

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 658 835**

51 Int. Cl.:

H02M 1/08 (2006.01)

H02M 5/293 (2006.01)

H05B 39/04 (2006.01)

H05B 33/08 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **08.02.2013** **E 13305159 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **15.11.2017** **EP 2634900**

54 Título: **Variador eléctrico de dos hilos**

30 Prioridad:

02.03.2012 FR 1200635

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

12.03.2018

73 Titular/es:

LEGRAND FRANCE (50.0%)
128, avenue du Maréchal de Lattre de Tassigny
87000 Limoges, FR y
LEGRAND SNC (50.0%)

72 Inventor/es:

LANJOU, SÉBASTIEN y
COUJEAN, LAURENT

74 Agente/Representante:

CURELL AGUILÁ, Mireia

ES 2 658 835 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

Variador eléctrico de dos hilos.

5 **Campo técnico al que se refiere la invención**

La presente invención se refiere de manera general a la alimentación eléctrica de una carga, tal como una bombilla, mediante un variador eléctrico de dos hilos.

10 Se refiere más particularmente a un variador eléctrico tal como se define en el preámbulo de la reivindicación 1.

Antecedentes tecnológicos

15 Un variador eléctrico es un aparellaje instalado generalmente en una pared de una habitación, a disposición de los usuarios, para hacer variar la intensidad luminosa de una o de varias bombillas.

La red eléctrica suministra una tensión alterna periódica, formando cada uno de sus periodos una "alternancia". El variador eléctrico está concebido, por tanto, para transmitir a la bombilla únicamente una parte de cada semi-alternancia de la tensión alterna suministrada por la red eléctrica. Se dice, por lo tanto, que "corta" la tensión alterna.

Se entiende que este corte debe estar sincronizado de manera precisa con la tensión alterna suministrada por la red eléctrica para que la intensidad transmitida a la carga permanezca constante de una alternancia a otra.

25 En la actualidad se conocen dos tipos de variadores eléctricos: los variadores denominados "de dos hilos" y los variadores denominados "de tres hilos".

Los variadores de tres hilos comprenden un terminal de entrada conectado a la red eléctrica local, un terminal de salida conectado a la carga, y un terminal conectado al neutro. La utilización del neutro garantiza, por tanto, una buena sincronización del corte con respecto a la tensión alterna suministrada por la red eléctrica, ya que el variador eléctrico no está sometido a las variaciones de tensión inducidas por la carga.

Por su parte, los variadores de dos hilos comprenden únicamente un terminal de entrada conectado a la red eléctrica local y un terminal de salida conectado a la carga. Están conectados por tanto en serie con la carga, lo cual simplifica su montaje, especialmente en caso de sustitución de un interruptor antiguo por un variador eléctrico. No están conectados, en cambio, al neutro, lo cual hace que su sincronización sea más compleja.

A partir del documento FR 2 802 360 se conoce un variador eléctrico de dos hilos, tal como se ha definido en la introducción, cuya unidad de sincronización permite sincronizar la unidad de pilotaje con la tensión alterna suministrada por la red eléctrica, transmitiendo a esta unidad de pilotaje una señal de sincronización cada vez que la tensión alterna pasa por 0.

Si bien se constata un funcionamiento perfecto de este variador eléctrico cuando la carga presenta un comportamiento eléctrico del tipo resistivo (bombilla incandescente, etc.), se observa en cambio un parpadeo de la carga cuando la misma presenta un comportamiento eléctrico del tipo no resistivo (bombilla de diodos electroluminiscentes, bombilla fluocompacta, etc.). Se observa asimismo que este problema de parpadeo es tanto más importante por cuanto que la carga comprende un número elevado de bombillas con comportamientos no resistivos.

La solicitante ha observado que este problema de parpadeo era provocado por los circuitos electrónicos embarcados en estas bombillas con comportamientos no resistivos. Estos circuitos electrónicos generan efectivamente un efecto de arrastre (es decir, una tensión residual en los terminales de cada bombilla) que tiene como consecuencia deformar la tensión eléctrica a la cual se refiere la unidad de sincronización para sincronizar la unidad de pilotaje.

Por lo tanto, al basarse la sincronización de la unidad de pilotaje en una señal no periódica, la misma se realiza de forma aleatoria. Se entiende así que el pilotaje de la unidad de potencia del variador se realiza de forma inestable, lo cual provoca un corte aleatorio de la tensión alterna y, por tanto, de las variaciones de la corriente transmitida a la carga que generan los parpadeos observados.

Se conoce, por otra parte, a partir del documento de Joos G *et al.*: "A novel line synchronization scheme for static power converters" (IECON 1989, Filadelfia, IEEE, US, vol. 1/4, 6 de noviembre de 1989, páginas 136 a 142, XP000130621), un procedimiento de filtrado de una señal que permite reducir los efectos de la distorsión de una corriente de entrada.

Asimismo, a partir del documento EP 2 015 616, se conoce un procedimiento que permite reconocer el tipo de la

carga conectada al variador.

Objetivo de la invención

5 Con el fin de remediar el inconveniente del estado de la técnica citado previamente, la presente invención propone un variador eléctrico cuya unidad de sincronización no está perturbada por los efectos de arrastre.

Más particularmente, se propone según la invención un variador eléctrico tal como se define en la reivindicación 1.

10 El filtro estabilizador está concebido para transformar "la tensión eléctrica admitida en el terminal de entrada" (que es diferente de la tensión en los terminales de la red eléctrica local) de manera que la hace periódica, a una frecuencia igual a la de la tensión en los terminales de la red eléctrica local. El filtro tampón permite, por su parte, evitar que el filtro estabilizador deforme "la tensión eléctrica admitida en el terminal de entrada".

15 Así, la etapa estabilizada permite suministrar una señal estabilizada y periódica, que permita que la unidad de pilotaje mande la unidad de potencia de tal manera que la carga no parpadee.

20 La etapa no estabilizada permite, por su parte, sincronizar, en unos momentos particulares (especialmente mientras el usuario hace variar la intensidad luminosa de la carga con la ayuda de un botón de mando), la unidad de pilotaje de una manera homóloga a la conocida del estado de la técnica.

25 Así, gracias a la etapa estabilizada, la sincronización de la unidad de pilotaje funciona sea cual sea el tipo de la carga conectada al variador eléctrico, con independencia de si genera o no efectos de arrastre.

Se observará por otra parte, que la etapa estabilizada genera la señal de sincronización estabilizada basándose en la tensión suministrada al terminal de entrada, de tal modo que la sincronización funciona sea cual sea la tensión local (110 o 220 o 230 V) y sea cual sea la frecuencia local (50 o 60 Hz).

30 En las reivindicaciones 2 a 15 se definen otras características ventajosas y no limitativas del variador eléctrico de acuerdo con la invención.

Descripción detallada de un ejemplo de realización

35 La descripción siguiente con referencia a los dibujos adjuntos, dados a título de ejemplos no limitativos, conseguirá que se entienda en qué consiste la invención y cómo puede realizarse.

En los dibujos adjuntos:

- 40 - la figura 1 es una vista esquemática del circuito eléctrico del variador eléctrico según la invención;
- la figura 2 es una vista esquemática de la unidad de sincronización del variador eléctrico de la figura 1;
- 45 - la figura 3 es un esquema eléctrico de la unidad de sincronización de la figura 2;
- la figura 4 es una gráfica que ilustra las variaciones de las tensiones de entrada y de salida, y de la corriente de salida en función del tiempo, con una bombilla incandescente pilotada en modo inductivo;
- 50 - la figura 5 es una gráfica que ilustra las variaciones de las tensiones de entrada y de salida y de la corriente de salida en función del tiempo, con una bombilla incandescente pilotada en modo capacitivo;
- la figura 6 es una gráfica que ilustra las variaciones de las tensiones de entrada y de salida y de la corriente de salida en función del tiempo, con una bombilla fluocompacta pilotada en modo capacitivo;
- 55 - la figura 7 es una gráfica que ilustra las variaciones de las tensiones de entrada y de salida y de la corriente de salida en función del tiempo, con una bombilla de diodos electroluminiscentes pilotada en modo inductivo;
- 60 - la figura 8 es una gráfica que ilustra las variaciones de la tensión de entrada, de la señal atenuada y de la señal de sincronización no estabilizada en función del tiempo (las tensiones y las señales no se han representado a la misma escala),
- la figura 9 es una gráfica que ilustra las variaciones de la señal atenuada, de la señal filtrada y de la señal reconstituída en función del tiempo,
- 65 - la figura 10 es un algoritmo de funcionamiento de la unidad de pilotaje del variador eléctrico de la figura 1,

en modo inductivo;

- la figura 11 es un algoritmo de funcionamiento de la unidad de pilotaje del variador eléctrico de la figura 1, en modo capacitivo;
- las figuras 12 a 14 son unas gráficas que ilustran las variaciones de la señal filtrada, de la señal reconstituida y de la señal de sincronización estabilizada en función del tiempo, en modo capacitivo.

