

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 999 339**

51 Int. Cl.:

<b>H02J 7/14</b>	(2006.01)
<b>G01R 15/20</b>	(2006.01)
<b>H02M 7/217</b>	(2006.01)
<b>H02M 7/219</b>	(2006.01)
<b>G01R 19/175</b>	(2006.01)
<b>H02K 1/02</b>	(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **07.03.2019 PCT/IB2019/051853**

87 Fecha y número de publicación internacional: **12.09.2019 WO19171320**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **07.03.2019 E 19715222 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **07.08.2024 EP 3763014**

54 Título: **Rectificador sincrónico trifásico para cargador de baterías a bordo de vehículo**

30 Prioridad:

**09.03.2018 IT 201800003415**

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

**25.02.2025**

73 Titular/es:

**DUCATI ENERGIA S.P.A. (100.00%)  
Via Marco Emilio Lepido 182  
40132 Bologna, IT**

72 Inventor/es:

**REGAZZI, GIANNI y  
CALABRI, PIERLUIGI**

74 Agente/Representante:

**PONS ARIÑO, Ángel**

ES 2 999 339 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

Rectificador síncrono trifásico para cargador de baterías a bordo de vehículo

5 Campo Técnico

La presente invención se refiere a un rectificador síncrono trifásico para cargador de baterías a bordo de un vehículo.

10 Antecedentes de la técnica

Es bien sabido que el aumento de la demanda de electricidad a bordo de los vehículos ha llevado al desarrollo de generadores eléctricos capaces de generar una corriente de más de 120 A con un voltaje de 14 V.

15 En el caso de aplicaciones particulares de motores como, por ejemplo, ATV (vehículos todo terreno) o motos de nieve, no se pueden utilizar generadores convencionales de tipo automotriz debido a limitaciones de espacio. Para tales aplicaciones, se prefieren generadores de imanes permanentes de tierras raras con alta energía y buena eficiencia, junto con dimensiones generales reducidas.

20 También se sabe que, cuando los niveles de corriente exceden los 40A, los reguladores trifásicos normales del tipo de derivación o serie con puente rectificador controlado que consiste en diodos y SCR (*Silicon-Controlled Rectifier* - Rectificador controlado de silicio) tienen una disipación de energía que es difícil de manejar en recintos con aletas de aluminio con dimensiones generales reducidas.

25 A este respecto, con referencia particular al documento EP 1 601 078 B1, se conoce el uso de reguladores de derivación con la parte de potencia que consiste en tres transistores MOS de Potencia y tres diodos Schottky, capaces de reducir la energía disipada a aproximadamente el 30 % del valor referido a la solución de diodo y SCR.

30 Además, los documentos US 8.159.179 B2 y US 8.159.180 B2 describen la implementación de algoritmos para controlar el ángulo de conducción de los transistores MOS de Potencia, utilizados para optimizar el rendimiento del generador en relación con la velocidad de rotación del motor endotérmico y las cargas eléctricas.

35 Sin embargo, estas soluciones conocidas están sujetas a mejoras, dirigidas en particular a la creación de un rectificador síncrono trifásico MOS de Potencia con la función de regular el voltaje para cargar una batería de un vehículo que es particularmente simple y económico y que, al mismo tiempo, se puede combinar con generadores trifásicos con imanes permanentes para altas corrientes, incluidos más de 120A, para vehículos con sistemas eléctricos alimentados por 12V.

40 En particular, en los últimos años, las mejoras en la tecnología de los transistores MOS de Potencia han hecho posible el desarrollo de componentes que, siendo el voltaje igual, tienen valores de resistencia de conducción (RDS(on)) que se reducen considerablemente ( $\leq 1\text{mS}^2$  con un voltaje  $V_{ds} \geq 40\text{V}$ ).

45 Tales dispositivos son particularmente adecuados para la realización de reguladores de derivación trifásicos que se combinan con generadores de imán permanente que, además de los valores de corriente y voltaje mencionados anteriormente, tienen frecuencias eléctricas incluso superiores a 1,5 kHz.

50 Además, en el panorama de los componentes electrónicos dedicados a la rectificación síncrona, existen circuitos integrados que pueden detectar la caída de voltaje entre el terminal de drenaje y el terminal de fuente del transistor MOS de Potencia y sincronizar el accionamiento de la puerta según el valor medido de la caída de voltaje mencionada anteriormente.

55 Sin embargo, en el caso de un transistor MOS de Potencia con RDS(on) inferior a 1 m $\Omega$ , se hace particularmente difícil medir la caída de voltaje mencionada anteriormente para detectar el cruce por cero de la corriente que fluye en el transistor, ya que esto significaría detectar valores de voltaje de alrededor de solo unos pocos mV.

Además de esto, en el caso de generadores de imanes permanentes multipolares con altas corrientes combinados con motores endotérmicos con velocidades que pueden exceder las 12.000 RPM, los tiempos de respuesta del sistema de sincronización de corriente en los transistores MOS de Potencia con el accionamiento de los propios MOS de Potencia son de particular importancia.

60 El documento US 2016/049857 A1 describe un circuito rectificador de conmutación activo que utiliza un MOSFET y aplica un control basado en la corriente para encender y apagar el MOSFET.

65 El documento US 4 020 294 A describe un dispositivo de efecto Hall empleado para monitorizar la presencia y la dirección del flujo de corriente de línea.

El documento US 2005/226298 A1 describe una mejora de un dispositivo de conversión de energía para ser insertado

entre una fuente de alimentación de CC y un generador-motor de CA.

Descripción de la Invención

5 El objetivo principal de la presente invención es proporcionar un rectificador síncrono trifásico para cargadores de baterías a bordo de un vehículo que permita detectar con precisión el cruce por cero de la corriente de las fases del generador mientras se mantienen tiempos de respuesta adecuados del sistema de sincronización.

10 Otro objetivo de la presente invención es proporcionar un rectificador síncrono trifásico para cargadores de batería a bordo del vehículo que asegure una baja caída de voltaje entre el generador y la batería.

Otro objetivo de la presente invención es proporcionar un rectificador síncrono trifásico para cargadores de baterías a bordo de un vehículo que permita superar los inconvenientes antes mencionados de la técnica anterior en una solución simple, racional, fácil, de uso eficaz y de bajo coste.

15 Los objetivos antes mencionados se logran mediante el presente rectificador síncrono trifásico para cargadores de baterías a bordo de vehículos descrito en la reivindicación 1.

Breve Descripción de los Dibujos

20 Otras características y ventajas de la presente invención se pondrán más de manifiesto a partir de la descripción de una realización preferida, pero no exclusiva, de un rectificador síncrono trifásico para cargadores de baterías a bordo de vehículos, ilustrada a título de ejemplo indicativo, pero no limitativo, en las tablas de dibujos adjuntas donde:

25 La Figura 1 es un diagrama eléctrico general que ilustra una primera realización posible del rectificador síncrono trifásico según la invención;

Las Figuras 2 y 3 ilustran diferentes implementaciones posibles de un sensor de corriente que se puede utilizar en la primera realización del rectificador síncrono trifásico según la invención;

30 La Figura 4 es un gráfico que ilustra el patrón de la señal de salida de un primer sensor Hall según la primera realización del rectificador síncrono trifásico;

La Figura 5 es un gráfico que ilustra el patrón de la señal de salida de un segundo sensor Hall según la primera realización del rectificador síncrono trifásico;

35 La Figura 6 ilustra gráficamente los patrones de las señales con referencia a la primera realización del rectificador síncrono trifásico según la invención;

La Figura 7 es un diagrama eléctrico general que ilustra una segunda realización posible del rectificador síncrono trifásico según la invención;

Las Figuras 8 y 9 ilustran diferentes implementaciones posibles de un sensor de corriente que se puede usar en la segunda realización del rectificador síncrono trifásico según la invención;

40 La Figura 10 ilustra gráficamente los patrones de las señales con referencia a la segunda realización del rectificador síncrono trifásico según la invención.

Realizaciones de la Invención

45 Con referencia particular a estas ilustraciones, la referencia RT indica globalmente un rectificador síncrono trifásico, particularmente utilizable en combinación con un generador de imán permanente para la carga de la batería de un vehículo de motor.

