

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 882 664**

51 Int. Cl.:

**G01R 27/08** (2006.01)

**G01R 31/42** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **08.04.2016 PCT/EP2016/057823**

87 Fecha y número de publicación internacional: **13.10.2016 WO16162517**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **08.04.2016 E 16715527 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **28.07.2021 EP 3281022**

54 Título: **Conjunto eléctrico, así como circuito de medición y método de medición para monitorizar un componente del conjunto eléctrico**

30 Prioridad:

**09.04.2015 DE 102015105354**

**11.06.2015 DE 102015109285**

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

**02.12.2021**

73 Titular/es:

**WEIDMÜLLER INTERFACE GMBH & CO. KG**

**(100.0%)**

**Klingenbergstrasse 26**

**32758 Detmold, DE**

72 Inventor/es:

**PAIZ GATICA, CARLOS y**

**SCHINDLER, RICO**

74 Agente/Representante:

**ELZABURU, S.L.P**

ES 2 882 664 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

Conjunto eléctrico, así como circuito de medición y método de medición para monitorizar un componente del conjunto eléctrico

5 La presente invención hace referencia a un circuito de medición y a un método de medición para monitorizar un componente de un conjunto eléctrico, así como a un conjunto eléctrico, en particular a una fuente de alimentación conmutada, con un circuito de medición de esa clase para realizar el método de medición.

10 En las fuentes de alimentación conmutadas se utilizan condensadores tanto del lado primario, como también del lado secundario, para desacoplar y estabilizar tensiones, en particular tensiones alternas rectificadas. Para ello en general se utilizan condensadores electrolíticos, ya que los mismos disponen de una gran capacidad, con un peso reducido, y son relativamente convenientes en cuanto a los costes. La capacidad de los condensadores, en particular de los condensadores electrolíticos de esa clase, disminuye al aumentar el número de sus horas de funcionamiento. A esto se asocia en general un aumento de la resistencia interna, llamada también resistencia serie equivalente (siglas ESR del inglés Equivalent Series Resistor).

15 Con frecuencia, esos condensadores de desacoplamiento y de estabilización son la causa de averías de la fuente de alimentación conmutada, y perjudican y limitan de forma determinante la vida útil de la fuente de alimentación conmutada. El proceso de envejecimiento de los condensadores en general no se produce de modo uniforme. En general, con el transcurso del tiempo se acentúa una disminución de la capacidad relativa, primero reducida, así como un aumento relativo reducido de la resistencia serie equivalente. Por debajo de una capacidad determinada, así como por encima de una resistencia serie equivalente determinada del condensador, la fuente de alimentación conmutada ya no tiene capacidad de funcionamiento o tan sólo puede cargarse de forma limitada. Para detectar una avería inminente de una fuente de alimentación conmutada, antes de que la fuente de alimentación conmutada realmente falle, se necesita una determinación suficientemente precisa de la disminución de capacidad o del aumento de la resistencia serie equivalente, con la cual puede determinarse una pequeña desviación con respecto al estado inicial.

20 Junto con los condensadores, los interruptores semiconductores de la fuente de alimentación conmutada, en particular el interruptor semiconductor temporizado utilizado del convertidor de conmutación, representan una causa frecuente de una avería de una fuente de alimentación conmutada. Como interruptores semiconductores temporizados habitualmente se utilizan transistores de efecto de campo, en particular transistores de efecto de campo semiconductores de metal -óxido (MOSFETs – Metal Oxid Semiconductor Field-Effect Transistors).

25 Mediante procesos de difusión de portadores de carga y/o mediante variaciones de la superficie que están condicionadas por temperaturas elevadas de forma permanente, la resistencia de paso del transistor de efecto de campo se modifica en el estado conductor, con el paso del tiempo. Un aumento de esa resistencia de paso en el estado conductor tiene como consecuencia una potencia de pérdida aumentada en el transistor y, con ello, otro aumento de temperatura, lo cual a su vez acelera el proceso de envejecimiento. Por ese motivo, el proceso de envejecimiento en los transistores de efecto de campo, de forma similar a lo que sucede en los condensadores, no tiene lugar de forma lineal sino de modo que se acelera por sí mismo. De manera correspondiente, también se considera deseable aquí una detección temprana de variaciones de la resistencia de paso de un transistor de efecto de campo en el estado conductor, para poder prever a tiempo una avería inminente, antes de que realmente se produzca la avería.

30 Tanto la determinación de la resistencia de paso de un interruptor semiconductor o de una resistencia serie equivalente de un condensador, como también una determinación de la capacidad del condensador, se basa en una medición de tensión y corriente. En la determinación de capacidad, la corriente que circula en un condensador, mediante la capacidad del condensador, se relaciona con la variación de tensión mediante el condensador. En la determinación de la resistencia serie equivalente del condensador, así como de la resistencia de paso del interruptor semiconductor, esa resistencia resulta como el cociente de la tensión que se encuentra presente y la corriente circulante.

35 Una medición de esa clase de corriente y tensión en un condensador electrolítico, para la determinación y la monitorización de su capacidad, se conoce por ejemplo por el documento EP 0 652 445 A2. El condensador electrolítico se utiliza de este modo dentro de un convertidor, para convertir tensión continua en tensión alterna, como acumulador de energía para la conversión. También en el documento DE 10 2012 112 901 A1 se describe una medición de capacidad para un condensador, mediante mediciones de corriente y de tensión.

