuchsiten, CH

72 Inventor/es:
HILTBRUNNER, MAX;
CHRISTEN, URS y
RINIKER, HANS-RUDOLF

74 Agente/Representante:
CURELL SUÑOL, S.L.P.

ES 2 711 798 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

Convertor de CC-CC de conmutación suave multifase.

5 **Antecedentes de la invención**

La invención se refiere al campo de los convertidores de CC-CC de alta frecuencia en los que energía eléctrica a una primera tensión se transfiere desde una fuente de alimentación hasta una carga a una segunda tensión mediante conmutación de alta frecuencia de circuitos pasantes de corriente que contienen componentes inductivos y otros componentes resonantes. En particular, la invención se refiere a una familia de convertidores multifase en los que dos o más tramos de circuito de convertidor se utilizan para transferir energía eléctrica en paralelo conmutando corriente a través de los circuitos de manera secuencial en paquetes de energía.

15 **Descripción de la técnica anterior**

Un convertidor de CC a CC es un circuito que convierte una tensión de corriente continua en un nivel a una tensión de corriente continua en otro nivel. Uno de los objetivos de diseño principales en convertidores de CC a CC de este tipo es aumentar la cantidad de energía transferida a través del convertidor. Las topologías de convertidores de CC a CC de la técnica anterior habituales incluyen el convertidor directo o reductor, el convertidor de incremento-reducción o el convertidor de retroceso, y el convertidor de incremento, que transfieren energía desde la entrada hasta la salida durante parte del ciclo de conmutación. En estos circuitos se creó un tiempo muerto durante la transferencia de energía (transferencia de energía discontinua) que dio como resultado una necesidad de filtros de salida mayores. Diseños posteriores, véase, por ejemplo, el documento US nº 4.734.839 (Barthold), utilizaron combinaciones de topologías para lograr una transferencia de energía continua desde la entrada hasta la salida del convertidor, lo que permitió un tamaño significativamente reducido del filtro de salida.

También se conoce que el aumento de la frecuencia de conmutación permite un aumento de transferencia de energía a través del convertidor. Esto también puede dar como resultado una reducción en el tamaño del filtro de salida y, en el caso de convertidores que utilizan transformadores de aislamiento galvánicos, un tamaño reducido del transformador de aislamiento. Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia, también del mismo modo comienzan a aumentar las pérdidas de conmutación en conmutadores semiconductores significativamente, debido a la velocidad de conmutación finita o el tiempo requerido para que la corriente en el dispositivo semiconductor comience a y deje de fluir.

Con el fin de superar los problemas inherentes a la utilización de velocidades de conmutación superiores, se desarrollaron convertidores de CC a CC resonantes y casi resonantes que permitían una conmutación de corriente nula (ZCS) y de tensión nula (ZVS). En el caso de convertidores casi resonantes, la corriente o tensión se conforma para ser semisinusoidal, y se hace coincidir en el tiempo la conmutación para que se produzca en el momento en el que la corriente o tensión alcanza cero. Las capacitancias parásitas y las inductancias de fuga, que normalmente se consideran un problema en tales circuitos que funcionan a frecuencias elevadas, se incorporan en el circuito para definir las características de resonancia del convertidor. Un ejemplo de un circuito de convertidor casi resonante puede encontrarse en la patente US nº 4.415.959 (Vinciarelli), que describe los ciclos de carga de un condensador resonante durante la parte encendida del ciclo de funcionamiento, y entonces, cuando la corriente de carga alcanza cero, se apaga el conmutador, tras lo cual el inductor de salida descarga el condensador resonante, que transfiere la energía a la carga. Al conmutar a corriente nula, esta topología reduce las pérdidas de conmutación, lo que permite que el convertidor funcione a una frecuencia superior.

Sin embargo, tales circuitos de convertidor casi resonantes siguen requiriendo condensadores relativamente grandes para almacenar las cantidades de carga necesarias, y a la tensión de funcionamiento. El tiempo de conmutación también es de importancia crítica, lo que significa que el control del funcionamiento de circuito no es una tarea trivial, y puede requerir un diseño relativamente complejo, o unos componentes de resonancia con tolerancia muy baja (es decir, costosos) y cuidar del modelado de los elementos parásitos. Si el circuito se conmuta por debajo de lo óptimo, o no se hace coincidir con los componentes resonantes, entonces puede dar como resultado pérdidas de conmutación e ineficacia.

La invención también se refiere a disposiciones de dos o más convertidores que se hacen funcionar en paralelo. Tal como ya se conoce, existen ventajas significativas en la utilización de dos o más circuitos de convertidor para transferir energía en paralelo desde una fuente de alimentación común hasta una carga común: la solicitud de patente US nº 5.796.595 (Cross) describe un circuito de convertidor que incluye dos convertidores resonantes de conmutación suave que funcionan en paralelo. La secuencia de conmutación se intercala, se cambia de fase 180° entre los dos circuitos, para proporcionar una transferencia de energía durante ambas mitades del ciclo de conmutación. La conmutación se calcula cuidadosamente de manera que los conmutadores se encienden cuando la tensión que pasa a su través, y la corriente que pasa a su través, son próximas a cero, reduciendo por tanto las pérdidas de conmutación. Este circuito de convertidor, sin embargo, sigue requiriendo un condensador de entrada relativamente grande para hacer frente a los cambios de tensión a lo largo del mismo y una unidad de control relativamente complicada para generar la modulación de ancho de pulso requerida y el tiempo de

conmutación suave intercalado en los conmutadores principal y secundario. Como se basa en la utilización de transformadores con inductancia de fuga, también utiliza un circuito de abrazadera para volver a utilizar energía almacenada en la inductancia de fuga tras cada ciclo con el fin de lograr una conmutación de tensión nula de los conmutadores de energía.

5 La solicitud de patente US nº 5.563.780 (Goad) describe un convertor de energía en el que se conectan múltiples convertidores más pequeños en paralelo entre la fuente de alimentación y la carga, y en el que los convertidores más pequeños se conmutan de manera secuencial y se modula su ancho de pulso de manera que por lo menos dos de los convertidores siempre están encendidos en cualquier momento. El documento EP 1227
10 571 A2 describe un convertor CC-CC adicional en el que múltiples convertidores de energía se conectan en paralelo entre la fuente de alimentación y la carga.

15 Un objetivo de la invención es proporcionar un convertor de CC-CC de alta frecuencia que proporcione una transferencia de energía continua con una eficacia muy alta, con una tensión de onda muy baja en la salida, que requiera menor suavidad en la salida, que presente unas pérdidas de conmutación significativamente reducidas, que presente una circuitería de control simplificada, que no requiera circuitería de equilibrio, que requiera un pequeño número de componentes y en el que la evaluación de energía de los componentes pueda reducirse con respecto a la evaluación de energía global del convertor.

20 **Sumario de la invención**

La invención se refiere al convertor de energía tal como se describe en las reivindicaciones adjuntas. Existe una amplia gama de variantes que pueden utilizar los principios que subyacen en la presente invención, sin embargo, la invención se describirá inicialmente en términos generales por medio de un circuito simplificado y análisis de
25 tiempo con el fin de demostrar el principio. Entonces, se describirán diversas formas de realización de la invención en más detalle.

La invención se refiere al funcionamiento de dos o más circuitos de convertor en paralelo, realizando la secuencia del funcionamiento de los circuitos de convertor de manera multifase, escalonada y en la topología
30 que garantice que las fases de transferencia de energía pasan de un circuito de convertor al siguiente exactamente en el punto correcto para permitir una conmutación de corriente nula y tensión nula, sin establecer de manera previa este tiempo en la circuitería de control.

Cada circuito de convertor comprende un condensador y un inductor, y un circuito de conmutación para controlar el flujo de corriente a través del circuito de convertor. Un diodo en la salida garantiza que la corriente no puede
35 fluir hacia el circuito desde la salida. Este diodo cumple una función importante en la conmutación de fase del circuito multifase, tal como se describirá a continuación. Cada circuito de convertor se conmuta de manera cíclica entre dos fases: una fase de transferencia de energía y una fase de regeneración. Cuando el conmutador está abierto, el circuito se encuentra en la fase de regeneración, y el condensador carga desde la fuente de
40 alimentación, acumulando de manera constante energía eléctrica. Cuando el conmutador está cerrado, el circuito entra en la fase de transferencia de energía, durante la cual se suministra energía desde el condensador hasta la salida a través del inductor.

El circuito de convertor de la invención está diseñado específicamente para funcionar como un tramo en un
45 circuito con múltiples tramos, en el que dos o más circuitos de este tipo se conectan en paralelo para transferir energía a una carga común, de uno en uno, de manera escalonada, secuencial. El flujo de energía se transfiere automáticamente desde un convertor hasta el siguiente cuando el último convertor se enciende. Los tiempos de las transiciones se rigen por los valores de los componentes de cada circuito de convertor, y los circuitos de convertor se diseñan de manera que, una vez que una transición desde un convertor hasta el siguiente se
50 completa, el convertor previo puede apagarse según condiciones de corriente nula.

En su forma más sencilla, la invención consiste en dos o más circuitos de convertor paralelos, comprendiendo cada uno un condensador a lo largo de la entrada, un conmutador, una inductancia y un diodo. Las salidas de los
55 circuitos de convertor están conectadas en conjunto a una carga común. Los circuitos de convertor se accionan en un modo de asignación cíclica, de manera que cada uno suministra por turnos su energía a la carga. Tal como se describirá en más detalle, el diseño de circuito particular, junto con el tiempo particular y la secuencia de control de conmutador, significa que la sucesión de un circuito de convertor al siguiente en el ciclo se produce de manera muy sencilla, ya que la activación de un circuito de convertor necesariamente desactiva los otros.

60 La invención también se describirá por medio de un circuito a modo que ejemplo que presenta dos circuitos de convertor que funcionan con un ciclo de conmutación solapado e intercalado. Sin embargo, deberá entenderse que la invención no se limita al caso de dos convertidores, e incluye cualquier disposición de dos o más circuitos de convertor dispuestos con esta topología y que funcionan con el funcionamiento de conmutación solapado e
65 intercalado.

En una forma de realización de la invención, la conmutación para cada convertor se realiza mediante una

configuración de puente completo de conmutadores semiconductores, que pueden ser transistores de IGBT, por ejemplo. Los componentes y el tiempo de conmutación se disponen de modo que cada par conmutado de transistores en el circuito de puente completo solo conmuta en un modo de conmutación suave, es decir, solo se enciende o apaga cuando la corriente a través del par es o bien nula o bien muy pequeña. El apagado se logra mientras solo exista una corriente de magnetización residual pequeña procedente de los transformadores, mientras que el encendido se produce en condiciones de corriente nula con una tensión nula o muy pequeña presente.