50 En particular, como se esquematiza en las Figuras 1 y 7, el rectificador síncrono trifásico RT comprende tres conjuntos de rectificación  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$  provistos de entradas respectivas conectadas a fases respectivas de un generador de imán permanente G y con salidas respectivas conectadas a una batería B de un vehículo. Los conjuntos de rectificación  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$  están configurados para recibir en la entrada las respectivas corrientes de fase  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  del generador G y para suministrar en la salida las corrientes rectificadas  $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$  que se suministrarán a la batería B del vehículo. Cada uno de los conjuntos de rectificación  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$  comprende un sensor de corriente S', S'' conectado a una fase respectiva del generador G y un circuito de salida respectivo O conectado a la batería B y conectado operativamente al sensor de corriente S', S''. El sensor de corriente S', S'' está configurado para recibir en la entrada una corriente de fase respectiva  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ , mientras que el circuito de salida O está configurado para ser pilotado por medio del sensor de corriente S', S'' para generar las corrientes rectificadas  $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$ .

60 En cada conjunto de rectificación  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ , el sensor de corriente S', S'' comprende al menos un elemento toroidal T hecho de un material magnético atravesado por un cable C que transmite la corriente de fase  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  y al menos un sensor de efecto Hall H1, H2, H conectado al elemento toroidal T y al circuito de salida O.

65 En particular, el rectificador síncrono trifásico RT según la invención se puede implementar según dos realizaciones posibles y preferidas: una primera realización donde el sensor de corriente S' de cada uno de los tres conjuntos de rectificación  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$  comprende dos sensores Hall unipolares digitales H1 y H2 (Figuras 1-6); una segunda realización donde el sensor de corriente S'' de cada uno de los tres conjuntos de rectificación  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$  comprende

un sensor Hall lineal H (Figuras 7-10).

La primera realización posible del rectificador síncrono trifásico RT según la invención se describe a continuación, donde el sensor de corriente S' comprende dos sensores magnéticos de efecto Hall unipolares: un primer sensor Hall unipolar H1 y un segundo sensor Hall unipolar H2. Esta primera realización se ilustra en las Figuras 1-6.

Con referencia a esta primera realización, los sensores Hall unipolares primero y segundo H1, H2 están configurados para funcionar en presencia de niveles respectivos y predefinidos de flujo magnético en el elemento toroidal (T).

Como se muestra en el diagrama de circuitos de la Figura 1, el rectificador síncrono trifásico RT está conectado a un generador de imán permanente trifásico G.

En particular, la Figura 1 se refiere a un generador de imán permanente trifásico G donde las corrientes trifásicas  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  como las tres corrientes suministradas a la batería  $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$ , tienen el mismo valor, pero con un desplazamiento de fase entre sí de 120 grados. Las tres corrientes  $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$  suministradas a la batería suman una sola corriente total  $I_{BATT S}$  suministrada a la batería.

Se señala que la siguiente descripción del funcionamiento del rectificador síncrono trifásico RT con función de regulación de voltaje hace referencia a una sola fase del sistema, siendo el funcionamiento de las otras dos fases completamente el mismo. En consecuencia, en la descripción y en las ilustraciones, solo se detalla el primer conjunto de rectificación  $U_A$ , relacionado con la fase A. Los otros dos conjuntos de rectificación  $U_B$  y  $U_C$ , relacionados con las fases B y C, están hechos y funcionan de una manera completamente idéntica al primer conjunto de rectificación  $U_A$ .

Como se muestra en las Figuras 2 y 3, el elemento toroidal T está provisto de un entrehierro TR y los dos sensores Hall unipolares H1, H2 están dispuestos dentro del entrehierro TR uno al lado del otro y girados 180 grados el uno con respecto al otro.

En particular, como se muestra en la Figura 4, el primer sensor Hall unipolar H1 está configurado para cambiar el voltaje de salida  $V_B$  de un valor de voltaje bajo (0V) a un valor de voltaje alto (Vcc) en un primer valor umbral predefinido  $I_{T1}$ , cuando la corriente de fase  $I_A$  (o  $I_B$  e  $I_C$  con referencia a las otras fases) es positiva y creciente.

Cuando, por el contrario, la corriente de fase  $I_A$  es positiva y decreciente, el primer sensor Hall unipolar H1 está configurado para cambiar el voltaje de salida  $V_B$  del valor de alto voltaje (Vcc) al valor de bajo voltaje (0V) en un segundo valor umbral predefinido  $I'_{T1}$ .

Por lo tanto, el primer sensor Hall unipolar H1 está configurado para crear una histéresis en los valores umbral de conmutación predefinidos  $I_{T1}$ ,  $I'_{T1}$ .

La Figura 5 muestra el patrón de la señal de salida  $V_A$  del segundo sensor Hall unipolar H2 que, al estar flanqueado y girado 180° con respecto al primer sensor Hall unipolar H1, posee un comportamiento similar incluso si se refiere a los valores negativos de la corriente de fase  $I_A$ . Los valores umbral de las corrientes para el interruptor del segundo sensor Hall H2 son  $I_{T2}$  e  $I'_{T2}$  respectivamente.

En particular, el segundo sensor Hall unipolar H2 está configurado para cambiar el voltaje de salida  $V_A$  de un valor de voltaje bajo (0V) a un valor de voltaje alto (Vcc) en un primer valor umbral predefinido  $I_{T2}$ , cuando la corriente de fase  $I_A$  (o  $I_B$  e  $I_C$  con referencia a las otras fases) es negativa y.

Cuando, por el contrario, la corriente de fase  $I_A$  es negativa y decreciente, el segundo sensor Hall unipolar H2 está configurado para cambiar el voltaje de salida  $V_A$  del valor de alto voltaje (Vcc) al valor de bajo voltaje (0V) en un segundo valor umbral predefinido  $I'_{T2}$ .

Ejemplos de posibles realizaciones del sensor S' se ilustran en las Figuras 2 y 3.

En particular, como se ilustra en el ejemplo de la Figura 3, el sensor S' puede constar de una pluralidad de devanados del cable C alrededor de al menos una porción del elemento toroidal T.

En particular, en caso de querer reducir en valor absoluto los valores de corriente de los umbrales  $I_{T1}$ ,  $I'_{T1}$ ,  $I_{T2}$ ,  $I'_{T2}$ , es posible pasar dos o más veces, en lugar de solo una como se muestra en la Figura 2, el cable que transporta la corriente de fase  $I_A$  dentro del elemento toroidal magnético T. De esta manera, los valores de corriente de los umbrales  $I_{T1}$ ,  $I'_{T1}$ ,  $I_{T2}$ ,  $I'_{T2}$  se dividirán por el número de espirales del cable C enrollado en el elemento toroidal magnético T.

Según una realización preferida, mostrada en la Figura 1, los sensores Hall unipolares H1 y H2 son del tipo "colector abierto". Sin embargo, no se pueden descartar realizaciones alternativas donde, por ejemplo, los sensores son del tipo "push-pull".

Además, no se puede descartar el uso de sensores Hall unipolares con la salida que está invertida con respecto a la

descrita en las Figuras 1, 4 y 5. En este caso, para volver a las condiciones de funcionamiento descritas anteriormente, es posible invertir las señales de salida de los sensores magnéticos mediante el uso de un transistor o de un inversor de señal.

5 Además, no se puede descartar la posibilidad de utilizar sensores Hall unipolares dobles, para reemplazar los dos sensores Hall unipolares H1 y H2 descritos anteriormente con un solo sensor.

10 Como se muestra en la Figura 1 (y en la Figura 7 con referencia a la segunda realización), en cada uno de los tres conjuntos de rectificación  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ , el circuito de salida O comprende al menos un primer transistor MOS de Potencia Q1 y al menos un segundo transistor MOS de Potencia Q2 conectados operativamente al sensor de corriente S' (al sensor S'' con referencia a la segunda realización) y adaptados para ser pilotados por medio del sensor de corriente S' (S'') para generar las corrientes rectificadas  $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$ .

15 Además, el circuito de salida O comprende al menos un controlador de medio puente U2 interpuesto operativamente entre el sensor de corriente S' (S'') y los transistores MOS de Potencia primero y segundo Q1 y Q2.

En particular, el controlador de medio puente U2 está provisto de una primera entrada HI conectada al primer sensor Hall unipolar H1 y de una segunda entrada LI conectada al segundo sensor Hall unipolar H2.