En la figura 1, se ha representado una carga 3 conectada a una red de distribución eléctrica 2 por medio de un variador eléctrico 1.

La red de distribución eléctrica 2 suministra a sus terminales una tensión alterna, denominada tensión de entrada U_e .

Esta tensión de entrada U_e es periódica. Cada uno de sus periodos está compuesto por una semialternancia positiva y por una semialternancia negativa.

La frecuencia y la amplitud de esta tensión de entrada U_e varían de un país al otro. Así, su frecuencia podrá ser igual a 50 o 60 Hz. La tensión, por su parte, podrá ser igual a 110, 220, 230 o incluso 240 V.

La carga 3, por su parte, podrá estar formada por una o varias bombillas, conectadas en serie o en paralelo.

Se distinguirán en este caso tres tipos de cargas 3: las cargas con comportamientos resistivos (tales como las bombillas incandescentes), aquellas con comportamientos inductivos y aquellas con comportamientos capacitivos (tales como las bombillas de LED, por "diodos electroluminiscentes", y las bombillas fluocompactas, por "fluorescente compacta"). Estas diferencias de comportamiento se explican en particular debido a las diferencias entre los circuitos electrónicos que incorporan.

La tensión en los terminales de la carga 3 se denomina tensión de salida U_s . La corriente que pasa por esta carga 3 se denomina corriente de salida I_s .

En este caso, el variador eléctrico 1 está previsto preferentemente para intercalarse en el hilo de fase que conecta la red de distribución eléctrica 2 a la carga 3. Se denomina, por tanto, "variador de dos hilos", ya que comprende únicamente dos terminales de conexión eléctrica, de los cuales un terminal de entrada 2A conectado a la red de distribución eléctrica 2 y un terminal de salida 2B conectado a la carga 3.

Este variador eléctrico 1 comprende una placa electrónica 4 cubierta con una tapa embellecedora (no representada) de la cual emerge un órgano de mando (no representado) accionable por un usuario.

Este órgano de mando podrá presentarse bajo diversas formas, en particular en forma de una rueda pivotante o de dos botones en los que están representadas respectivamente dos flechas, de las cuales una apunta hacia arriba y la otra apunta hacia abajo. Será utilizado por el usuario cuando este último desee reducir o aumentar la intensidad luminosa desarrollada por la carga 3.

Tal como se muestra bien en la figura 1, la placa eléctrica 4 está compuesta por cinco bloques principales, de los cuales:

- una unidad de potencia 10 cuya entrada está conectada directamente al terminal de entrada 2A del variador y cuya salida está conectada directamente al terminal de salida 2B del variador,
- una unidad de pilotaje 40 que está adaptada para pilotar la unidad de potencia 10,
- una unidad de mando 30 que permite detectar cualquier movimiento del órgano de mando impuesto por el usuario, y que está concebida para transmitir a la unidad de pilotaje 40 una señal de mando S_8 relativa a este movimiento,
- una unidad de sincronización 100 de la unidad de pilotaje 40, y
- una unidad de alimentación 20 concebida para, por un lado, definir una masa y, por otro lado, extraer una parte de la corriente que circula entre los terminales de entrada 2A y de salida 2B del variador eléctrico 1 con el fin de alimentar los diferentes componentes de la placa eléctrica 4 del variador eléctrico 1, a una tensión de alimentación V_{cc} .

La unidad de potencia 10 está prevista para reducir la cantidad de corriente transmitida a la carga 3 con el fin de que desarrolle una intensidad luminosa igual a la deseada por el usuario.

Esta unidad de potencia 10, que no constituye propiamente el objeto de la presente invención, comprende, con este fin, un circuito de transistores capaz de recortar la tensión de entrada U_e suministrada por la red de distribución eléctrica 2.

5 Tal como se pondrá de manifiesto, por ejemplo, en la figura 5, cada semialternancia positiva y negativa de la tensión de salida U_s se corta así en parte durante un tiempo de corte ΔT_0 , de tal modo que la corriente media recibida por la carga 3 es reducida.

10 En este caso, esta unidad de potencia 10 comprende dos interruptores controlados biestables, tales como unos transistores IGBT.

Su principio es conocido y no se describirá en la presente memoria de forma más detallada.

15 La unidad de pilotaje 40 está concebida por tanto en particular para mandar la conmutación de estos transistores IGBT.

20 En modo establecido, es decir, cuando el órgano de mando no está accionado, la unidad de pilotaje 40 permite abrir y cerrar regularmente los transistores IGBT, a una frecuencia igual a la de la tensión de entrada U_e y de manera sincronizada con esta última, para que la intensidad de salida I_s que atraviesa la carga 3 siga siendo idéntica de una alternancia a otra.

25 En periodo transitorio, es decir, cuando un usuario desea modificar la intensidad luminosa emitida por la carga 3, la unidad de pilotaje 40 permite hacer variar la duración de corte ΔT_0 para ajustar la intensidad de salida I_s que atraviesa la carga 3.

Esta unidad de pilotaje 40 está formada, en este caso, por un microcontrolador adaptado para emitir señales de pilotaje S10, S11 hacia los dos transistores IGBT para conmutarlos.

30 Está adaptada para pilotar los dos transistores IGBT según dos modos diferentes, en función de que la carga 3 presente un comportamiento inductivo o capacitivo. Si la carga 3 presenta un comportamiento resistivo, la misma podrá ser pilotada de acuerdo con uno u otro de estos dos modos.

35 Por ello, y de manera conocida en sí misma (véase, por ejemplo, el documento FR 2 802 360), la unidad de pilotaje 40 comprende una memoria en la que se registra una información representativa del tipo de la carga 3, que se borra cada vez que la carga 3 se desconecta del variador eléctrico 1 y que se vuelve a escribir cada vez que la carga 3 se conecta al variador eléctrico 1 (permitiendo unos detectores *ad hoc* determinar el tipo de la carga 3).

40 Tal como muestra la figura 4, cuando la carga es una bombilla incandescente y el modo de pilotaje seleccionado es inductivo, la tensión de salida U_s se corta al inicio de cada semialternancia. Se habla de un pilotaje en "cierre de fase".

45 Tal como muestra la figura 5, cuando la carga es una bombilla incandescente y el modo de pilotaje seleccionado es capacitivo, la tensión de salida U_s se corta al final de cada semialternancia. Se habla de un pilotaje en "apertura de fase".

50 Tal como muestra la figura 6, en la que la carga 3 está formada, esta vez, por una bombilla de LED pilotada en modo capacitivo, se observa que la tensión de salida U_s es deformada durante un tiempo ΔT_5 por la tensión residual debida a la electrónica embarcada en la carga (se habla de efecto de arrastre).

Se observa el mismo efecto de arrastre en la figura 7 en la que la carga 3 está formada por una bombilla fluocompacta pilotada en modo inductivo, ya que la tensión de salida U_s se deforma en ella durante un tiempo ΔT_6 .

55 La señal eléctrica que circula entre los dos terminales de entrada 2A y de salida 2B, que se denominará más adelante "señal de entrada S1", está perturbada entonces por este efecto de arrastre, de tal modo que ya no forma por sí sola una referencia suficientemente fiable para sincronizar el corte de la tensión de salida U_s con respecto a la tensión de entrada U_e .

60 La unidad de sincronización 100 está concebida, por tanto, para paliar las perturbaciones generadas por este efecto de arrastre.

65 Según la característica particularmente ventajosa de la invención, tal como muestra claramente la figura 2, esta unidad de sincronización 100 comprende, a este efecto:

- una etapa no estabilizada 130 que está adaptada para suministrar una señal de sincronización no

estabilizada S3, acompasada con la señal de entrada S1,

- una etapa estabilizada 200, que comprende un filtro tampón 220 seguido por un filtro estabilizador 230 para filtrar la señal que recibe, y que está adaptada para suministrar una señal de sincronización estabilizada S6 periódica, acompasada con la señal así filtrada, y
- una etapa de selección 150 para seleccionar una u otra de dichas señales de sincronización estabilizada S6 y no estabilizada S3.

Preferentemente, esta unidad de sincronización 100 comprende asimismo una etapa de atenuación 110 interpuesta entre, por un lado, dicho terminal de entrada 2A, y, por otro lado, cada una de las etapas no estabilizada 130 y estabilizada 200.

