

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 397 279**

51 Int. Cl.:

H02J 3/01 (2006.01)

H03H 17/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **02.11.2007** **E 07819538 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **17.10.2012** **EP 2223405**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo para filtrar una corriente y/o voltaje de una salida de filtro de una salida de inversor**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
06.03.2013

73 Titular/es:

ROBERT BOSCH GMBH (100.0%)
Postfach 30 02 20
70442 Stuttgart, DE

72 Inventor/es:

KOCH, KARL

74 Agente/Representante:

ROEB DÍAZ-ÁLVAREZ, María

ES 2 397 279 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

Procedimiento y dispositivo para filtrar una corriente y/o voltaje de una salida de filtro de una salida de inversor

5 La presente solicitud se dirige a un procedimiento para estimar o filtrar la corriente o voltaje de una salida de filtro de un filtro de salida de un inversor conectado a la red como se establece en la porción de clasificación de la reivindicación 1. La invención trata además de un procedimiento para detectar distorsiones de una corriente o voltaje de una salida de filtro de un filtro de salida de un inversor conectado a la red de acuerdo con la porción de clasificación de la reivindicación 9, y un procedimiento para minimizar la distorsión armónica total de una corriente o
10 voltaje de una salida en un filtro de salida de un inversor conectado a la red como se establece en la porción de clasificación de la reivindicación 13. La presente invención trata además de un inversor que conlleva tales procedimientos y un sistema solar que comprende tal inversor.

15 Los inversores de red se usan ampliamente, por ejemplo para conectar generadores de energía solar a una red pública. La mayoría de los dispositivos disponibles en el mercado están optimizados para suministrar una corriente CA sinusoidal a una frecuencia de la red independiente de la distorsión del voltaje de la red. Sin embargo se desea añadir armónicos de amortiguación a la corriente CA que atenúen la distorsión de la red. Los inversores conectados a la red están equipados con filtros L-C-L para minimizar la distorsión armónica total en la salida inversora. Los filtros se diseñan de acuerdo con la tipología del inversor (es decir soportando la alimentación de corriente monofásica o trifásica a la red eléctrica). La función de transferencia de un diseño de filtro típico muestra un pico de resonancia
20 significativo que se debe atenuar para satisfacer los estándares de suministro de energía nacional.

25 Las soluciones comerciales conocidas se basan en un modelo de filtro con parámetros conocidos del filtro L-C-L que sean modelados. Ya que no se pueden evitar las tolerancias del dispositivo y el deterioro de parámetros variables en el tiempo durante la operación, estos procedimientos muestran una degradación del rendimiento sustancial con una falta de coincidencia de los parámetros en aumento. En otras palabras, de acuerdo con las soluciones de la técnica anterior, se diseña una compensación sólo con respecto a un modelo dado de manera exacta. Sin embargo, al menos la calidad de esta compensación disminuirá, si el modelo no cumple de manera exacta con el sistema dado, en particular con el filtro L-C-L dado. Tales diferencias se pueden producir en primer lugar debido a que no se
30 modela de manera exacta el sistema correspondiente. En segundo lugar, los parámetros reales del sistema cambiarán al menos ligeramente, por ejemplo debido a los efectos de temperatura o similares.

35 Como resultado, la compensación no se adapta completamente al sistema real. En particular, la compensación no corresponde a la frecuencia del pico de resonancia del filtro. Tal falta de coincidencia de la frecuencia modelada y la frecuencia real del pico de resonancia puede dar como resultado una compensación deficiente de dicho pico de resonancia. Dependiendo de la técnica de compensación y la falta de coincidencia, la compensación en algunos casos podría incluso dar como resultado una mejora del pico de resonancia. Además, se debe observar que los problemas de compensación podrían no reconocerse, puesto que la salida del filtro de salida se conecta a la red, que normalmente no comprende una señal sinusoidal clara. Es decir incluso una medición del voltaje de la salida
40 podría mostrar distorsiones, pero la medición no dará una conclusión acerca de si las distorsiones corresponden a una compensación insuficiente o a problemas inherentes a la red.

45 El documento de BEIDES H M Y COL.: "DYNAMIC STATE ESTIMATION OF POWER SYSTEM HARMONICS USING KALMAN FILTER METHODOLOGY", se dirige a una estimación del estado de los armónicos del sistema de energía en el proceso de estimar las magnitudes del voltaje del bus y los ángulos de fase de la fundamental y los armónicos más elevados según mediciones redundantes y ruidosas. Este documento propone usar un filtro Kalman para obtener la estimación óptima del contenido armónico del sistema de energía. La publicación japonesa JP-4-364-378-A se dirige a una salida de un generador de energía eléctrica solar, que es convertida por un inversor y siendo filtrados los armónicos más elevados por un filtro y vinculándose la energía a un sistema de energía industrial tras cerrarse un conmutador. Una corriente de la salida del inversor y un voltaje de un sistema de distribución de
50 energía se dan a conocer para introducirse en un detector de CA.

55 Como consecuencia, un objeto de la presente invención es mejorar la señal de salida en la salida del filtro L-C-L y en particular mejorar la atenuación. La invención tiene el objetivo además de proporcionar una solución que sea menos dependiente de los parámetros de los componentes del filtro o la impedancia de la red que la conocida por la técnica anterior. En particular, un objetivo es proporcionar una solución, que sea independiente de al menos uno o todos los parámetros mencionados anteriormente.

60 Como consecuencia, la invención proporciona un procedimiento para estimar o filtrar una señal de voltaje o corriente alterna que comprende las etapas:

definir una estructura de señal general para representar la señal estimada por medio de una función sinusoidal que tenga una onda fundamental y al menos un armónico de orden más elevado, donde la función sinusoidal se define por la frecuencia, amplitud y fase de la onda fundamental y la amplitud y fase de cada armónico,

estimar la amplitud y fase de la onda fundamental y / o cada armónico por medio de un filtro, un filtro adaptativo y / o un observador, en particular un filtro Kalman,

donde la señal estimada se compara con la señal medida correspondiente.