20 Los sensores Hall digitales unipolares H1, H2 se seleccionan de manera útil con tiempos de respuesta lo suficientemente cortos según la frecuencia eléctrica del generador G, para no generar retrasos excesivos con respecto a la sincronización del interruptor de los transistores MOS de Potencia Q1 y Q2.

25 Cuando el motor endotérmico se pone en marcha y el generador G alcanza una velocidad de modo que en los devanados del estator L1, L2 y L3 se genera un voltaje que, superando el de la batería  $V_{Batt}$ , polariza directamente los diodos dentro de los transistores MOS de Potencia Q1 y Q2, tenemos un flujo de corriente a través de los propios diodos incluso si los propios MOS de Potencia no están pilotados, como sucede en un puente de diodos rectificadores trifásicos convencional.

30 El funcionamiento del controlador de medio puente U2 y del primer y segundo transistores MOS de Potencia Q1 y Q2 es el siguiente.

35 Suponiendo que la dirección de la corriente que fluye desde el generador G hacia la batería sea positiva, cuando la corriente de fase  $I_A$  que cruza el elemento toroidal T en ferrita excede el valor umbral  $I_{T1}$ , se genera un flujo magnético según la dirección de la corriente  $I_A$  misma que excede el valor umbral magnético  $I_{T1}$  del primer sensor Hall unipolar H1.

40 En este caso, la señal de salida  $V_B$  del primer sensor Hall unipolar H1 cambia a un valor lógico alto. En particular, la señal de salida  $V_B$  del primer sensor Hall unipolar H1 cambia a un valor lógico alto a través de la resistencia R4.

El valor lógico permanece alto hasta que la corriente  $I_A$  cae por debajo del valor umbral  $I_{T1}$ .

Dicha señal  $V_B$  se aplica, a través de la resistencia R13, en la entrada HI del controlador de medio puente U2.

45 El controlador de medio puente U2 está configurado para pilotar la salida HO al valor alto y, por lo tanto, polariza positivamente la puerta del transistor MOS de Potencia Q1 a través de la resistencia R10, enviando así el primer transistor Q1 en conducción.

50 El transistor MOS de Potencia Q1 permanecerá en este estado mientras la entrada HI del controlador de medio puente U2 permanezca en un valor lógico alto.

El propósito de los diodos Zener D3 y D5 es proteger las Puertas del primer y del segundo transistores MOS de Potencia Q1 y Q2, respectivamente.

55 De la misma manera que se describió anteriormente, cuando el signo de la corriente  $I_A$  se invierte y se vuelve inferior al valor umbral  $I_{T2}$ , se genera un flujo magnético en el elemento toroidal T en ferrita según la dirección de la propia corriente  $I_A$  que excede el valor umbral magnético del segundo sensor Hall unipolar H2.

60 La señal de salida  $V_A$  del segundo sensor Hall unipolar H2 cambia a un valor lógico alto a través de la resistencia R5, y permanece alta hasta que la corriente  $I_A$  sube por encima del valor umbral  $I_{T2}$ .

En esta configuración, la señal  $V_A$  se aplica, a través de la resistencia R11, a la entrada LI del controlador de medio puente U2 que pilota la salida LO a un valor alto y, por lo tanto, polariza positivamente la puerta del segundo transistor MOS de Potencia Q2 a través de la resistencia R16, enviando así el segundo transistor Q2 en conducción.

65 El segundo transistor MOS de Potencia Q2 permanecerá en este estado siempre que la entrada LI del controlador de

## ES 2 999 339 T3

medio puente U2 permanezca en un valor lógico alto.

El controlador de medio puente U2, alimentado por el voltaje  $V_{cc}$  con el condensador de desacoplamiento C1 al valor típico de 10 V, que puede diferir del valor  $V_{cc}$ , utiliza el condensador C2 como "carga de arranque" para pilotar la puerta de Q1 y también evita la conducción simultánea de los transistores Q1 y Q2.

Sin embargo, no se pueden descartar diferentes realizaciones donde, por ejemplo, se utiliza un dispositivo que integra en su interior tres accionadores de medio puente en un solo contenedor.

La Figura 6 ilustra gráficamente la operación descrita anteriormente.

También debe tenerse en cuenta que hasta que la corriente de fase  $I_A$  sea inferior en valor absoluto a los umbrales de conmutación de los sensores Hall unipolares H1 y H2, la circulación de la corriente se produce por medio de los diodos internos de los transistores MOS de Potencia Q1 y Q2. Estos diodos tienen una caída de voltaje típica de alrededor de 0,7V, por lo que es importante limitar los umbrales de conmutación  $I_{T1}$  y  $I_{T2}$  mencionados con anterioridad a valores de corriente de alrededor de 3A, para limitar la disipación durante esta fase de transición antes de que los transistores MOS de Potencia Q1 y Q2 entren en conducción. Lo que se ha descrito hasta ahora es la operación relacionada con la rectificación síncrona que representa el caso donde toda la corriente suministrada por el generador de imán permanente G se suministra a la batería y cargas del vehículo.

En caso de que el voltaje de la batería  $V_{Batt}$  exceda el valor deseado, que para las baterías de plomo es normalmente de 14,5V, la corriente suministrada por el generador G a la batería para mantener el voltaje de regulación constante debe ser limitada.

Dicha función se implementa limitando el ángulo de conducción del transistor MOS de Potencia Q1 y, al mismo tiempo, poniendo en conducción el transistor MOS de Potencia Q2 de la manera que se describe a continuación.

El rectificador síncrono trifásico RT comprende ventajosamente un circuito limitador de corriente A, L configurado para limitar la corriente suministrada por el generador G a la batería B en caso de que el voltaje  $V_{Batt}$  suministrado a la batería B exceda un valor deseado predefinido.

En particular, el circuito de limitación de corriente A, L comprende un circuito amplificador de error A configurado para medir el voltaje suministrado a la batería  $V_{Batt}$  y para suministrar una señal de voltaje de verificación  $V_e$  en la salida que varía entre valores de voltaje predefinidos aceptables para el correcto funcionamiento de la batería. El circuito amplificador de error A comprende específicamente un circuito de medición M del voltaje  $V_{Batt}$  suministrado a la batería B.

Con referencia a las realizaciones preferidas específicas ilustradas en las Figuras 1 y 7, el circuito de medición M para medir el voltaje suministrado a la batería  $V_{Batt}$  comprende un par de diodos Zener D1, D4 conectados en serie entre sí y a un divisor resistivo R15, R28, R30.

El voltaje de la batería  $V_{Batt}$  se mide mediante los diodos Zener D1 y D4 y mediante el divisor resistivo formado por las resistencias R15, R28, R30. El divisor resistivo R15, R28, R30 junto con un condensador C4 constituye además un filtro de paso bajo para limitar la ondulación en el voltaje de la batería  $V_{Batt}$ .

La suma de los voltajes de los dos diodos Zener D1, D4 se selecciona entre 13,0V y 13,6V con el fin de limitar la absorción de corriente de la batería con el motor endotérmico del generador Goff.

Además, el circuito amplificador de error A comprende al menos un amplificador operacional U6 provisto de una entrada no inversora conectada a un voltaje de referencia y con una entrada inversora conectada al circuito de medición M. El amplificador operacional U6 está configurado para suministrar la señal de voltaje de verificación  $V_e$  en la salida.

En particular, el voltaje de referencia está determinado por la caída de voltaje en un diodo D6 cuando este es cruzado por la corriente limitada por una resistencia R27 conectada entre el voltaje  $V_{cc}$  y el ánodo del propio diodo D6.

Además, la relación entre los valores de resistencia de las resistencias R26 y R29 conectadas entre la entrada de inversión y la salida y entre la entrada de inversión y el circuito de medición M respectivamente, que es de aproximadamente 100, determina la ganancia del amplificador operativo U6 en la configuración de inversión.

Por lo tanto, al seleccionar adecuadamente los valores de estas resistencias R26 y R29, la señal de voltaje de verificación  $V_e$  presente en la salida del amplificador operacional U6 variará linealmente desde un valor de voltaje mínimo aceptable hasta un valor de voltaje máximo aceptable. Por ejemplo, el valor de voltaje mínimo aceptable puede ser 0V con un voltaje de batería de 14,4V, mientras que el valor de voltaje máximo aceptable puede ser  $V_{cc}$  con un voltaje de batería de 14,6V. Esta desviación del valor de voltaje de la batería, que corresponde a la condición de carga completa y carga ausente en sus extremos, respectivamente, es ampliamente aceptable para las aplicaciones

consideradas.