Tal como muestra la figura 3, esta etapa de atenuación 110 forma la entrada de la unidad de sincronización 100, y está conectada, con este fin, al conductor eléctrico que une el terminal de entrada 2A a la unidad de potencia 10 del variador eléctrico 1.

Esta etapa de atenuación 110 comprende un filtro paso-bajo pasivo de primer orden 111, que comprende una resistencia de entrada 112 por la cual llega la señal de entrada S1, y un condensador 113 conectado a masa. Esta etapa de atenuación 110 comprende asimismo una resistencia 114 conectada en paralelo con el condensador 113.

En este caso, la resistencia 112 presenta un valor de 440 kOhm.

El condensador 113 presenta una capacidad de 220 pF.

La resistencia 114 presenta un valor de 47 kOhm.

Esta etapa de atenuación 110 suministra a la salida, una señal atenuada S2 que está sincronizada con la tensión de entrada Ue y que es mono-alterna en el sentido de que presenta únicamente unas semialternancias positivas sincronizadas con las semialternancias positivas de la tensión de entrada Ue (véase la figura 8, en la que la tensión de entrada Ue se representa a una escala diferente de la de la señal atenuada).

Gracias a esta etapa de atenuación 110, la señal atenuada S2 presenta una tensión que es inferior a la tensión de alimentación Vcc y que, en este caso, es aproximadamente igual a 2,5 V cuando la tensión de entrada Ue es de 230 V.

Así, esta etapa de atenuación 110 permite evitar que el filtro tampón 220 se sature, sea cual sea la tensión de entrada Ue (110, 220, 230 o 240 V). Permite asimismo suprimir las perturbaciones de la tensión de entrada Ue y limitar el consumo eléctrico de la unidad de sincronización 100.

Tal como muestra la figura 3, la etapa no estabilizada 130 recibe en la entrada esta señal atenuada S2.

En este caso, comprende un transistor bipolar 131 pilotado en el estado pasante o abierto por la señal atenuada S2.

Este transistor bipolar 131 presenta así una base conectada a la salida de la etapa de atenuación 110 por medio de una resistencia 132, un colector conectado a la alimentación eléctrica Vcc por medio de una resistencia 133 y un emisor conectado a la masa.

Este transistor bipolar 131 presenta una ganancia elevada, por lo menos superior a 100 y preferentemente superior a 400, de manera que se pueda conmutar rápidamente y a una frecuencia elevada, superior a 120 Hz.

La resistencia 132 presenta un valor de 5,6 kOhm.

La resistencia 133 presenta un valor de 100 kOhm.

Esta etapa no estabilizada 130 permite así generar una señal no estabilizada S3 en forma de dentados (véase la figura 8), sea cual sea la tensión de entrada (110, 220, 230 o 240 V) y la frecuencia (50 o 60 Hz) de la red de distribución eléctrica 2.

Esta señal no estabilizada S3 es periódica cuando la carga 3 es del tipo resistivo (no generando entonces la carga 3 ningún efecto de arrastre). Sus frentes descendentes son generados entonces a una frecuencia constante, acompasada correctamente con respecto a la tensión de entrada Ue.

Esta señal no estabilizada S3 ya no es, en cambio, periódica desde el momento en que la carga 3 es de un tipo

capacitivo o inductivo. Tal como se representa en la figura 8, los frentes ascendentes y descendentes de la señal no estabilizada S3 se pueden desplazar entonces, a causa de los efectos de arrastre, sobre un intervalo de tiempo $\Delta T1$ de aproximadamente 1 ms.

5 Tal como se muestra en la figura 3, la etapa estabilizada 200 recibe asimismo en la entrada, la señal atenuada S2.

Esta etapa estabilizada 200 está concebida, por tanto, para tratar esta señal atenuada S2 de manera que se genere una señal de sincronización estabilizada S6 que sea periódica con independencia del tipo de la carga 3.

10 Con este fin, comprende, además de los filtros amortiguador 220 y estabilizador 230, un filtro de entrada 210, un generador de señal 240 y un comparador 250.

15 El filtro de entrada 210 es un filtro paso-bajo pasivo de primer orden, que recibe la señal atenuada S2 y que transmite una señal integrada S2'.

Comprende una resistencia 211 mediante la cual llega la señal atenuada S2 y un condensador 212 conectado a la masa.

20 En este caso, la resistencia 211 presenta un valor de 100 kOhm.

El condensador 113 presenta una capacidad de 1 nFarad.

25 Este filtro de entrada 210 presenta, por tanto, una frecuencia de corte de 1,6 kHz, que le permite eliminar de la señal atenuada S2 prácticamente la totalidad de los parásitos de frecuencias superiores a esta frecuencia de corte.

30 El filtro tampón 220 está situado entre este filtro de entrada 210 y el filtro estabilizador 230, de manera que se evite que el filtro estabilizador 230 perturbe la señal atenuada S2 e interfiera con la señal de sincronización no estabilizada S3.

Con este fin, este filtro tampón 220 se selecciona para que presente una gran impedancia de entrada, por lo menos superior a 1 MOhm.

35 Comprende entonces en este caso un amplificador operacional 229 en montaje seguidor, que recibe en su entrada positiva la señal integrada S2' y cuya entrada negativa está conectada a su salida. Este montaje presenta una ganancia sustancialmente igual a 1, de tal modo que la señal a la salida de este amplificador operacional 221 es sustancialmente la misma que la señal integrada S2'.

40 Tal como muestra la figura 3, el filtro estabilizador 230 está situado entonces a la salida de este filtro tampón 220, para transformar la señal integrada S2' en una señal periódica de frecuencia igual a la de la tensión de entrada Ue, sea cual sea el tipo de la carga 3.

45 Con este fin, comprende en este caso un amplificador operacional 236 en montaje paso-bajo de segundo orden, cuya frecuencia de corte se selecciona ligeramente superior a la frecuencia máxima de las redes de distribución eléctrica que se pueden encontrar a nivel mundial, es decir, ligeramente superior a 60 Hz.

50 La entrada negativa de este amplificador operacional 231 está conectada a su salida. La entrada positiva de este amplificador operacional 231 está conectada a la salida del filtro tampón 220 por medio de dos resistencias 232, 233. Asimismo, está conectada a la masa por medio de un condensador 235. También está conectada a su salida por medio de dicha resistencia 233 y un condensador 234.

En este caso, la resistencia 232 presenta un valor de 22 kOhm.

55 La resistencia 233 presenta un valor de 82 kOhm.

El condensador 234 presenta una capacidad de 220 nFarad.

El condensador 235 presenta una capacidad de 22 nFarad.

60 La frecuencia de corte de este amplificador operacional 231 es por tanto, en este caso, igual a 63 Hz.

65 Este filtro estabilizador 230 integra entonces considerablemente la señal integrada S2' por encima de esta frecuencia de corte, lo cual permite suprimir de la señal integrada S2' las perturbaciones debidas al efecto de arrastre. Genera así en la salida una señal filtrada S4 de periodo igual al de la tensión de entrada Ue, pero que está desfasada con respecto a esta última (véase la figura 9).

Llegado este punto, se observa que el retardo de la señal filtrada S4 con respecto a la tensión de entrada Ue depende en particular de la intensidad luminosa emitida por la carga 3 (es decir, de la corriente I3 que pasa por la carga 3), así como de la tensión (110, 220, 230 o 240 V) y de la frecuencia (50 o 60 Hz) de la red de distribución eléctrica 2.

El generador de señal 240 y el comparador 250 están previstos entonces para transformar esta señal filtrada S4 en una señal cuadrada de frecuencia idéntica, denominada "señal de sincronización estabilizada S6".

El generador de señal 240 está concebido entonces más precisamente para generar una señal de referencia, denominada en este caso "señal reconstituida S5", cuya intersección con la señal filtrada S4 se produce periódicamente, como un metrónomo regulado con respecto al periodo de la tensión de entrada Ue (con un retardo desconocido).

Con este fin, comprende un filtro paso-bajo pasivo de primer orden cuya entrada está conectada a la salida del filtro estabilizador 230 para recibir la señal filtrada S4. Comprende así una resistencia 241 mediante la cual llega la señal filtrada S4 y un condensador 242 conectado a la masa.

En este caso, la resistencia 241 presenta un valor de 100 kOhm.

El condensador 242 presenta una capacidad de 47 nFarad.

El comparador 250, por su parte, comprende un amplificador operacional 251 en montaje comparador, cuya entrada positiva está conectada a la salida del filtro estabilizador 230 y cuya entrada negativa está conectada a la salida del generador de señal 240.