40 Para la determinación mencionada de la resistencia serie equivalente, la resistencia de paso o la capacidad, para cada componente que debe monitorizarse se necesita una medición de la tensión y de la corriente. Las fuentes de alimentación conmutadas funcionan con una frecuencia de reloj de muchos 10-100 kHz (kilohercios). Con esa frecuencia de reloj se modifican las tensiones y corrientes en los componentes que deben analizarse. Puesto que los valores de medición se modifican periódicamente con la frecuencia de conmutación de la fuente de alimentación conmutada, según el estado de la técnica se miden al mismo tiempo los valores de tensión y de corriente que deben

compensarse unos con otros. Esto requiere por componente respectivamente un dispositivo de medición, por ejemplo un convertidor A/D (analógico/digital) para la tensión, así como otro para el valor de corriente. Los convertidores A/D con especificaciones adecuadas en cuanto a su velocidad son componentes costosos. Por ejemplo, en una fuente de alimentación conmutada, para monitorizar un condensador del lado primario, el interruptor semiconductor del lado primario y dos condensadores del lado secundario, respectivamente se requerirían dos convertidores A/D de esa clase por componente, en total por tanto ocho convertidores de esa clase.

Un objeto de la presente invención consiste en proporcionar un circuito de medición y un método de medición para monitorizar componentes de un conjunto eléctrico, en los cuales una monitorización del estado de envejecimiento, con la ayuda de una medición de tensión y de corriente, pueda tener lugar con una inversión lo más reducida posible en cuanto a los componentes y, con ello, de forma conveniente en cuanto a los costes. Otro objeto consiste en describir un conjunto eléctrico con un circuito de medición de esa clase.

Dicho objeto se soluciona mediante un circuito de medición y un método de medición, así como mediante un conjunto eléctrico con las respectivas características de las reivindicaciones independientes. Otras configuraciones y otros perfeccionamientos ventajosos de la invención se indican en las reivindicaciones dependientes.

Un circuito de medición según la invención de la clase mencionada en la introducción presenta un convertidor analógico/digital que, mediante un multiplexor, está conectado al conjunto eléctrico, de manera opcional, para la medición de tensión mediante al menos un componente, y para la medición de corriente mediante el componente.

Mediante el multiplexor, con sólo un convertidor analógico/digital, que es uno de los componentes más costosos del circuito de medición, pueden determinarse las dos variables de medición necesarias, tensión y corriente. Esto es particularmente ventajoso cuando el circuito de medición se utiliza en una fuente de alimentación conmutada que presenta una frecuencia de conmutación de varios 10 a 100 kHz, puesto que en un caso de esa clase el convertidor analógico/digital debe estar diseñado para un tiempo de medición corto y está estructurado de forma compleja, de modo correspondiente.

En una configuración ventajosa, el circuito de medición presenta un circuito de limitación de tensión conectado aguas arriba del multiplexor, para limitar una tensión de entrada a un valor máximo. Esa configuración es particularmente ventajosa para la medición de la resistencia de paso de un interruptor semiconductor de una fuente de alimentación conmutada. Mediante el interruptor semiconductor, dependiendo de la magnitud de la tensión de la red, se encuentran presentes hasta algunos cientos de voltios, cuando bloquea el interruptor semiconductor. En el estado interconectado, en cambio, mediante el interruptor semiconductor se reduce solamente de algunos milivoltios hasta aproximadamente cien milivoltios. El circuito de limitación de tensión impide que los componentes conectados aguas abajo del circuito de medición resulten dañados o se saturen debido a una tensión demasiado elevada.

En otra configuración ventajosa, el circuito de medición presenta un dispositivo de sincronización para medir tensión y/o corriente de forma sincrónica con una señal de conmutación periódica del conjunto eléctrico. Preferentemente, el circuito de medición está configurado para medir tensión y corriente en periodos de conmutación sucesivos de la señal de conmutación periódica, y para determinar un valor de resistencia mediante valores de medición para tensión y corriente que están medidos en instantes comparables dentro de los periodos de conmutación sucesivos. Los valores de tensión y corriente en general no son constantes durante un periodo de conmutación. La sincronización asegura que los valores de tensión y corriente que se midan en periodos de conmutación sucesivos sean detectados en los mismos instantes dentro de los periodos de conmutación. De este modo, los valores de medición se miden bajo las mismas condiciones y pueden compensarse unos con otros formando un valor de resistencia.

Un conjunto eléctrico según la invención presenta un circuito de medición de esa clase para la medición de un valor de resistencia de un componente del conjunto eléctrico, durante el funcionamiento del conjunto eléctrico. Se presentan las ventajas mencionadas con relación al circuito de medición.

En una configuración ventajosa del conjunto eléctrico, el mismo está diseñado como una fuente de alimentación conmutada con un convertidor de conmutación, en donde el circuito de medición está configurado para la medición de una resistencia de un transistor de conmutación del convertidor de conmutación. Preferentemente, el circuito de medición, de manera adicional, está configurado para la medición de una resistencia serie equivalente de un condensador, de una etapa de filtrado primaria.

Un método de medición para monitorizar un componente de un conjunto eléctrico, en el cual se miden una tensión, mediante al menos un componente del conjunto eléctrico, y una corriente, mediante el componente, y en el cual, a partir de valores de medición para tensión y corriente, se determina un valor de resistencia del componente, está caracterizado por que la tensión y la corriente se miden de forma consecutiva en periodos de conmutación sucesivos de una señal de conmutación periódica del conjunto eléctrico, y el valor de resistencia se determina mediante los valores de medición para tensión y corriente, a partir de los periodos de conmutación sucesivos. Se presentan nuevamente las ventajas mencionadas con relación al circuito de medición.

En una configuración ventajosa del método de medición, la tensión y la corriente se miden de forma sincrónica con la señal de conmutación periódica del conjunto eléctrico, en donde el valor de resistencia se determina mediante valores de medición para tensión y corriente que están medidos en instantes comparables dentro de los periodos de conmutación sucesivos. De este modo, los valores de medición se miden bajo las mismas condiciones y pueden compensarse unos con otros formando un valor de resistencia. Esto se basa en el conocimiento de que si bien los valores de medición pueden fluctuar mucho dentro de un periodo de conmutación, esas fluctuaciones, sin embargo, se modifican sólo lentamente de un periodo de conmutación al siguiente periodo de conmutación, o por ejemplo en el caso de un cambio de carga de una fuente de alimentación conmutada, comparado con la longitud del periodo de conmutación.