Además, el circuito de limitación de corriente A, L comprende, para cada conjunto de rectificación  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ , al menos un circuito de verificación y limitación L conectado operativamente al sensor de corriente S', al circuito amplificador de error A y al circuito de salida O. El circuito de verificación y limitación L está configurado para pilotar el circuito de salida O, con el fin de realizar un control de fase de la corriente rectificadora  $I_{BATT A}$  ( $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$ ) suministrada a la batería B cuando varía la señal de voltaje de verificación  $V_e$ .

Cuando la salida  $V_B$  del primer sensor Hall unipolar H1 cambia a un valor lógico alto, el transistor Q5 será pilotado en conducción por medio de las dos resistencias R18 y R23. Al mismo tiempo, el transistor Q3 será interceptado, porque su base no está polarizada, siendo la corriente proveniente de la resistencia R3 a prueba de cortocircuitos contra tierra por el transistor Q5.

Debido a que el transistor Q3 está interceptado, el condensador C3 puede cargarse a sí mismo con la regla del exponente negativo en el valor asintótico resultante de la fórmula  $V_{CC} \times R_{20} / (R_2 + R_{20})$ .

El patrón del voltaje  $V_{C3}$  del condensador C3 se muestra en la Figura 6.

La señal  $V_{C3}$  se aplica a la entrada no inversora del comparador U1, mientras que a la entrada inversora se aplica la señal de salida  $V_e$  del amplificador operacional U6.

Cuando el valor de la señal  $V_{C3}$  excede el valor de la señal  $V_e$ , la salida del comparador U1 cambia al valor lógico alto por medio de la resistencia R1. Dicho valor lógico alto se aplica por medio del diodo D2 a la entrada LI del controlador de medio puente U2 y, por medio del divisor resistivo formado por las resistencias R17 y R22, a la base del transistor Q4, poniéndolo en conducción. La conducción de Q4 fuerza la entrada HI del controlador de medio puente U2 a un valor lógico bajo.

Las entradas LI y HI del controlador de medio puente U2 están en valor lógico alto y bajo respectivamente, las salidas LO y HO del propio controlador estarán en valor lógico alto y bajo respectivamente, por lo que el segundo transistor MOS de Potencia Q2 estará en conducción mientras que el primer transistor MOS de Potencia Q1 estará interceptado.

Tras la variación en el valor de la señal  $V_e$ , que es inversamente proporcional al valor del voltaje de la batería  $V_{Batt}$ , se logra un control de fase de la corriente  $I_{Batt A}$  suministrada por el generador G a la batería.

La segunda realización posible del rectificador síncrono trifásico RT según la invención, donde el sensor de corriente S" comprende un único sensor Hall lineal magnético (H). Dicha segunda realización se muestra en las Figuras 7-10.

Con referencia a dicha segunda realización, el sensor de corriente S" comprende un sensor Hall lineal magnético H conectado al elemento toroidal T hecho de un material magnético. El sensor Hall lineal H está configurado para generar un voltaje de salida  $V_u$  que reproduce el patrón de la corriente de fase  $I_A$  ( $I_B$ ,  $I_C$ ) en el cable C con un desplazamiento de voltaje igual a un valor predefinido.

En particular, como se muestra en las Figuras 8 y 9, el elemento toroidal T está provisto de un entrehierro TR y el sensor Hall lineal H está dispuesto dentro del entrehierro TR.

En particular, con referencia al uso de un único sensor Hall H de tipo lineal, el voltaje de salida  $V_u$  del sensor H reproduce el patrón de la corriente  $I_A$  en el cable de fase C con un desplazamiento de voltaje igual a  $V_{CC}/2$ . Dicho patrón de la salida de voltaje  $V_u$  del sensor Hall H se muestra en la Figura 10.

En este caso, la corriente  $I_A$  que pasa por el interior del elemento toroidal T en ferrita induce un flujo magnético en el entrehierro TR proporcional al mismo que, al atravesar el sensor Hall lineal H, genera a su vez un voltaje de salida  $V_u$  con un valor igual a  $V_{CC}/2 + (K \times I_A)$ , donde K representa la constante de proporcionalidad entre la corriente  $I_A$  y el voltaje de salida  $V_u$ .

Todavía con referencia a la segunda realización posible del rectificador síncrono trifásico RT, el sensor de corriente S" comprende un primer comparador de voltaje U1A y un segundo comparador de voltaje U1B. El sensor Hall lineal H está conectado a la entrada inversora del primer comparador de voltaje U1A y a la entrada no inversora del segundo comparador de voltaje U1B.

El segundo comparador de voltaje U1B está configurado para:

- cambiar su voltaje de salida  $V_B$  de un valor de voltaje bajo (0V) a un valor de voltaje alto ( $V_{CC}$ ) en un primer valor umbral predefinido  $V_{T1}$ , cuando la corriente de fase  $I_A$  es positiva y creciente;
- cambiar su voltaje de salida  $V_B$  de un valor de voltaje alto ( $V_{CC}$ ) a un valor de voltaje bajo (0V) en un segundo valor umbral predefinido  $V'_{T1}$ , cuando la corriente de fase  $I_A$  es positiva y decreciente.

El primer comparador de voltaje U1A está configurado para:

- cambiar su voltaje de salida  $V_A$  de un valor de voltaje bajo (0V) a un valor de voltaje alto ( $V_{CC}$ ) en un primer valor umbral predefinido  $V_{T2}$ , cuando la corriente de fase  $I_A$  es negativa y decreciente;
- cambiar su voltaje de salida  $V_A$  de un valor de voltaje alto ( $V_{CC}$ ) a un valor de voltaje bajo (0V) en un segundo valor umbral predefinido  $V'_{T2}$ , cuando la corriente de fase  $I_A$  es negativa y creciente.

En particular, a partir del diagrama de cableado de la Figura 7, se puede observar que la señal de salida  $V_U$  del sensor Hall lineal H se aplica directamente a la entrada inversora del primer comparador de voltaje U1A y, por medio de la resistencia R14, a la entrada no inversora del segundo comparador de voltaje U1B.

El primer comparador de voltaje U1A conectado como se muestra en la Figura 7 está configurado para funcionar como un comparador de voltaje inversor con histéresis y los valores de voltaje umbral de disparo se definen por medio de los valores de resistencia seleccionados para las resistencias R7, R24 y R12.

El segundo comparador de voltaje U1B conectado como se muestra en la Figura 7 está configurado para funcionar como un comparador de voltaje no inversor con histéresis y los valores de voltaje umbral de disparo se definen por medio de los valores de resistencia seleccionados para las resistencias R8, R25, R19 y R14.

Los umbrales de voltaje de disparo de los comparadores anteriores se pueden establecer haciendo referencia a los valores de umbral de corriente  $I_{T1}$ ,  $I'_{T1}$ ,  $I_{T2}$  e  $I'_{T2}$  ya mencionados en caso de uso del sensor de corriente S' con dos sensores Hall unipolares H1 y H2 descritos anteriormente, haciendo uso de la fórmula mostrada anteriormente para el cálculo del valor de voltaje de salida  $V_U$ .

A modo de ejemplo, a partir del umbral de corriente  $I_{T1}$ , el umbral de voltaje  $V_{T1}$  se establece igual al valor  $V_{CC}/2+(K \times I_{T1})$ .

De la misma manera, los otros umbrales de disparo se pueden establecer de la siguiente manera:  $V'_{T1}=V_{CC}/2+(K \times I'_{T1})$ ;  $V_{T2}=V_{CC}/2+(K \times I_{T2})$ ;  $V'_{T2}=V_{CC}/2+(K \times I'_{T2})$ .

Las señales de salida  $V_A$  y  $V_B$  de los dos comparadores de voltaje U1A y U1B se comportarán exactamente como las señales de salida  $V_A$  y  $V_B$  de los dos sensores Hall unipolares H1 y H2 considerados anteriormente con referencia a la primera realización posible, dejando sin cambios el funcionamiento del circuito aguas abajo de los propios comparadores de voltaje U1A y U1B.

La Figura 10 muestra los patrones de las señales descritas anteriormente en caso de funcionamiento con un sensor de corriente S" provisto de un sensor Hall lineal H.