La señal de sincronización estabilizada S6 generada a la salida de este comparador 250 es entonces de forma cuadrada (véase la figura 9). Sus frentes ascendentes corresponden a unas primeras intersecciones P0 de la señal filtrada S4 y de la señal reconstituida S5, mientras que sus frentes descendentes corresponden a unas segundas intersecciones P1 de la señal filtrada S4 y de la señal reconstituida S5, alternadas con dichas primeras intersecciones P0.

En esta figura 9, se observa que las posiciones de las segundas intersecciones son mucho más nítidas que las de las primeras intersecciones P0 en las que las señales filtrada S4 y reconstituida S5 son prácticamente tangentes. Serán, por tanto, en este caso, los frentes descendentes de la señal de sincronización estabilizada S6 los que proporcionarán la sincronización de la unidad de pilotaje 40.

Se observará, por otra parte, que las señales filtrada S4 y reconstituida S5 variarán de manera homóloga cuando se cambie de red de distribución eléctrica 2. La tensión (110, 220, 230 o 240 V) y la frecuencia (50 o 60 Hz) de la red de distribución eléctrica 2 no tendrán, por tanto, ninguna influencia sobre la sincronización proporcionada por la señal de sincronización estabilizada S6.

Tal como se representa en la figura 3, la etapa de selección 150 recibe en la entrada las dos señales de sincronización estabilizada S6 y no estabilizada S3. Es mandada por una señal S7 emitida por la unidad de pilotaje 40 para seleccionar una u otra de estas dos señales de sincronización estabilizada S6 y no estabilizada S3.

En la práctica, esta etapa de selección 150 estará integrada en el microcontrolador de la unidad de pilotaje 40.

La sincronización de la unidad de pilotaje 40 se podrá realizar entonces directamente sobre la base de la señal S3, S6 seleccionada (tal como se presentará en modo inductivo), o sobre la base de una señal S9 procedente de la señal S3, S6 seleccionada (tal como se presentará en modo capacitivo).

En modo inductivo, la selección de una u otra de estas señales de sincronización estabilizada S6 y no estabilizada S3 será llevada a cabo entonces por la unidad de pilotaje 40 según el algoritmo que se representa en la figura 10.

Tal como muestra la figura 10, en cada reinicialización del algoritmo, la unidad de pilotaje 40 detecta si recibe de la unidad de mando 30 una señal de mando S8 (etapa 301).

En ausencia de señal de mando S8, la unidad de pilotaje 40 selecciona la señal de sincronización estabilizada S6 para sincronizar la conmutación de la unidad de potencia 10 con respecto a la tensión de entrada Ue (véase la etapa 306 más adelante).

En cambio, en presencia de una señal de mando S8 (lo cual significa que el usuario desea cambiar la intensidad luminosa emitida por la carga 3), la unidad de pilotaje 40:

- modifica el pilotaje de la conmutación de la unidad de potencia 10 de tal manera que la intensidad de salida I3 recibida por la carga 3 aumente o disminuya hasta el valor deseado por el usuario, y

- 5 - selecciona simultáneamente la señal de sincronización no estabilizada S3 para sincronizar el corte de la tensión de entrada Ue (etapa 302).

Así, cuando tiene lugar la regulación de la intensidad luminosa emitida por la carga 3, la sincronización ya no se basa en la señal de sincronización estabilizada S6, sino en la señal de sincronización no estabilizada S3. Se constata, en efecto, que el retardo de la señal de sincronización estabilizada S6 con respecto a la tensión de entrada Ue varía durante la totalidad del intervalo de regulación, mientras que la señal de sincronización no estabilizada S3 se mantiene más o menos en fase con la tensión de entrada Ue (con un periodo que, sin embargo, no es rigurosamente constante).

- 15 La unidad de pilotaje 40 espera entonces el final de la regulación de la intensidad luminosa por parte del usuario por medio de la unidad de mando 30 (etapa 303).

- 20 A continuación, cuando ha finalizado la regulación y la señal de mando S8 vuelve a cero, la unidad de pilotaje 40 activa un contador de periodos (etapa 304) que cuenta el número de periodos de la señal de sincronización no estabilizada S3 de manera que, cuando el contador ha alcanzado un número predeterminado de periodos, la unidad de pilotaje 40 selecciona la señal de sincronización estabilizada S6 (etapa 306).

El número predeterminado de periodos se selecciona superior o igual a 2. En este caso se selecciona igual a 4.

- 25 Este contador de periodos deja entonces a la unidad de pilotaje 40 un plazo durante el cual mide el retardo de la señal de sincronización estabilizada S6 con respecto a la tensión de entrada Ue (etapa 305). Esta medición se realiza entonces no durante un solo periodo, sino más bien durante estos cuatro periodos, por la siguiente razón.

- 30 Tal como se ha precisado anteriormente, el retardo de la señal de sincronización estabilizada S6 con respecto a la tensión de entrada Ue es constante (una vez finalizada la regulación). No obstante, en este caso se estima en función del retardo medido entre la señal de sincronización estabilizada S6 y la señal de sincronización no estabilizada S3. Ahora bien, como se pone de manifiesto en la figura 8, esta señal de sincronización no estabilizada S3 no presenta un periodo constante (véanse las variaciones $\Delta T1$). El retardo medido variará por tanto de una alternancia a la otra. Consecuentemente, una vez finalizada la regulación, se mide el retardo de la señal de sincronización estabilizada S6 con respecto a la señal de sincronización no estabilizada S3 durante cuatro periodos consecutivos, y se calcula la media de este retardo con el fin de estimar el retardo de la señal de sincronización estabilizada S6 con respecto a la tensión de entrada Ue.

- 40 Al final de estos cuatro periodos, la unidad de pilotaje 40 selecciona la señal de sincronización estabilizada S6, y después desfasa esta señal de sincronización estabilizada S6 del retardo medio, y, finalmente, manda la unidad de potencia 10 de manera que corte la tensión de entrada Ue de manera sincronizada con esta señal de sincronización estabilizada S6 desfasada.

- 45 Así puede mandar, tal como muestra la figura 4, la conmutación de la unidad de potencia 10 en los instantes t0, t2, t4 (correspondientes a los inicios y finales de cada semialternancia de la tensión de entrada Ue) y en los instantes t1 y t3, de manera que se permita el paso de la corriente hacia la carga 3 entre los instantes t1 y t2 y entre los instantes t3 y t4 y que se bloquee la corriente el resto del tiempo.

- 50 De esta manera, en modo establecido, la corriente de salida I3 que atraviesa la carga 3 permanece perfectamente estable de una semialternancia a la otra, lo cual evita que la carga 3 parpadee.

- 55 En el modo capacitivo, la selección de una u otra de las señales de sincronización estabilizada S6 y no estabilizada S3 (etapas 301 a 306) se realiza sustancialmente de la misma manera que en modo inductivo, tal como lo muestra el algoritmo representado en la figura 10.

- Después, en modo establecido, es decir, cuando la señal seleccionada es la señal de sincronización estabilizada S6, la unidad de pilotaje 40 modifica esta señal en una señal final S9 que permite aportar una sincronización particularmente segura.

- 60 Esta señal final S9 es una señal cuadrada que presenta, para cada alternancia de la tensión de entrada Ue, tres frentes desencadenados sucesivamente de la siguiente manera.

- 65 Tal como muestran las figuras 12 a 14, la señal final S9 presenta un primer frente (ascendente o descendente) al inicio de cada semialternancia negativa (instante t5), un segundo frente (ascendente o descendente) en el cruce de las señales reconstituida S5 y filtrada S4 (instante t7), y un tercer frente (ascendente o descendente) después de un plazo predeterminado $\Delta T2$ (instante t8). En estas figuras, se observa que el instante t6 corresponde al

momento en el que se manda el corte de la tensión de salida U_s .

Debido a que, en cada alternancia, la señal S9 presenta un número impar de frentes (tres), los frentes primero (instante t5), segundo (instante t7) y tercero (instante t8) serán alternativamente unos frentes ascendentes y descendentes.

El segundo frente (instante t7) es el que manda la sincronización de la unidad de pilotaje 40. Se activa por tanto en cada cruce de las señales reconstituida S5 y filtrada S4 donde la señal filtrada S4 es decreciente. Es en efecto en estos cruces donde las señales reconstituida S5 y filtrada S4 son menos tangentes, lo cual garantiza una buena precisión en la detección del segundo frente.

El primer frente (instante t5) se selecciona entonces de tal manera que, después del instante t5, el primer cruce de las señales reconstituida S5 y filtrada S4 sea aquel en el que la señal filtrada S4 es decreciente. En este caso, se activa de forma más precisa en cada frente creciente de la señal de sincronización no estabilizada S3.