En otra configuración ventajosa del método de medición, el conjunto eléctrico es una fuente de alimentación conmutada y el componente es un transistor de conmutación de un convertidor de conmutación de la fuente de alimentación conmutada.

A continuación, la invención se describe con mayor detalle mediante ejemplos de realización, con la ayuda de figuras. Muestran:

- La Figura 1, una estructura esquemática de una fuente de alimentación conmutada, preparada para la utilización con un circuito de medición conforme a la solicitud;
- la Figura 2, un diagrama de bloques de un circuito de medición conforme a la solicitud;
- la Figura 3, un esquema de conexiones detallado de un circuito de limitación de tensión del circuito de medición de la figura 2; y
- la Figura 4, un diagrama de flujo de un método de medición conforme a la solicitud.

En la figura 1 se representa un diagrama de bloques de una fuente de alimentación conmutada 1 como ejemplo de un conjunto eléctrico que está preparado para la utilización con un circuito de medición conforme a la solicitud.

La fuente de alimentación conmutada 1 representada en la figura 1 comprende un filtro de corrección del factor de potencia 2 (siglas PFC del inglés power factor correction) del lado de entrada, que puede conectarse a una tensión de la red  $U_{AC}$ , el cual por ejemplo puede estar realizado como un filtro pasivo. En función de la potencia de la fuente de alimentación conmutada 1 puede utilizarse también un filtro de corrección del factor de potencia activo. A la salida del filtro de corrección del factor de potencia 2 está conectado un rectificador 3 del lado primario, por ejemplo un puente rectificador.

Paralelamente con respecto a la salida del rectificador 3 del lado primario está conectada una etapa de filtrado 4, que en este caso presenta un condensador 40 del lado primario. En un circuito en serie con el condensador 40 está conectado un shunt 41 que se utiliza para medir la corriente que circula por el condensador primario 40. En el condensador 40 del lado primario, así como en el shunt 41, están proporcionados puntos de medición 42-44 que se conectan con un circuito de medición conforme a la solicitud. En los puntos de medición 43 y 44 puede medirse la tensión que se encuentra presente en el condensador 40, a continuación denominada también tensión del condensador  $U_{40}$ . En los puntos de medición 42 y 43 puede medirse la tensión que disminuye mediante el shunt 41, a partir de la cual, al conocerse el valor de resistencia del shunt 41, puede determinarse la corriente que circula por el condensador 40 del lado primario, a continuación llamada corriente del condensador  $I_{40}$ .

Paralelamente con respecto a la etapa de filtrado primaria 4 está dispuesto un convertidor de conmutación 5. El mismo comprende un transistor de conmutación 50 que conmuta de forma temporizada la corriente mediante una bobina primaria de un transformador 55, activado por un dispositivo de control de la fuente de alimentación conmutada 1, no representado aquí en detalle. Para determinar la corriente que circula por el transistor de conmutación 50, el mismo está conectado en serie con un shunt 51. De forma análoga a los puntos de medición 42-44, también en el circuito en serie del transistor de conmutación 50 y el shunt 51, están dispuestos puntos de medición 52-54. Los mismos, de forma comparable a lo explicado con relación a la etapa de filtrado primaria 4, permiten una medición de tensión mediante la sección de conmutación del transistor de conmutación 50, así como de la corriente que circula por el transistor de conmutación 50. La tensión y la corriente en el transistor de conmutación se denominan a continuación tensión del transistor  $U_{50}$ , así como corriente del transistor  $I_{50}$ .

El transformador 55 es un transformador que se separa de forma galvánica, que aísla eléctricamente uno de otro el lado primario y el lado secundario de la fuente de alimentación conmutada 1. Las salidas del lado secundario del transformador 55 están conectadas a una etapa de filtrado secundaria 7 mediante un rectificador secundario 6, por ejemplo un puente rectificador o un rectificador simple, formado sólo por un diodo. La etapa de filtrado secundaria 7, en el ejemplo representado, comprende dos condensadores 70 y 75, a los cuales igualmente en cada caso está conectado en serie un shunt 71, así como 76, para la medición de corriente. Nuevamente de forma comparable a la etapa de filtrado primaria 4, también aquí están dispuestos puntos de medición 72-74, así como 77-79, que posibilitan una medición de la tensión en el condensador secundario 70, así como 75, de la corriente que circula respectivamente por el mismo. Por último, aguas abajo de la etapa de filtrado secundaria 7 se encuentra conectado un filtro 8, en cuya salida se encuentra presente una tensión continua  $U_{DC}$  proporcionada por la fuente de alimentación conmutada 1.

La figura 2 muestra un diagrama de bloques de un circuito de medición 10 del lado primario. El circuito de medición presenta dos ramales de procesamiento de señal 11,12; cuyas entradas respectivamente están conectadas a los puntos de medición 42-44 de la etapa de filtrado primaria 4, así como a los puntos de medición 52-54 del convertidor de conmutación 5. Mediante esos puntos de medición 42-44, así como 52-54, mediante el primer ramal de procesamiento de señal 11, pueden medirse la tensión del condensador  $U_{40}$  y la corriente del condensador  $I_{40}$ , y mediante el segundo ramal de procesamiento de señal 12 pueden medirse la tensión del transistor  $U_{50}$  y la corriente del transistor  $I_{50}$ .

