

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 392 603**

51 Int. Cl.:

H02M 1/12 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

H03H 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **08868763 .7**

96 Fecha de presentación: **19.12.2008**

97 Número de publicación de la solicitud: **2232681**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **29.09.2010**

54

Título: **Circuito corrector del factor de potencia para una fuente de alimentación trifásica**

30

Prioridad:

21.12.2007 FR 0709029

45

Fecha de publicación de la mención BOPI:

12.12.2012

45

Fecha de la publicación del folleto de la patente:

12.12.2012

73

Titular/es:

**THALES (100.0%)
45, RUE DE VILLIERS
92200 NEUILLY-SUR-SEINE, FR**

72

Inventor/es:

**RINCENT, MICHEL;
ESPOSITO, PIERRE y
RICHARDEAU, CHARLES**

74

Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 392 603 T3

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

DESCRIPCIÓN

Circuito corrector del factor de potencia para una fuente de alimentación trifásica

La presente invención se refiere a un circuito corrector del factor de potencia para una fuente de alimentación trifásica. La invención se aplica en particular al campo de la electrónica de potencia, en particular a la realización de bloques de alimentación trifásica.

Un circuito electrónico de potencia introduce a veces una potencia reactiva que comporta un desfase de la corriente y de la tensión de alimentación. Además, una o varias etapas de conversión presentes en dicho circuito electrónico, por ejemplo una etapa de rectificación de la tensión, provocan unas deformaciones de la corriente de entrada que degradan en consecuencia el factor de potencia. El circuito electrónico de potencia necesita, por lo tanto, al nivel de su entrada, la adición de un circuito corrector para aumentar el factor de potencia.

Por una parte, el circuito corrector, que en adelante se designa con las siglas PFC, en referencia a la expresión anglosajona « Power Factor Correction » que significa « corrección del factor de potencia », debe volver a poner en fase la corriente y la tensión. Por otra parte, el circuito PFC debe limitar las distorsiones armónicas de la corriente de entrada. De este modo, un circuito PFC debe al menos satisfacer dos exigencias simultáneas: obtener un alto factor de potencia y una buena estabilidad de la distorsión armónica en corriente inducida. Ahora bien, las nuevas normas, en particular en materia de pureza en la forma de la corriente son cada vez más estrictas, tal y como atestiguan, por ejemplo, los capítulos relativos a las emisiones conductivas de la norma MIL-STD-461 E del Departamento de Defensa Americano.

Para satisfacer las estrictas exigencias ya mencionadas con unas aplicaciones alimentadas por una corriente trifásica, es natural yuxtaponer tres etapas PFC, una para cada fase de la corriente eléctrica. Sin embargo, aunque esta solución permita conseguir unos buenos resultados, tanto a nivel de distorsión armónica, como de factor de potencia, esta conduce a una estructura compleja, en particular a causa de las dificultades de equilibrado entre las tres etapas PFC. Además, el circuito resultante es voluminoso debido a la demultiplicación de los componentes que hay que emplear.

Una solución alternativa que retoma el principio de los circuitos de PFC de tipo « boost » se presenta en la figura 1. Se trata de un circuito corrector clásico 100 para una fuente de alimentación trifásica que comprende un primer bloque de filtrado 101 específico para las bajas frecuencias, un puente rectificador hexafásico 102, un segundo bloque de filtrado 103 específico para las altas frecuencias, y una etapa de elevación de tensión 104, la cual comprende una inductancia 105, un interruptor de control 106 y un diodo de rueda libre 107 que alimenta una capacitancia de almacenamiento C. El valor de la inductancia 105 se selecciona lo suficientemente alto como para que el circuito 100 funcione en modo continuo. La capacitancia C es una reserva de energía que permite alimentar un circuito de consumo, representado en la figura 1 con una carga 110. Este circuito corrector clásico 100 permite, sin recurrir a tres etapas PFC, aumentar de forma significativa el factor de potencia del circuito. No obstante, el valor de la inductancia 105 al deber elevarse para obtener un alisamiento aceptable de la corriente, el componente inductivo seleccionado para desempeñar esta función se muestra a menudo muy voluminoso. Además, en la práctica, la estructura de este circuito muestra sus límites en la estabilidad de las distorsiones armónicas; esta no permite cumplir con las exigencias de las normas más estrictas.

Se han propuesto otras soluciones, en particular un circuito presentado en la patente con la referencia US 6984964 del solicitante Delta Electronics Inc. Este circuito, diseñado para una fuente de alimentación trifásica, permite obtener unos bajos niveles de distorsión armónica, conservando al mismo tiempo un alto factor de potencia. No obstante, este circuito es especialmente caro, ya que requiere la utilización de un procesador de señal digital o DSP (« Digital Signal Processor ») y de un inversor complejo programable o CPLD (« Complex Programmable Logic Device »), de tal modo que controle las inyecciones de corriente hacia la entrada del circuito en particular cuando el neutro de la red trifásica no está conectado al circuito. Por otra parte, es necesario tener 3 funciones PFC distintas, una por fase, para realizar la función « PFC » que permite obtener al mismo tiempo un factor de potencia próximo a la unidad conjugada con una baja distorsión armónica en corriente de entrada, por ejemplo para cumplir con el requisito de la prueba CE 101 de la norma MIL-STD-461 E.

Se ha propuesto un circuito por Yang y otros, « A novel, robust harmonic injection method for single-switch, three phase, discontinuous-conduction-mode boost rectifiers », 19970622-19970627, vol. 1, 22 de junio de 1997, páginas 469-475, pero este no permite cumplir con los estrictos requisitos en materia de distorsión armónica.

Un objetivo de la invención es ofrecer un circuito PFC que permita cumplir con unos estrictos requisitos relativos al factor de potencia y a unos niveles de distorsiones armónicas, limitando al mismo tiempo el tamaño de dicho circuito PFC y su coste. Para ello, la invención tiene por objeto un circuito corrector del factor de potencia de un circuito para red eléctrica trifásica que comprende un bloque de filtrado en la entrada que recibe las tres fases de la corriente, al menos una inductancia por fase situada aguas abajo del bloque de filtrado, un puente rectificador que alimenta una etapa de conmutación de la corriente, el bloque de filtrado comprendiendo una celda de filtrado en modo diferencial que comprende al menos un circuito inductivo formado por un único material magnético en forma de doble E, cada brazo de la E estando envuelto por una bobina, los valores de las inductancias seleccionándose de tal modo que

dicho circuito corrector funcione en el límite entre el modo continuo y el modo discontinuo, el bloque de filtrado comprendiendo una primera celda en modo común, unida en serie con la primera celda de filtrado en modo diferencial, y una segunda celda de filtrado en modo diferencial, el circuito corrector caracterizándose porque el bloque de filtrado también comprende una segunda celda de filtrado en modo común que comprende una salida de punto medio e intercalada entre la primera celda de filtrado en modo diferencial y la segunda celda de filtrado en modo diferencial.

De acuerdo con un modo de realización, el bloque de filtrado comprende una primera celda de filtrado en modo común, unida en serie con una primera celda de filtrado en modo diferencial y una segunda celda de filtrado en modo diferencial, el bloque de filtrado comprendiendo también una segunda celda de filtrado en modo común que comprende una salida de punto medio e intercalada entre la primera celda de filtrado en modo diferencial y la segunda celda de filtrado en modo diferencial.

De acuerdo con un modo de realización, la segunda celda de filtrado en modo diferencial comprende unas inductancias simples y el conjunto de las inductancias en modo diferencial está integrado en un bloque moldeado de resina, dicho conjunto estando compuesto por unos módulos inductivos y unas inductancias simples de la primera celda de filtrado en modo diferencial así como por unas inductancias simples de la segunda celda de filtrado en modo diferencial.

La invención también tiene por objeto un bloque de alimentación que comprende un circuito corrector del factor de potencia tal y como se ha descrito con anterioridad.

Al contrario que en los circuitos PFC del estado de la técnica, el circuito de acuerdo con la invención es unitario, es decir que comprende un único circuito PFC que funciona en modo trifásico. Esta característica conlleva varias ventajas. Por una parte, permite reducir el tamaño global del circuito con un factor tres. Por otra parte, permite resolver los problemas de equilibrado de las fases, esté conectado o no el neutro de la red trifásica al circuito. Por otra parte, ya no es necesaria una estructura adicional que precisa unos módulos de cálculo como un DSP o un CPLD.