El tercer frente (instante t8) se activa tras el segundo frente (instante t7), después del plazo predeterminado ΔT_2 , lo cual evita cualquier activación inoportuna de los otros frentes durante este plazo. Así, gracias a este tercer frente, si las señales reconstituida S5 y filtrada S4 se cruzan varias veces en un plazo reducido (debido a las imprecisiones de medición y/o debido a sus posiciones tangentes y/o al ruido), no se activa ningún otro primer y/o segundo frente durante este plazo predeterminado ΔT_2 .

Para cumplir perfectamente su función, el plazo predeterminado ΔT_2 es preferentemente superior a 0,5 ms. También se seleccionará ventajosamente inferior a 2 ms. En este caso se selecciona igual a 1 ms.

Tal como muestran respectivamente las figuras 12 a 14, el segundo frente (instante t7) y el mando de corte (instante t6) pueden producirse uno antes que el otro (caso 1), simultáneamente (caso 2), o uno después del otro (caso 3).

Desde este momento, la secuencia de pilotaje de los transistores IGBT no será la misma según el caso.

Por consiguiente, tal como muestra la figura 11, en el paso al régimen establecido (al final de la etapa 305), el microcontrolador de la unidad de pilotaje 40 calcula la duración ΔT_3 que separa los instantes t5 y t7, así como la duración ΔT_4 que separa los instantes t5 y t6.

Para determinar en qué caso se encuentra, compara entonces estas dos duraciones ΔT_3 , ΔT_4 .

De forma más precisa, si la duración ΔT_3 es superior a la duración ΔT_4 , la unidad de pilotaje 40 se sitúa en el caso 1 (etapa 308 y figura 12). En este caso, está programada entonces para que el primer acontecimiento que ésta manda después del segundo frente (instante t7) sea el corte de una semialternancia positiva (instante t9).

Por el contrario, si la duración ΔT_3 es inferior a la duración ΔT_4 , la unidad de pilotaje 40 se sitúa en el caso 3 (etapa 310 y figura 14). En este caso, está programada entonces para que el primer acontecimiento que ésta manda después del segundo frente (instante t7) sea el corte de la semialternancia negativa (instante t6).

Finalmente, si la duración ΔT_3 es igual a la duración ΔT_4 , la unidad de pilotaje 40 se sitúa en el caso 2 (etapa 309 y figura 13). Está programada entonces para mandar el corte de la semialternancia negativa (instante t6) en el momento del segundo frente (instante t7). Al situarse los instantes t6 y t7 en el mismo instante, el mando es inmediato.

La presente invención no se limita en absoluto a los modos de realización descritos y representados, sino que el experto en la materia sabrá aportarle cualquier variante de acuerdo con su espíritu.

En particular, en modo inductivo, se podrá prever que la unidad de pilotaje modifique la señal de sincronización establecida en una señal final del tipo del representado en la figura 12 con el fin de proporcionar una sincronización particularmente segura.

Según otra variante, se podrá prever que el comparador (250) esté integrado en el microcontrolador de la unidad de pilotaje.

Por otra parte, se podría prever que la etapa no estabilizada (130) comprenda dos transistores bipolares en cascada, con el fin de reducir su consumo eléctrico y de aumentar su ganancia.

También como variante, se podrá prever que la señal emitida por el generador de señal (240) sea una señal continua. No obstante, en esta variante, la señal emitida por el generador de señal no variará automáticamente con la señal filtrada (S4) en función de la intensidad de salida, o de la tensión de entrada (110, 220, 230 o 240 V). Será preferible entonces adaptar el valor de la tensión continua en función de la intensidad de salida y de la

tensión de entrada, de manera que se garantice que la señal filtrada y la señal continua se crucen bien y que se crucen en un instante en el que la pendiente de la señal filtrada es máxima.

- 5 Se podría prever asimismo suprimir el generador de señal (240), y prever un comparador que pueda detectar en qué momento y en qué condiciones (especialmente con qué pendiente) la señal filtrada alcanza un valor predeterminado.

REIVINDICACIONES

1. Variador eléctrico (1) que comprende:

- dos únicos terminales de conexión (2A, 2B), de los cuales un terminal de entrada (2A) a conectar a una red eléctrica local (2) y un terminal de salida (2B) a conectar a una carga eléctrica (3),
- una unidad de potencia (10) que está interpuesta entre dichos terminales de conexión (2A, 2B) para cortar periódicamente una parte de la tensión eléctrica suministrada a dicho terminal de salida (2B), y
- una unidad de pilotaje (40) adaptada para pilotar dicha unidad de potencia (10) para modificar la duración de corte de la tensión eléctrica suministrada a dicho terminal de salida (2B), y
- una unidad de sincronización (100) de la unidad de pilotaje (40),

caracterizado por que dicha unidad de sincronización (100) comprende:

- una etapa no estabilizada (130) que está adaptada para suministrar una señal de sincronización no estabilizada (S3), sincronizada con respecto a la tensión eléctrica admitida en dicho terminal de entrada (2A),
- una etapa estabilizada (200), que comprende un filtro tampón (220) seguido por un filtro estabilizador (230), que está adaptada para suministrar una señal de sincronización estabilizada (S6) periódica, sincronizada con respecto a la tensión eléctrica que es admitida en dicho terminal de entrada (2A) y que es filtrada después por dicho filtro tampón (220) y dicho filtro estabilizador (230), y
- una etapa de selección (150) para seleccionar una u otra de dichas señales de sincronización estabilizada (S6) y no estabilizada (S3).

2. Variador eléctrico (1) según la reivindicación anterior, en el que dicho filtro tampón (220) presenta una gran impedancia de entrada, por lo menos superior a 1 MOhm.

3. Variador eléctrico (1) según la reivindicación anterior, en el que dicho filtro tampón (220) comprende un amplificador operacional (221) en montaje seguidor.

4. Variador eléctrico (1) según una de las reivindicaciones anteriores, en el que dicho filtro estabilizador (230) comprende un amplificador operacional (231) en montaje paso-bajo.

5. Variador eléctrico (1) según la reivindicación anterior, en el que dicho montaje paso-bajo es de segundo orden.

6. Variador eléctrico según una de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha etapa estabilizada (200) comprende, en la entrada de dicho filtro tampón (220), un filtro paso-bajo pasivo de primer orden (210).

7. Variador eléctrico según una de las reivindicaciones anteriores, en el que, emitiendo dicho filtro estabilizador (230) una primera señal (S4) periódica, dicha etapa estabilizada (200) comprende:

- un generador de señal (240) que suministra una segunda señal (S5), y
- un comparador (250) que genera dicha señal de sincronización estabilizada (S6) en función de dicha primera señal (S4) y de dicha segunda señal (S5).

8. Variador eléctrico según la reivindicación anterior, en el que dicha unidad de pilotaje (40) comprende un microcontrolador y en el que dicho comparador (250) está integrado en dicho microcontrolador.

9. Variador eléctrico según una de las dos reivindicaciones anteriores, en el que dicho generador de señal (240) comprende un filtro paso-bajo pasivo de primer orden, cuya entrada recibe la primera señal (S4) y cuya salida genera la segunda señal (S5).

10. Variador eléctrico (1) según una de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha etapa no estabilizada (130) comprende por lo menos un transistor (131) que presenta una ganancia preferentemente superior a 100.

11. Variador eléctrico según una de las reivindicaciones anteriores, en el que está prevista una unidad de mando (30) que es accionable por un usuario y que está adaptada para transmitir una señal de mando (S8) a dicha unidad de pilotaje (40), y en el que dicha etapa de selección (150) es pilotada por dicha unidad de pilotaje (40) para seleccionar la señal de sincronización no estabilizada (S3) cuando es accionada dicha unidad de mando (30).

12. Variador eléctrico (1) según la reivindicación anterior, en el que dicha etapa de selección (150) es pilotada por dicha unidad de pilotaje (40) para seleccionar:

- 5 - la señal de sincronización no estabilizada (S3) durante una duración predeterminada después de que dicha unidad de mando (30) ya no está accionada, y después,
- la señal de sincronización estabilizada (S6) mientras dicha unidad de mando (30) no se acciona de nuevo.

10 13. Variador eléctrico (1) según la reivindicación anterior, en el que dicha unidad de pilotaje (40) comprende unos medios de medición del retardo de la señal de sincronización estabilizada (S6) con respecto a la señal de sincronización no estabilizada (S3).

15 14. Variador eléctrico según una de las reivindicaciones anteriores, en el que dicha unidad de pilotaje (40) comprende un microcontrolador, y en el que dicha etapa de selección (150) está integrada en dicho microcontrolador.