En el primer ramal de procesamiento de señal 11 respectivamente está dispuesto un filtro analógico 111, para la medición de la corriente, que como un filtro paso banda está adaptado a la frecuencia de conmutación de la fuente de alimentación conmutada 1, y el cual deja pasar señales de medición que varían con la frecuencia de conmutación. El filtro 111, de manera ventajosa, presenta una característica de Butterworth de tercer orden. El mismo está diseñado de banda ancha, para dejar pasar la señal a pesar de tolerancias del componente y de una frecuencia de conmutación, eventualmente variable, de la fuente de alimentación conmutada 1. Al filtro 111 se conecta un amplificador 112 para la amplificación de la señal y eventualmente una corrección del punto cero.

En el segundo ramal de procesamiento de señal 12 está dispuesto primero un filtro analógico 121, para la medición de corriente. El filtro 121 es comparable al filtro 111 en el primer ramal de procesamiento de señal 11. Para la medición de tensión, en lugar de un filtro, está proporcionado un circuito de limitación de tensión 123, que se explica en detalle con relación a la figura 3. Al filtro 121, así como al circuito de limitación de tensión 123, se conecta a su vez respectivamente un amplificador 122. Adicionalmente, de manera opcional, en el ramal de procesamiento de señal puede estar dispuesto también un interruptor de sincronización 124, que se activa en el ciclo del transistor de conmutación 50 y deja pasar las señales de medición sólo en la fase de conexión del transistor de conmutación 50.

En la figura 3 se representa en detalle un ejemplo de realización de un circuito de limitación de corriente 123 con amplificador 122 dispuesto aguas abajo. Mediante el transistor de conmutación 50, dependiendo de la magnitud de la tensión de la red  $U_{ac}$ , se encuentran presentes hasta algunos cientos de voltios, cuando bloquea el transistor de conmutación 50. En el estado interconectado, en cambio, mediante el transistor de conmutación 50, se reduce solamente de algunos milivoltios hasta aproximadamente cien milivoltios. El circuito de limitación de tensión 123 impide que los componentes conectados aguas abajo del circuito de medición resulten dañados o se saturen debido a una tensión demasiado elevada.

En entradas, al circuito de limitación de tensión 123 se suministra la tensión de entrada  $V_{ein}$  que debe medirse, por ejemplo desde los puntos de medición 53 y 54. De manera alternativa, la medición de tensión también puede tener lugar en los puntos de medición 52 y 54, en donde después se resta el descenso de tensión, también medido, mediante el shunt 51. Esto último es ventajoso, ya que el punto de medición 52 representa entonces un punto de medición en común para la medición de tensión y de corriente.

La tensión de entrada  $V_{ein}$  se divide primero en un divisor de tensión, mediante resistencias  $R1$  a  $R5$  (de alta resistencia óhmica), en un factor, por ejemplo en el factor 5. La salida del divisor de tensión, mediante un diodo  $D1$ , está conectada a un potencial positivo  $V_c$  de la magnitud de algunos voltios, con respecto a un potencial de masa GND, y de ese modo se limita (se fija) a ese potencial (más la tensión de ruptura inversa del diodo  $D1$ ). El divisor de tensión y el potencial  $V_c$  están seleccionados de manera que la limitación para la tensión elevada interviene al estar bloqueado el transistor de conmutación 50, y no afecta la tensión al estar interconectado el transistor de conmutación 50.

A la salida del divisor de tensión está conectado el amplificador 122, que aquí está formado por un amplificador de operación OP1 con resistencias de acoplamiento opuesto  $R6$  y  $R7$ . El factor de amplificación del amplificador 122 está seleccionado de manera que el amplificador compensa la división de tensión al menos de forma parcial, pero tampoco se produce ninguna saturación en su entrada en el caso de una tensión fijada. Como resultado, en la salida del amplificador 122 se encuentra presente una tensión de salida  $V_{aus}$ , que al estar bloqueado el transistor de conmutación 50 está mantenido en un valor constante de algunos voltios, y al estar interconectado el transistor de conmutación 50, sin un retraso en el tiempo notable, disminuye a un valor que es proporcional con respecto a la tensión mediante el transistor de conmutación 50 interconectado.

Después del procesamiento de señal de los valores de medición en los ramales de procesamiento de señal 11,12; los valores de medición procesados se suministran a un multiplexor 13. El multiplexor 13, en el ejemplo de realización representado, presenta tres conmutadores en cascada, un primer conmutador 131, un segundo conmutador 132 y un tercer conmutador 133. La posición del primer o del segundo conmutador 131,132 determina si desde el respectivo ramal de procesamiento de señal 11,12 respectivamente se pasan los valores de medición para tensión o corriente. El tercer conmutador 133 selecciona si el valor de medición de tensión o de corriente pasado se transmite desde el primer o desde el segundo ramal de procesamiento de señal 11, 12. Los conmutadores 131, 132 y 133 son activados por el microcontrolador 15 mediante líneas de control 151. La salida del multiplexor 13 está

conectada a una entrada de un convertidor analógico/digital (A/D) 14. A su vez, su salida digital es leída desde un microcontrolador 15.

5 Además, el microcontrolador 15, mediante una entrada de señal 152, está conectado a sensores de temperatura 16, mediante los cuales el microcontrolador 15 puede leer una temperatura  $T_{40}$  del condensador primario 40 y una temperatura  $T_{50}$  del transistor de conmutación 50. Los sensores de temperatura correspondientes, con esa finalidad, se encuentran en un contacto térmico con el respectivo componente.

10 El convertidor A/D 14 es un convertidor con una velocidad de muestreo de preferentemente un megahercio (MHz). La tasa de muestreo, de este modo, es varias veces mayor que la frecuencia de conmutación típica del convertidor de conmutación monitoreado, que se encuentra en el rango de algunos 10-100 kHz. Al convertidor A/D 14, mediante el multiplexor 13, se aplican distintas señales de entrada. Dependiendo de la activación de los conmutadores 131-133, desde el microcontrolador 15, los datos recibidos por el convertidor A/D 14 se asocian a las distintas variables de medición de tensión y corriente del condensador primario 40, así como del transistor de conmutación 50.