Se mostrarán otras características con la lectura de la siguiente descripción detallada que se da a título de ejemplo y no es excluyente que se realiza en relación con los dibujos que se adjuntan, que representan:

- la figura 1, una estructura de circuito corrector de acuerdo con el estado de la técnica, esta figura ya se ha presentado;
- la figura 2, la estructura de un modo de realización de un circuito corrector optimizado de acuerdo con la invención;
- la figura 3a, la representación de la primera fase del ciclo de conmutación de la corriente que realiza un circuito corrector de acuerdo con la invención;
- la figura 3b, la representación de la segunda fase del ciclo de conmutación de la corriente que realiza un circuito corrector de acuerdo con la invención;
- la figura 4a, la forma de la corriente I_{LS} que atraviesa una inductancia del circuito corrector de acuerdo con la invención, y una representación de la forma de la corriente de fase I_{PH} que se obtiene con dicho circuito, tras una optimización del valor de inductancia;
- la figura 4b, una vista de cerca de la corriente I_{LS} de inductancia presentada en la figura 4a;
- la figura 4c, una representación de la forma de la corriente de fase I_{PH} que se obtiene con un circuito corrector de acuerdo con la invención;
- la figura 5, un esquema funcional de un bloque de filtrado comprendido en un circuito corrector de acuerdo con la invención;
- la figura 6a, una vista en planta de un bloque de filtrado comprendido en un circuito corrector de acuerdo con la invención;
- la figura 6b, dos secciones, en una vista lateral, de un bloque de filtrado comprendido en un circuito corrector de acuerdo con la invención;
- la figura 7a, una vista en planta de un módulo inductivo presente en el módulo de filtrado de un circuito corrector de acuerdo con la invención;
- la figura 7b, una vista lateral de un módulo inductivo presente en el módulo de filtrado de un circuito corrector de acuerdo con la invención.

En aras de la claridad en la descripción, las mismas referencias en figuras diferentes designan los mismos elementos.

La figura 2 presenta la estructura de un modo de realización del circuito corrector de acuerdo con la invención.

El circuito corrector 200 de la figura 2 comprende un bloque de filtrado 201 que comprende tres entradas 201a, 201b, 201c y tres salidas 201d, 201e, 201f. El bloque de filtrado 201 está alimentado por tres fases de corriente, una primera fase V_R en la primera entrada 201a, una segunda fase V_S en la segunda entrada 201b y una tercera fase V_T en la tercera entrada 201c. Por otra parte, el bloque de filtrado 201 está conectado a tierra 201t. Este bloque de filtrado 201 se mostrará en detalle más adelante, en las figuras 3, 5, 6a y 6b.

Una etapa de filtrado 211, que permite rechazar componentes de altas frecuencias generadas por la conmutación de la corriente que realiza la etapa PFC 214, que se describe más adelante, está colocada en serie en la salida del bloque de filtrado 201. De manera más precisa, en el ejemplo de la figura 2, la primera salida 201d del bloque de filtrado 201 está conectada con su segunda salida 201e por medio de una primera capacitancia C_{RS} , su segunda salida 201e está conectada con su tercera salida 201f por medio de una segunda capacitancia C_{ST} , y su tercera salida 201f está conectada con su primera salida 201d por medio de una tercera capacitancia C_{RT} . De acuerdo con otro modo de realización, la etapa de filtrado 211 de altas frecuencias está integrada en el bloque de filtrado 201.

Una etapa inductiva 212 está situada en la salida de la etapa de filtrado 211 de las señales de alta frecuencia. De manera más precisa, en el ejemplo de la figura 2, la primera salida 201e del bloque de filtrado 201 está conectada con el primer terminal 202a de una primera inductancia L_R ; la segunda salida 201e del bloque de filtrado 201 está conectada con el primer terminal 203a de una segunda inductancia L_S ; la tercera salida 201f del bloque de filtrado 201 está conectada con el primer terminal 204a de una tercera inductancia L_T .

Las inductancias L_R , L_S y L_T están conectadas con un puente de diodos 213 de rectificación de la tensión. De manera más precisa, en el ejemplo de la figura 2, el segundo terminal 202b de la primera inductancia L_R está conectado con el ánodo de un primer diodo D_1 ; el segundo terminal 203b de la segunda inductancia L_S está conectado con el ánodo de un segundo diodo D_2 ; el segundo terminal 204b de la tercera inductancia L_T está conectada con el ánodo de un tercer diodo D_3 . Además, el ánodo del primer diodo está conectado con el cátodo de un cuarto diodo D_4 ; el ánodo del segundo diodo D_2 está conectado con el cátodo de un quinto diodo D_5 ; el ánodo del tercer diodo está conectado con el cátodo de un sexto diodo D_6 . El puente de diodos 213 comprende dos salidas 213a, 213b. Los cátodos del primer diodo D_1 , del segundo diodo D_2 y del tercer diodo D_3 están conectados entre sí al nivel de la primera salida 213a del puente de diodo 213. Los ánodos del cuarto diodo D_4 , del quinto diodo D_5 y del sexto diodo D_6 están conectados entre sí a la altura de la segunda salida 213b del puente de diodos 213.

La primera salida 213a del puente de diodos 213 está conectada con la segunda salida 213b por medio de un interruptor de control 214. En el ejemplo, el interruptor de control 214 está formado por un transistor MOSFET 205 (« Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor ») cuyo drenaje 205a está conectado con la primera salida 213a del puente de diodos 213, cuya fuente 205b está conectada con el primer terminal 206a de una resistencia 206 de *shunt*, y cuya rejilla 205c está controlada por un generador 207 de señal de conmutación. En el ejemplo, este generador 207 es de modulación de anchura de impulso, una señal en estado bajo implicando un bloqueo del MOSFET 205, una señal en estado alto controlando el paso de la corriente a través del MOSFET 205. La frecuencia de emisión de dichos impulsos es muy ampliamente superior a la frecuencia de la corriente procedente de cada una de las fases de entrada V_R , V_S y V_T . Por ejemplo, la frecuencia de emisión de los impulsos es del orden de 125 kHz para una corriente de red de 400 Hz. El segundo terminal 206b de la resistencia de *shunt* 206 está conectado a la segunda salida 213b del puente de diodos 213. Esta resistencia 206 de muy bajo valor permite medir la corriente procedente de la fuente 205b del MOSFET 205 con el fin de adaptar la anchura de los impulsos que emite el generador 207.

Por otra parte, un diodo de rueda libre D_{RL} está colocado de tal modo que su ánodo esté conectado con la primera salida 213a del puente de diodos 213 y con el drenaje 205a del transistor 205.

Por último, una capacitancia de almacenamiento C_s está situada en la cola de circuito para almacenar la energía necesaria en el circuito de consumo 110 que hay que alimentar, incluso en caso de corte transitorio de la red alternativa de entrada; el primer terminal de esta capacitancia C_s estando conectado con el cátodo del diodo de rueda libre D_{RL} , el segundo terminal de esta capacitancia estando conectado con la segunda salida 213b del puente de diodos 213.

El circuito corrector de la figura 2 funciona de acuerdo con un ciclo de dos fases: una primera fase durante la cual el interruptor de control 214 está cerrado y una segunda fase durante la cual el interruptor de control 214 está abierto.

La primera fase se representa en la figura 3a. Al estar cerrado el interruptor 214, se forma un cortocircuito a la altura de la bifurcación comprendida entre la primera salida 213a del puente de diodos 213 y su segunda salida 213b. La corriente, que se representa en la figura 3a con una flecha F_i , pasa por lo tanto por esta bifurcación 213a, 213b en cortocircuito y permite que las inductancias L_R , L_S , L_T almacenen energía magnética. De forma paralela, el diodo de rueda libre D_{RL} se bloquea y la corriente que pasa por dicho diodo D_{RL} es nula.

Esta energía magnética almacenada por las inductancias L_R , L_S , L_T se restablece en la capacitancia C_s en la segunda fase del ciclo, tal y como se ilustra en la figura 3b. La corriente, que se representa en la figura con una flecha F_i , se transmite íntegramente hacia el diodo de rueda libre D_{RL} .