20 15. Variador eléctrico (1) según una de las reivindicaciones anteriores, en el que está prevista una etapa de atenuación (110) interpuesta entre, por un lado, dicho terminal de entrada (2A), y, por otro lado, cada una de las etapas no estabilizada (130) y estabilizada (200), comprendiendo dicha etapa de atenuación (110), preferentemente un filtro paso-bajo pasivo de primer orden (111).

Fig.1

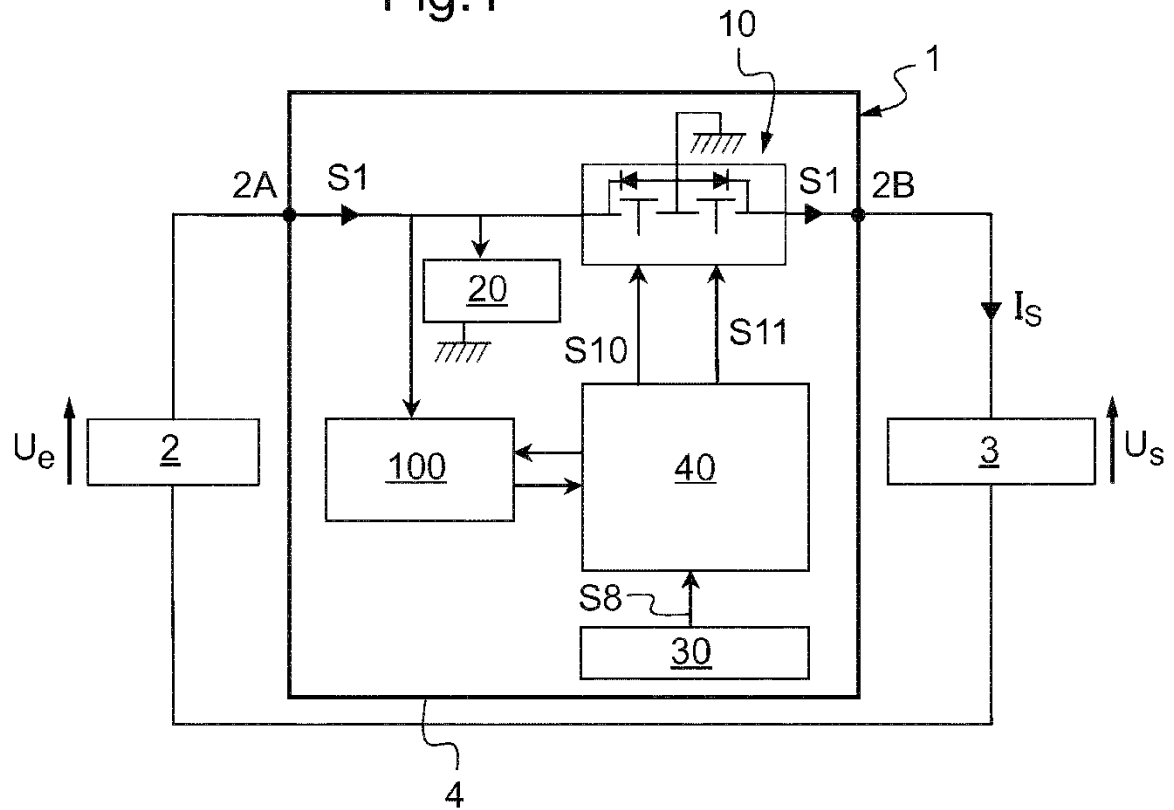
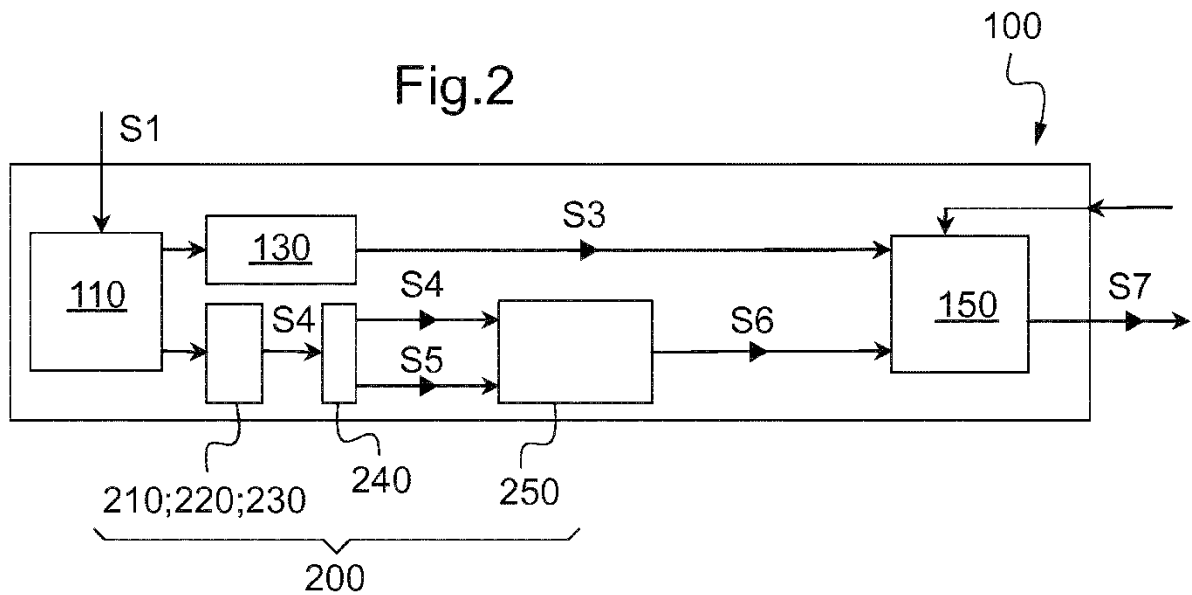