La utilización de conmutadores semiconductores en esta disposición intercalada significa que existe un periodo durante la fase de apagado de cada mitad del ciclo de conmutación durante el cual los portadores de carga extra que surge en los semiconductores desde la corriente de carga pueden recombinarse antes de que los conmutadores necesiten apagar la corriente de magnetización relativamente pequeña del transformador. En el caso de los dos convertidores, la configuración de polaridad dual, hasta la mitad del momento de fase de apagado (es decir, hasta un octavo del tiempo de ciclo completo) está disponible para que se produzca esta recombinación.

Esta disposición de conmutación suave reduce o elimina virtualmente, las pérdidas de conmutación en los conmutadores semiconductores y de este modo aumenta la eficacia total del circuito de convertidor.

Otra ventaja de la presente invención, en las formas de realización que utilizan transformadores, es que la tensión requerida para la conmutación de las corrientes de transformador es solo una pequeña fracción de la tensión de funcionamiento del circuito. Como resultado, pueden utilizarse componentes mucho más pequeños, por ejemplo, en aplicaciones de alta tensión, ya que solo se requieren los componentes de conmutación para trabajar en esta tensión de conmutación adicional más baja.

Una ventaja adicional de la invención es que el encendido y apagado de la corriente de carga en los diodos en el lado de salida del circuito se produce a una velocidad constante conocida.

Descripción detallada de los dibujos

La figura 1 ilustra una abstracción simplificada del principio que compone la presente invención. El circuito muestra tres circuitos de convertidor (1,2,n) conectados a un circuito de carga común. Cada circuito de convertidor comprende un condensador (C_1, C_2, C_n), un conmutador (S_1, S_2, S_n), una inductancia (L_1, L_2, L_n) y un diodo de salida (D_1, D_2, D_n). Las tensiones a través de los condensadores son U_1, U_2 y U_n respectivamente.

El circuito de la figura 1 muestra cada circuito de convertidor presentando una fuente de corriente ideal independiente I , sin embargo, se comprenderá que del mismo modo pueden compartir una fuente de corriente común. Una disposición de este tipo se muestra en la figura 2, que muestra tres circuitos de convertidor que comparten una fuente de corriente ideal ($3I$) por medio de dos transformadores de corriente (CT_1, CT_2) ideales para formar tres fuentes de corriente (I) ideales. En el caso general, con n circuitos de convertidor en paralelo, ($n-1$) se requerirían transformadores de corriente ideales.

La figura 3 ilustra una versión aislada galvánicamente del circuito de la figura 2. En este caso, los circuitos de convertidor se han implementado con transformadores ideales, lo que permite que los lados principales de los transformadores se conecten en conjunto en serie. Las tres fuentes de corriente ideales independientes de la figura 1 pueden combinarse en una fuente de corriente (I) ideal. Para circuitos en los que se requiere un aislamiento galvánico, esta variante es ideal, ya que el circuito es particularmente compacto y sencillo de implementar.

Ahora se describirá el funcionamiento del circuito resumido en la figura 1 con referencia a la figura 4. En el diagrama de tiempo ilustrado de la figura 4, el número de tramos de circuito de convertidor, n , se considera que es 3, para facilidad de comprensión. La figura 4 muestra un ciclo de conmutación (T) completo para un circuito con tres circuitos de convertidor. Se muestran las tensiones U_1, U_2 y U_3 a lo largo de los tres condensadores (C_1, C_2, C_3), junto con las corrientes (I_1, I_2, I_3) correspondientes que fluyen en los circuitos individuales. Lo que no se muestra en la figura 4 es el funcionamiento de los conmutadores, sin embargo, debe entenderse que cada una de las tres fases mostradas en la figura 4 (I_1 siendo alta, I_2 siendo alta e I_3 siendo alta) se aproxima mediante el cierre del conmutador (S_1, S_2 o S_3) correspondiente.

Al comienzo del periodo P_1 mostrado en la figura 4, U_1 se encuentra en su punto más alto en el ciclo. Es decir, que C_1 se carga a su carga máxima en el ciclo. En este punto S_1 se cierra, permitiendo que la corriente I_1 fluya a través de L_1 y D_1 a la salida. Obsérvese que la corriente I_1 no puede comenzar a fluir instantáneamente, ya que está fluyendo a través de un inductor. Sin embargo, su gradiente es constante, y se determina por la inductancia de L_1 . Una vez establecida, la corriente I_1 presenta un valor de $3I$, del cual $2I$ proviene de la descarga de C_1 , y $1I$ proviene de la fuente de corriente I constante ideal. La descarga de C_1 en una velocidad de $2I$ fuerza la tensión U_1 para que caiga linealmente, tal como se muestra en la figura 4.

La fase P_1 también se conoce como la fase de transferencia de energía de circuito de conversor 1. Durante esta fase, al estar ambos conmutadores S_2 y S_3 apagados, no hay, por tanto, flujos de corriente en ninguno de los circuitos de conversor 2 o 3. Estos circuitos de conversor se encuentran en el estado de regeneración durante esta fase P_1 , y C_2 y C_3 están ambos cargando.

Al final de P_1 , sin embargo, el conmutador S_2 se cierra y la fase P_2 comienza. En este punto, S_1 puede permanecer cerrado. Sin embargo, tan pronto como S_2 se cierra, la tensión U_2 a lo largo de C_2 aparece en la salida del conversor 2. U_2 es mayor que U_1 , por tanto, D_1 se desvía de manera inversa, y, por tanto, se impide que la corriente fluya en conversor 1. I_1 no puede detenerse instantáneamente, ya que está fluyendo a través del inductor L_1 . De hecho, I_1 decae a una velocidad, tal como se muestra en la figura 4, igual y opuesta al aumento simultáneo en I_2 .

Como I_1 decae a la misma velocidad a la que I_2 aumenta, y como los cambios son simultáneos, la suma de I_1 y I_2 permanece constante en la transición de P_1 a P_2 . Esto significa que la fase de transferencia de energía de un circuito de conversor a la fase de transferencia de energía del siguiente circuito de conversor se produce sin ningún cambio en el flujo de corriente al circuito de carga.

Obsérvese que, una vez se ha activado el circuito de conversor 2 cerrando el conmutador S_2 , el conmutador S_1 puede abrirse. Sin embargo, cuando se utilizan conmutadores semiconductores, la apertura del conmutador S_1 debe dejarse hasta después de que I_1 haya decaído a cero con el fin de lograr unas condiciones de conmutación de corriente nula (ZCS) y reducir de ese modo pérdidas de conmutación. Obsérvese también que el condensador C_1 comienza a cargar (es decir, U_1 comienza a aumentar) tan pronto como el conmutador S_2 se cierra, y que el apagado de S_1 debe ocurrir antes de que U_1 alcance el mismo valor que U_2 (esta unión se produce a dos tercios del camino a través de la fase P_2 tal como puede observarse en la figura 4). Cuando U_1 se vuelve mayor que o igual a U_2 , el diodo D_1 ya no está desviado de manera inversa, lo que significa que, si S_1 siguiera estando cerrado en este punto, la corriente empezaría a fluir de nuevo de C_1 a la carga, dando como resultado la interrupción del funcionamiento de la totalidad del circuito.

Existe por tanto una ventana para el apagado de cada conmutador tras su fase de transferencia de energía correspondiente, y la duración del periodo de tiempo disponible puede calcularse: en el caso de tres circuitos de conversor, el tiempo disponible es $2/3$ de la longitud de la fase de conmutación, menos $T_{\text{elevación}}$. En el caso general, con n circuitos de conversor, el tiempo disponible es $T(n-1)/n^2 - T_{\text{elevación}}$. Cuando $T \gg T_{\text{elevación}}$, esto se aproxima a $T(n-1)/n^2$.

Tal como se observará en análisis posteriores de formas de realización específicas, este tiempo relativamente largo disponible para abrir cada conmutador puede ser extremadamente ventajoso cuando se utilizan conmutadores semiconductores de transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT), dado que permite tiempo para los portadores de carga libre en el material semiconductor, que permanecen libres en la región de base después de que la corriente haya dejado de fluir, para recombinarse antes de apagar el dispositivo.

Obsérvese también que solo se requiere que cada condensador cargue y descargue por una diferencia de tensión relativamente pequeña, a diferencia de convertidores de resonancia convencionales, en los que el condensador debe descargarse por completo con el fin de proporcionar las condiciones para el apagado de corriente nula. Estas diferencias de tensión relativamente pequeñas implican almacenar y liberar una carga similarmente pequeña durante cada ciclo, lo que significa que las capacitancias son mucho menores (por tanto, más baratas y menos voluminosas) que en circuitos convencionales. Esta diferencia en capacitancias puede ser de varios órdenes de magnitud. En combinación con las condiciones favorables para conmutación de corriente nula descrita anteriormente, las capacitancias mucho menores también implican que el conversor puede accionarse a frecuencias significativamente más elevadas sin aumentar significativamente las pérdidas de conmutación en conmutadores semiconductores, y sin provocar radiación electromagnética debido a una conmutación de corriente nula imperfecta debido a las corrientes residuales procedentes de la inductancia de fuga de los inductores, tal como sería el caso en convertidores convencionales.

Tal como se comprenderá, se producen transiciones similares entre la fase de transferencia de energía de cada circuito de conversor y la de su sucesor en la secuencia de funcionamiento.

La descripción anterior se refiere al caso generalizado, y el comportamiento del circuito generalizado ha asumido características ideales de fuentes de corriente, inductancias, etc. Sin embargo, el principio de funcionamiento del circuito generalizado puede aplicarse en muchas implementaciones prácticas de la invención. Algunas de estas variaciones se describen a continuación en la presente memoria, sin embargo, se comprenderá por el experto en la materia en el campo técnico que son posibles muchas otras variaciones sin alejarse de los principios subyacentes de la invención.