Con referencia a ambas realizaciones, a partir de las Figuras 6 y 10 parece evidente que la corriente de la batería  $I_{BATT S}$  está dada por la suma de las 3 corrientes  $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$  e  $I_{BATT C}$  relacionadas con las 3 fases, idénticas entre sí en cuanto al valor, pero desfasadas en  $120^\circ$ . Al tener un equilibrio efectivo de las corrientes en las fases, tenemos como consecuencia un "reparto de carga" entre las propias fases.

Esta característica ayuda a optimizar la eficiencia del sistema generador-regulador, evitando así el sobrecalentamiento de una fase en comparación con las demás, como en el caso de las corrientes en diferentes fases.

En la práctica, se ha observado que la invención descrita logra los objetivos propuestos.

En particular, el uso de un sensor de corriente que consiste en un elemento toroidal hecho de un material magnético, que consiste típicamente en ferrita, atravesado por el cable de fase conectado al generador de imán permanente, junto con el uso de un entrehierro en el toroide de ferrita dentro del cual se colocan uno o dos sensores Hall, permite detectar con precisión el cruce por cero de la corriente de las fases del generador, mientras que al mismo tiempo mantiene tiempos de respuesta adecuados del sistema de sincronización.

Además, el uso de los dispositivos MOS de Potencia que poseen la resistencia de conducción  $R_{DS(on)}$  por debajo de  $1m\Omega$ , además de permitir una baja disipación, permite una baja caída de voltaje entre el generador y la batería. En el caso de una corriente de batería de 40 A, esta caída pasa de aproximadamente 2 V en el caso de un diodo trifásico o puente SCR a solo unas pocas décimas de mV, dependiendo de la resistencia de conducción  $R_{DS(on)}$  del transistor MOS de Potencia utilizado.

Por lo tanto, esta característica permite que el generador suministre más corriente, sobre todo a bajas velocidades de rotación.

REIVINDICACIONES

1. Un rectificador síncrono trifásico (RT) para el cargador de baterías a bordo del vehículo, que comprende:

5 tres conjuntos de rectificación ( $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ ) provistos de entradas respectivas conectadas a fases respectivas de un generador de imán permanente (G) y con salidas respectivas conectadas a una batería (B) de un vehículo; donde dichos conjuntos de rectificación ( $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ ) están configurados para recibir en la entrada corrientes de fase respectivas ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) de dicho generador (G) y para suministrar en la salida corrientes rectificadas ( $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$ ); y

10 donde cada uno de dichos conjuntos de rectificación ( $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ ) comprende un sensor de corriente (S', S'') conectado a una fase respectiva de dicho generador (G) y un circuito de salida respectivo (O) conectado a dicha batería y conectado operativamente a dicho sensor de corriente (S', S'');

dicho sensor de corriente (S', S'') está configurado para recibir en la entrada una corriente de fase respectiva ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) y dicho circuito de salida (O) está configurado para ser pilotado por medio de dicho sensor de corriente (S', S'') para generar dichas corrientes rectificadas ( $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$ );

15 donde dicho sensor de corriente (S', S'') comprende al menos un elemento toroidal (T) hecho de un material magnético atravesado por un cable (C) que transporta dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) y al menos un sensor de efecto Hall (H1, H2, H) conectado a dicho elemento toroidal (T) y a dicho circuito de salida (O).

20 **caracterizado porque** dicho sensor de corriente (S') comprende un primer sensor de Hall unipolar digital (H1) y un segundo sensor de Hall unipolar digital (H2) conectado a dicho elemento toroidal (T) hecho de un material magnético, dichos primer y segundo sensores de Hall unipolares (H1, H2) están configurados para funcionar en presencia de niveles respectivos y predefinidos de flujo magnético en dicho elemento toroidal (T), donde dicho elemento toroidal (T) está provisto de un entrehierro (TR) y dichos primer y segundo sensores de Hall (H1, H2) están dispuestos dentro de dicho entrehierro (TR) uno al lado del otro y girados 180 grados uno con respecto al otro, donde dicho primer sensor Hall unipolar (H1) está configurado para cambiar su voltaje de salida ( $V_B$ ) de un valor de voltaje bajo (0V) a un valor de voltaje alto (Vcc) en un primer valor umbral positivo predefinido ( $I_{T1}$ ), cuando dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) es positiva y creciente, y para cambiar su voltaje de salida ( $V_B$ ) del valor de voltaje alto (Vcc) al valor de voltaje bajo (0V) en un segundo valor umbral positivo predefinido ( $I'_{T1}$ ), cuando dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) es positiva y decreciente, y donde dicho segundo sensor Hall unipolar (H2) está configurado para cambiar su voltaje de salida ( $V_A$ ) del valor de voltaje bajo (0V) al valor de voltaje alto (Vcc) en un primer valor umbral negativo predefinido ( $I_{T2}$ ), cuando dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) es negativa y decreciente, y para cambiar su voltaje de salida ( $V_A$ ) del valor de voltaje alto (Vcc) al valor de voltaje bajo (0V) en un segundo valor umbral negativo predefinido ( $I'_{T2}$ ), cuando dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) es negativa y creciente;

35 o **porque dicho** sensor de corriente (S'') comprende un sensor Hall lineal magnético (H) conectado a dicho elemento toroidal (T) hecho de un material magnético, dicho sensor Hall lineal (H) está configurado para generar un voltaje de salida ( $V_u$ ) que reproduce el patrón de dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) en el cable (C) con un desplazamiento de voltaje igual a un valor predefinido, donde dicho elemento toroidal (T) está provisto de un entrehierro (TR) y dicho sensor Hall lineal (H) está dispuesto dentro de dicho entrehierro (TR), donde dicho sensor de corriente (S'') comprende un primer comparador de voltaje (U1A) y un segundo comparador de voltaje (U1B), donde dicho sensor Hall lineal (H) está conectado a la entrada inversora de dicho primer comparador de voltaje (U1A) y a la entrada no inversora del segundo comparador de voltaje (U1B), donde dicho segundo comparador de voltaje (U1B) está configurado para cambiar su voltaje de salida ( $V_B$ ) de un valor de voltaje bajo (0V) a un valor de voltaje alto (Vcc) en un primer valor umbral positivo predefinido ( $I_{T1}$ ), cuando dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) es positiva y creciente, y para cambiar su voltaje de salida ( $V_B$ ) del valor de alto voltaje (Vcc) al valor de bajo voltaje (0V) en un segundo valor umbral positivo predefinido ( $I'_{T1}$ ), cuando dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) es positiva y decreciente, y donde dicho primer comparador de voltaje (U1A) está configurado para cambiar su voltaje de salida ( $V_A$ ) del valor de bajo voltaje (0V) al valor de alto voltaje (Vcc) en un primer valor umbral negativo predefinido ( $V_{T2}$ ), cuando dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) es negativa y decreciente, y para cambiar su voltaje de salida ( $V_A$ ) del valor de alto voltaje (Vcc) al valor de bajo voltaje (0V) en un segundo valor umbral negativo predefinido ( $V'_{T2}$ ), cuando dicha corriente de fase ( $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ) es negativa y creciente.