De acuerdo con una forma de realización de la invención la señal de voltaje o corriente alterna es una corriente o voltaje de la salida de un filtro de salida de un inversor u otra fuente de energía controlada conectada a la red como se establece en la reivindicación 2. Tal fuente de energía controlada podría ser un suministro de energía de CA o una fuente de corriente CA. Como consecuencia, se define una estructura de señal general para representar la corriente o voltaje de la salida del filtro estimada. En otras palabras, se proporciona una estructura o modelo básico de la señal generalmente esperada en la salida del filtro. Su estructura de señal general comprende una onda fundamental de una función sinusoidal ya que la salida del filtro se conecta a la red y la red comprende una función sinusoidal del voltaje. Sin embargo el voltaje de la red y de ese modo el voltaje de la salida del filtro comprende distorsiones. Estas distorsiones pueden depender de una pluralidad de razones, en particular debido a cargas asimétricas en la red. La estructura de señal general es decir el modelo de la señal de salida del filtro estimada tiene en cuenta estas distorsiones comprendiendo al menos un armónico adicional de orden más elevado. Por ejemplo, se tienen en cuenta los diez primeros armónicos. Normalmente, las distorsiones en el voltaje de la red influyen principalmente a los diez primeros armónicos y los armónicos adicionales pueden a menudo ser rechazados.

Para adaptar esta estructura de señal general a la señal de salida del filtro estimada se tienen que fijar y se tienen que adaptar la amplitud y la fase de la onda fundamental y los armónicos. Esto se hace por medio de un filtro, un filtro adaptativo y / o un observador, en particular un filtro Kalman. La señal modelada resultante se compara con la señal medida y la diferencia de ambas señales actúa a modo de una función de corrección o adaptación para adaptar o ajustar dichas amplitudes y fases.

Se debe observar, que se espera que la frecuencia del pico de resonancia sea mayor que la frecuencia del décimo armónico y de forma adecuada no será un múltiplo de la frecuencia de la red. Como resultado, la señal modelada no contendrá o representará el pico de resonancia o sólo lo hará de manera muy deficiente. Por lo tanto, el pico de resonancia permanecerá de forma bastante clara en la diferencia de la señal modelada y la señal medida.

El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 puede en general usar cualquier tipo de observador o filtro, en particular un filtro adaptativo para estimar amplitudes y las fases. Sin embargo, ya que se espera que la señal medida comprenda ruido, es ventajoso usar un filtro Kalman.

De acuerdo con un aspecto de la invención, una función sinusoidal que tiene una onda fundamental y al menos un armónico de orden más elevado que corresponde a la estructura y la frecuencia de la corriente de la salida del filtro estimada se usa como señal de entrada del observador. Por ejemplo, con respecto a la red europea que tiene una frecuencia de 50 Hz la onda fundamental de la señal de entrada también tendrá una frecuencia de 50 Hz. Si por ejemplo se eligen diez armónicos (incluyendo la onda fundamental) para modelar la estructura de señal general, la onda fundamental proporcionará adicionalmente armónicos de la frecuencia de 100 Hz a 500 Hz. Las fases y las amplitudes de la señal de entrada del observador simplemente se pueden fijar a cualquier valor, por ejemplo todas las fases se fijan a 0 y todas las amplitudes se fijan a 1.

De acuerdo con un aspecto adicional de la invención la señal de entrada del observador se define por la frecuencia de su onda fundamental y la fase y amplitud de cada uno de su onda fundamental y sus armónicos y donde al menos algunos de los valores son valores predefinidos. Como consecuencia, la señal de entrada no es de hecho una señal medida introducida en el observador, sino una emulada definida por sus parámetros y estos parámetros son - al menos algunos de ellos - introducidos en el observador. Como se declara anteriormente, la amplitud y fase de la fundamental y / o los armónicos de la señal de entrada del observador pueden tomar cualquier valor y de ese modo se pueden predefinir de antemano. En particular, la frecuencia de la onda fundamental que corresponde a la frecuencia de la red (por ejemplo 50 Hz) se da como señal de entrada en el observador. Esta frecuencia a menudo será un valor medido, medido a partir de la señal de voltaje en la red, por ejemplo midiendo el cruce por cero positivo de la señal de la red y calculando la frecuencia correspondiente. Las amplitudes y las fases pueden simplemente tomar cualquier valor y de ese modo se pueden predefinir sus valores y no es necesario calcular o recalculer estos valores todo el tiempo.

Además, y de acuerdo con un aspecto de la invención puede incluso no ser necesario alimentar estos valores al observador como señal de entrada, sino calcular estos valores dentro del observador u obtener estos valores de una memoria dentro del observador. Es decir de acuerdo con un ejemplo sólo se necesita introducir los 50 Hz aproximadamente (en caso de una red europea) o por ejemplo 60 Hz (para EE.UU.) en el observador como señal de entrada. Dentro del observador los valores para las amplitudes y fases para la fundamental y los armónicos de la señal de entrada son fijados por el observador.

Si se proporcionan o se calculan los valores para las amplitudes y fases en el interior del observador aún más cálculos dentro del observador pueden tener en cuenta estos valores de las amplitudes y fases de la señal de entrada. Como consecuencia, cualquier cálculo dentro del observador se puede adaptar al hecho de que algunos valores de la señal de entrada se conocieran de antemano. Al menos algunos cálculos se pueden llevar a cabo entonces en los valores predeterminados de una manera fuera de línea con respecto a la operación del observador y / o los resultados respectivos se pueden guardar como valores para el uso en el cómputo del observador. Por ejemplo si estos valores de la amplitud y fase son valores constantes cualquier multiplicación con tal valor de entrada con un factor se puede sustituir por un nuevo factor. Además, cualquier amplitud que comprenda unos es ineficaz con respecto a cualquier multiplicación y el valor de cero para cualquier fase de la señal de entrada es ineficaz para cualquier suma o resta, por dar sólo algunos ejemplos. Como consecuencia, el valor para las amplitudes y las fases dentro del observador darán como resultado una reducción de la complejidad del observador.