Ejemplos adicionales de formas de realización de la invención

La figura 5 ilustra una implementación a modo de ejemplo de la invención que utiliza dos circuitos de conversor

similares a la disposición de la figura 3. Los conmutadores S_1 y S_2 se implementan en este caso como conmutadores de puente completo, y los diodos D_1 y D_2 se realizan utilizando rectificadores de puente completo. Esta combinación permite un funcionamiento de polaridad dual de cada circuito de convertidor, lo que significa que cada corriente puede conmutarse para fluir en polaridad alterna a través de los devanados principales de los transformadores, y, por tanto, también a través de los devanados secundarios. El primer circuito de convertidor de la figura 5 presenta un circuito de lado principal que comprende el condensador C_1 y un puente de conmutación ($S_{1,1}$, $S_{1,2}$, $S_{1,3}$, $S_{1,4}$) para suministrar corriente de polaridad alterna al devanado principal del transformador T_1 por medio de la inductancia L_1 . El primer convertidor también presenta un lado secundario que comprende el devanado secundario del transformador T_1 y un puente de rectificación ($D_{1,1}$, $D_{1,2}$, $D_{1,3}$, $D_{1,4}$).

De manera similar, la unidad de convertidor secundaria presenta un circuito de lado principal que comprende el condensador C_2 y un puente de conmutación ($S_{2,1}$, $S_{2,2}$, $S_{2,3}$, $S_{2,4}$) para suministrar corriente de polaridad alterna al devanado principal de transformador T_2 por medio de inductancia de conmutación L_2 . El segundo convertidor también presenta un lado secundario que comprende el devanado secundario de transformador T_2 y un puente de rectificación ($D_{2,1}$, $D_{2,2}$, $D_{2,3}$, $D_{2,4}$).

Los lados secundarios de los convertidores primero y segundo están conectados en paralelo para suministrar energía a una carga (absorbedor de corriente 2I).

En el lado principal, los circuitos están conectados en serie, de modo que la corriente conmutada suministrada por la fuente de alimentación 2U se suministra a través de los devanados principales de los transformadores por medio de C_1 y C_2 . Tal como se observará en el análisis de la siguiente secuencia de conmutación, el circuito está diseñado de manera que la mitad de la corriente suministrada al devanado principal del transformador T_1 durante su ciclo proviene de la carga almacenada en C_1 , mientras que la otra mitad proviene de la fuente de alimentación 2U por medio del condensador C_2 . Esta disposición de conexión en serie de los condensadores significa que, mientras que sigue requiriéndose que cada condensador permita un flujo de corriente dinámica relativamente grande, se requiere que funcionen a aproximadamente la mitad de la tensión de un condensador similar que funciona en un circuito de convertidor convencional. En el caso de tres o cuatro circuitos conectados en una disposición de este tipo, solo se requerirá que cada condensador trabaje a una tercera o una cuarta parte de la tensión de suministro.

Los puentes de conmutación de lado principal están compuestos, preferentemente, por transistores de energía semiconductores tales como transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) convencionales. Tal como es habitual cuando accionan cargas inductivas, los conmutadores semiconductores ($S_{1,1}$, $S_{1,2}$, $S_{1,3}$, $S_{1,4}$, $S_{2,1}$, $S_{2,2}$, $S_{2,3}$, $S_{2,4}$) también pueden estar equipados cada uno con un diodo libre para permitir que cualquier corriente inversa procedente de la carga inductiva pase sin alterar el transistor de conmutador. Estos diodos no se muestran en el diagrama de circuito de la figura 5.

En la figura 5 tampoco se muestra la circuitería de control. Sin embargo, se comprenderá que el funcionamiento de cada uno de los conmutadores se controla mediante una unidad independiente de manera que los pares de conmutadores ($S_{1,1}$ y $S_{1,3}$, por ejemplo) en los puentes se conmutan simultáneamente. La elección del momento de las señales de control de conmutador individual se controla mediante la unidad de controlador no ilustrada.

Se observa que las inductancias de conmutación L_1 y L_2 en el circuito de la figura 5, aunque se representan como componentes independientes para facilidad de comprensión, pueden implementarse por medio de la inductancia de fuga de los transformadores para todas las variantes del circuito que utiliza tales dispositivos de aislamiento galvánico.

Las características de transferencia de energía de los circuitos de lado principal se determinan por los valores de las capacitancias (C_1 , C_2) y las inductancias (L_1 , L_2). Tal como será evidente en el siguiente análisis de secuencia de elección del momento, la frecuencia de funcionamiento y los valores de las componentes se eligen de manera que, cuando la corriente principal se conmuta a través de L_1 y L_2 , las tensiones a lo largo de C_1 y C_2 varían una cantidad de tensión de onda máxima (designada como $\pm\Delta U$).

El funcionamiento del circuito en la figura 5 se describirá con referencia al diagrama de tiempo de la figura 6. Obsérvese que los valores de C_1 y C_2 se eligen para ser lo suficientemente pequeños de modo que la tensión de onda ΔU es lo suficientemente grande para utilizarse para conmutar la corriente de un transformador al otro dentro del tiempo disponible en la secuencia de conmutación. Tal como se ha descrito anteriormente, la elección de valores de condensador pequeños, junto con una definición acertada del tiempo de conmutación, permite la creación de un conjunto de condiciones en las que los conmutadores semiconductores pueden conmutarse a tensión y corriente nulas (conmutación suave), y en las que las tensiones y corrientes se distribuyen de manera uniforme entre los circuitos de lado principal de dos convertidores, evitando por tanto la necesidad de circuitería de equilibrado extra tal como se requiere habitualmente en circuitos de convertidor resonantes convencionales. Los condensadores más pequeños presentan las ventajas adicionales de ocupar menos espacio y de ser menos costosos.

Secuencia de tiempo de la polaridad dual, ejemplo de conmutación intercalado

La siguiente descripción detallada se refiere al diagrama de tiempo de la figura 6, que describe los cambios de corriente y tensión en el circuito a modo de ejemplo de dos convertidores de la figura 5. La figura 6 muestra las transiciones que se producen durante un ciclo de conmutación completo, con un análisis de tiempo más detallado de las transiciones que se producen durante la segunda fase del ciclo. Debe entenderse que una secuencia de transiciones similar también se produce durante las otras tres fases del ejemplo mostrado.

Momento t_0

En el momento t_0 , $S_{1,1}$ y $S_{1,3}$ ya están ambos encendidos, y la corriente 2I fluye a través de L_1 y el devanado principal de T_1 . C_1 suministra la mitad (I) de esta corriente, y la otra la mitad proviene de $2U$ a través de C_2 .

Una corriente 2I procedente del devanado secundario de T_1 fluye a través de $D_{1,1}$ y $D_{1,3}$ al absorbedor de corriente. U_1 , la tensión a lo largo de C_1 , es $U-\Delta U$, y U_2 , la tensión a lo largo de C_2 , es $U+\Delta U$. U_S , la tensión a lo largo del absorbedor de corriente, es $U-\Delta U$.

Periodo $t_0 - t_1$

En el momento t_0 , $S_{2,1}$ y $S_{2,3}$ están encendidos. Las tensiones encendidas de $S_{2,1}$ y $S_{2,3}$ son cada una ΔU . Por tanto, $D_{2,1}$ y $D_{2,3}$ también empiezan a conducir en el lado secundario. La tensión a lo largo de L_1 es ahora $-\Delta U$, $+\Delta U$ a lo largo de L_2 y U a lo largo del absorbedor de corriente 2I. Esto hace que la corriente 2I a través de L_1 y T_1 decaiga a la velocidad $\Delta U/L_1$, y la corriente a través de L_2 y T_2 aumente a la velocidad $\Delta U/L_2$. En el momento t_1 , la corriente a través de $D_{1,1}$ y $D_{1,3}$ ha decaído a cero, y ambos diodos se apagan. Ahora una corriente 2I fluye a través del devanado secundario de T_2 y $D_{2,1}$ y $D_{2,3}$ al absorbedor de corriente 2I. La tensión U_S a lo largo del absorbedor de corriente 2I es ahora $U+\Delta U$.

Obsérvese que la mitad de la zona bajo la curva I_2 durante la fase de encendido que sigue a t_0 representa la cantidad de carga suministrada por C_2 a L_2 y T_2 durante un cambio en la tensión de condensador U_2 de $U+\Delta U$ a $U-\Delta U$.

La magnitud de la tensión de onda ΔU_2 se determina mediante la magnitud de I_2 . Una corriente I_2 mayor requiere un mayor giro de conmutación, lo que normalmente significa un aumento de momento de conmutación. Sin embargo, como ΔU_2 también es mayor de manera correspondiente, el gradiente de conmutación también es más inclinado, lo que compensa la magnitud aumentada de I_2 de manera que el momento de conmutación $t_0 - t_1$ permanece constante para diferentes valores de I_2 y U_2 . Esto da como resultado un tiempo constante e independiente de carga de los conmutadores.

Momento t_1

$S_{2,1}$ y $S_{2,3}$ pasan una corriente 2I por medio de L_2 y el devanado principal de T_2 . C_2 suministra ahora una mitad, I, de esta corriente, y la fuente de tensión $2U$, por medio de C_1 , proporciona la otra mitad. El devanado secundario de T_2 conduce la corriente 2I por medio de $D_{2,1}$ y $D_{2,3}$ al absorbedor de corriente. En el momento t_1 la tensión U_1 a lo largo de C_1 es $U-\Delta U$. La tensión U_2 a lo largo de C_2 en el momento t_1 es $U+\Delta U$. La tensión U_S a lo largo del absorbedor de corriente en el momento t_1 es $U+\Delta U$.

Periodo $t_1 - t_2$

$S_{1,1}$ y $S_{1,3}$ permanecen encendidos en el periodo $t_1 - t_2$. Sin embargo, ahora solo pasan por la corriente de magnetización relativamente pequeña desde el devanado principal de T_1 . Si se utilizan transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) como semiconductores activos, los ahora portadores de exceso de carga se recombinarán durante este periodo $t_1 - t_2$. La tensión U_2 a lo largo de C_2 disminuye a una velocidad de I/C_2 , y la tensión U_1 a lo largo de C_1 aumenta a una velocidad I/C_1 .