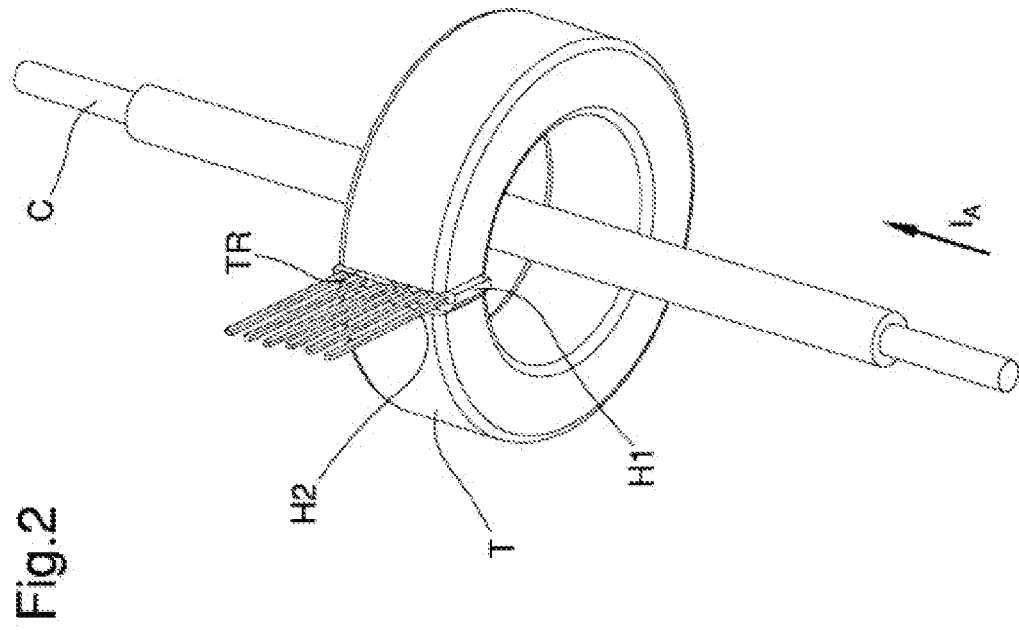
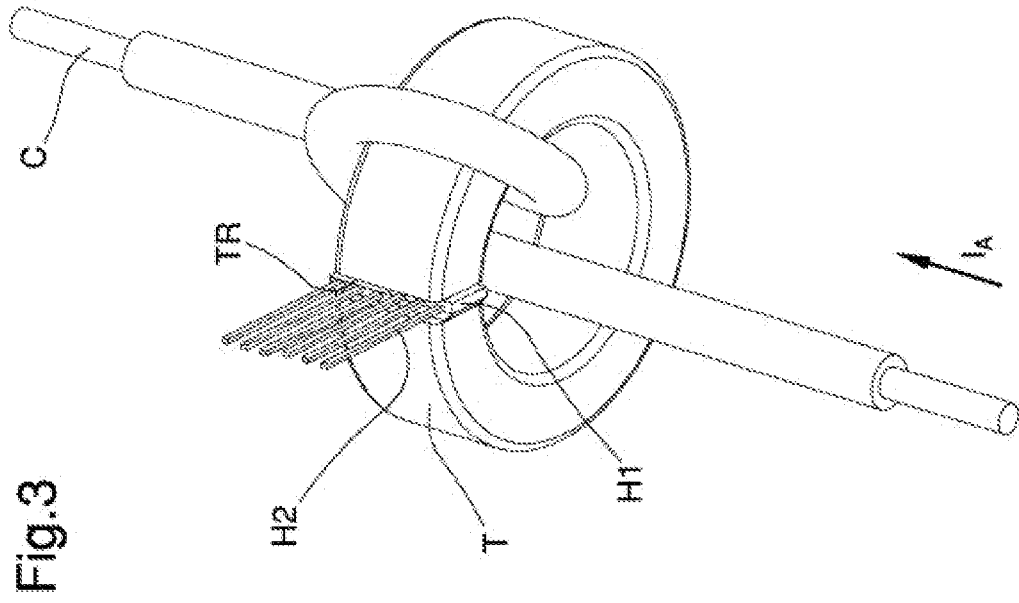
2. Rectificador síncrono trifásico (RT) según la reivindicación 1, **caracterizado por** el hecho de que dicho sensor (S', S'') comprende una pluralidad de devanados de dicho cable (C) alrededor de al menos una porción de dicho elemento toroidal (T).

3. Rectificador síncrono trifásico (RT) según una o más de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado por** el hecho de que dicho circuito de salida (O) comprende al menos un primer transistor MOS de Potencia (Q1) y al menos un segundo transistor MOS de Potencia (Q2) conectado operativamente a dicho sensor de corriente (S', S'') y adaptado para ser pilotado por medio de dicho sensor de corriente (S', S'') para generar dichas corrientes rectificadas ( $I_{BATT A}$ ,  $I_{BATT B}$ ,  $I_{BATT C}$ ).

4. Rectificador síncrono trifásico (RT) según la reivindicación 3, **caracterizado por** el hecho de que dicho circuito de salida (O) comprende al menos un controlador de medio puente (U2) interpuesto operativamente entre dicho sensor de corriente (S', S'') y dichos transistores primero y segundo MOS de Potencia (Q1, Q2).

5. Rectificador síncrono trifásico (RT) según la reivindicación 4, **caracterizado por** el hecho de que dicho controlador de medio puente (U2) está provisto de una primera entrada (H1) conectada a dicho primer sensor Hall unipolar (H1) y con una segunda entrada (LI) conectada a dicho segundo sensor Hall unipolar (H2).
- 5 6. Un rectificador síncrono trifásico (RT) según una o más de las reivindicaciones anteriores, **caracterizado por** el hecho de que comprende un circuito limitador de corriente (A, L) configurado para limitar la corriente suministrada por dicho generador (G) a dicha batería (B) en el caso de que el voltaje ( $V_{Batt}$ ) suministrado a la batería (B) exceda un valor deseado predefinido.
- 10 7. Rectificador síncrono trifásico (RT) según la reivindicación 6, **caracterizado por** el hecho de que dicho circuito limitador de corriente (A, L) comprende un circuito amplificador de error (A) configurado para medir dicho voltaje suministrado a la batería ( $V_{Batt}$ ) y para suministrar una señal de voltaje de verificación ( $V_e$ ) en la salida que varía entre valores de voltaje predefinidos aceptables para el correcto funcionamiento de dicha batería.
- 15 8. Rectificador síncrono trifásico (RT) según la reivindicación 7, **caracterizado por** el hecho de que dicho circuito amplificador de error (A) comprende un circuito de medición (M) de dicho voltaje ( $V_{Batt}$ ) suministrado a la batería (B).