De acuerdo con un aspecto adicional de la invención la amplitud y fase de una onda fundamental y de los armónicos de la señal de salida del filtro estimada y / o la señal de entrada se representan por un valor complejo. De este modo, se pueden usar procedimientos conocidos para calcular valores, como se proporcionan a menudo en procesadores y similares como un procesador de señal digital (DSP). Cada armónico se puede representar por un único valor complejo.

De acuerdo con un aspecto de la presente invención la frecuencia de una onda fundamental de una señal de salida del filtro medida y / o la frecuencia de la red se introduce en el observador como frecuencia de la onda fundamental de la señal de entrada. La frecuencia medida podría ser la única señal de entrada. Se debe observar, que la frecuencia de la red es una información bastante importante de la señal que sea estimada. Sin embargo, de acuerdo con otra posibilidad podría también ser suficiente observar y adaptar la frecuencia de la onda fundamental es decir la frecuencia de la red.

Con respecto a un aspecto de la invención, la señal de voltaje alterno es el voltaje de la red, en particular de la red pública o de una red privada. Es decir no es necesario medir la señal en una salida de un inversor u otra fuente de energía, sino en cualquier lugar en la red. Sin embargo el voltaje de la red puede por supuesto también ser medido en la salida de tal dispositivo. Como resultado, el voltaje de la red es estimado o filtrado en particular para recibir información característica del voltaje, en particular de distorsiones caracterizadas por los armónicos de la señal estimada.

Para mejorar la calidad del voltaje en la red, la señal de voltaje estimada o filtrada de la red proporciona una buena base para modificar el voltaje de la red, en particular para reducir distorsiones. Como consecuencia se propone eliminar, compensar y / o modificar al menos un componente del voltaje de la red.

De acuerdo con un aspecto de la invención, un inversor u otra fuente de energía modula una señal de voltaje y / o corriente para alimentarla a la red con el fin de modificar el voltaje de la red de acuerdo con el voltaje de la red estimado. De este modo, se pueden influir directamente en el voltaje de la red. En particular, se puede proporcionar una forma de señal arbitraria. Como ejemplo, el 2º armónico y adicionales se pueden reducir con el fin de llegar de forma más precisa a una forma sinusoidal del voltaje en la red. Los armónicos se pueden desplazar también con respecto a su fase, para obtener una forma más simétrica del voltaje de la red. La persona experta en la materia generalmente conoce procedimientos y herramientas para modificar una señal de voltaje generalmente sinusoidal que comprende armónicos adicionales. Sin embargo, para llevar a cabo tales modificaciones, es necesario un buen conocimiento de la forma de la señal de voltaje. La invención da una solución, o al menos un planteamiento a este problema y proporciona información acerca del voltaje de la red para permitir una buena modificación del voltaje de la red.

De acuerdo con la invención se proporciona además un procedimiento para detectar distorsiones de una corriente o voltaje de la salida de filtro de un filtro de salida de un inversor u otra fuente de energía conectada a la red, que comprende las etapas: estimar una corriente o voltaje de la salida de filtro del filtro por medio de un filtro, un filtro adaptativo o un observador, en particular un filtro Kalman, y estimar las distorsiones comparando la señal estimada