15 En la secuencia de medición, los conmutadores 131-133 del multiplexor 13 son activados de manera que, de forma consecutiva, se registra respectivamente una sucesión de puntos de medición para la tensión  $U_{40}$  y a continuación para la corriente  $I_{40}$ , en el condensador primario 40, así como mediante el mismo, y a continuación respectivamente una sucesión de puntos de medición para la tensión  $U_{50}$  y la corriente  $I_{50}$  en el transistor de conmutación 50, así como mediante el mismo. De este modo, conforme a la solicitud, la secuencia de medición está diseñada de manera que la misma tiene lugar de forma sincronizada con respecto al ciclo de conmutación del transistor de conmutación 50 del convertidor de conmutación 5.

20 Esa secuencia de programa está reflejada en la figura 4, en un diagrama de flujo. Después de una inicialización del microcontrolador 15 en una primera etapa S0, en una siguiente etapa S1 el primer conmutador 131 se fija en el valor 1 y el tercer conmutador 133 en el valor 1, de manera que desde el primer ramal de procesamiento de señal 11, el ramal de medición de tensión está conectado al convertidor A/D 14.

25 Después de esto, en una siguiente etapa S2 - preferentemente sincronizada con el ciclo de conmutación del transistor de conmutación 50 - un número de puntos de medición, para la medición de la tensión del condensador  $U_{40}$ , se mide en el condensador de filtrado primario 40.

30 Puede preverse que esa medición se extienda sobre un número predeterminado de periodos de conmutación del convertidor de conmutación 5. De este modo, una sincronización puede tener lugar mediante un control de interrupción del microcontrolador 15 con la señal de conmutación del transistor de conmutación 50. De manera alternativa también puede preverse registrar un número predeterminado de puntos de medición y a continuación, mediante un algoritmo correspondiente en el microcontrolador 15, limitar los puntos de medición mediante la forma de la señal detectada de la serie de medición, a uno a o varios periodos. Esto es posible, ya que la señal de medición varía periódicamente con el periodo de conmutación del convertidor de conmutación 5.

35 En una siguiente etapa S3, el primer conmutador 131 se fija en el valor 0, en donde el tercer conmutador 133 permanece en el valor 1, de manera que desde el primer ramal de procesamiento de señal 11, el ramal de medición de corriente está conectado al convertidor A/D 14. Después de esto, en una siguiente etapa S4 - preferentemente otra vez sincronizada con el ciclo de conmutación del transistor de conmutación 50 - un número de puntos de medición, para la medición de la corriente  $I_{40}$ , se mide mediante el condensador 40. Nuevamente puede preverse que esa medición se extienda sobre un número predeterminado de periodos de conmutación del convertidor de conmutación 4.

40 La corriente y la tensión en el condensador, en una primera aproximación, varían de forma sinusoidal. Para determinar una resistencia serie equivalente  $ESR_{40}$  del condensador primario 40, a continuación (véase la etapa S9) se calcula el valor efectivo de la variación de la tensión  $U_{40}$  y el valor efectivo de la corriente  $I_{40}$  en el primer condensador 40, mediante los valores de medición. Junto con el filtrado analógico que ha experimentado la señal de tensión en el filtro 111, en el microcontrolador 15 tiene lugar adicionalmente un filtrado de señal digital. Para ese filtrado de señal digital, las secuencias de señal que se extienden sobre uno o varios periodos, se colocan varias veces de forma consecutiva y se suministran a un filtro digital. De ese modo, la señal de prolonga de forma artificial, de manera que el filtro digital puede ajustarse. Mediante la señal filtrada, se determina entonces un valor efectivo para la variación de tensión y la corriente en el condensador 40. El filtro digital puede estar realizado como un filtro adaptativo, cuyos parámetros se adaptan a las señales de medición según un algoritmo predeterminado. De este modo, por ejemplo, un filtrado de banda estrecha puede tener lugar también en el caso de frecuencias de conmutación variables del convertidor de conmutación 5.

45 En una siguiente etapa S5, el tercer conmutador 133 se fija en el valor 0, de modo que ahora se detectan valores de medición del segundo ramal de procesamiento de señal 12. El segundo conmutador 132 se fija en el valor 1, de modo que desde el segundo ramal de procesamiento de señal 12 el ramal de medición de tensión está conectado al convertidor A/D 14, para medir la tensión  $U_{50}$  sobre la sección de conmutación del transistor de conmutación 50.

En la siguiente etapa S6, preferentemente se miden datos de medición durante un periodo de conexión del transistor de conmutación, en donde nuevamente tiene lugar una sincronización con los instantes de conmutación del transistor de conmutación 50. También aquí la sincronización puede tener lugar mediante un control de interrupción del microcontrolador 15, o a partir de la forma de los datos. Esto último puede realizarse muy bien aquí, ya que la tensión, mediante el transistor de conmutación 50, varía mucho entre su fase de desconexión y su fase de conexión. Condicionado por el circuito de limitación de tensión 123, según la figura 3, sólo se encuentran puntos de medición dentro de la fase de conexión, por debajo del valor de medición máximo ya conocido, y por consiguiente pueden identificarse con facilidad.

Después de la medición de tensión en la etapa S6, en una etapa S7 el segundo conmutador 132 se fija en el valor 0, mientras que el tercer conmutador 133 permanece en el valor 0, para a continuación, en una etapa S8, registrar una secuencia de medición en puntos de medición, para la corriente  $I_{50}$ , mediante el transistor de conmutación 50. Esto tiene lugar nuevamente de forma sincronizada con el ciclo de conmutación del transistor de conmutación 50, y preferentemente en la fase de conexión, que sucede inmediatamente a la medición de tensión, del siguiente periodo de conmutación del transistor de conmutación 50.