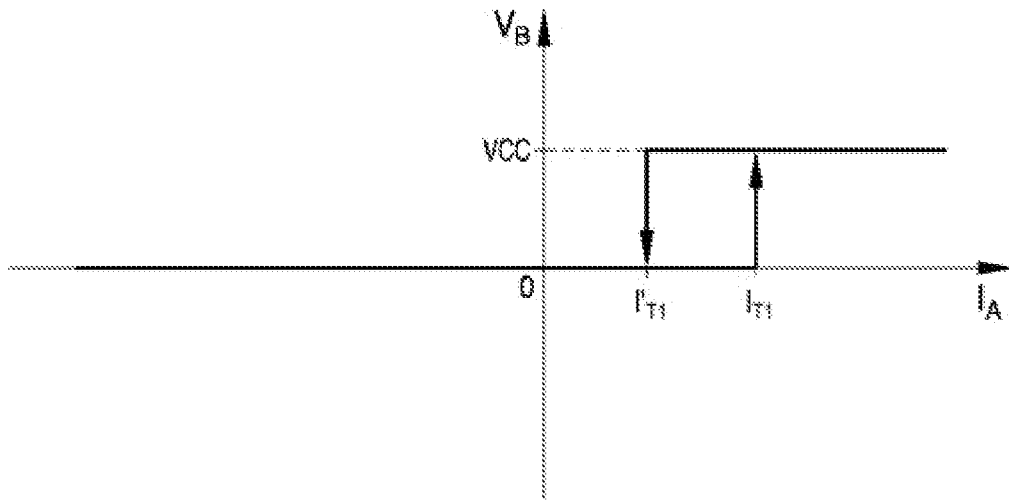


Fig.4

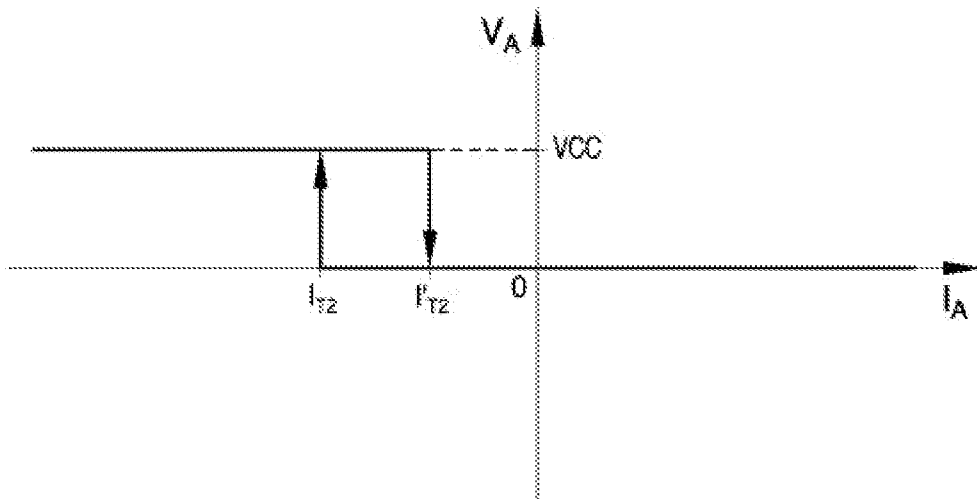


Fig.5

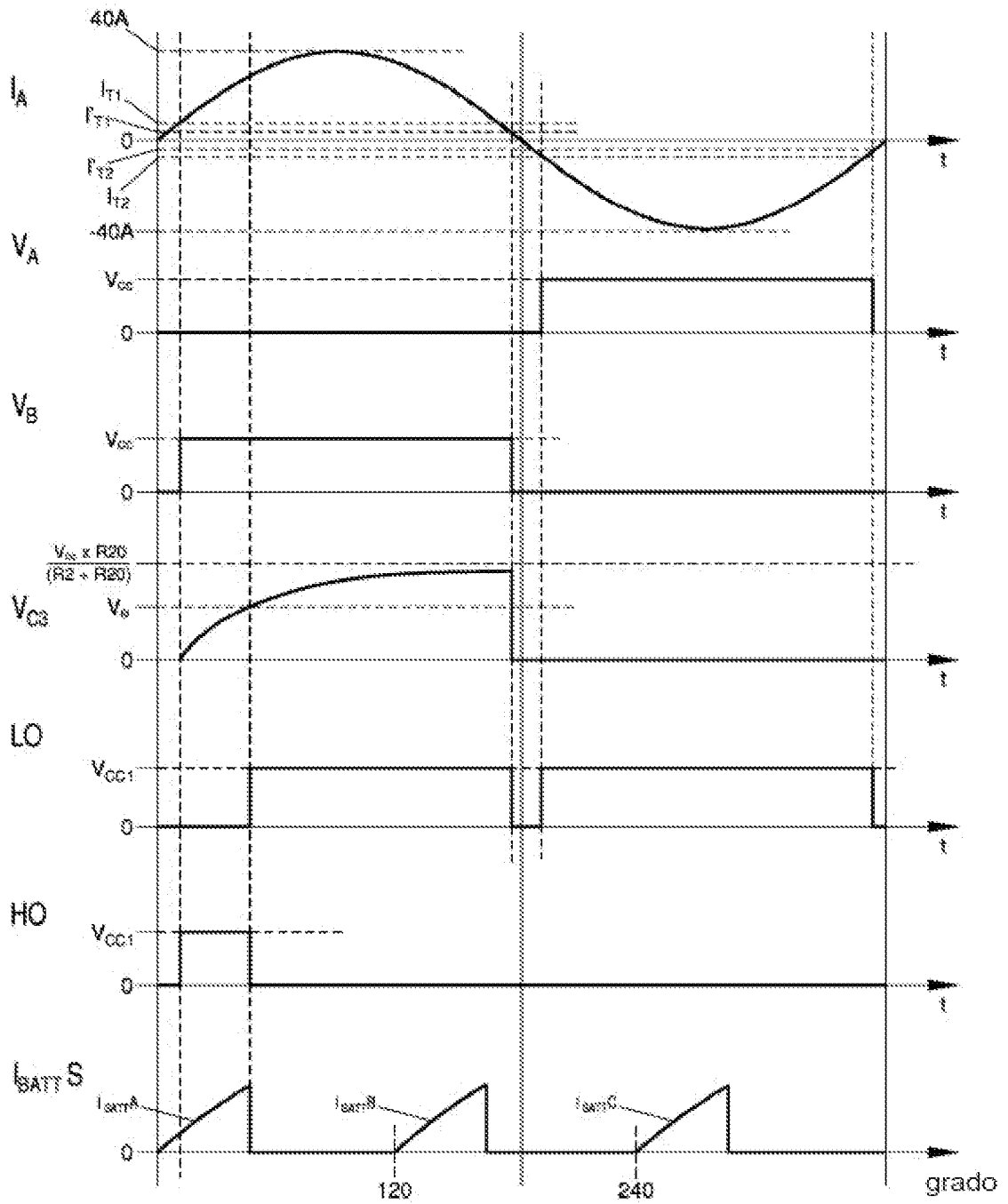


Fig.6

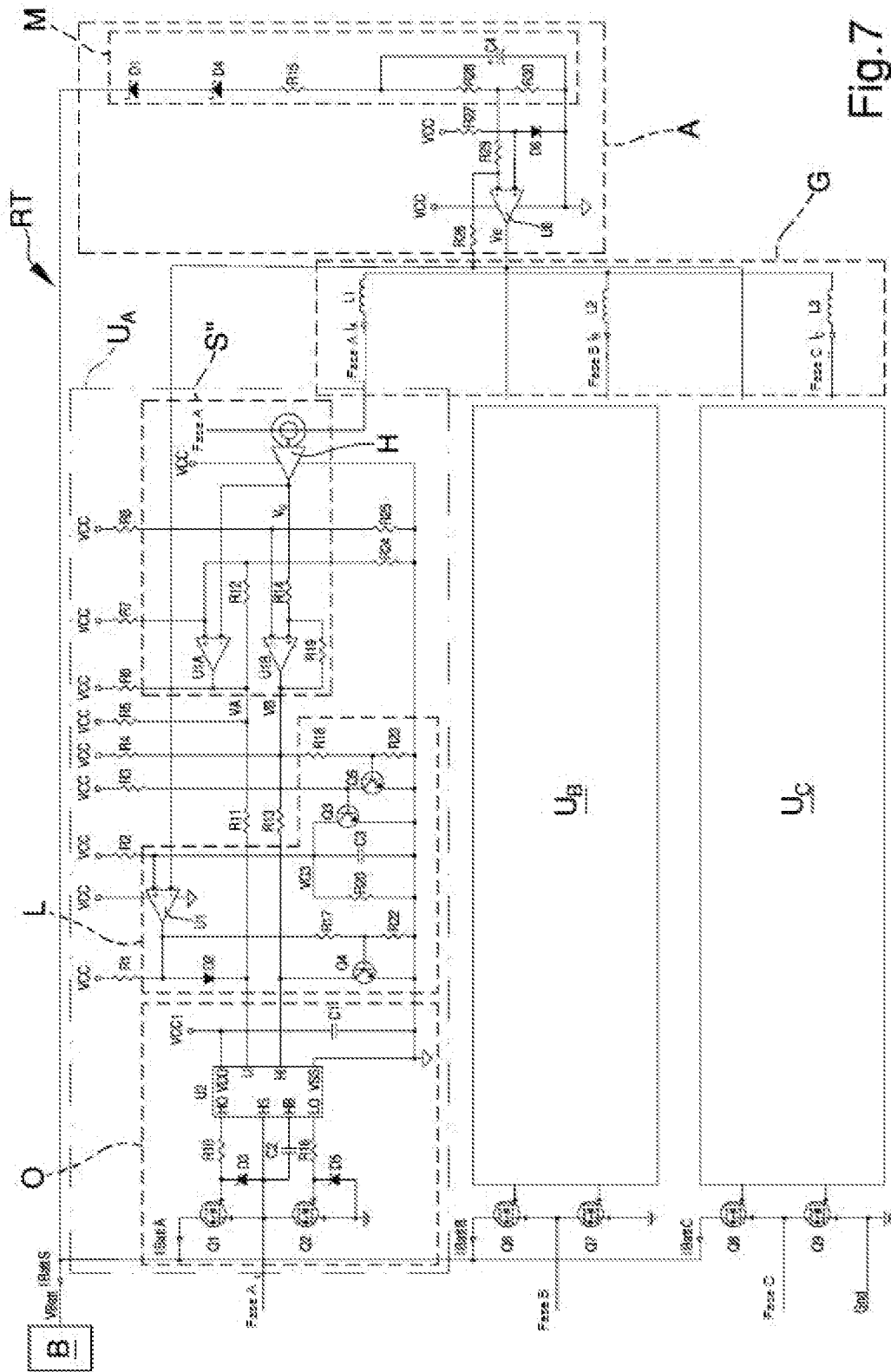