Fig.2



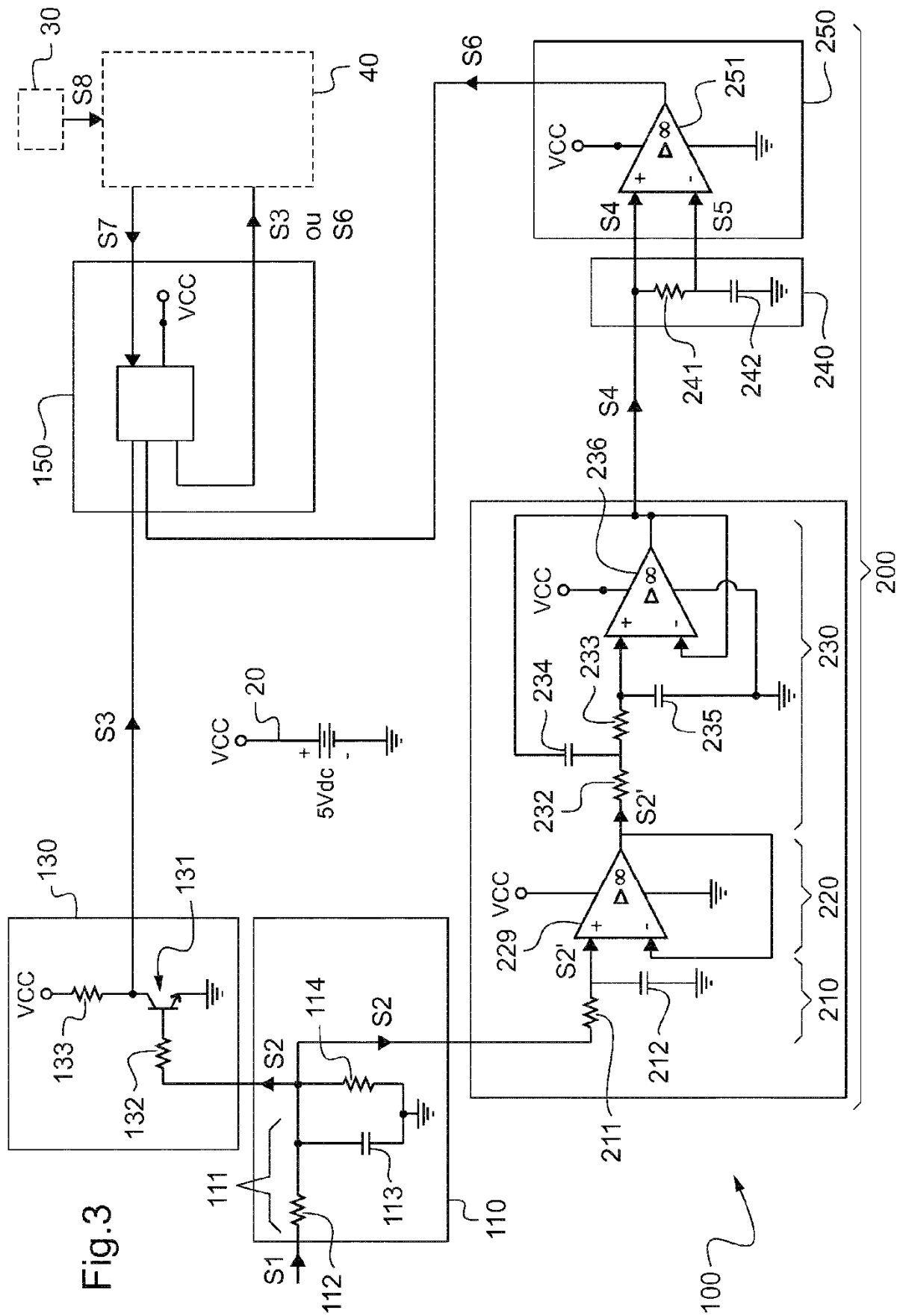


Fig.4

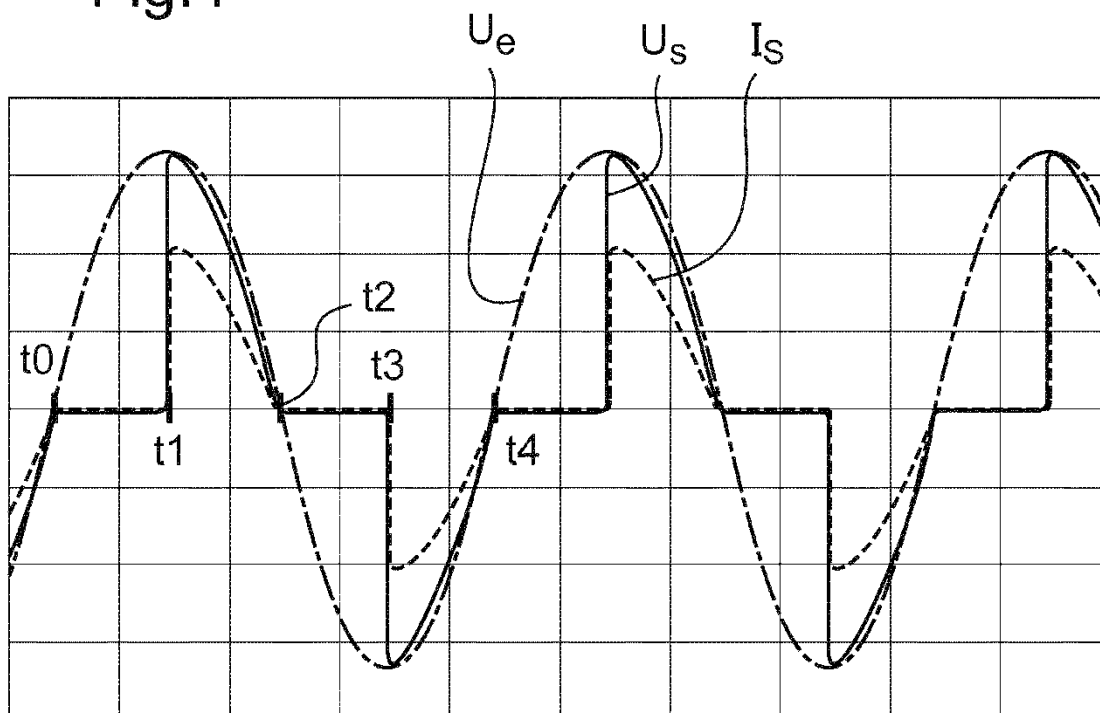


Fig.5

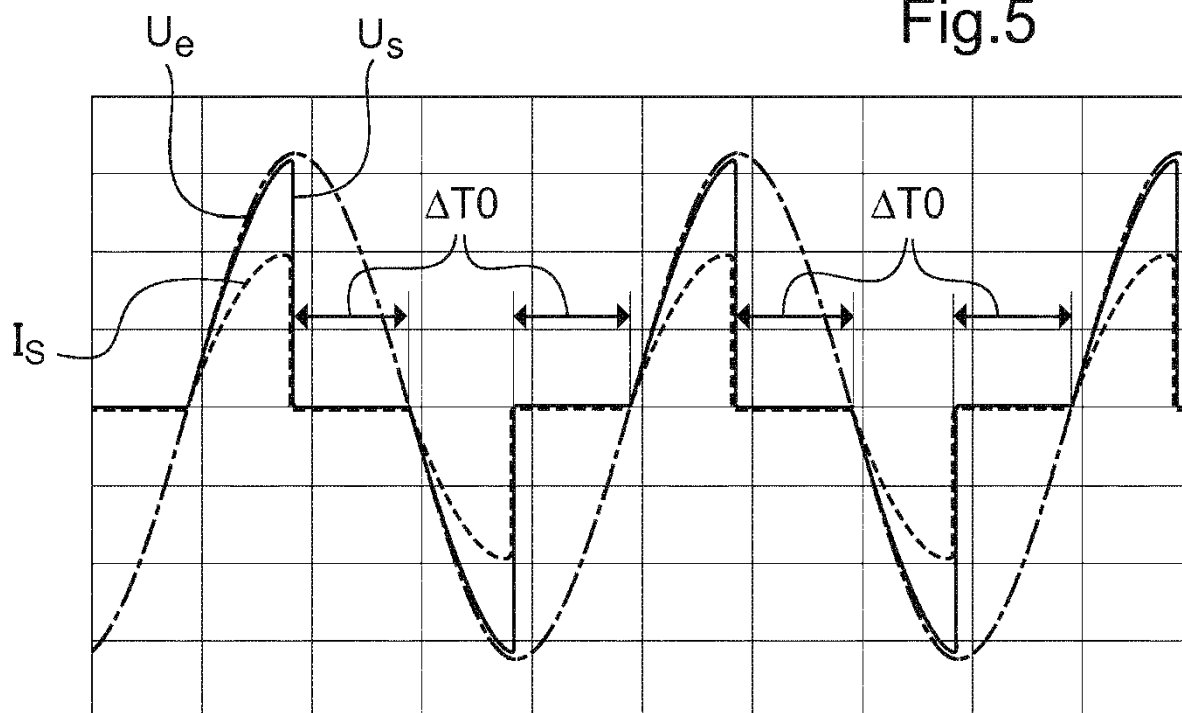


Fig.6

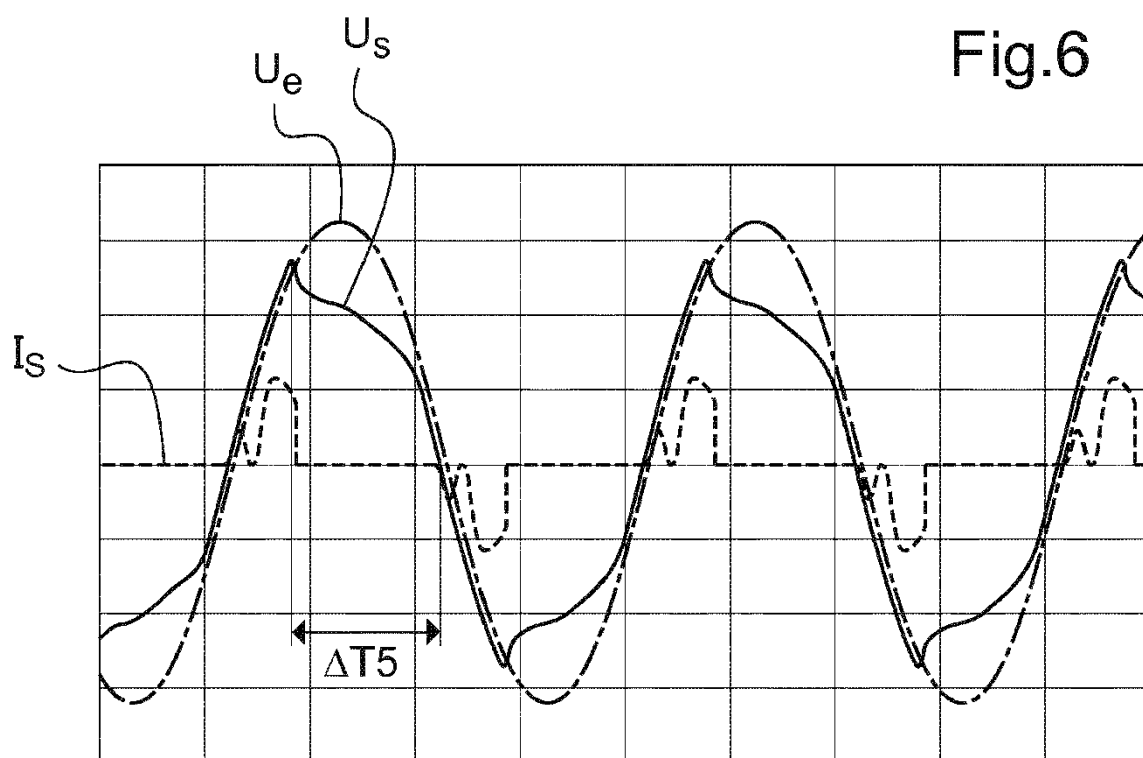