- 5 con una señal de referencia medida del filtro. Como consecuencia, una señal de salida de filtro del filtro de salida se estima de acuerdo con una primera etapa. La señal estimada de la señal de salida del filtro depende del filtro de salida así como de la red. La señal de salida del filtro estimada, de acuerdo con el diseño del observador proporcionará básicamente una señal estimada que representa una señal que comprende distorsiones inducidas por la red. Sin embargo, la estimación del observador no contendrá o sólo lo hará en un grado pequeño el pico de resonancia o cualquier pico de resonancia del filtro de salida. Como consecuencia, la diferencia de la señal de referencia medida del filtro y la señal de salida del filtro estimada indicará básicamente distorsiones relacionadas con el filtro, en particular un pico de resonancia.
- 10 De acuerdo con un aspecto de la invención la estimación de la señal de salida del filtro usada para detectar distorsiones relacionadas con el filtro se lleva a cabo como se describe en los párrafos y páginas anteriores. En particular, se proporciona una estructura de la señal de salida del filtro, que comprende una onda fundamental que tiene la frecuencia de la red y al menos un armónico adicional. La elección de la estructura para la señal de salida del filtro estimada especifica al menos parcialmente esa parte de la señal de salida, que se puede estimar por medio del observador. Si la estructura sólo comprende la onda fundamental de la red y los armónicos de la red es decir 15 sólo la frecuencia de base y el múltiplo de la misma, cualquier comportamiento de señal de frecuencias entre y / o por encima de las frecuencias consideradas no se puede representar por la estructura restringida elegida de la señal estimada.
- 20 De acuerdo con una forma de realización adicional las distorsiones relacionadas con el filtro se detectan en un filtro paso bajo L-C-L que tiene dos inductancias y un condensador conectados en una estructura en forma de T que se usa como el filtro de salida y donde la distorsión de la señal de salida del filtro se detecta estimando una señal de salida de filtro en el filtro de salida y comparándola con una señal medida del filtro que representa la señal de salida. Como consecuencia, el procedimiento para detectar distorsiones relacionadas con el filtro es en particular ventajoso 25 en relación con un filtro paso bajo L-C-L. Se debe observar, que las inductancias y el condensador no se conectan necesariamente en una placa de circuito. Por ejemplo una de las inductancias puede ser sólo un hilo de conexión o un consumidor o una carga en la red.
- 30 De acuerdo con un aspecto adicional de la invención, cuando se usa un filtro paso bajo L-C-L que tiene dos inductancias y un condensador conectados en una estructura en forma de T el voltaje en el condensador se usa como la referencia del observador y se usa para calcular el error del observador. Tal filtro que tiene la estructura en forma de T recibirá - durante una operación - una corriente de la entrada I_{L0} del inversor que fluye hacia una primera inductancia. La corriente de la salida del filtro I_{L1} fluirá a través de una segunda inductancia a la salida del filtro. La diferencia de estas dos corrientes I_{L0} y I_{L1} es una corriente I_C que fluye hacia el condensador de este filtro. Se debe 35 esperar, que la corriente I_{L0} proporcionada por el inversor no comprenderá un pico de resonancia, mientras que la corriente de la salida del filtro I_{L1} comprenderá este pico de resonancia. Como consecuencia, la corriente I_C al ser la diferencia de las corrientes I_{L0} y I_{L1} comprenderá este pico de resonancia pero al menos no la onda fundamental de ambas corrientes I_{L0} y I_{L1} puesto que estas dos corrientes tendrán básicamente la misma onda fundamental.
- 40 Se puede medir la diferencia de las corrientes de la entrada del filtro y de la salida del filtro I_{L0} y I_{L1} y esta diferencia es, de acuerdo con Kirchhoff, la corriente del condensador I_C . Sin embargo también se puede medir el voltaje del condensador que es básicamente la corriente integrada y será básicamente una señal desfasada con respecto a la corriente I_C .
- 45 De acuerdo con la invención se propone además un procedimiento para minimizar la distorsión armónica total de una corriente o voltaje de la salida de un filtro de salida de un inversor conectado a la red, que comprende las etapas: generar una corriente de la salida del inversor introducida en el filtro de salida por medio del inversor, detectar una señal de distorsión de la corriente de la salida del filtro por medio de un observador, en particular un filtro Kalman y adaptar la generación de la corriente de la salida del inversor para compensar la distorsión detectada. Como consecuencia, para alimentar la corriente eléctrica a la red un inversor genera una corriente de la salida del 50 inversor que se introduce en un filtro de salida. Aparecerán distorsiones en la señal de salida del filtro es decir la corriente que sale del filtro de salida y / o el voltaje de la salida del filtro. Ya que el voltaje de la red conectada normalmente no proporciona una señal que tenga una forma sinusoidal ideal es muy difícil, distinguir distorsiones relacionadas con el filtro por la forma del voltaje proporcionado por la red. Para superar este problema se detecta una señal de distorsión relacionada con el filtro por medio de un observador, en particular un filtro Kalman que se 55 usa de forma ventajosa, si la señal o señales relevantes comprenden ruido.
- 60 Un inversor, que comprende un filtro de salida conectado a la red proporciona en la salida del filtro de salida una corriente de la salida que sea alimentada a la red. En teoría, el voltaje de la red así como la corriente de la salida tienen una forma sinusoidal. En la realidad sin embargo, el voltaje de la red normalmente no proporciona una forma

sinusoidal, sino que en cierta manera está distorsionada en comparación con una forma sinusoidal clara. Como consecuencia, esto influye a la corriente de la salida que será alimentada a la red. La corriente de la salida diferirá en consecuencia de una corriente sinusoidal idealizada. Además, el filtro de salida dará como resultado una señal que tenga un pico de resonancia a una cierta frecuencia que se encuentre en la parte superior de la señal sinusoidal no ideal. Esto hace que sea extremadamente difícil detectar la distorsión relacionada con el filtro. Y de ese modo, es difícil corregir la señal de salida del inversor, de tal manera, que sólo la distorsión que comprende dicha frecuencia de resonancia es detectada o al menos atenuada. En otras palabras, el objetivo básico no es sólo compensar una única señal de distorsión en la parte superior de una función sinusoidal, sino ocuparse de una señal de distorsión, que se encuentra en la parte superior de una señal ya distorsionada y básicamente - excepto por la frecuencia - desconocida.

Si se detecta la distorsión, el inversor se puede adaptar para generar una corriente, que compensará las distorsiones detectadas en la corriente y / o voltaje. Debido al uso de un observador para detectar las distorsiones, cualquier variación que dé como resultado un cambio en la distorsión de la corriente de la salida será reconocida y considerada por el inversor. Como consecuencia, este procedimiento para minimizar la distorsión armónica total tolera las variaciones del filtro de salida y de ese modo tolera las variaciones de las características del filtro de salida.

Como se explica anteriormente, para borrar o atenuar una señal de distorsión relacionada con el filtro de salida que tiene una frecuencia de resonancia la invención propone un planteamiento que comprende tres etapas generales:

En la primera etapa se estima la señal de salida de filtro del filtro de salida sin la señal de distorsión relacionada con el filtro. En la segunda etapa la señal de distorsión relacionada con el filtro, en particular un pico de resonancia, se determina en base a la señal de salida del filtro estimada. Finalmente, en la tercera etapa, en base a la señal de salida del filtro estimada y la señal de distorsión detectada se cambia el control del inversor de tal manera, que la señal de distorsión relacionada con el filtro se atenúa al menos.

De acuerdo con un aspecto adicional de la invención el procedimiento para minimizar las distorsiones se usa en un inversor que tiene un filtro paso bajo L-C-L que tiene una estructura en forma de T con al menos dos inductancias y un condensador. En este caso la señal de distorsión se detecta midiendo el voltaje en el condensador y un valor fijado para la corriente generada por el inversor se adapta de acuerdo con el voltaje medido en el condensador. De acuerdo con esta configuración el inversor alimentará una corriente al filtro de salida dando como resultado una corriente de la salida del filtro que comprende sólo alguna o de manera óptima, esta corriente de la salida del filtro no comprenderá ninguna distorsión. Como consecuencia, de acuerdo con la ley de corriente de Kirchhoff la diferencia entre la corriente de la entrada y la de la salida es la corriente del condensador I_C hacia el condensador. Esta corriente del condensador I_C representa por lo tanto la distorsión. Para atenuar las distorsiones una posibilidad es añadir la señal de distorsión diferenciada en la entrada del filtro es decir añadir la señal de distorsión diferenciada a la corriente de la entrada, para obtener una atenuación de la distorsión correspondiente en la señal de salida es decir ya que la señal de distorsión, en particular la señal de distorsión recibida tomando la diferencia de la corriente de la salida y la señal estimada proporcionará ruido y es bastante difícil diferenciar una señal que comprenda ruido.