Los valores de las inductancias L_R , L_S y L_T se optimizan para limitar la necesidad de filtrado de las señales de bajas frecuencias que realiza el bloque de filtrado 201, sin degradar la distorsión armónica en la corriente de entrada.

Los valores de las inductancias L_R , L_S , L_T se seleccionan, de preferencia, de tal modo que el circuito corrector 200 funcione en el límite entre el modo continuo y el modo discontinuo, dicho de otro modo, las inductancias L_R , L_S , L_T terminan de descargarse en el momento en que se inicia la primera fase del ciclo. Cuanto más bajo es el valor de cada una de las inductancias L_R , L_S , L_T , más se deberá disminuir la ondulación de la corriente de altas frecuencias,

procedente de la conmutación que realiza el interruptor de control 214, para cumplir con los requisitos en emisiones conductivas de altas frecuencias, y por lo tanto mayor debe ser la disminución del filtrado que realiza el bloque de filtrado 201 para limitar las distorsiones armónicas de la corriente de entrada.

5 Por el contrario, cuanto más alto es el valor de las inductancias L_R , L_S y L_T , mayor es el riesgo de degradar la distorsión armónica de baja frecuencia (es decir la frecuencia de la red y sus armónicos próximos). Unos valores demasiado altos para las inductancias L_R , L_S y L_T implicarían una degradación de la señal envolvente de la corriente de entrada. Sería preciso, por lo tanto, para preservar la forma de esta señal envolvente, aumentar de forma significativa el volumen del filtrado de bajas frecuencias.

10 Del mismo modo, el valor optimizado de las inductancias L_R , L_S y L_T se selecciona para conciliar los dos requisitos siguientes: obtener una baja distorsión de la corriente de línea en las frecuencias próximas a la frecuencia de la red y cumplir con las exigencias en altas frecuencias frente a la contaminación que genera la conmutación.

15 La figura 4a representa, en el tiempo t , la forma de la corriente de fase I_{PH} de la segunda fase de la red y la forma de la corriente I_{LS} que atraviesa la segunda inductancia L_S , la forma de la corriente que atraviesa las demás inductancias L_R y L_T siendo similar. La corriente I_{PH} se representa con respecto a un primer eje 401, mientras que la corriente de inductancia I_L se representa con respecto a un segundo eje 402. Cuando la corriente sinusoidal está próxima al máximo, aparece una meseta 403, que forma un componente continuo de la corriente I_{LS} . La forma que se obtiene de la corriente de inductancia I_{LS} , en particular la meseta 403, así como la fase con respecto a la corriente I_{PH} se debe a la optimización mencionada con anterioridad del valor de las inductancias L_R , L_S , L_T . Con esta optimización, la corriente I_{PH} está marcada por una distorsión armónica igual al 15 % aproximadamente, esto es una mejora significativa con respecto a un circuito del estado de la técnica (entre un 40 % y un 25 % de distorsión, de acuerdo con la potencia que hay que liberar), tal y como se ilustra en la figura 4a. La figura 4b es una vista de cerca de la forma de la corriente I_{LS} de inductancia L_S previamente presentada en la figura 4a. La corriente aumenta linealmente durante la primera fase 411 del ciclo de conmutación. Luego, durante la segunda fase 412, la inductancia se descarga y la corriente disminuye hasta anularse, la corriente aumenta de nuevo una vez terminado el periodo T del ciclo. La corriente en cada inductancia L_R , L_S , L_T adopta, por lo tanto, la forma de una sucesión de triángulos.

Tal y como se indica a continuación, la distorsión de la corriente se reduce más mediante las mejoras aportadas en el bloque de filtrado 201 situado en la entrada del circuito corrector de acuerdo con la invención. La forma de la corriente que se beneficia de estas mejoras se representa en la figura 4c.

30 La corriente I_{LS} se mantiene sin cambios (con respecto a lo observado, figura 4a), pero la forma de la corriente de línea se optimiza de nuevo de tal modo que la distorsión armónica resultante es del orden de un 5 %, esto es de tal modo que satisfaga las exigencias más estrictas, en particular las que define la prueba con la referencia CE101 de la norma MIL-STD-461 E del departamento de Defensa Americano.

35 Con respecto a la estructura que se presenta en la figura 1, la estructura de la figura 2 conlleva la ventaja de eliminar mejor las rayas de armónicos no deseados de bajas frecuencias, de manera particular, las del quinto armónico y del séptimo armónico. Como contrapartida, al estar modulada la corriente con un porcentaje elevado (por ejemplo, entre un 70 % y un 100 %) en la frecuencia de conmutación, las rayas de los armónicos de niveles altos son mayores que para un circuito corrector que funciona en modo continuo. De este modo, con respecto al circuito que se presenta en la figura 1, el filtrado en bajas frecuencias se puede reducir, mientras que el filtrado en altas frecuencias se debe mejorar. No obstante, realizar un filtrado en altas frecuencias es mucho menos gravoso en términos de ocupación del espacio que un filtrado en bajas frecuencias, el cual requiere unos componentes voluminosos.

40 La figura 5 presenta un cuadro sinóptico de un bloque de filtrado 201 situado en la entrada del circuito corrector del modo de realización de la figura 2. El bloque de filtrado 201 comprende una primera celda de filtrado en modo común 501, la cual está unida en serie con una primera celda de filtrado en modo diferencial 502, la cual está unida en serie con una segunda celda de filtrado en modo común 503, la cual está unida en serie con una segunda celda de filtrado en modo diferencial 504.

45 La primera celda de filtrado en modo común 501 comprende un módulo de filtrado clásico 510 situado en la cabeza del bloque de filtrado 201, lo más cerca posible de las conexiones de las entradas 201a, 201b, 201c. Este módulo 510 comprende tres entradas 510a, 510b, 510c y tres salidas 510d, 510e, 510f, la primera entrada 510a de dicho módulo 510 estando conectada a la primera entrada 201a del bloque de filtrado 201, la segunda entrada 510b de dicho módulo 510 estando conectada a la segunda entrada 201b del bloque de filtrado 201, la tercera entrada 510c de dicho módulo 510 estando conectada a la tercera entrada 201c del bloque de filtrado 201. Cada una de las salidas, respectivamente 510d, 510e, 510f, del módulo de filtrado 510 está conectada a tierra por medio de una capacitancia, respectivamente C_1 , C_2 , C_3 .

50 La primera celda de filtrado en modo diferencial 502, permite filtrar los componentes de bajas frecuencias de la corriente, es decir en una banda de frecuencia que se extiende claramente de 30 Hz a 15 kHz. Esta celda 502 comprende una estructura original que permite reducir su tamaño con respecto a una celda clásica de filtrado. En efecto, dicha celda 502 comprende uno o varios módulos inductivos trifásicos 511, 511', 511'', en el ejemplo tres,

conectados en serie para obtener un valor de inductancia lo suficientemente alto. Dichos módulos inductivos 511, 511', 511'' comprenden tres entradas 511a, 511b, 511c y tres salidas 511d, 511e, 511f, cada una de las entradas correspondiendo a una fase de corriente de una red trifásica, cada una de las salidas también. Los módulos inductivos 511, 511', 511'' se muestran en detalle en la figura 7. Por otra parte, la primera celda de filtrado en modo diferencial 502 comprende también, para cada fase de corriente, una inductancia simple 512, 512', 512'', cada una de estas inductancias estando conectada en serie con el o los módulos inductivos trifásicos 511, 511', 511''. En el ejemplo, una primera inductancia 512 está conectada a la primera salida 511a'' del tercer módulo inductivo 511'', la segunda inductancia 512' está conectada a la segunda salida 511b'' del tercer módulo inductivo 511'' y la tercera inductancia 512'' está conectada a la tercera salida 511c'' del tercer módulo inductivo 511''. La asociación de inductancias simples 512, 512', 512'' con los módulos inductivos trifásicos 511, 511', 511'' permite completar de manera eficaz el filtrado que realizan dichos módulos 511, 511', 511'', en particular para las frecuencias más altas de la plantilla de bajas frecuencias, en el ejemplo, en el intervalo de 10 a 15 kHz. En efecto, el valor de los módulos inductivos 511, 511', 511'' comienza a bajar hacia 10 kHz. Se realiza, por lo tanto, un complemento del filtrado de bajas frecuencias mediante la colocación en serie de las inductancias simples 512, 512', 512'' ya mencionadas. Estas inductancias simples 512, 512', 512'' se realizan con unas bobinas del mismo tipo que las bobinas 514, 514', 514'' específicas para el filtrado de los componentes de altas frecuencias de la segunda celda de filtrado en modo diferencial 504, el valor de inductancia de estas bobinas comenzando a disminuir para unas frecuencias mucho más altas.