Momento t_2

En el momento t_2 , se apagan $S_{1,1}$ y $S_{1,3}$. La corriente de magnetización de T_1 recarga ahora las capacitancias parásitas de T_1 , $S_{1,1}$, $S_{1,3}$, $S_{1,2}$, $S_{1,4}$, $D_{1,1}$, $D_{1,3}$, $D_{1,2}$ y $D_{1,4}$. Si la tensión a lo largo de T_1 ha cambiado su polaridad, la corriente de magnetización de T_1 fluye a través de los diodos libres de $S_{1,2}$ y $S_{1,4}$. Si no están presentes diodos libres o antiparalelos en los conmutadores $S_{1,1}$, $S_{1,3}$, $S_{1,2}$ y $S_{1,4}$ entonces la tensión a lo largo de T_1 no solamente cambia la polaridad, sino que se eleva adicionalmente hasta que los diodos $D_{1,2}$ y $D_{1,4}$ se desvían de manera directa y conducen la corriente de magnetización de T_1 . En ese momento, los conmutadores $S_{1,2}$ y $S_{1,4}$ se desvían de manera inversa mediante una tensión no superior a ΔU . Por tanto, el tiempo t_2 debe seleccionarse de manera que la tensión U_2 a lo largo de C_2 es la misma o mayor que la tensión U_1 a lo largo de C_1 , de otro modo los diodos $D_{1,1}$ y $D_{1,3}$ apagados empezarán a conducir de nuevo.

Periodo $t_2 - t_3$

La tensión U_2 a lo largo de C_2 continúa aumentando a una velocidad de I/C_2 , y la tensión U_1 a lo largo de C_1 continúa creciendo a una velocidad I/C_1 .

Momento t_3

Si, en el momento t_3 , la tensión U_1 es mayor que la tensión U_2 , los diodos $D_{1,2}$ y $D_{1,4}$ se vuelven conductores, y la corriente de magnetización de T_1 se conmuta de los diodos libres de $S_{1,2}$ y $S_{1,4}$ a $D_{1,2}$ y $D_{1,4}$.

Periodo $t_3 - t_4$

La tensión U_1 a lo largo de C_1 continúa aumentando, y la tensión U_2 a lo largo de C_2 continúa cayendo. La tensión inversa se acumula a lo largo de $S_{1,2}$ y $S_{1,4}$, que alcanza el valor ΔU en el momento t_4 .

Momento t_4

En el momento t_4 , el procedimiento de conmutación descrito de t_0 a t_4 comienza de nuevo. Cuando la corriente $2I$ conmutada en el punto en el momento t_0 desde $S_{1,1}$, $S_{1,3}$, $D_{1,1}$, $D_{1,3}$ y T_1 hasta $S_{2,1}$, $S_{2,3}$, $D_{2,1}$, $D_{2,3}$ y T_2 , en lugar de la corriente $2I$ se conmuta en el punto en el tiempo t_4 desde $S_{2,1}$, $S_{2,3}$, $D_{2,1}$, $D_{2,3}$ y T_2 hasta $S_{1,2}$, $S_{1,4}$, $D_{1,2}$, $D_{1,4}$ y T_1 . Este procedimiento de conmutación se repite junto con los semiconductores restantes un total de cuatro veces en cada periodo T .

El funcionamiento de cambio de fase de la disposición paralela-en serie descrita en las figuras 5 y 6 se ha descrito con dos unidades de convertidor, estando cada unidad activa para la transferencia de energía para dos cuartos de ciclos intercalados. Sin embargo, esta estructura modular puede ampliarse a tres o más unidades de convertidor, manejando cada unidad la fracción apropiada del ciclo de transferencia completo. Tomando el caso generalizado con n unidades de convertidor similares trabajando en cambio de fase en combinación, cada una de las n unidades de convertidor manejará $1/n$ de la transferencia de energía del ciclo completo, estando las señales de control desviadas en fase $180^\circ/n$ entre unidades. Para cada circuito de conmutación en las unidades de convertidor, el tiempo disponible para apagar los conmutadores y para cambiar la polaridad de la tensión de transformador puede calcularse como $(n-1)/(2n)$ del tiempo de ciclo total.

En la figura 7, se ilustra un ejemplo de cómo el circuito de la figura 5 puede ampliarse de tal manera modular. No se muestra una secuencia de tiempo correspondiente para esta configuración, pero se comprenderá que el ciclo es similar; en lugar de dividirse en cuatro fases de conmutación de 90° , el ciclo se divide entre n , para dar $2n$ fases de $180^\circ/n$ cada una, en donde n es el número de circuitos de convertidor utilizados.

Las figuras 8 a 10 ilustran diversos ejemplos de configuraciones de circuito que pueden utilizarse en los circuitos de convertidor sin alejarse del alcance de la invención.

La figura 8, por ejemplo, muestra cómo, en común con todos los tipos de puentes, la disposición en serie de los puentes semiconductores en el lado principal de los circuitos de convertidor en la figura 5 puede sustituirse, con la ayuda de un transformador de corriente, mediante un circuito equivalente configurado como una conexión paralela de los puentes en semiconductor. El lado principal de una variante de este tipo se ilustra en la figura 8 (el lado secundario del circuito sigue siendo idéntico al lado secundario del circuito ilustrado en la figura 5). La secuencia de tiempo y las formas de onda para el circuito de la figura 8 también son idénticas a las mostradas en la figura 6. Una ventaja adicional de la utilización de la invención en la configuración de la figura 8 es que solo se requiere que el transformador de corriente trabaje a pequeñas tensiones, de hasta ΔU , lo que significa que la energía evaluada del transformador de corriente es solo una pequeña fracción de la energía evaluada de la totalidad del circuito.

La figura 9 ilustra algún ejemplo del intervalo de configuraciones posibles que pueden utilizarse para el circuito de conmutación en el lado principal de cada circuito de convertidor. La figura 9a muestra la disposición de puente completo que ya se ha ilustrado en las figuras 5, 7 y 8. La figura 9b muestra un circuito en semipuerto que puede utilizarse en lugar del circuito en puente completo descrito en la figura 9a. En este caso, los conmutadores $S_{1,1}$ y $S_{1,2}$ sustituyen las combinaciones de $(S_{1,1}, S_{1,3})$ y $(S_{1,2}, S_{1,4})$ respectivamente en la secuencia de conmutación, y las capacitancias $C_{1,1}$ y $C_{1,2}$ sustituyen C_1 . La figura 9c muestra una configuración de conmutación de tracción-empuje que puede utilizarse en lugar del circuito de puente completo de la figura 9a. En este caso devanados principales que se estrechan en el centro se utilizan en el transformador. No obstante, la inductancia L_1 puede seguir implementándose todavía por la inductancia de fuga en estos devanados principales.

Las figuras 10a a 10c ilustran circuitos alternos que pueden utilizarse para el lado secundario de los circuitos de convertidor en las figuras 5 y 7. La figura 10a muestra la disposición paralela de circuitos de rectificación de puente completo ya ilustrada en las figuras 5 y 7. La figura 10b muestra una configuración en la que se utilizan dos semipuentes. Con el fin de utilizar esta disposición en semipuerto, se requiere una pequeña inductancia de

almacenamiento, que presenta dos devanados acoplados estrechamente. La figura 10c ilustra una disposición paralela de circuitos de rectificación de tracción-empuje, que utiliza un devanado secundario que se estrecha en el centro.

5 Funcionamiento de dos cuadrantes

La utilización de conmutadores semiconductores activos con diodos libres en los puentes tanto principal como secundario de la configuración de las figuras 5 y 7, en lugar de solamente en los puentes principales, permite un funcionamiento de dos cuadrantes del circuito. Esto significa que la conmutación se realiza en el lado secundario del circuito, y que la energía fluye del lado secundario al lado principal. Las figuras 11a a 11c ilustran cómo pueden realizarse los puentes secundarios utilizando conmutadores activos en lugar de diodos. En esta forma de realización de funcionamiento inverso (denominado funcionamiento de segundo cuadrante), todos los conmutadores en el lado principal permanecen abiertos y funcionan puramente como diodos, mientras que los conmutadores de lado secundario se controlan exactamente de la misma manera que la secuencia ya descrita en la figura 6 para los conmutadores de lado principal. Por tanto, se induce la misma conmutación de corriente nula en el lado principal, aunque la conmutación se realiza en el lado secundario.

Funcionamiento de cuatro cuadrantes

20 En un desarrollo adicional, conmutadores semiconductores de CA (corriente alterna) pueden utilizarse en el lado principal y el lado secundario del circuito, en lugar de los conmutadores de dirección única utilizados en la disposición de dos cuadrantes. Los conmutadores de CA permiten el control de flujo de corriente en cualquier dirección a través del dispositivo. Un ejemplo de un conmutador de CA de este tipo se muestra en la figura 12. En el circuito ilustrado en la figura 12, cuando el circuito se enciende mediante señales de control Q_1 y Q_2 , la corriente puede fluir en cualquier dirección entre P_1 y P_2 . La utilización de conmutadores de CA permite un funcionamiento de cuatro cuadrantes del circuito de convertidor, lo que significa que el circuito puede hacerse funcionar de manera que la energía fluye o bien del lado principal al lado secundario o viceversa, y al mismo tiempo los signos de la entrada y las tensiones de salida pueden ser o bien positivos o negativos.