Después de las mediciones, en la etapa S9, tiene lugar una evaluación, en la cual, a partir de los valores efectivos de la variación de la tensión del condensador  $U_{40}$  y de la corriente del condensador  $I_{40}$ , se calcula un valor para la resistencia serie equivalente  $ESR_{40}$  del condensador 40. Además, a partir de pares de valores de tensión  $U_{50}$  y corriente  $I_{50}$ , que respectivamente se midieron en los mismos instantes dentro de las fases de conexión (consecutivas), se calcula un valor para la resistencia de conexión  $R_{on50}$  del transistor de conmutación 50.

En una siguiente etapa S10 se miden las temperaturas  $T_{40}$  y  $T_{50}$  del condensador 40 y del transistor de conmutación 50. Puesto que esos valores no son críticos en cuanto al tiempo y no deben detectarse sincrónicamente con respecto a un ciclo de conmutación, para ello puede utilizarse un convertidor A/D interno en el microcontrolador 15. Los valores de temperatura medidos se utilizan en una siguiente etapa S11 para corregir los valores de resistencia medidos ( $ESR_{40}$ ,  $R_{on50}$ ) a un valor de comparación, en el caso de una temperatura fijada. Ambos valores de resistencia mencionados dependen en alto grado de la temperatura. Se puede llegar a una afirmación sobre eventuales variaciones de los valores que se deducen de un proceso de envejecimiento, sólo cuando los valores están revisados en cuanto a los efectos de la temperatura. Esto puede tener lugar mediante tablas o curvas de temperatura (parametrizadas), que están almacenadas en el microcontrolador 15.

Por último, los valores calculados y corregidos de  $ESR_{40}$  y  $R_{on50}$ , en la etapa S11, se emiten mediante la salida de datos 153, por ejemplo hacia una unidad de control de orden superior de la fuente de alimentación conmutada 1, en la cual tiene lugar una comparación con los valores originales y mediante la cual se emite una alerta cuando mediante la comparación puede deducirse una avería inminente. La comparación y el aviso naturalmente pueden ser efectuados también por medio del propio microcontrolador 15.

Un circuito de medición comparable, como está representado en la figura 2, adicionalmente puede estar dispuesto del lado secundario en la fuente de alimentación conmutada de la figura 1. En un circuito de medición del lado secundario están proporcionados dos primeros ramales de procesamiento de señal 11, para detectar tensiones  $U_{70}$ , así como  $U_{75}$ , y corrientes  $I_{70}$  e  $I_{75}$  mediante los condensadores 70, así como 75, del lado secundario. De un modo comparable a lo descrito con relación a la figura 4, el circuito de medición del lado secundario determina un valor para una resistencia serie equivalente  $ESR_{70}$ , así como  $ESR_{75}$ , de los dos condensadores (de filtrado) 70 y 75 del lado secundario. Los microcontroladores de los circuitos de medición primarios y secundarios pueden estar conectados uno con otro mediante un canal de datos, para recolectar y evaluar resultados, eventualmente en un microcontrolador.

Símbolos de referencia

1	Fuente de alimentación conmutada
2	Filtro de corrección del factor de potencia
3	Rectificador primario
4	Etapa de filtrado primaria
40	Condensador
41	Shunt
42-44	Punto de medición
5	Convertidor de conmutación
50	Transistor de conmutación
51	Shunt
52-54	Punto de medición
55	Transformador
6	Rectificador secundario
7	Etapa de filtrado secundaria
70	Primer condensador secundario
71	Primer shunt
72-74	Punto de medición

## ES 2 882 664 T3

	75	Segundo condensador secundario
	76	Segundo shunt
	77-79	Punto de medición
	8	Filtro
5	10	Circuito de medición
	11	Primer ramal de procesamiento de señal (condensador)
	111	Filtro
	112	Amplificador
	12	Segundo ramal de procesamiento de señal (transistor de conmutación)
10	121	Filtro
	122	Amplificador
	123	Circuito de limitación de tensión
	124	Interruptor de sincronización
	13	Multiplexor
15	131	Primer conmutador
	132	Segundo conmutador
	133	Tercer conmutador
	14	Conmutador analógico/digital
	15	Microcontrolador
20	151	Línea de control
	152	Entrada de señal
	153	Salida de señal
	16	Sensor de temperatura
	R1-R7	Resistencia
25	D1	Diodo
	OP1	Amplificador de operación
	U <sub>AC</sub>	Tensión de red
	U <sub>DC</sub>	Tensión continua
	U <sub>ein</sub>	Tensión de entrada
30	U <sub>aus</sub>	Tensión de salida
	V <sub>c</sub>	Potencial positivo
	GND	Potencial de masa