De este modo, las inductancias simples 512, 512', 512'' toman el relevo de los módulos inductivos 511, 511', 511'' para las frecuencias más elevadas de la plantilla de bajas frecuencias a la que afectan las exigencias de las normas que conciernen a las emisiones conductivas, en particular la prueba CE101 de la norma MIL-STD-461 E.

Por otra parte, unas capacitancias C_4 , C_5 , C_6 , están situadas en la salida de las inductancias simples 512, 512', 512'' de tal modo que una primera capacitancia C_4 conecta la salida de la primera inductancia simple 512 con la salida de la segunda inductancia simple 512', que una segunda capacitancia C_5 conecta la salida de la segunda inductancia simple 512' con la salida de la tercera inductancia simple 512'' y que una tercera capacitancia C_6 conecta la salida de la primera inductancia simple 512 con la salida de la tercera inductancia simple 512''. Estas capacitancias permiten favorecer el rechazo de los componentes de frecuencia que se generan con la conmutación de la corriente.

La segunda celda de filtrado en modo diferencial 504 permite eliminar los componentes parásitos de frecuencia procedentes de la conmutación de la corriente tal y como se ilustra en las figuras 3a, 3b, es decir los componentes cuya frecuencia es igual o superior a la frecuencia de conmutación.

Por otra parte, con respecto a un bloque de filtrado clásico, el bloque de filtrado 201 que se utiliza en el circuito corrector de acuerdo con la invención comprende una segunda celda de filtrado en modo común 503 intercalada entre la primera 502 y la segunda celda 504 de filtrado en modo diferencial. Esta segunda celda de filtrado 503 actúa como un bloque de aislamiento entre las dos celdas de filtrado en modo diferencial 502, 504. Se realizan unas salidas de punto medio 513a, 513b, 513c para cada una de las tres fases de la corriente. Estas salidas de punto medio conectan a tierra unas capacitancias C_7 , C_8 , C_9 en modo común de la segunda celda de filtrado en modo común 503.

Estas capacitancias C_7 , C_8 , C_9 son necesarias para cumplir con las exigencias de las normas de entrada de tipo modo común, pero en ningún caso deben interferir con el funcionamiento de la etapa de conmutación 214 situada aguas abajo del bloque de filtrado 201. Las salidas de punto medio 513a, 513b, 513c de la segunda celda de filtrado en modo común 503 se añaden, por lo tanto, de tal modo que la parte de la bobina situada aguas abajo de las capacitancias C_1 , C_2 , C_3 haga la función de inductancia de choque de tal modo que impida que los componentes de altas frecuencias de la corriente, componentes procedentes de la conmutación por el interruptor de control 214, se cierren a través de las capacitancias en modo común C_1 , C_2 , C_3 de la segunda celda de filtrado en modo común 503. En ausencia de esta celda de filtrado 503, pueden aparecer unos bucles parásitos de circulación de corriente entre dichas capacitancias y la etapa de conmutación de la corriente 205, 206. Una toma de salida de punto medio 513a, 513b, 513c se realiza, por lo tanto, para cada bobina de fase con el fin de permitir la conexión a tierra de dichas capacitancias.

La figura 6a presenta una vista desde arriba de un modo de realización de un bloque de filtrado 201 situado en la entrada de un circuito corrector de acuerdo con la invención. Las entradas y salidas de las inductancias 512, 512', 512'', 514, 514', 514'' y de los módulos inductivos 511, 511', 511'' están representados por unos puntos 601, esto es todas las bobinas en modo diferencial. En el ejemplo, las celdas de filtrado en modo diferencial 502, 504 están integradas en un bloque moldeado 602. En la figura 6a se indican a título indicativo unas cotas con las dimensiones en mm para que se perciba mejor el tamaño del bloque de filtrado 201.

Gracias, en particular, a la estructura original de la primera celda de filtrado en modo diferencial 502, el tamaño del bloque de filtrado 201 es reducido. A título de ejemplo, el bloque de filtrado 201, dimensionado para un circuito de consumo 110 (figura 2) que requiere una potencia de 1 KW, se dimensiona de la siguiente manera: una longitud inferior a 300 mm, una anchura igual a 55 mm y una altura igual a 48 mm.

La figura 6b presenta dos secciones 600, 600', del bloque de filtrado 201 visto de lado. Una primera sección 600

muestra el bloque de filtrado 201 a la altura de los módulos inductivos 511, 511', 511'' y una segunda sección muestra el bloque de filtrado 201 a la altura de las inductancias en modo común 510, 513.

En el ejemplo de las figuras 6a y 6b, el conjunto de las inductancias en modo diferencial está integrado dentro del bloque de resina moldeado 602, estas inductancias siendo los módulos inductivos 511, 511', 511'', las inductancias simples 512, 512', 512'' de la primera celda de filtrado en modo diferencial 502, así como las inductancias simples 514, 514', 514'' de la segunda celda de filtrado en modo diferencial 504.

Por el contrario, al estar formadas las inductancias en modo común 510, 513 a partir de un material de ferrita que se debe proteger de las tensiones mecánicas, estas dos inductancias en modo común 510 y 513 se montan en una segunda fase mediante encolado al bloque de resina moldeado 602. De este modo, el bloque de filtrado 201 está formado por la asociación del bloque moldeado 602 con las inductancias en modo común 510 y 513. Para sujetar el conjunto del bloque moldeado 602 a la estructura de un bastidor del equipo, se prepara una primera serie de cinco separadores 603. Se conecta eléctricamente un circuito impreso (no representado en las figuras y en el cual están implantadas en particular las capacitancias en modo común y en modo diferencial) con el bloque moldeado 602. Del mismo modo, una segunda serie de tres separadores 604 permite la fijación mecánica de dicho circuito impreso al bloque moldeado 602.

En el modo de realización que se presenta en las figuras 6a y 6b, el conjunto del bloque de filtrado 201 está protegido por una caja, en el ejemplo de μ -metal. El conjunto protegido de este modo está listo para cumplir con las exigencias de dispersión de bajas frecuencias, en particular para el campo magnético H.

Las figuras 7a y 7b muestran en detalle la estructura de un módulo inductivo 511 que se utiliza en la primera celda de filtrado en modo diferencial 502, los otros módulos inductivos 511', 511'' siendo similares. La figura 7a presenta una vista desde arriba del módulo 511, mientras que la figura 7b presenta una vista de lado del mismo módulo 511. Tres bobinas elementales están enrolladas alrededor de un mismo núcleo magnético. El módulo inductivo 511 es un inductancia trifásica: cada una de las bobinas elementales está enrollada alrededor de cada brazo de un circuito en forma de doble E 705, 705', los dos circuitos en forma de « E » estando unidos de tal modo que los brazos de cada « E » estén situados uno frente al otro para formar una especie « 8 ». En el ejemplo, el entrehierro entre los dos circuitos 705, 705' en forma de « E » es igual a 0,3 mm. Tras el montaje del circuito magnético, una o varias vueltas de banda 706 se colocan alrededor de las tres bobinas elementales.

A título indicativo, en el ejemplo, cada inductancia formada por la bobina elemental 701, 702, 703 vale 1,35 mH para una corriente de 3,5 amperios efectivos. Para un mismo valor de inductancia, el módulo inductivo 511 forma, por lo tanto, una bobina trifásica con un tamaño más pequeño que tres bobinas separadas.

La definición eléctrica (la naturaleza trifásica de la bobina) del módulo inductivo 511 en el bloque de filtrado 201 permite reducir más la distorsión de la corriente de entrada. La integración del módulo inductivo 511 permite pasar de un 15 % de distorsión armónica en corriente, esto es la corriente de línea I_{PH} que se obtiene por medio de la optimización del valor de las inductancias L_R , L_S y L_T , a una distorsión armónica en corriente comprendida, en el ejemplo, entre un 8 % y un 5 %, tal y como se ilustra en la figura 4c.