REIVINDICACIONES

1. Conversor de energía para mantener un flujo de energía eléctrica entre un primer circuito conectado y un segundo circuito conectado, comprendiendo el conversor de energía una unidad de control y dos o más circuitos de conversor (1,2...n), disponiéndose los dos o más circuitos de conversor (1,2...n) en paralelo para transferir energía a una carga común, de uno en uno, de manera escalonada, secuencial, entre dichos primero y segundo circuitos conectados, y estando el conversor de energía caracterizado por que:
- 5 cada uno de los dos o más circuitos de conversor (1,2...n) comprende
- 10 un primer subcircuito de conversor para conectar cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n) al primer circuito conectado, incluyendo el primer subcircuito de conversor un elemento capacitivo ($C_1, C_2...C_n$),
- 15 un segundo subcircuito de conversor para conectar cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n) al segundo circuito conectado, incluyendo el segundo subcircuito de conversor un elemento de diodo ($D_1, D_2...D_n$) para inhibir el flujo de corriente desde el segundo circuito conectado hasta el segundo subcircuito de conversor de cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n), y
- 20 un elemento de conmutación ($S_1, S_2...S_n$) para, bajo el control de la unidad de control, permitir o inhibir flujo de corriente entre el primer subcircuito de conversor y el segundo subcircuito de conversor a través de un elemento inductivo ($L_1, L_2...L_n$),
- 25 disponiéndose el elemento inductivo ($L_1, L_2...L_n$) de manera que establezca un flujo de corriente ($I_1, I_2...I_n$) entre el primer subcircuito de conversor y el segundo subcircuito de conversor cuando el elemento de conmutación se conmuta para permitir flujo de corriente a través del elemento inductivo ($L_1, L_2...L_n$),
- 30 estando el conversor de energía caracterizado además por que cada circuito de conversor (1,2...n) presenta por lo menos dos estados de funcionamiento posibles que incluyen; un estado de transferencia de energía, en el que la corriente fluye entre el primer subcircuito de conversor y el segundo subcircuito de conversor de cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n), y en el que el elemento capacitivo ($C_1, C_2...C_n$) descarga, y un estado de regeneración, durante el que no existe sustancialmente ningún flujo de corriente entre el primer subcircuito de conversor y el segundo subcircuito de conversor de cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n), y durante el que el elemento capacitivo ($C_1, C_2...C_n$) acumula carga,
- 35 estando el conversor de energía caracterizado además por que la unidad de control está adaptada para, según un ciclo de conmutación predeterminado, conmutar cada uno de los dos o más circuitos de conversor (1,2...n), de uno en uno, al estado de transferencia de energía, de manera que cada circuito de conversor (1,2...n) se conmuta al estado de transferencia de energía durante una parte de dicho ciclo de conmutación predeterminado, y de manera que el otro o más de los circuitos de conversor (1,2...n) se encuentran en el estado de regeneración durante dicha parte de dicho ciclo de conmutación predeterminado,
- 40 lográndose la transición desde el estado de regeneración hasta el estado de transferencia de energía de cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n), bajo el control de la unidad de control, haciendo funcionar los medios de conmutación ($S_1, S_2...S_n$) de cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n) para permitir que la corriente fluya entre el primer subcircuito de conversor y el segundo subcircuito de conversor de cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n), aumentando de este modo de manera transitoria la magnitud de la tensión (U_x) en un nodo de salida común (X) de manera que los elementos de diodo ($D_1, D_2...D_n$) en los segundos subcircuitos de conversor del dicho otro o más circuitos de conversor (1,2...n) se desvían de manera inversa, inhibiendo de este modo el flujo de corriente en los dicho otro o más circuitos de conversor (1,2...n) de manera que el dicho otro o más circuitos de conversor (1,2...n) se mantienen en el estado de regeneración, en el que no fluye sustancialmente ninguna corriente en el dicho otro o más circuitos de conversor (1,2...n).
- 45
- 50
- 55 2. Conversor de energía según la reivindicación 1, en el que la unidad de control está adaptada para controlar el funcionamiento de los medios de conmutación ($S_1, S_2...S_n$) en cada circuito de conversor (1,2...n) de manera que los medios de conmutación ($S_1, S_2...S_n$) se apagan mientras el circuito de conversor respectivo está en su estado de regeneración, y de manera que los medios de conmutación ($S_1, S_2...S_n$) se apagan en condiciones de corriente nula.
- 60 3. Conversor de energía según la reivindicación 1 o 2, en el que cada circuito de conversor (1,2...n) comprende además un transformador con un primer devanado de transformador conectado a través de los medios de conmutación ($S_1, S_2...S_n$) respectivos al primer subcircuito de conversor respectivo, y un segundo devanado de transformador conectado al segundo subcircuito de conversor respectivo.
- 65 4. Conversor de energía según la reivindicación 3, en el que la inductancia ($L_1, L_2...L_n$) de cada circuito de conversor (1,2...n) se implementa por lo menos parcialmente mediante la inductancia de fuga del transformador

respectivo.

- 5 5. Conversor de energía según una de las reivindicaciones 1 a 4, en el que los primeros subcircuitos de conversor de los por lo menos dos circuitos de conversor (1,2...n) están conectados en serie de manera que la tensión a lo largo del primer circuito conectado se comparte a lo largo de los primeros subcircuitos de conversor de ambos o todos los circuitos de conversor (1,2...n).
- 10 6. Conversor de energía según cualquier reivindicación anterior, en el que cada uno de dichos medios de conmutación ($S_1, S_2 \dots S_n$) se implementa como una disposición de puente completo, de semipunto o de tracción-empuje de conmutadores semiconductores.
- 15 7. Conversor de energía según cualquier reivindicación anterior, en el que cada uno de dichos elementos de diodo ($D_1, D_2 \dots D_n$) en cada uno de dichos segundos subcircuitos de conversor comprende una disposición de puente completo o de semipunto de diodos de rectificación.
- 20 8. Conversor de energía según la reivindicación 3 o la reivindicación 4, en el que cada devanado de transformador secundario se estrecha en el centro y en el que cada uno de dichos elementos de diodo en cada uno de dichos segundos subcircuitos de conversor comprende una disposición de tracción-empuje de diodos de rectificación, dispuestos para rectificar la corriente que fluye entre el devanado de transformador secundario y el segundo circuito conectado.
- 25 9. Conversor de energía según una de las reivindicaciones 7 u 8, en el que cada diodo de rectificación es un dispositivo de conmutación semiconductor que presenta o bien un diodo integral o bien un diodo discreto conectado entre sus terminales de conducción.
- 30 10. Conversor de energía según una de las reivindicaciones 7 u 8, en el que cada diodo de rectificación y cada dispositivo de conmutación semiconductor ($S_1, S_2 \dots S_n$) es un conmutador de corriente alterna semiconductor para, bajo el control de la unidad de control, inhibir de manera selectiva el flujo de corriente a través del mismo en uno u otro o ambos sentidos.
- 35 11. Conversor de energía según la reivindicación 9, en el que la unidad de control está configurada además para controlar el funcionamiento y el tiempo de dichos dispositivos de conmutación semiconductores en los segundos subcircuitos de conversor de dichos circuitos de conversor (1,2...n), de tal manera que se permite un modo de funcionamiento de dos cuadrantes de cada conversor en el que, durante dicho estado de transferencia de energía, se permite que la corriente fluya o bien desde el primer subcircuito de conversor hasta el segundo subcircuito de conversor o bien desde el segundo subcircuito de conversor hasta el primer subcircuito de conversor de cada uno de dichos circuitos de conversor (1,2...n), permitiendo de esta manera un modo de funcionamiento de dos cuadrantes del conversor de energía en el que puede mantenerse el flujo de energía o bien desde el primer circuito conectado hasta el segundo circuito conectado o bien desde el segundo circuito conectado hasta el primer circuito conectado.
- 40 12. Conversor de energía según la reivindicación 10, en el que la unidad de control está configurada para hacer funcionar los conmutadores de corriente alterna semiconductores de manera que el conversor de energía funciona en el modo de cuatro cuadrantes en el que puede transferir energía eléctrica de corriente y tensión de cualquier polaridad, o bien desde el primer circuito conectado hasta el segundo circuito conectado, o desde el segundo circuito conectado hasta el primer circuito conectado.
- 45