Sin embargo, se espera que la señal de distorsión comprenda principalmente una señal sinusoidal que tenga una frecuencia de acuerdo con la frecuencia del pico de resonancia de la distorsión relacionada con el filtro. Como resultado, y de acuerdo con un aspecto de la invención actual se reconoce, que diferenciar una señal sinusoidal es básicamente lo mismo que integrar una señal sinusoidal, excepto por la amplitud y fase o signo algebraico respectivamente. Como consecuencia, para atenuar la distorsión en la salida de corriente se puede conseguir fácilmente añadiendo la señal de distorsión integrada con la amplitud adaptada y el signo algebraico a la corriente de la entrada. La corriente de la entrada se cambia corrigiendo la señal fijada para la corriente de la entrada como corresponda. El control del inversor de acuerdo con la señal fijada dada o corregida se lleva a cabo como se conoce generalmente en el estado de la técnica.

De acuerdo con la presente invención se encontró un simple modo de recibir una señal integrada de la señal de distorsión, midiendo simplemente el voltaje en el condensador de un filtro paso bajo L-C-L que tiene una estructura en forma de T.

De acuerdo con una forma de realización adicional de la presente invención el procedimiento sugerido comprende además la etapa de corregir la corriente de la salida del inversor para compensar la potencia reactiva. En general es difícil recibir una información detallada y útil acerca de la corriente eléctrica y el voltaje en la red en particular debido al ruido en la señal de voltaje. De acuerdo con un aspecto de la presente invención se propone estimar la corriente. Tal estimación de la corriente puede usarse no sólo para atenuar una distorsión relacionada con el filtro, sino para influir en la corriente en general. Como consecuencia, se propone corregir la corriente de la salida del inversor de tal

manera, que la potencia reactiva se pueda compensar al menos parcialmente. Se propone de ese modo, generar una corriente de la salida de una forma arbitraria, para que dé como resultado una forma mejorada de la corriente en la red. Compensar la potencia reactiva es un tema principal, pero el conocimiento de la forma de la corriente y / o el voltaje recibido estimando la corriente o el voltaje como se explica anteriormente también se puede usar para tener como objetivo cualquier otra mejora de la forma de la corriente en la red. Es decir si la corriente comprende cualquier distorsión como valores de pico no deseados la corriente de la salida se puede adaptar como corresponda. Tal generación de una forma de corriente de la salida arbitraria también se puede cumplir sin llevar a cabo una etapa para atenuar una distorsión relacionada con el filtro.

De acuerdo con un aspecto de la presente invención se propone un inversor para alimentar corriente a la red, que comprende un filtro paso bajo para filtrar la corriente en una unidad de procesamiento adaptada para llevar a cabo al menos uno de los procedimientos descritos. Como consecuencia, un inversor se puede mejorar con respecto a su corriente de salida implementando un procedimiento inventivo en la unidad de procesamiento. De acuerdo con un aspecto la unidad de procesamiento se lleva a cabo como un procesador de señal digital (DSP). Tal procesador de señal digital puede conectarse al inversor o formar parte del inversor y se puede programar además de un modo deseado. Éste es sólo un modo de adaptar un inversor para mejorar la corriente de la salida por medio del procedimiento inventivo descrito.

De acuerdo con una forma de realización de la invención, se propone un inversor que tenga un filtro de salida que tenga una frecuencia de resonancia por encima de la frecuencia del décimo armónico de la frecuencia de la red. Por ejemplo estando por encima de 500 Hz (para Europa) y por encima de 600 Hz (para EE.UU.). Por ejemplo la frecuencia de resonancia se puede hallar en el intervalo de 1-2 kHz. Esto permite que un buen filtro alise la corriente generada por medio de una modulación por ancho de pulso o similares. Y tal frecuencia de resonancia permite un pico de resonancia que sea diferente a las distorsiones relacionadas con la red.

Se prefiere tener un sistema solar que comprenda un generador solar y al menos uno de los inversores descritos anteriormente. Como consecuencia, la energía solar recibida del generador solar puede ser alimentada a la red, donde la corriente alimentada a la red se mejora con respecto a la atenuación de las distorsiones. Adicionalmente, conectar tal sistema solar a la red podría incluso mejorar la corriente y / o el voltaje en la red.

Se describirán ahora las formas de realización de la presente invención haciendo referencia a las figuras anexas, en las que

La Fig. 1 muestra el principio de una síntesis de red adaptativa,

La Fig. 2 muestra el principio de una identificación del sistema de filtro adaptativo conocido,

La Fig. 3 muestra el principio de una estructura de filtro adaptativo de acuerdo con un aspecto de la presente invención,

La Fig. 4 muestra esquemáticamente un filtro de salida L-C-L típico en una estructura en forma de T que se conecta entre un convertidor y una red,

La Fig. 5 muestra la estructura de un modelo de simulación para simular un medio puente de 3 puntos conectado a un filtro paso bajo L-C-L en una estructura en forma de T para probar la eficiencia de diferentes formas de realización de la invención, y

Las Figs. 6a-c muestran resultados de simulación con y sin atenuación.