Una ventaja del circuito PFC de acuerdo con la invención es que solo comprende un mando de conmutación de la corriente, simplificando de este modo su estructura y su funcionamiento. Por otra parte, el circuito PFC de acuerdo con la invención es de un tamaño reducido en comparación con unos circuitos PFC trifásicos del estado de la técnica, lo que para el material integrado constituye una ventaja a veces decisiva.

A título de ilustración, para una red primaria que produce una corriente trifásica de 115 VAC a 400 Hz, el circuito corrector:

- permite para una potencia de entrada de 700 W, obtener un factor de potencia igual a 0,99, y un armónico principal SHD (« Single Harmonic Distorsion ») inferior al 9 % para las rayas H5 del quinto armónico y H7 del séptimo armónico (es decir, las rayas respectivamente H5 y H7 a 2.000 Hz y 2.800 Hz);
- permite, para una potencia de entrada de 1 kW, obtener un factor de potencia igual a 0,95, un SHD igual al 6 % para la raya del quinto armónico y al 2 % para la raya del séptimo armónico, el factor de distorsión para las demás rayas siendo inferior al 2 %.

Estos rendimientos son, en particular, compatibles con la estabilidad de la prueba CE101 de la norma MIL-STD-461E.

REIVINDICACIONES

1. Circuito corrector (200) del factor de potencia de un circuito para red eléctrica trifásica que comprende un bloque de filtrado (201, 211) en la entrada de dicho circuito corrector que recibe las tres fases de la corriente (V_R , V_S , V_T), al menos una inductancia por fase de corriente (L_R , L_S , L_T) colocada corriente abajo del bloque de filtrado, un puente rectificador (213) que alimenta una etapa de conmutación de la corriente (214), el bloque de filtrado (201, 211) comprendiendo al menos una celda de filtrado en modo diferencial (502) que comprende al menos un circuito inductivo (511) formado por un único material magnético en forma de doble E (705, 705'), cada brazo de la E estando envuelto por una bobina (701, 702, 703), los valores de las inductancias (L_R , L_S , L_T) seleccionándose de tal modo que dicho circuito corrector (200) funcione en el límite entre el modo continuo y el modo discontinuo, el bloque de filtrado (201) comprendiendo una primera celda de filtrado en modo común (501), unida en serie con la primera celda de filtrado en modo diferencial (502) y una segunda celda de filtrado en modo diferencial (504), el circuito corrector **caracterizándose porque** el bloque de filtrado (201) también comprende una segunda celda de filtrado en modo común (503) que comprende una salida de punto medio e intercalada entre la primera celda de filtrado en modo diferencial (502) y la segunda celda de filtrado en modo diferencial (504).
2. Circuito corrector de acuerdo con la reivindicación 1, **que se caracteriza porque** la primera celda de filtrado en modo diferencial (502) comprende una inductancia simple (512, 512', 512'') por fase de corriente, cada una de las inductancias simples estando unida en serie con una salida del circuito inductivo (511).
3. Circuito corrector de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, la segunda celda de filtrado en modo diferencial (504) comprendiendo unas inductancias simples (514, 514', 514''), **que se caracteriza porque** el conjunto de las inductancias en modo diferencial está integrado en un bloque moldeado de resina (602), dicho conjunto estando compuesto por unos módulos inductivos (511, 511', 511'') y unas inductancias simples (512, 512', 512'') de la primera celda de filtrado en modo diferencial (502) así como por unas inductancias simples (514, 514', 514'') de la segunda celda de filtrado en modo diferencial (504).
4. Circuito corrector de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores, **que se caracteriza porque** las inductancias en modo común (510, 513) están formadas a partir de un material de ferrita.
5. Bloque de alimentación que comprende un circuito corrector del factor de potencia de acuerdo con una de las reivindicaciones anteriores.