Fig. 7

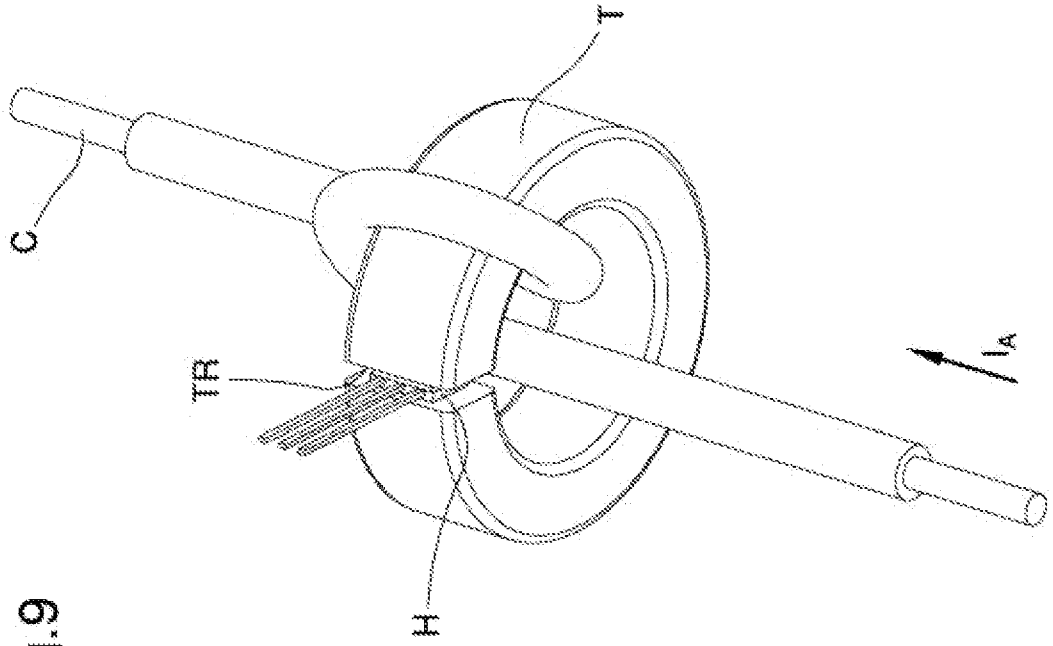


Fig.9

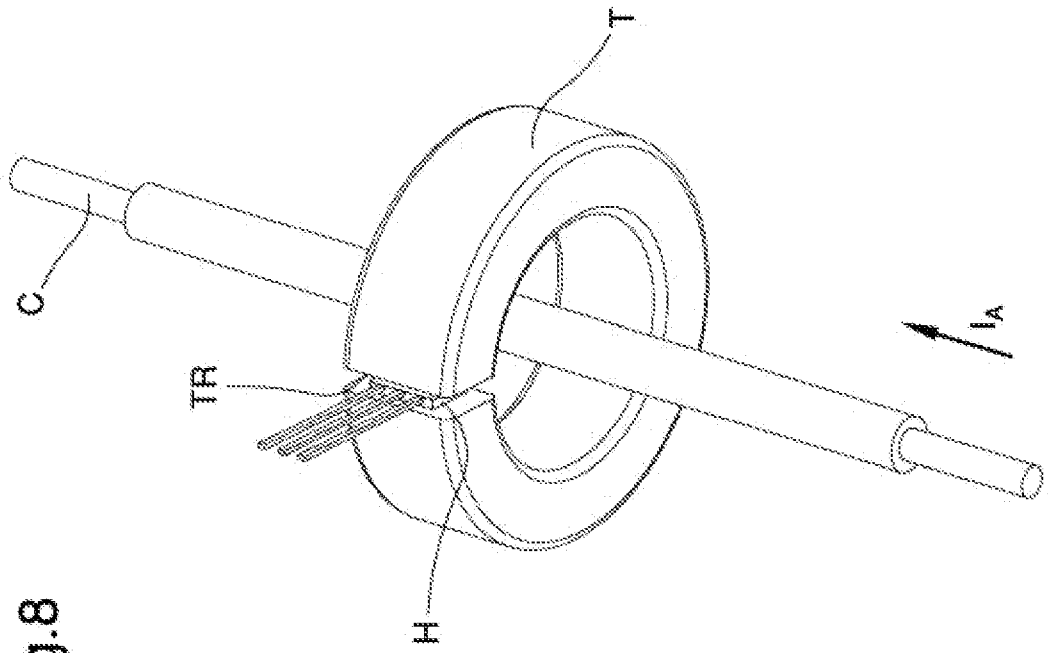


Fig.8

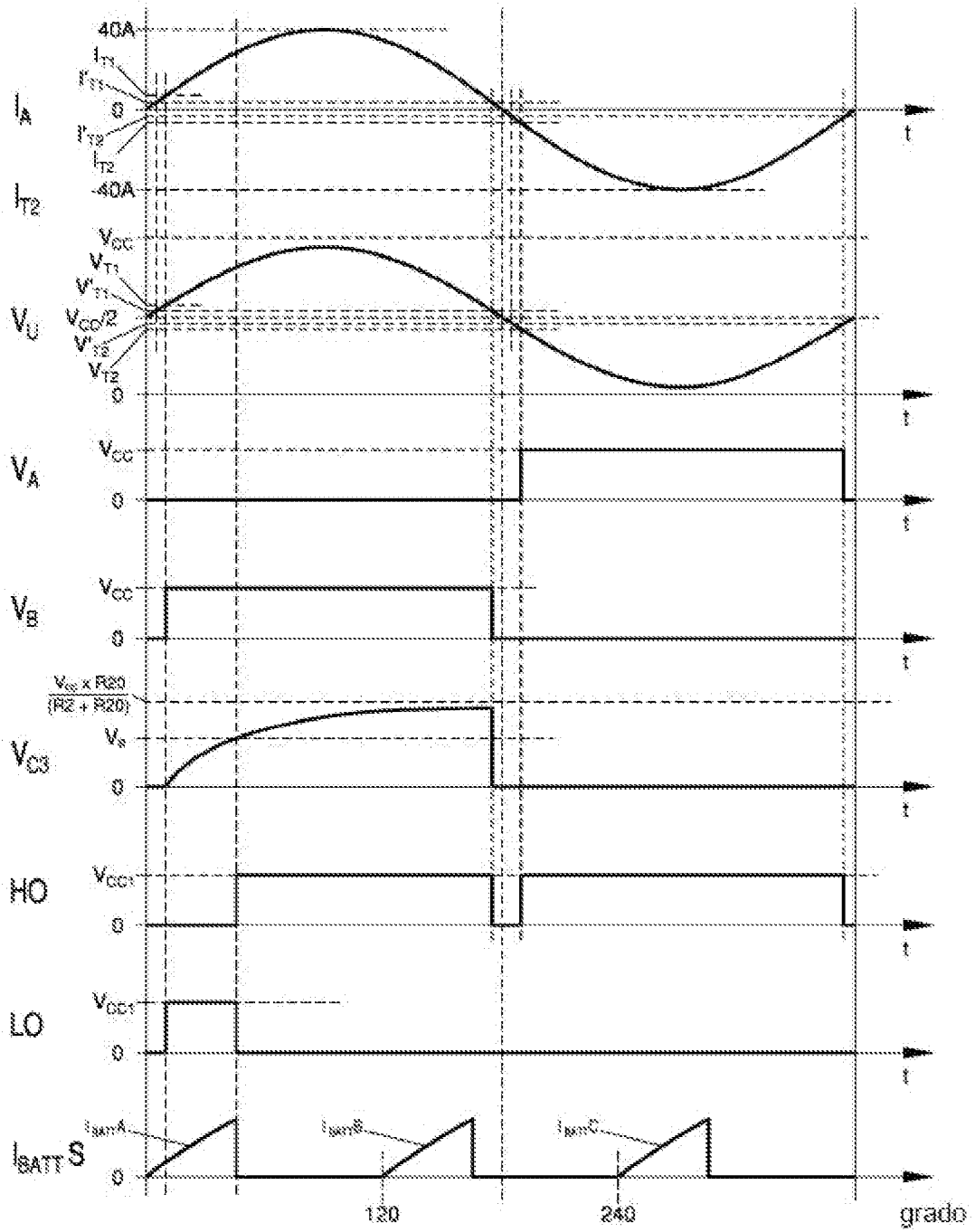


Fig.10