Con respecto a los inversores de red conectados a una red pública se desea añadir armónicos de amortiguación a la corriente CA para atenuar la distorsión de la red. Esto requiere un conocimiento detallado acerca de la amplitud y fase de cada oscilación armónica, de tal manera que los armónicos de amortiguación se pueden hacer a medida. De acuerdo con la invención, se sugiere un nuevo procedimiento para estimar los armónicos de la red mediante un filtrado adaptativo. El filtro adaptativo determina cómo un set de osciladores controlados numéricamente (NCO) que dan vueltas a las frecuencias de los armónicos como de 50 Hz, 100 Hz, 150 Hz y así sucesivamente se debe ensamblar para sintetizar el voltaje de la red. La Figura 1 ilustra este principio del voltaje principal que se sintetiza por medio del ensamblaje de tales osciladores controlados numéricamente. Cada uno de tales osciladores NCO_1 a NCO_10 comprende una amplitud y una fase. Adicionalmente, se conoce la frecuencia, donde se conoce para el oscilador de base controlado numéricamente NCO_1, que es de 50 Hz en el ejemplo dado. Las frecuencias de los osciladores controlados numéricamente restantes NCO_2 a NCO_10 son sólo un múltiplo de la frecuencia de base.

El voltaje principal resultante es una señal periódica, pero normalmente no es una señal sinusoidal clara, como se ilustra en la figura 1. Un filtro Kalman se usa para la identificación del sistema para estimar la amplitud y fase de cada oscilador controlado numéricamente NCO_1 a NCO_10.

5 Se conoce que el filtro Kalman es un rastreador excelente en el sistema para tareas de identificación que necesitan seguir parámetros variables en el tiempo. Pero esto se consigue a costa de un gasto computacional elevado. La síntesis de la red adaptativa como se describe en este documento puede evitar ese inconveniente como se describirá más adelante.

10 La Figura 2 ilustra en general el principio de identificación del sistema conocido usando un filtro adaptativo. Se representa el flujo de señal de un algoritmo DSP de identificación del sistema típico. Como consecuencia, un sistema desconocido y un filtro adaptativo se conectan a una fuente de ruido blanco. La salida del sistema y la salida del filtro se comparan calculando un valor de error. El valor de error se usa como señal de retroalimentación para ajustar los taps del filtro W_k . Ya que el proceso adaptativo intenta reducir la potencia de la señal de error, los coeficientes del filtro se ajustarán de modo que se estime la respuesta del impulso del sistema desconocido. En caso de un comportamiento convergente el filtro adaptativo clona la respuesta del sistema desconocido. La señal de entrada se elige blanca, puesto que en ese caso la salida del filtro adaptativo contribuye al valor de error en todas las frecuencias relevantes, reduciéndose el tiempo de convergencia a un mínimo.

20 Sin embargo, este principio generalmente conocido de una identificación del sistema de filtro adaptativo como se representa en la figura 2 casi no se puede adaptar al problema actual. La razón es, que en particular no hay acceso a la señal de entrada del sistema desconocido, que produce la corriente y el voltaje de la red. De hecho, ni siquiera hay ninguna señal de entrada a la red sino una pluralidad de influencias que forman la red. En particular, no hay posibilidad de introducir ninguna señal de prueba como un ruido blanco. También es difícil o imposible sintetizar tal sistema desconocido.

La Fig. 3 muestra el principio de la síntesis de la red de filtro adaptativo de acuerdo con al menos un aspecto de la invención. Como se ilustra la síntesis de la red adaptativa no proporciona una señal de entrada a la red pública o en isla (también conocida como red privada). Por ejemplo no hay ninguna señal de entrada común a la red y el modelo que comprende los taps del filtro A_n y B_n . De acuerdo con una forma de realización, los osciladores controlados numéricamente NCO_1 a NCO_10 se introducen en el modelo y se asume, que la red proporcionará una señal en cierto modo similar. La señal de salida del modelo es comparada con (sustraída de) el voltaje principal o el voltaje de la red respectivamente. El resultado, denominado retroalimentación de error, se introduce en el modelo para modificar los taps del filtro, con el fin de minimizar el error del voltaje de la red y la salida del modelo. Como resultado, los taps del filtro, es decir la amplitud y fase de cada oscilador controlado numéricamente están adaptados para minimizar el error resultante.

40 Como ejemplo, la figura 3 muestra 10 NCO (50Hz, 100Hz, ... 500Hz), para representar una señal sinusoidal que comprende 10 armónicos. Se comprobó que este número era suficiente, ya que los armónicos más elevados normalmente tienen sólo amplitudes pequeñas y poca influencia en la señal. Sin embargo, se podrían elegir más o menos NCO, dependiendo de la red, la exactitud pretendida, el tiempo de convergencia y otras necesidades y circunstancias.

45 De acuerdo con la invención la síntesis está dirigida a la señal de la red. De acuerdo con la invención la señal de la red periódica $g(t)$ se escribe en la forma de una expansión en serie.

$$g(t) = \sum_n A_n \cdot \cos(n\omega t) + \sum_n B_n \cdot \sin(n\omega t) \quad [1]$$

50 El requisito es identificar los coeficientes en serie A_n y B_n , si se conocen los osciladores de unidad $\cos(n\omega t)$ y $\sin(n\omega t)$ y la red observada $g(t)$.

La ecuación anterior también se puede dar en notación vectorial como sigue:

$$g(t) = [A_1 B_1 A_2 B_2 \dots] \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \\ \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} \quad [2]$$

Usar los sustitutos

$$5 \quad \langle w | = [A_1 B_1 A_2 B_2 \dots] | x \rangle = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \\ \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}$$

da como resultado $g(t) = \langle w | x \rangle$ [3]

10 Con respecto al proceso de filtrado adaptativo mostrado en la fig. 2 los coeficientes en serie $\langle w |$ representan los taps del filtro w_k y las muestras de entrada del filtro x_k son dadas por el set de osciladores de unidad $|x \rangle$. Las dimensiones de $\langle w |$ y $|x \rangle$ determinan el orden de los armónicos más elevado que sea identificado. Es decir la dimensión es dos veces el orden de los armónicos y de hecho cada orden está representado por una amplitud compleja. La excitación del sistema de ruido blanco se puede reemplazar por oscilaciones armónicas manteniéndose sin embargo la vigilancia del proceso de rastreo. Esto se debe a que $|x \rangle$ coordina el cumplimiento del criterio de ortogonalidad (que también se aplica al ruido blanco). Esto se puede explicar por medio de las siguientes ecuaciones:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \sin(k\omega t) \cdot \sin(1\omega t) dt = \delta_{kl}$$

$$20 \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \cos(k\omega t) \cdot \cos(1\omega t) dt = \delta_{kl}$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \sin(k\omega t) \cdot \cos(1\omega t) dt = 0$$