## REIVINDICACIONES

- 5 1. Método de medición para monitorizar un componente de un conjunto eléctrico, en el cual se miden una tensión, mediante al menos un componente del conjunto eléctrico, y una corriente, mediante el componente, y en el cual, a partir de valores de medición para tensión y corriente, se determina un valor de resistencia del componente, **caracterizado por que** la tensión y la corriente se miden de forma consecutiva en periodos de conmutación sucesivos de una señal de conmutación periódica del conjunto eléctrico, y el valor de resistencia se determina mediante los valores de medición para tensión y corriente, a partir de los periodos de conmutación sucesivos.
- 10 2. Método de medición según la reivindicación 1, en el cual la tensión y la corriente se miden de forma sincrónica con la señal de conmutación periódica del conjunto eléctrico, en donde el valor de resistencia se determina mediante valores de medición para tensión y corriente que están medidos en instantes comparables dentro de los periodos de conmutación sucesivos.
- 15 3. Método de medición según la reivindicación 1 ó 2, en el cual el conjunto eléctrico es una fuente de alimentación conmutada (1) y el componente es un transistor de conmutación (50) de un convertidor de conmutación (5) de la fuente de alimentación conmutada (1).
- 20 4. Circuito de medición (10) para monitorizar componentes de un conjunto eléctrico, que presenta un convertidor analógico/digital (14) que, mediante un multiplexor (13), está conectado al conjunto eléctrico, de manera opcional, para la medición de tensión mediante al menos un componente, o para la medición de corriente mediante el componente, y que está configurado para realizar un método de medición según una de las reivindicaciones 1-3.
- 25 5. Circuito de medición (10) según la reivindicación 4, que presenta un circuito de limitación de tensión (123) conectado aguas arriba del multiplexor (13), para limitar una tensión de entrada ( $V_{ein}$ ) a un valor máximo.
6. Circuito de medición (10) según la reivindicación 4 ó 5, que presenta un dispositivo de sincronización para medir tensión y/o corriente de forma sincrónica con una señal de conmutación periódica del conjunto eléctrico.
- 30 7. Circuito de medición (10) según la reivindicación 6, que está configurado para medir tensión y corriente en periodos de conmutación sucesivos de la señal de conmutación periódica, y para determinar un valor de resistencia mediante valores de medición para tensión y corriente que están medidos en instantes comparables dentro de los periodos de conmutación sucesivos.
- 35 8. Conjunto eléctrico que presenta un circuito de medición (10) según una de las reivindicaciones 4 a 7, para la medición de un valor de resistencia de un componente del conjunto eléctrico durante el funcionamiento del conjunto eléctrico.
- 40 9. Conjunto eléctrico según la reivindicación 8, diseñado como una fuente de alimentación conmutada (1) con un convertidor de conmutación (5), en donde el circuito de medición (10) está configurado para la medición de una resistencia ( $R_{on50}$ ) de un transistor de conmutación (50) del convertidor de conmutación (5).
- 45 10. Conjunto eléctrico según la reivindicación 9, en el cual el circuito de medición (10) adicionalmente está configurado para la medición de una resistencia serie equivalente ( $ESR_{40}$ ) de un condensador (40) de una etapa de filtrado primaria (4).