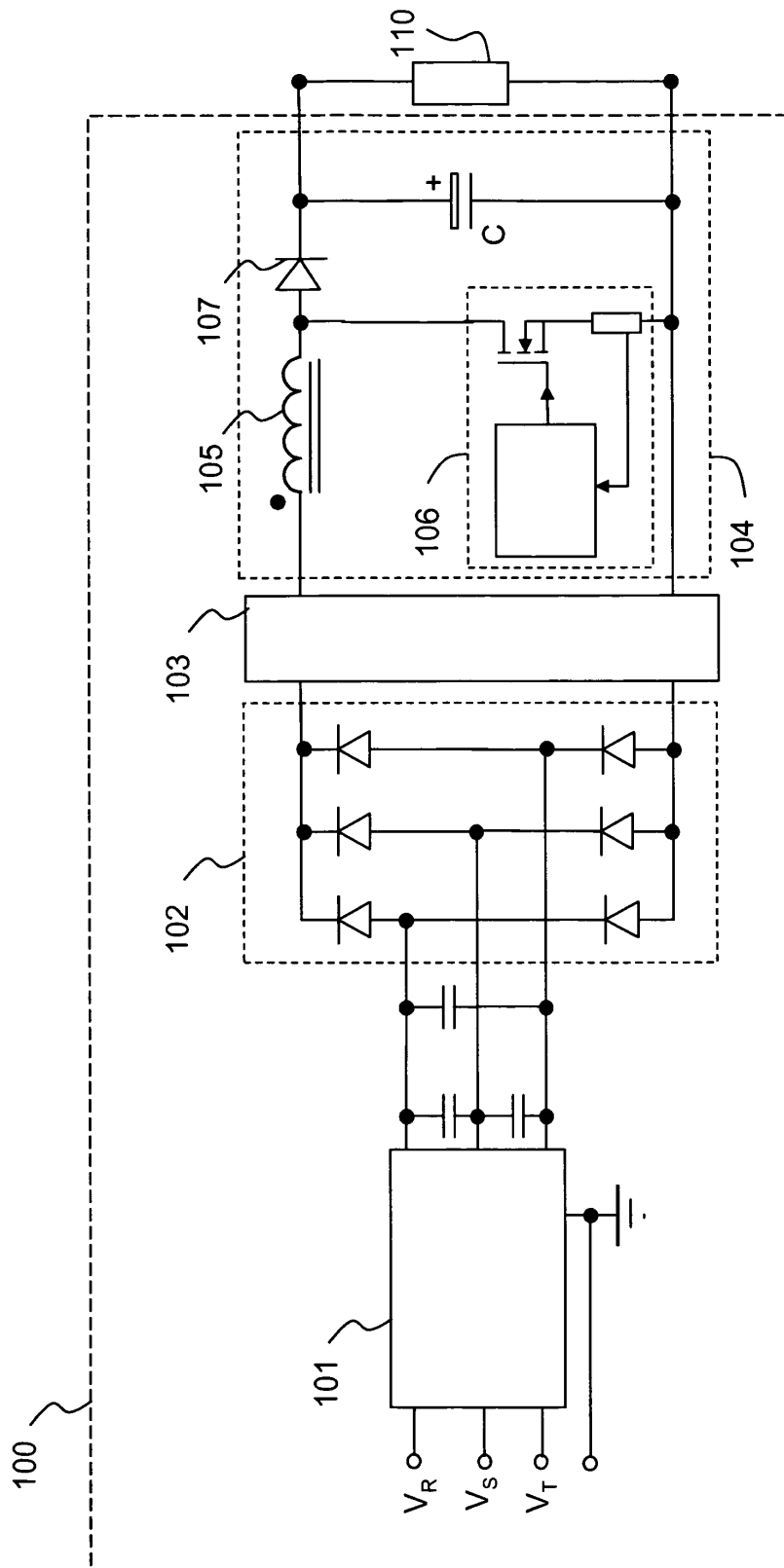


FIG.1

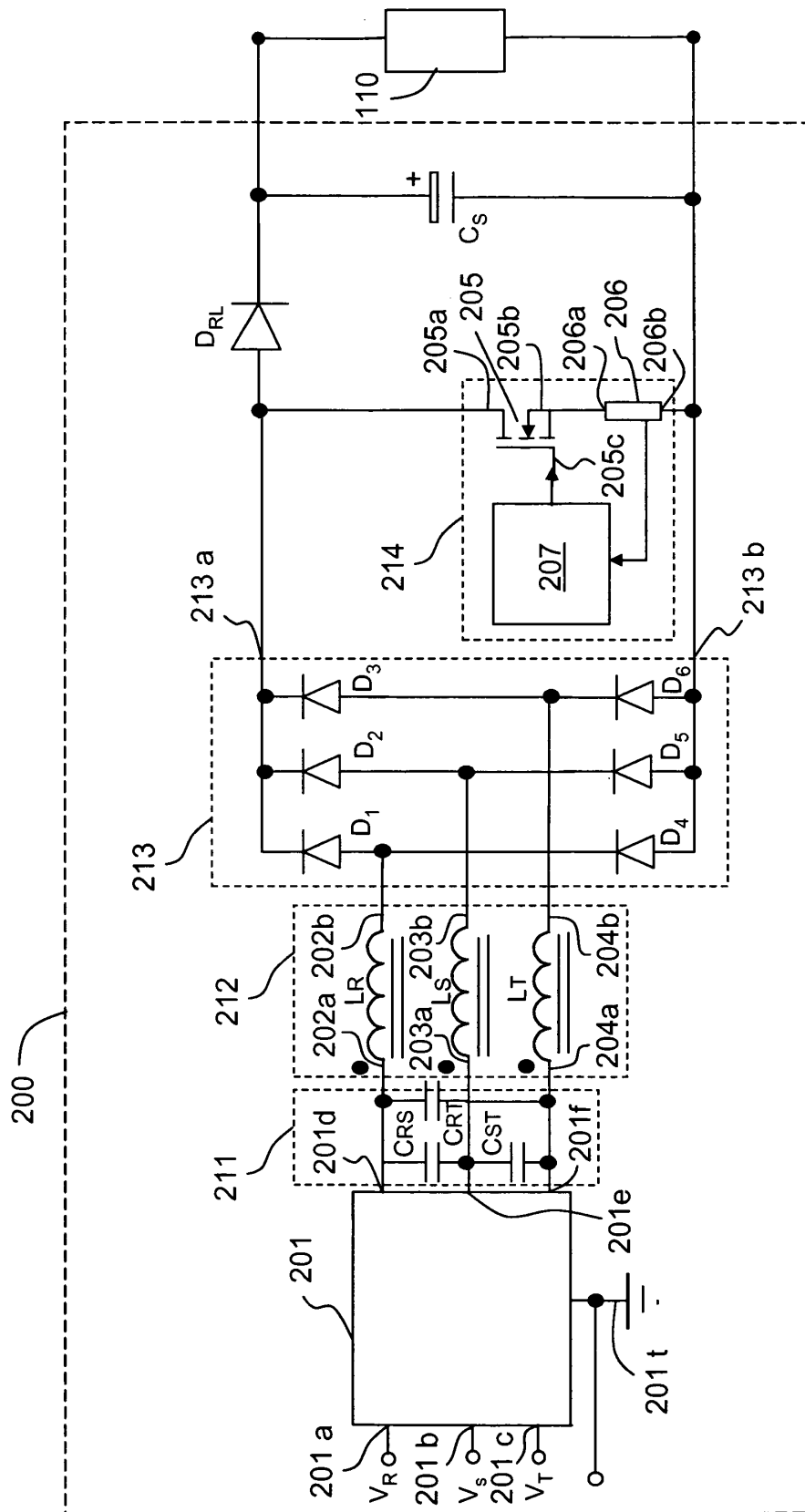


FIG. 2

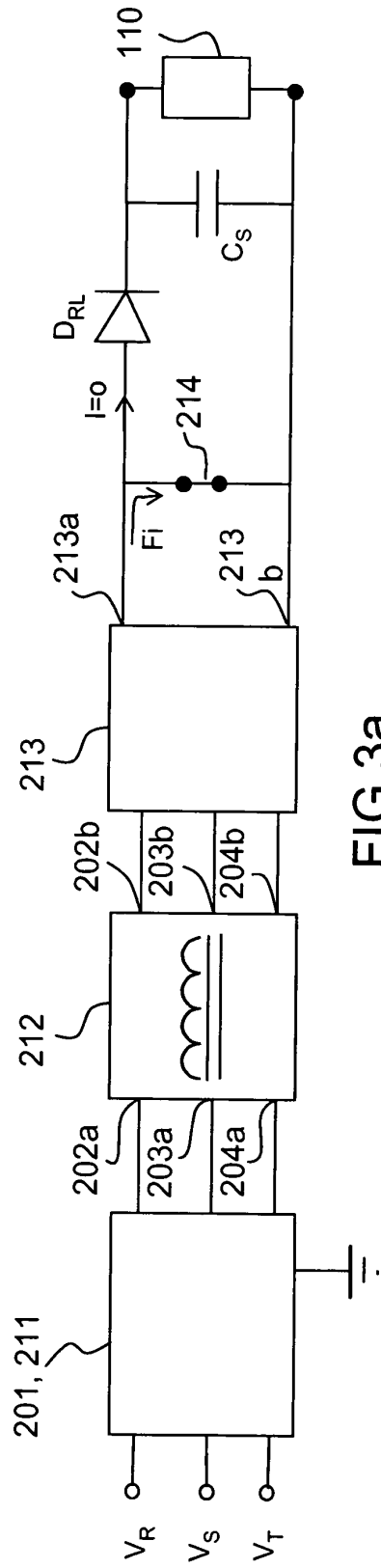


FIG. 3a