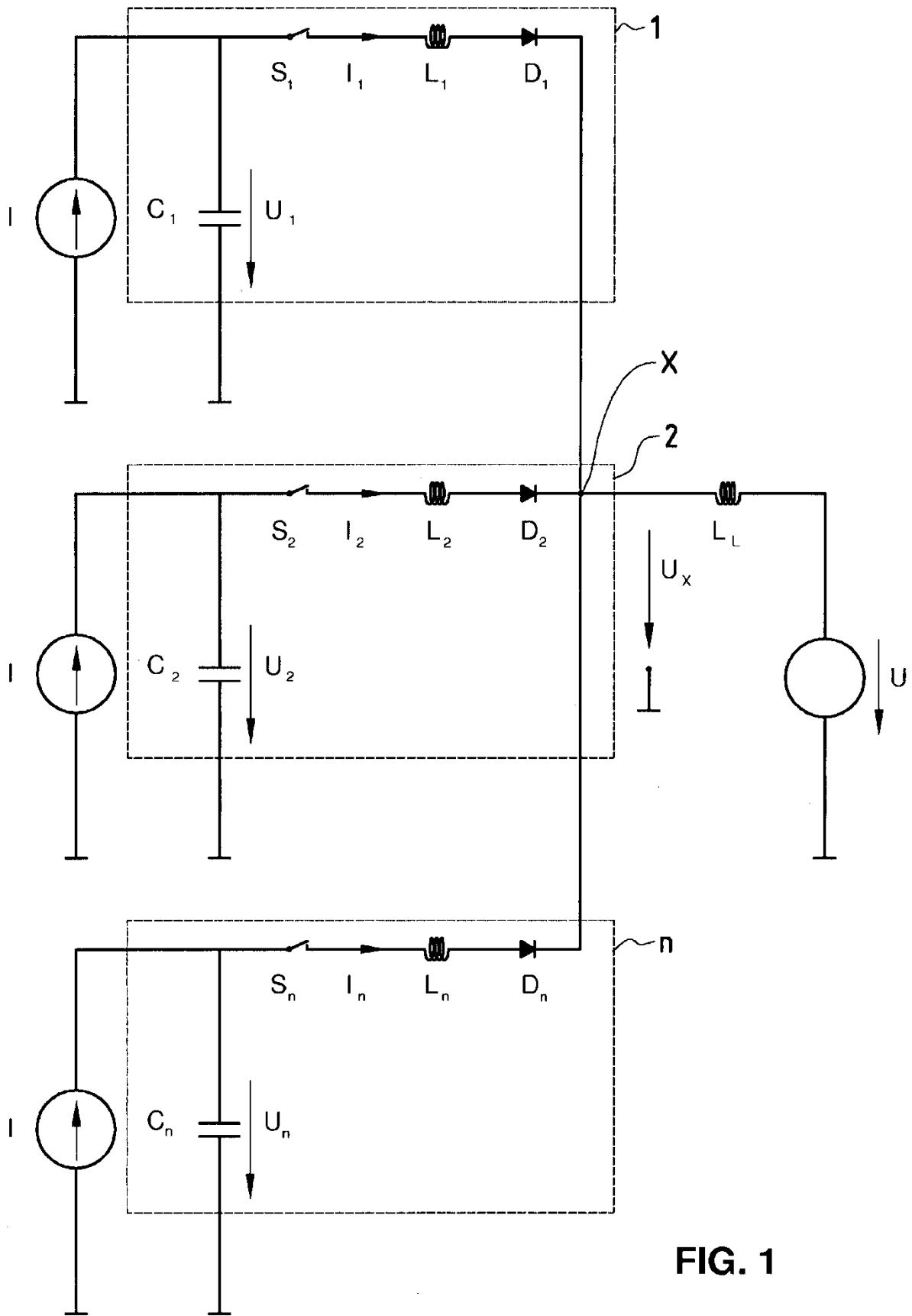


FIG. 1

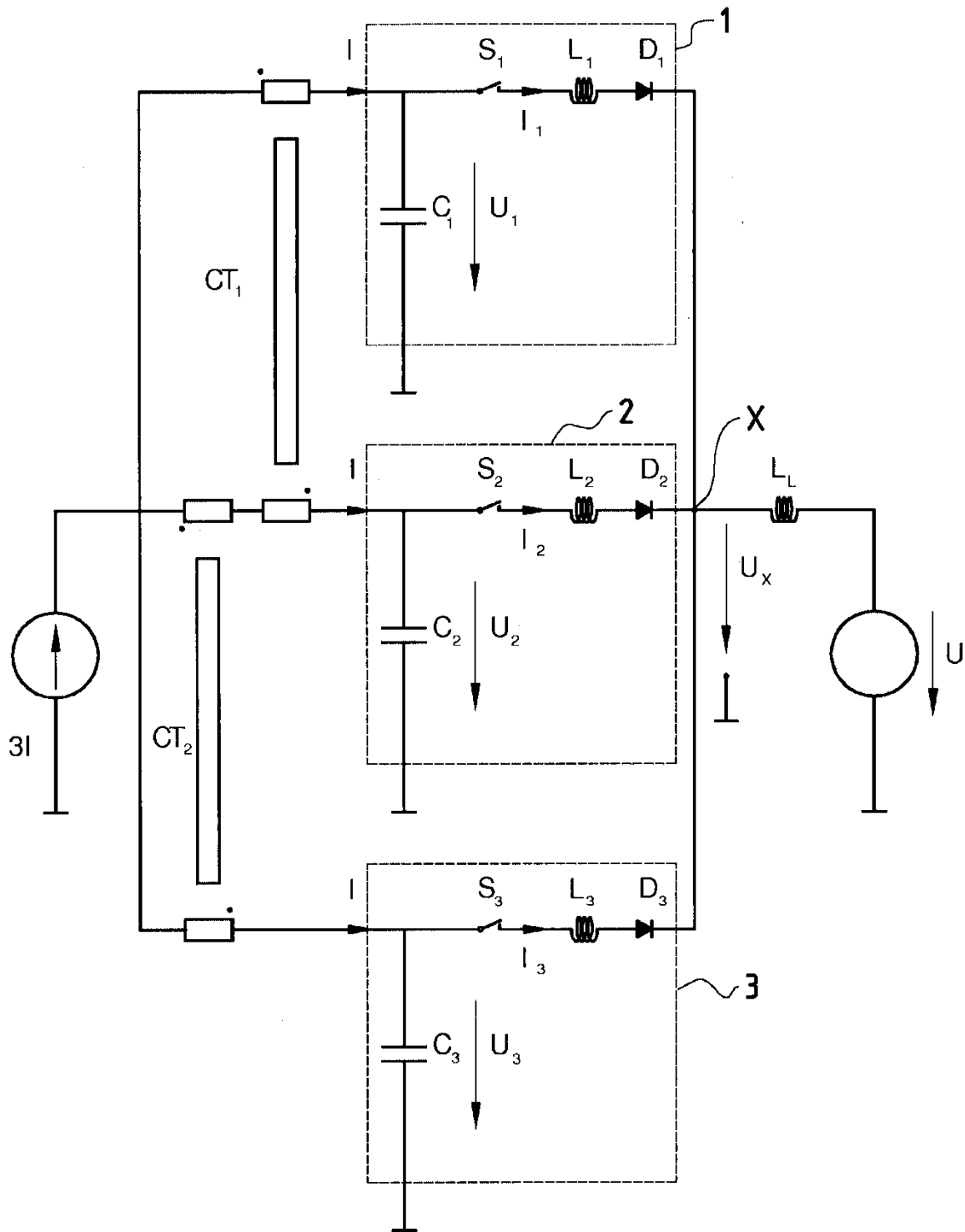


FIG. 2

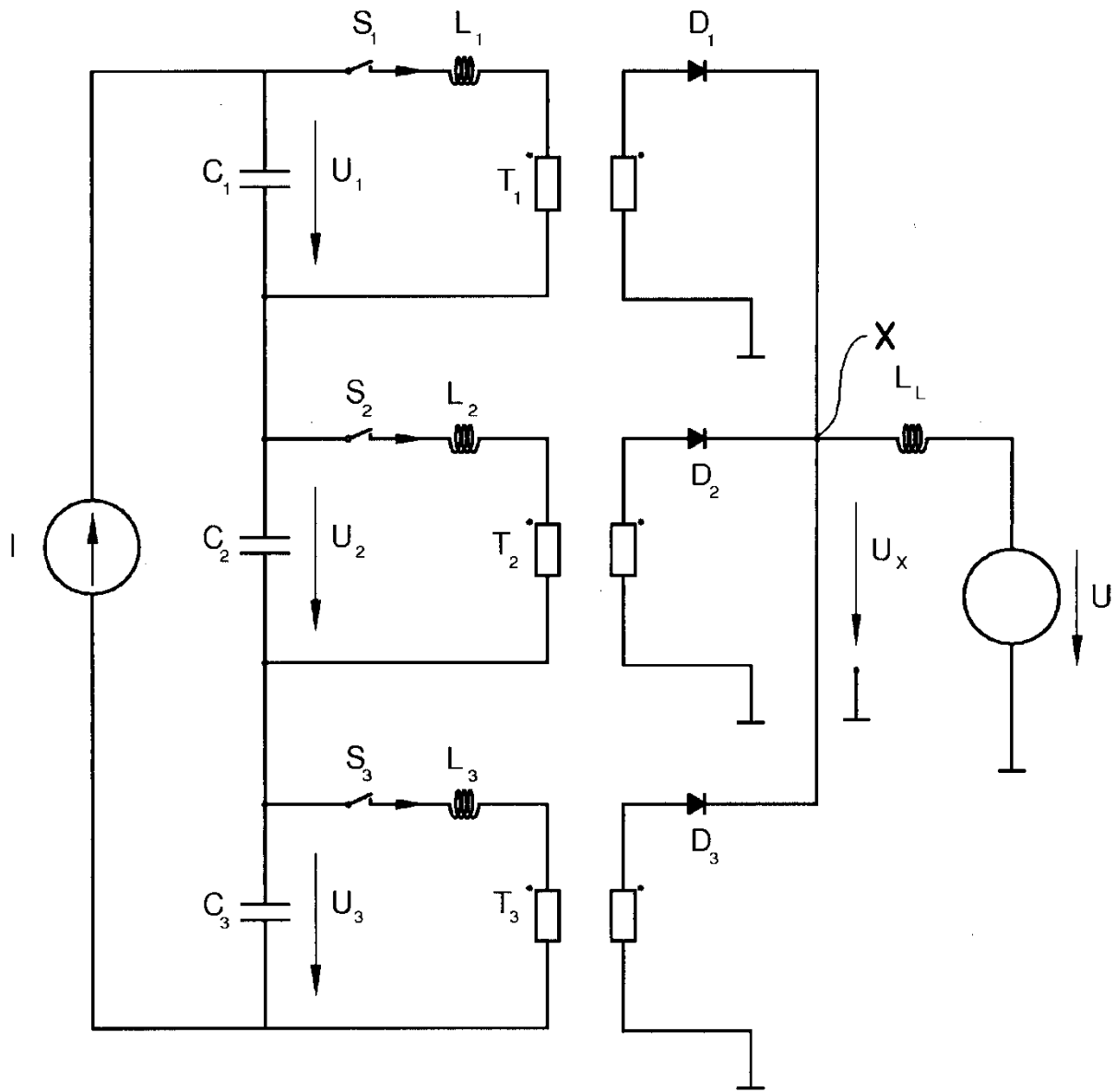


FIG. 3

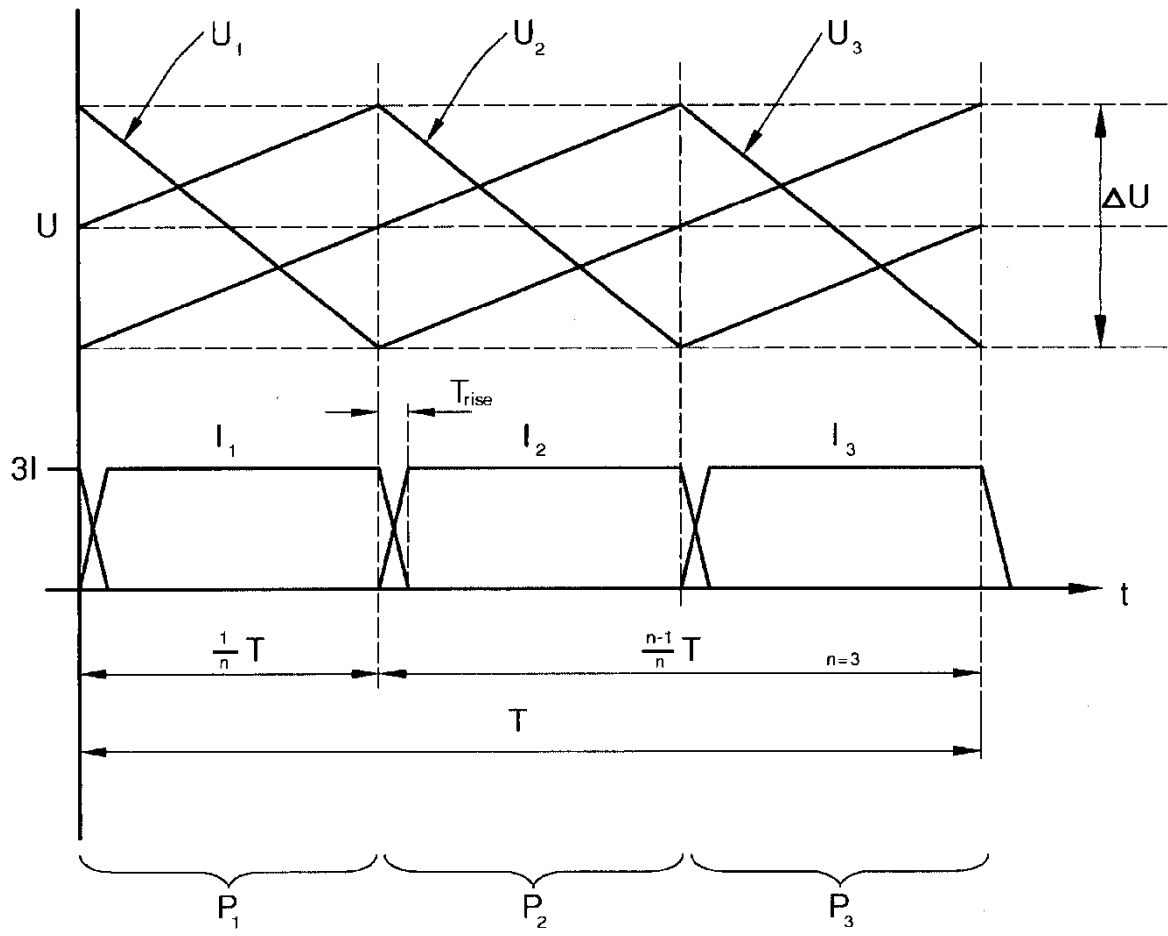