25 Una ecuación correspondiente para el ruido blanco que expresa el criterio de ortogonalidad es:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} x_k(t) \cdot x_l(t) dt = \delta_{kl}$$

Como información general obsérvese que:

30 - los valores escalares se imprimen en una fuente pequeña estándar

- los vectores se indican usando un corchete $\langle \square \rangle$, se transpone por un chete $\langle \square \rangle$

- las matrices se anotan en letras mayúsculas en negrita

5 De acuerdo con una forma de realización de la presente invención se ha programado y aplicado un algoritmo, que es una modificación del filtro Kalman. El filtro Kalman como se conoce generalmente sin ninguna modificación es dado por las siguientes ecuaciones:

10 1. Salida del filtro adaptativo a priori

$$\hat{g}_n = \langle \hat{w}_n | x_n \rangle$$

15 2. Error de estimación a priori

$$e_n = g_n - \hat{g}_n$$

3. Vector de datos filtrados

20 $\langle f_n \rangle = O_{n-1} \cdot \langle x_n \rangle$

4. Vector de ganancia de Kalman

$$\langle k_n \rangle = \frac{1}{\alpha + \langle x_n | f_n \rangle} \cdot \langle f_n \rangle \quad [4A]$$

25 5. Actualización de los coeficientes del filtro óptimos

$$\langle \hat{w}_n \rangle = \langle \hat{w}_{n-1} \rangle + e_n \cdot \langle k_n \rangle$$

30 6. Actualización de la matriz de auto-covarianza

$$O_n = O_{n-1} - \langle k_n \rangle \langle f_n \rangle + \beta \cdot I \quad [4B]$$

35 Como consecuencia, los coeficientes del filtro y de ese modo la salida del filtro son calculados y de ese modo rastreados por medio de un bucle. La salida del filtro \hat{g} se calcula multiplicando los coeficientes del filtro actuales \hat{w} y las muestras de entrada actuales x . Un error de estimación a priori e se calcula restando \hat{g} de g . Para la siguiente etapa el vector de datos filtrados $\langle f \rangle$ y el vector de ganancia de Kalman $\langle k \rangle$ se deben calcular y la actualización de los coeficientes del filtro óptimos $\langle w \rangle$ y la matriz de auto-covarianza O se deben actualizar como se puede observar en las fórmulas dadas. El vector de ganancia de Kalman $\langle k \rangle$ también depende de α , que básicamente representa la sensibilidad. La actualización de la matriz de auto-covarianza Ω también depende del valor constante β , que representa variaciones esperadas.

45 Un experimento de identificación dio evidencia de que el error de estimación de los armónicos de la red está cerca del ruido blanco que se debe a los armónicos ortogonales. Es decir la auto-covarianza es aproximadamente una identidad escalada. Como consecuencia, con respecto a la presente invención se asumió que es constante y se omitió la ecuación de actualización 6 y de acuerdo con una forma de realización de la invención se reemplazó por lo siguiente:

$$O_n = \beta \cdot I \quad [5]$$

50 Se debe observar que este factor constante en la ecuación anterior podría ser diferente pero habitualmente es igual al factor constante como se da en la ecuación de actualización de la matriz de auto-covarianza como se da anteriormente en el dato 6 o la ecuación 6 respectivamente. De acuerdo con esta ecuación modificada para calcular

la matriz de auto-covarianza este valor constante corresponde a las variaciones esperadas.

Teniendo un cálculo simplificado de la matriz de auto-covarianza O el cálculo del vector de datos filtrados $|f_n\rangle$ se puede simplificar como se da anteriormente:

$$|f_n\rangle = \beta \cdot |x_n\rangle \quad [6]$$

Adicionalmente, el cálculo del vector de ganancia de Kalman también se simplifica:

$$|k_n\rangle = \frac{\beta}{\alpha + \beta \cdot \langle x_n | x_n \rangle} \cdot |x_n\rangle$$

De acuerdo con un aspecto de la invención, el vector de entrada $|x\rangle$ sólo contiene funciones cos- y sin-. Como resultado, $\langle x|x\rangle$ representa una serie de segundas potencias de cos y sin. Ya que $\cos^2 + \sin^2$ es igual a 1, el producto de las muestras de entrada se puede calcular:

$$\langle x|x\rangle = n$$

donde n es el orden de los armónicos es decir el número de osciladores controlados numéricamente. De ese modo la ganancia de Kalman se simplifica a:

$$|k_n\rangle = \frac{\beta}{\alpha + n \cdot \beta} \cdot |x_n\rangle \equiv \mu |x_n\rangle \quad [7]$$

Como resultado, la ganancia de Kalman se puede computar sin el conocimiento del vector de datos filtrados y la ecuación anterior 3 se puede cancelar. Las consideraciones explicadas de acuerdo con una forma de realización de la presente invención llevan a un cómputo simplificado de la actualización del filtro Kalman:

1. Salida del filtro adaptativo a priori

$$\hat{g}_n = \langle \hat{w}_n | x_n \rangle$$

2. Error de estimación a priori

$$e_n = g_n - \hat{g}_n$$

3. Vector de ganancia de Kalman

$$|k_n\rangle = \mu |x_n\rangle$$

5. Actualización de los coeficientes del filtro óptimos

$$|\hat{w}_n\rangle = |\hat{w}_{n-1}\rangle + e_n \cdot |k_n\rangle \quad [8]$$

Para llevar a cabo este cómputo simplificado de la actualización del filtro Kalman el vector de entrada $|x\rangle$, y la señal de salida medida g del sistema deben ser conocidos como valores de entrada. Sin embargo, los osciladores controlados numéricamente se conocen de antemano y no necesitan ser medidos pero se pueden calcular en el interior del filtro. Sólo la frecuencia real de la red se introduce de acuerdo con una forma de realización. Una posibilidad de incorporar la frecuencia es midiendo el cruce de cero del voltaje de la red u otro voltaje correspondiente por ejemplo en una pendiente positiva. Como consecuencia, una señal en ascenso, que asciende desde cero hasta 2π por ejemplo en una forma de dientes de sierra. Esta señal se puede introducir en cada función cos- y sin- como un valor para ωt .