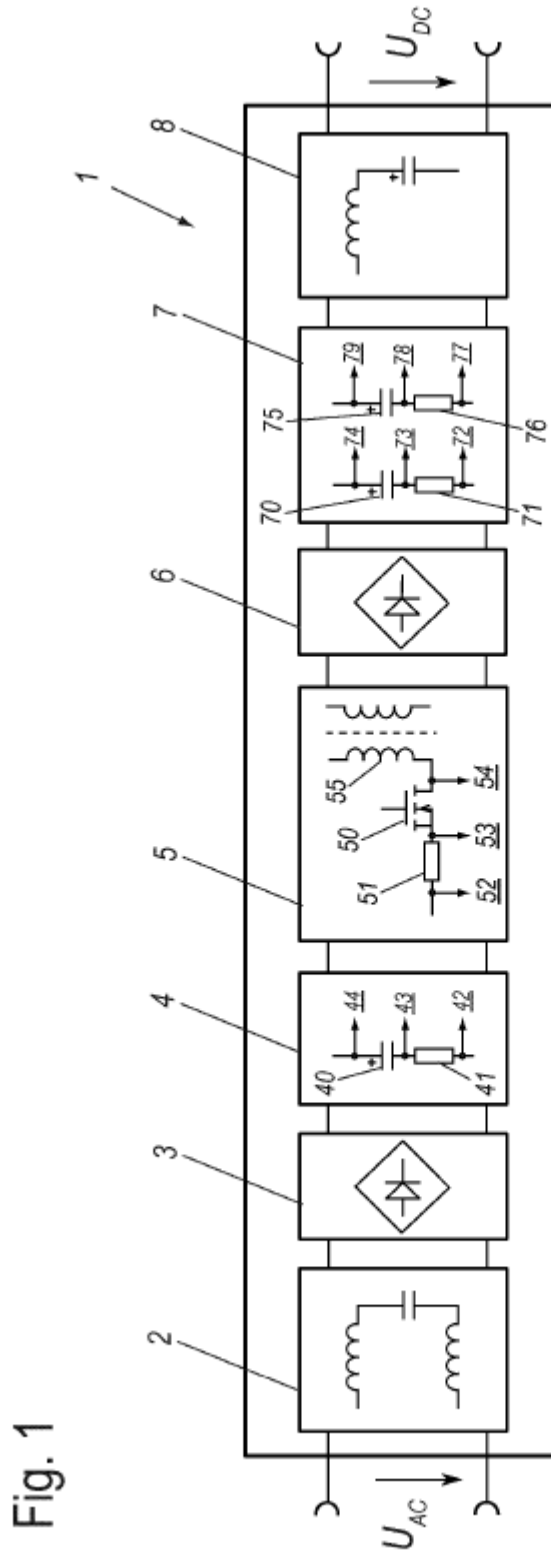


Fig. 1

Fig. 2

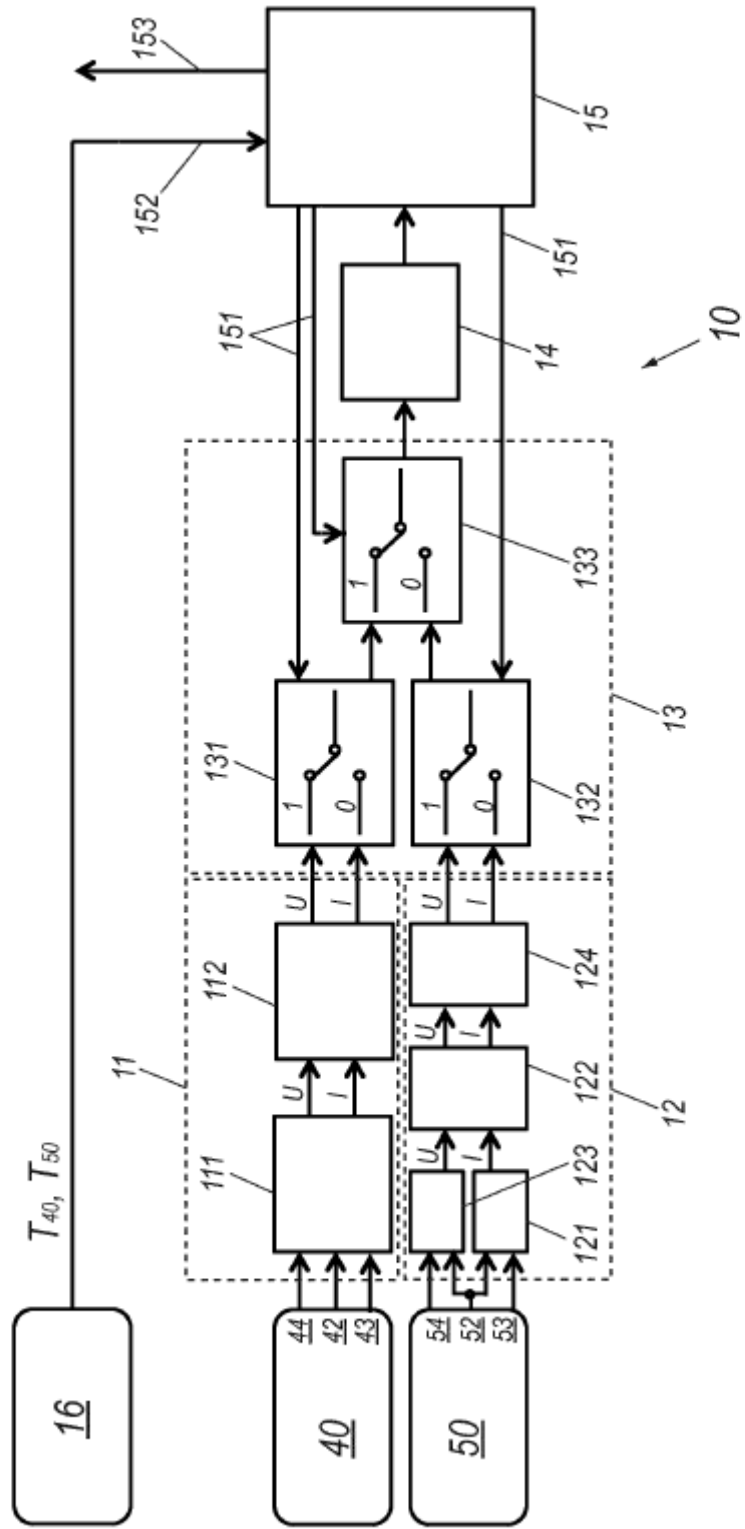


Fig. 3

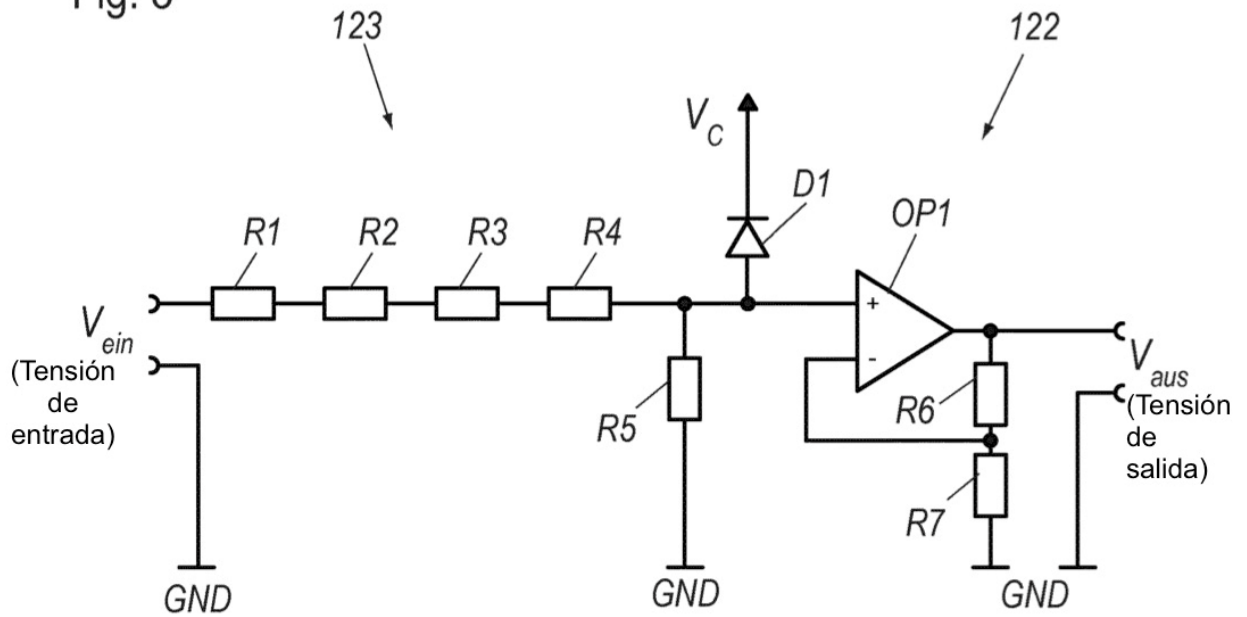


Fig. 4