FIG. 4

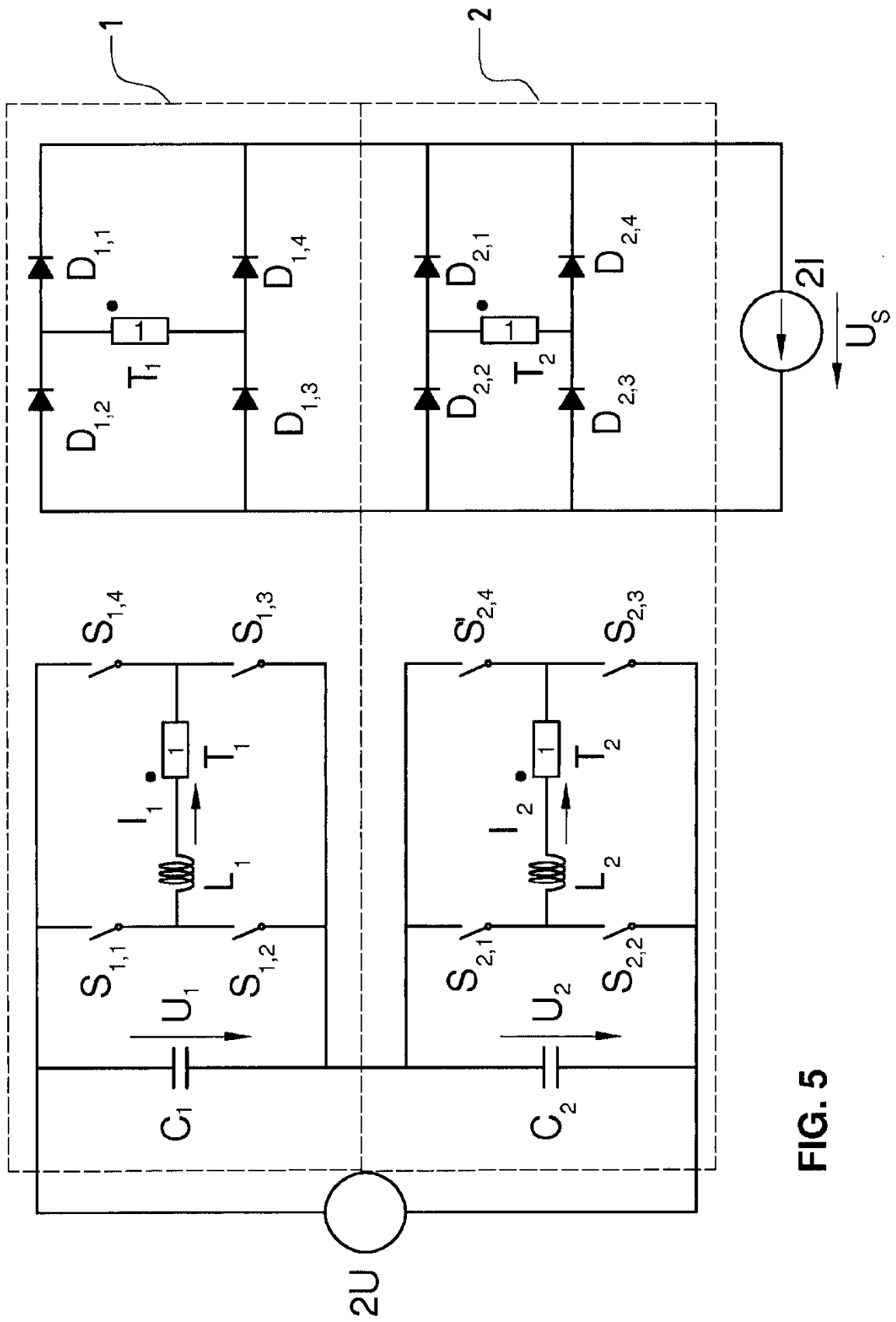


FIG. 5

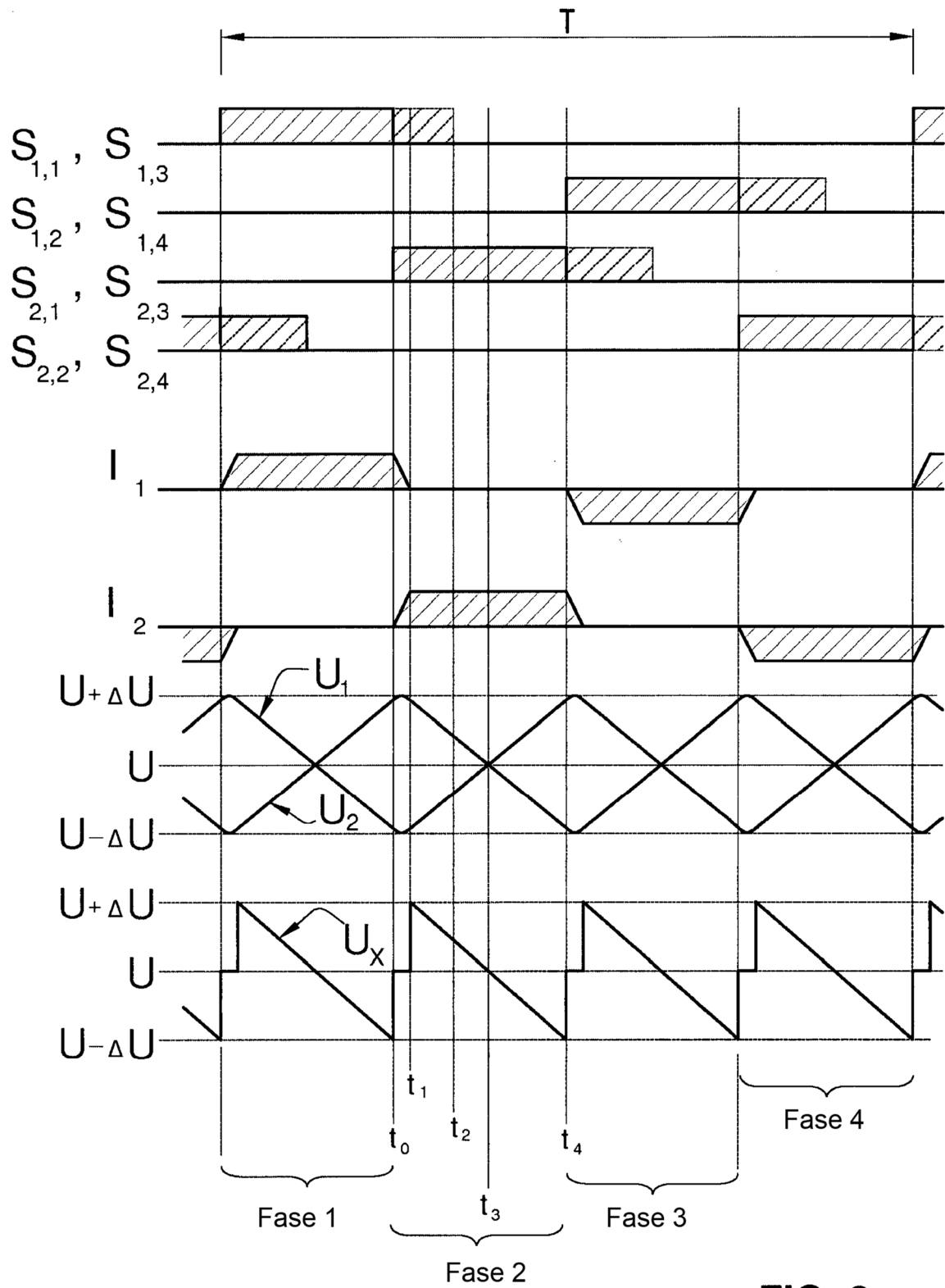
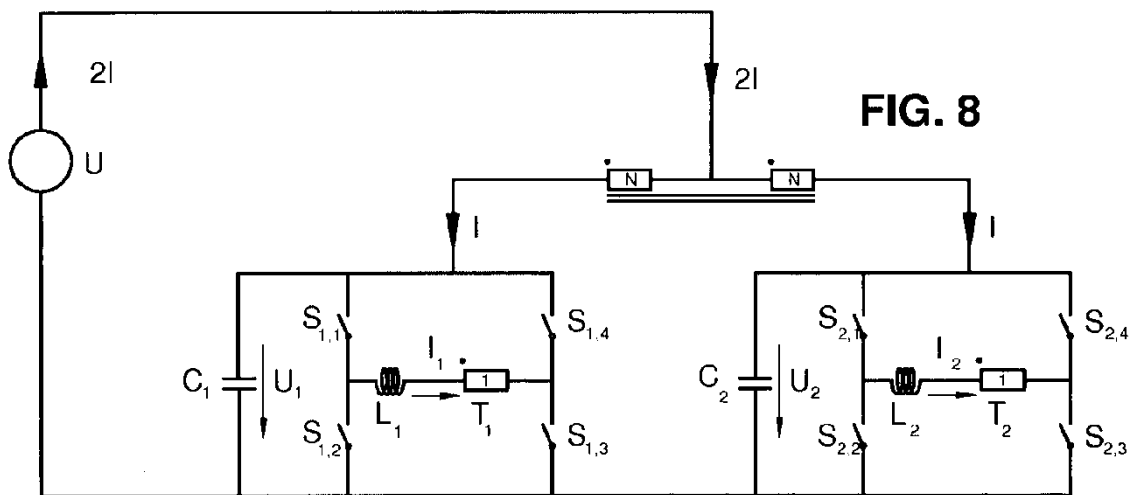
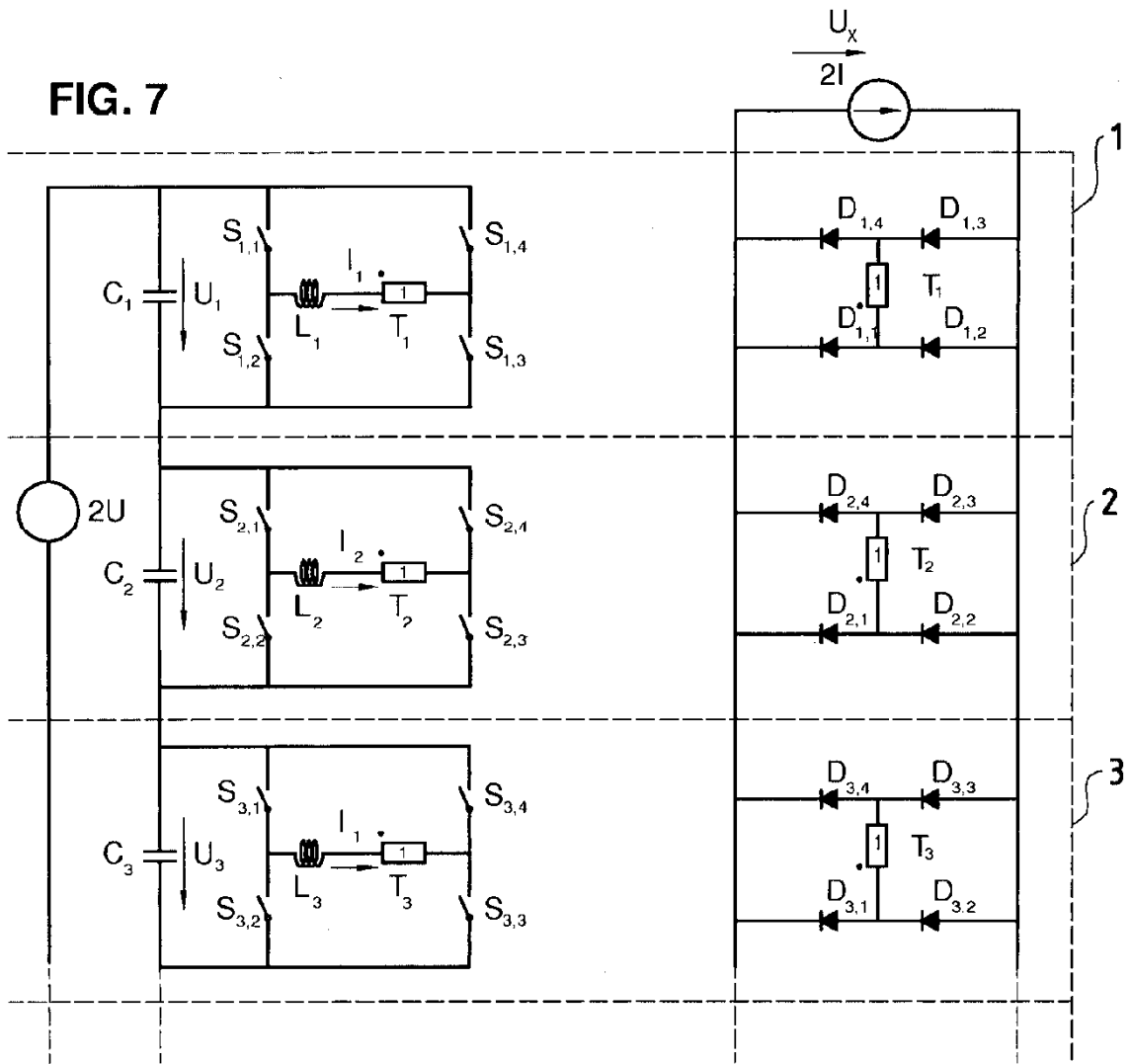