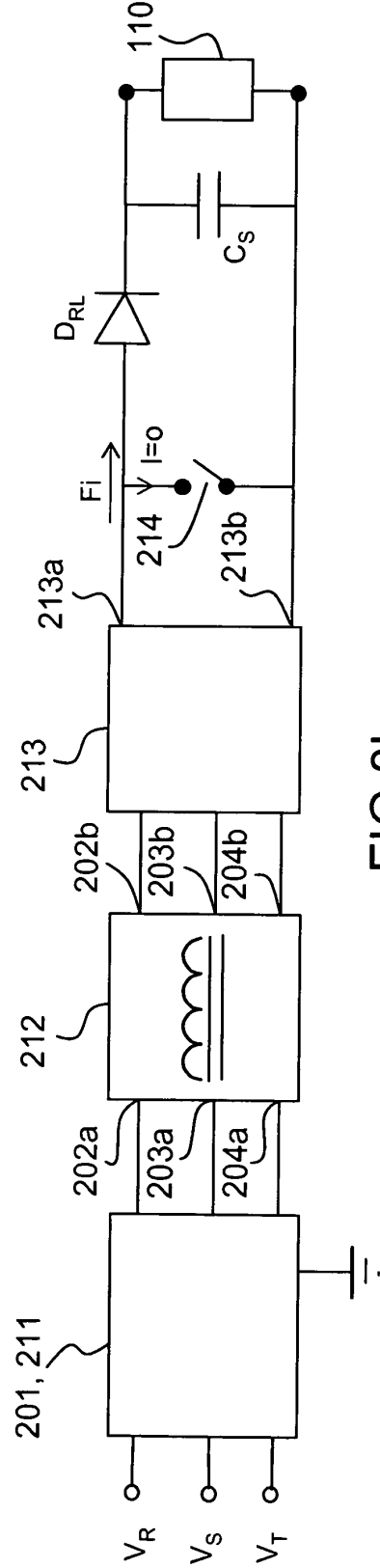
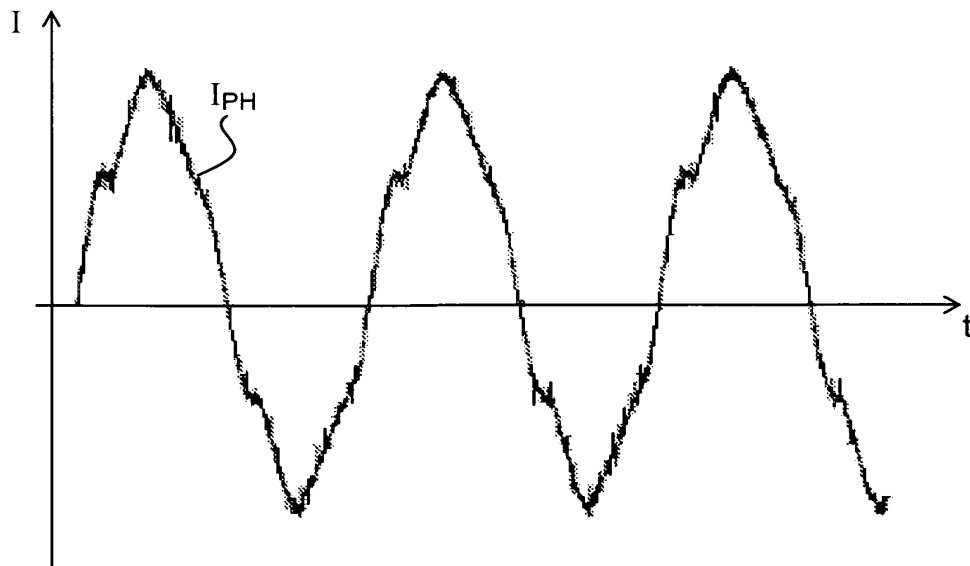
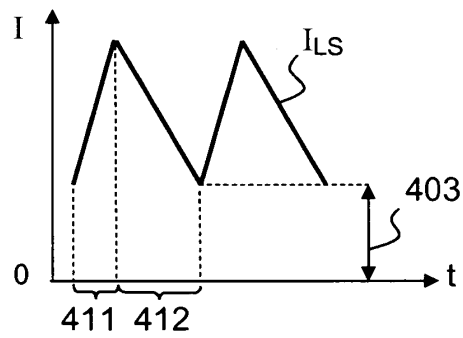
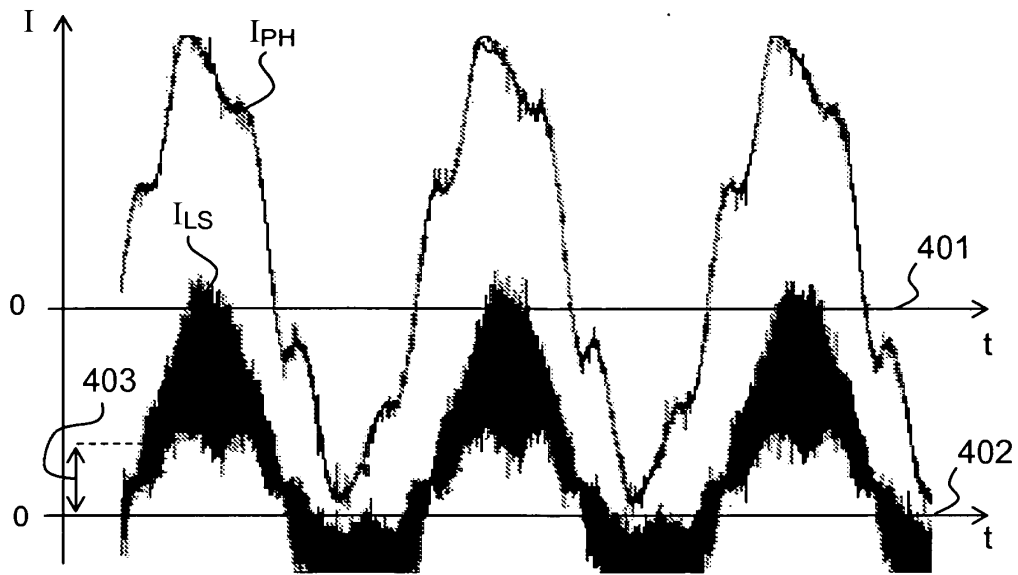