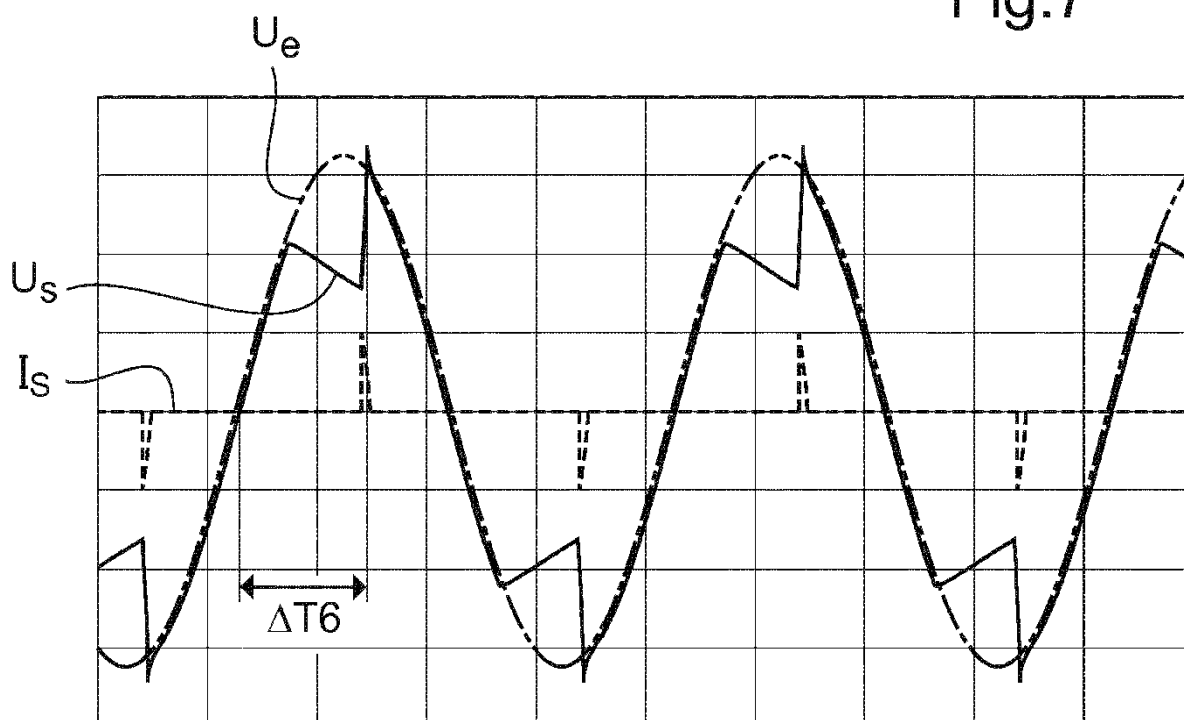


Fig.7



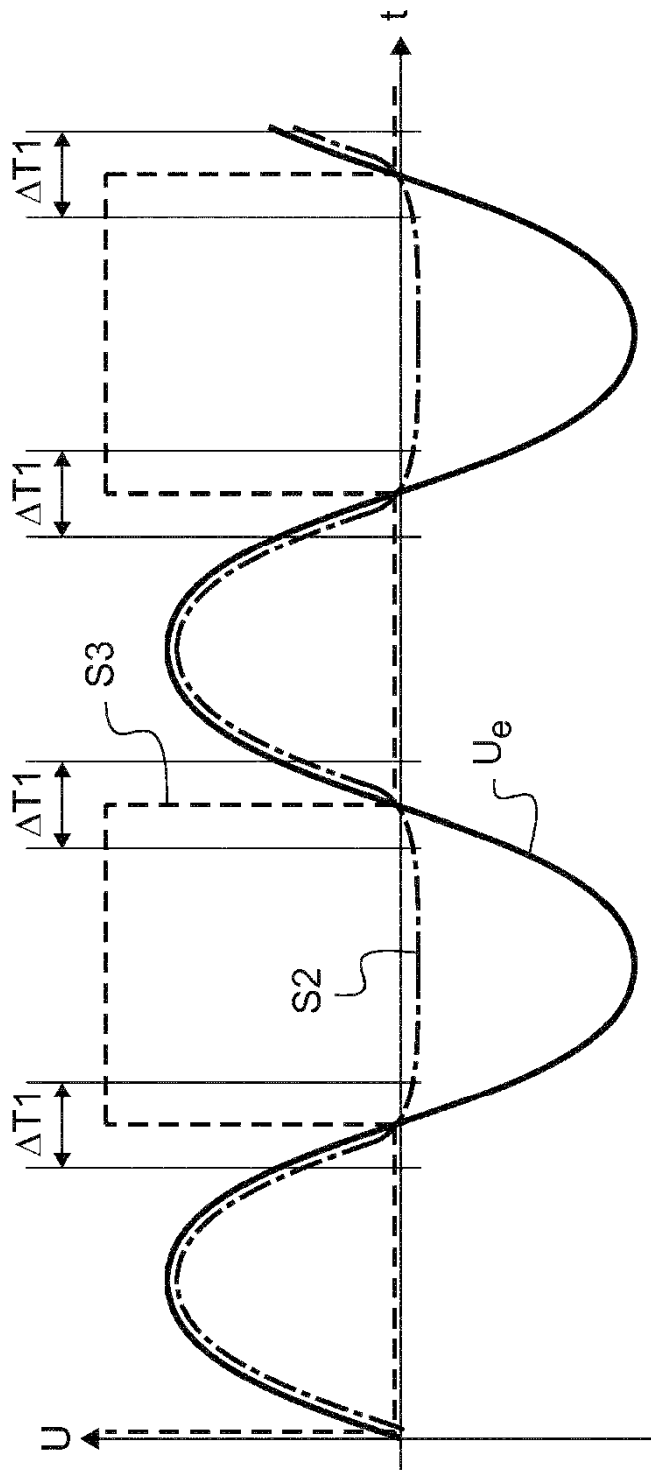


Fig. 8

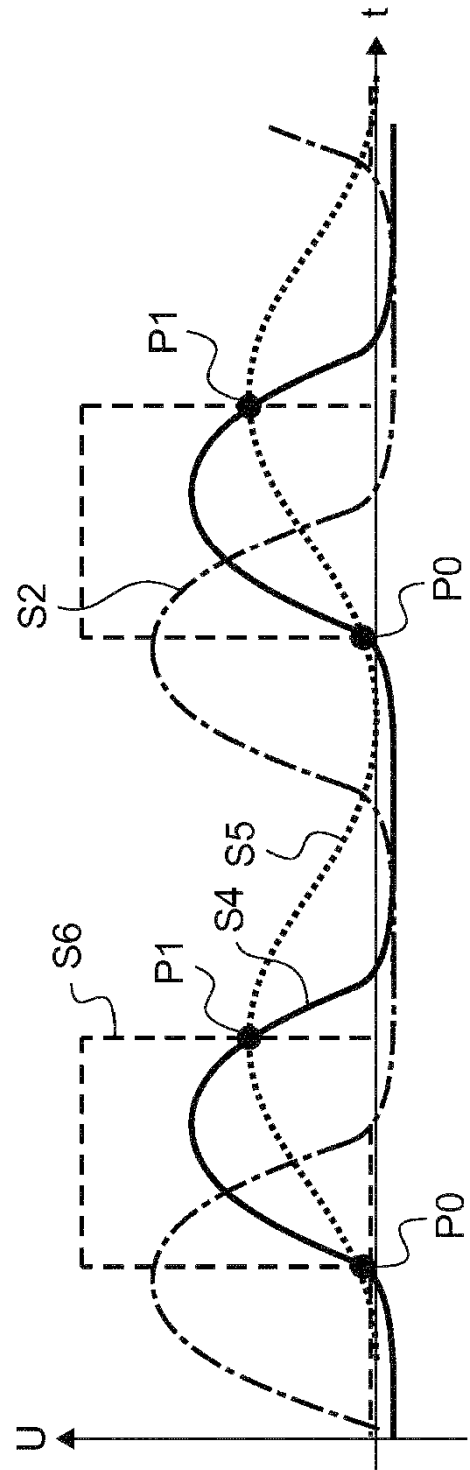


Fig. 9

Fig.10