FIG. 6

FIG. 7



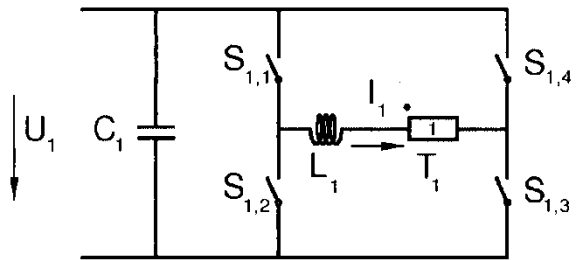


FIG. 9a

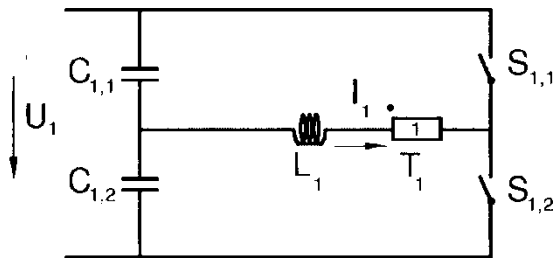


FIG. 9b

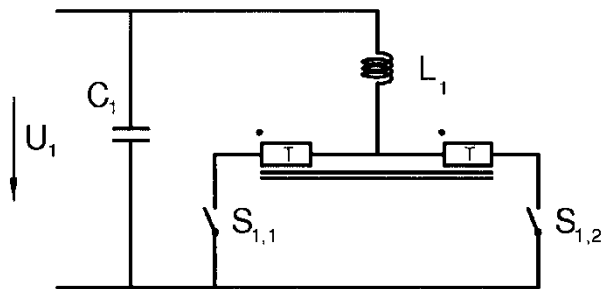


FIG. 9c

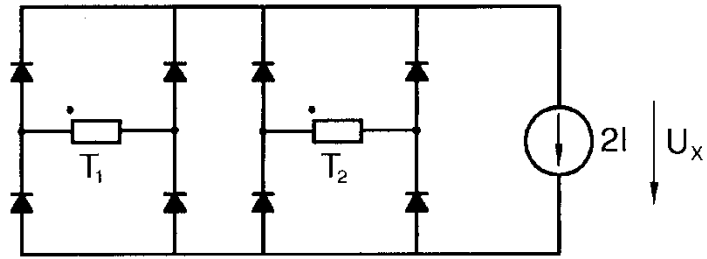


FIG. 10a

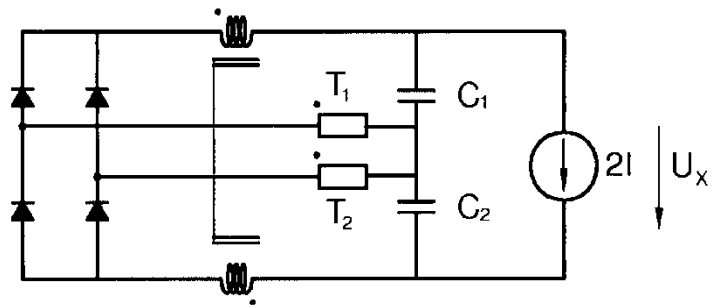


FIG. 10b

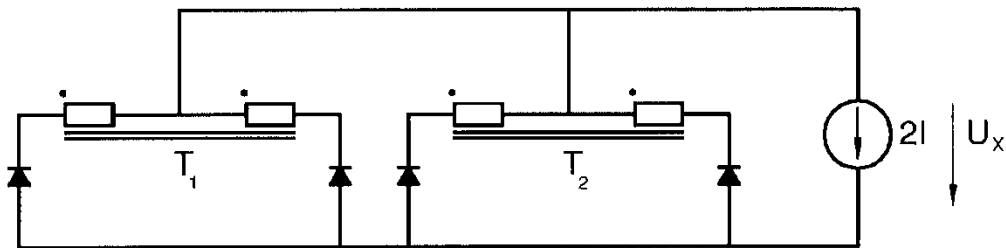


FIG. 10c

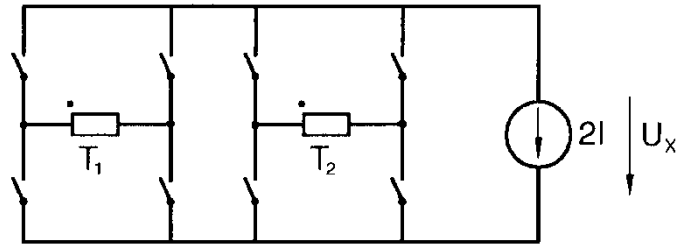


FIG. 11a

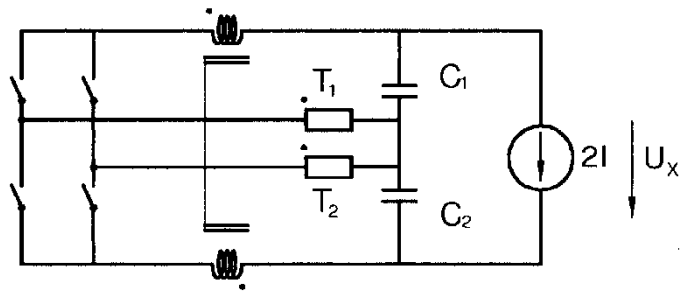


FIG. 11b

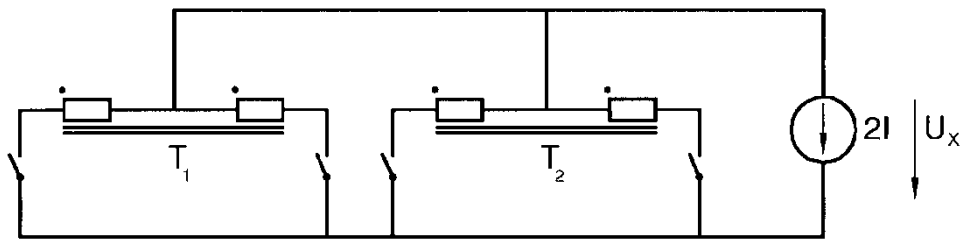


FIG. 11c

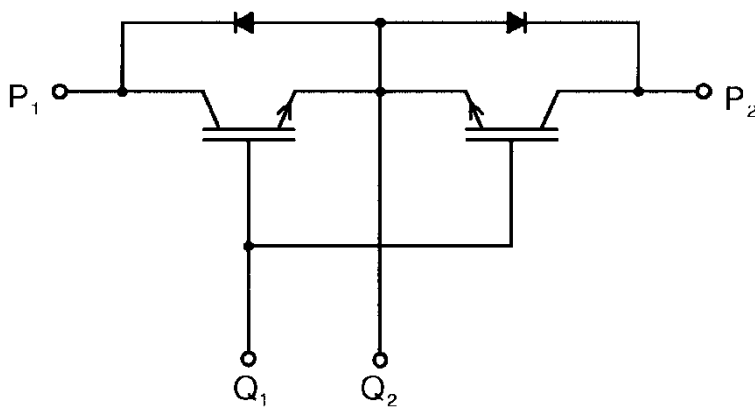


FIG. 12