FIG. 3b



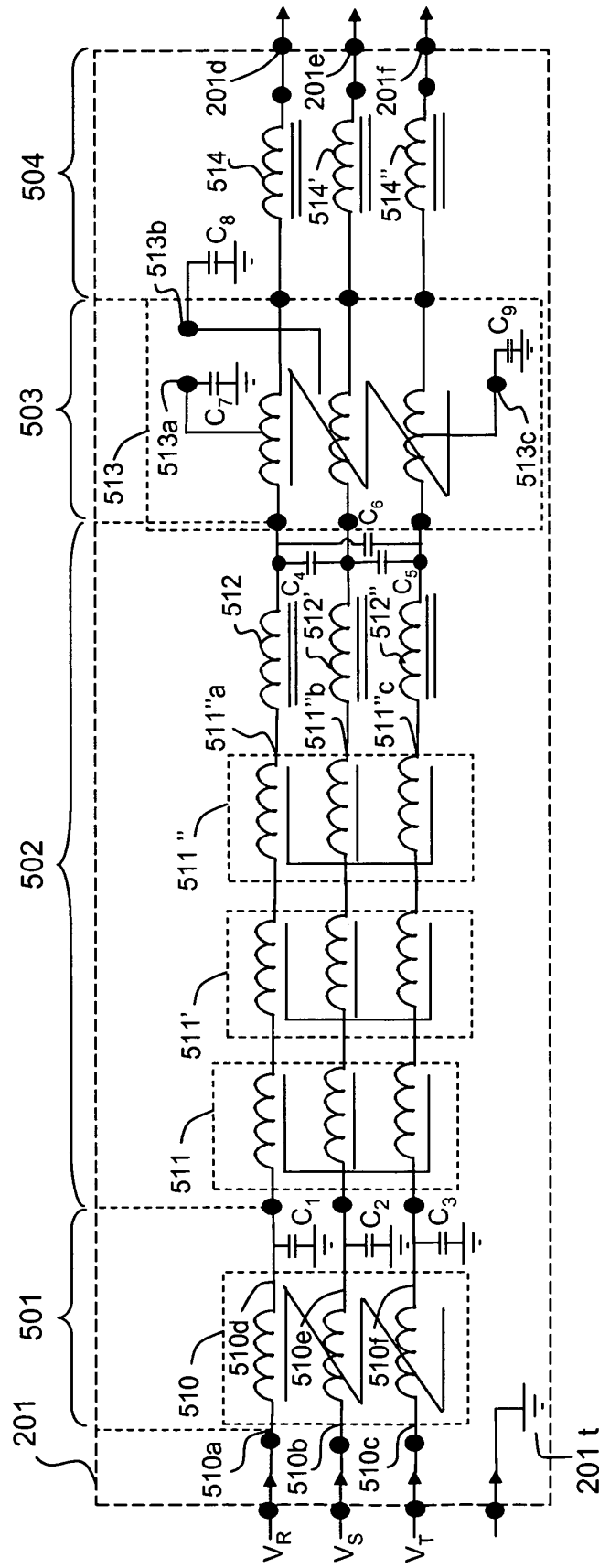


FIG.5

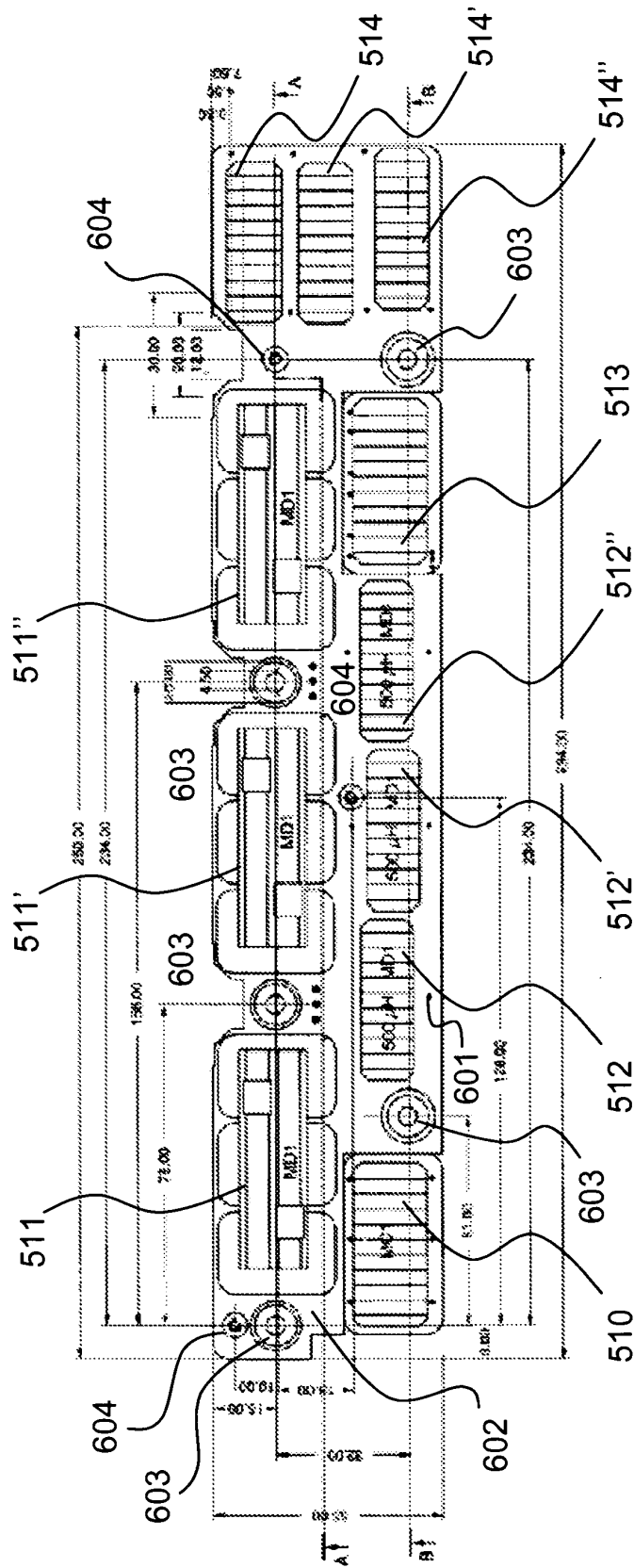


FIG. 6a

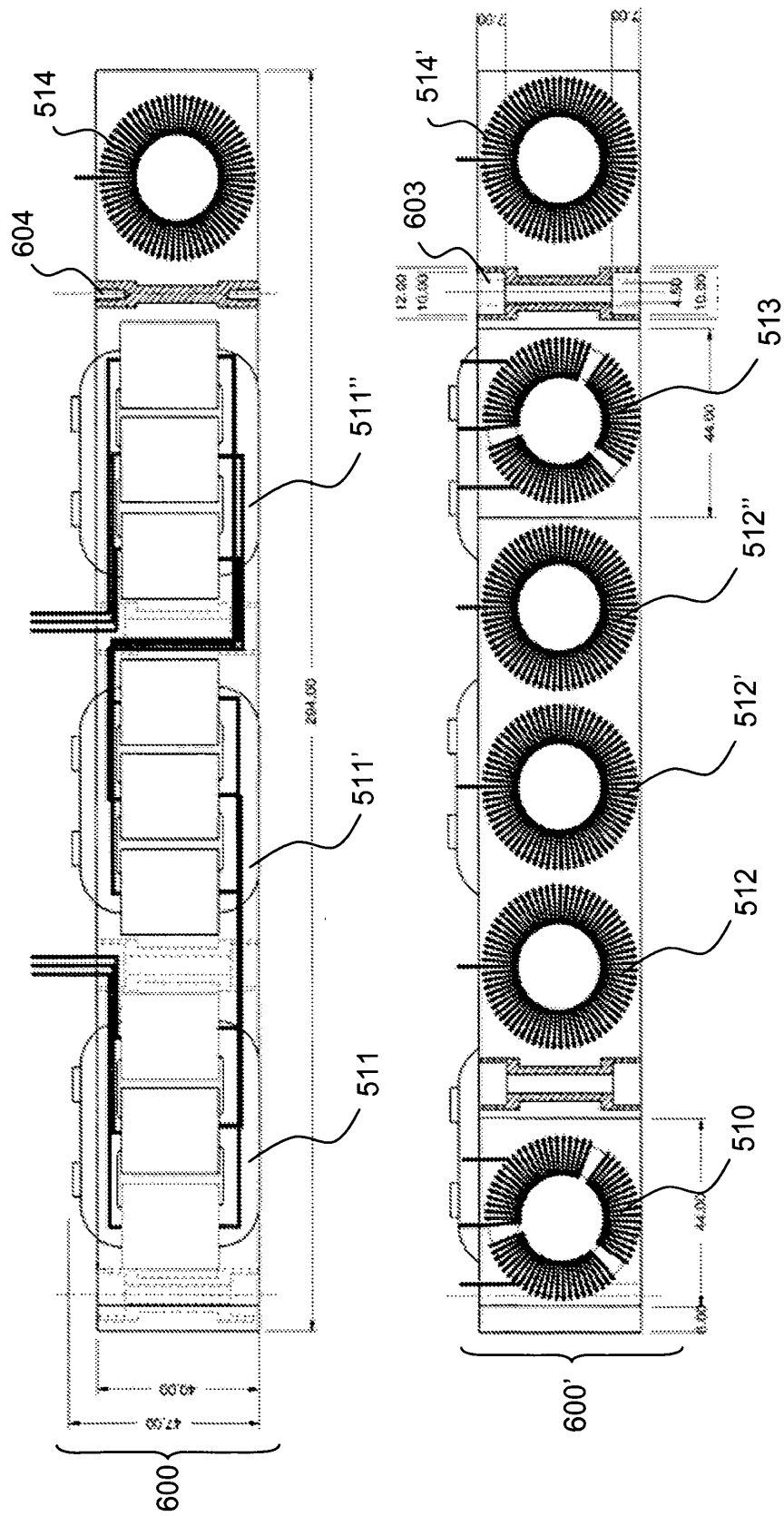


FIG.6b

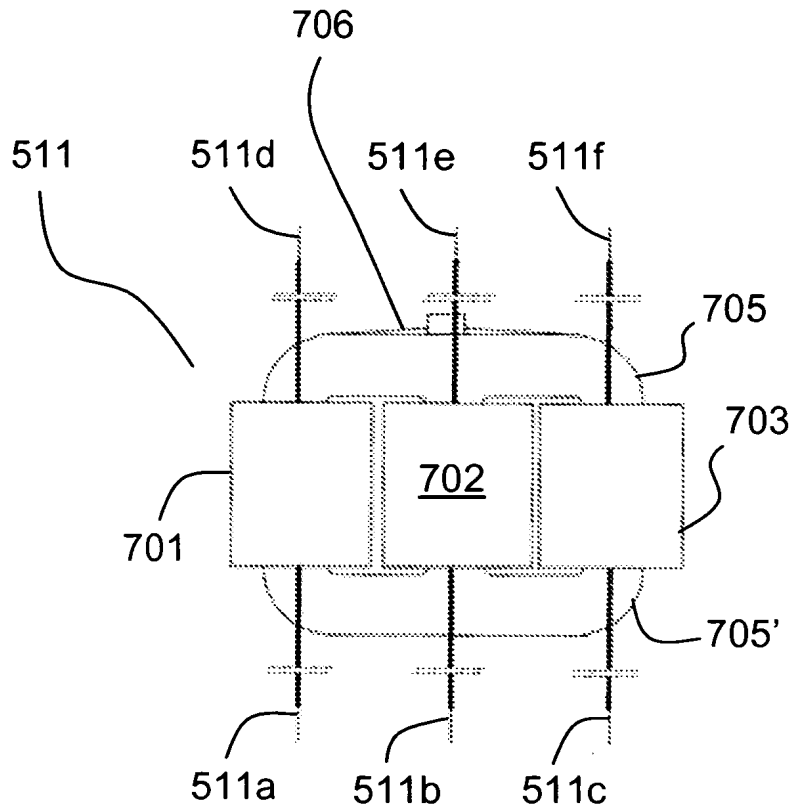


FIG. 7a

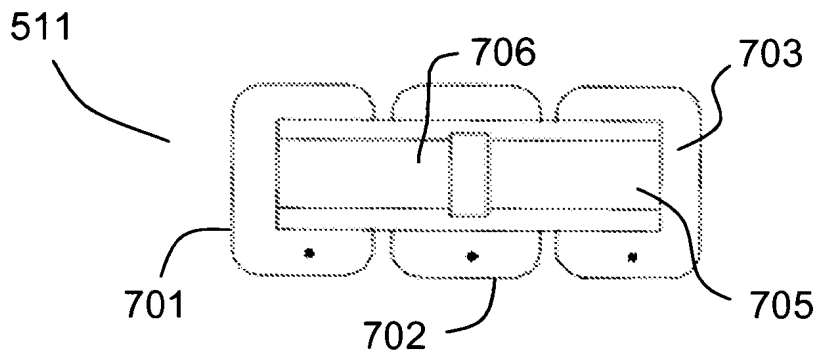


FIG. 7b