Adicionalmente, se debe medir una señal de salida g del sistema. Ya que se estimará el voltaje de la salida del inversor, se debe medir una señal correspondiente. Esto puede ser una medición del voltaje de la red o de acuerdo con una forma de realización el voltaje en un condensador de un filtro de salida.

5 También es necesario definir valores iniciales para los primeros coeficientes del filtro y un valor para la constante μ , que es de hecho un valor correspondiente a la anchura de la etapa de adaptación. Un ejemplo para fijar estos valores iniciales es:

10 $|\hat{w}_0\rangle = |0\rangle$ para los taps del filtro adaptativo,

$\mu = 5.0e^{-3}$ para la anchura de la etapa de adaptación.

15 Los coeficientes del filtro w se pueden fijar a cero, que es un buen valor de arranque. Sin embargo, si el filtro Kalman se ha puesto en funcionamiento antes con el mismo sistema o uno equivalente, los coeficientes del filtro se podrían haber establecido en algunos valores, que llevaran a un buen resultado de filtrado y de ese modo se podrían usar como valores de arranque. El valor para la etapa de adaptación con μ se puede calcular mediante la siguiente fórmula:

20
$$\mu = \frac{\beta}{\alpha + n \cdot \beta}$$

β corresponde a la variación o variación esperada del valor de salida. Esto normalmente corresponde a la cantidad de ruido y se puede fijar a 1 V. El factor de sensibilidad α se puede seleccionar en un intervalo entre 100 V a 1000 V. n es el número de osciladores por ejemplo 10.

25 El filtro Kalman usado con referencia a una forma de realización de la invención actual se ha explicado anteriormente. Este planteamiento de la identificación puede proporcionar una estabilidad numérica y es de una complejidad numérica menor debido a las simplificaciones. El filtro adaptativo se puede llevar a cabo en un procesador de señal digital (DSP) y opera a una tasa de datos de 20 kS (kilo muestras), lo cual es importante para muchos tipos de inversor.

30 Un ejemplo de aplicación se da con respecto a la figura 4. La figura 4 muestra una estructura general de un filtro de salida que se conecta a un inversor 2 y a la red 4. El filtro de salida 1 se da en una estructura en forma de T. Es decir de acuerdo con la ilustración dada dos inductancias L_0 y L_1 forman junto con el condensador C básicamente una forma de "T". El inversor 2 se da sólo como un único símbolo que ilustra, que este inversor 2 proporciona una señal rectangular por ejemplo un pulso con una señal modulada. Como consecuencia, el voltaje alterna entre un voltaje positivo y uno negativo. En la salida, el filtro de salida 1 se conecta a la red 4. Para la red 4, sólo se da un símbolo que ilustra que el voltaje en la red es básicamente una señal de voltaje sinusoidal.

40 Se debe observar, que la figura 4 sólo muestra la estructura general de dicho filtro de salida en forma de T. Sin embargo, esto sólo muestra la estructura general que comprende los componentes generales, es decir las inductancias L_0 , L_1 y el condensador C. Podría haber otros componentes, o uno o una pluralidad de los componentes mostrados se podría dividir en dos o más componentes cada uno. De acuerdo con una forma de realización adicional, la inductancia L_1 también puede ser sólo un hilo u otra línea de conexión que proporcione una característica inductiva. Adicionalmente, se podrían usar otras estructuras de filtro.

45 Los inversores en red comerciales basados en modulación de corriente PWM proporcionan un filtro paso bajo en la salida del inversor para minimizar la distorsión de la corriente. Es inducido por la conmutación de la electrónica de potencia o el ruido de la red y no se puede evitar. El filtro L-C-L es una solución bien conocida. Ofrecer una reducción gradual aceptable (> 80 dB / década) y una buena atenuación en la banda atenuada (> 120 dB) se puede hacer con un coste de inductancia mínimo, en comparación con una conexión de red que sólo presente una inductancia longitudinal.

55 A continuación se demostrará cómo usar el procedimiento de síntesis de la red adaptativa para amortiguar las resonancias del filtro por medio de una degeneración activa. El valor añadido del procedimiento se halla en su potencial de alto rendimiento más su esfuerzo detector mínimo. Las señales completas que se deben adquirir para el procesamiento de datos DSP de acuerdo con la fig. 4 son la corriente de la entrada del filtro i_{L0} y el voltaje del

condensador u_C . El siguiente párrafo repasa las bases matemáticas. Se dará comienzo con un análisis de la ecuación diferencial para la corriente de la salida i_C como se describe por la ley de Kirchhoff.

Los parámetros de las siguientes ecuaciones corresponden a las corrientes y voltajes dados en la figura 4:

5

$$u_C = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + u_{net} \quad [9]$$

$$i_C = i_{L0} - i_{L1} \quad [10]$$

10 De ese modo $i_C = C \cdot \frac{du_C}{dt}$ [11]

según $\frac{du_C}{dt} = L_1 \cdot \frac{d^2 i_{L1}}{dt^2} + \frac{du_{net}}{dt}$ [12]

insertar en [11] $i_C = L_1 C \cdot \frac{d^2 i_{L1}}{dt^2} + C \cdot \frac{du_{net}}{dt}$ [13]

15

y finalmente volviendo a sustituir i_C

$$i_{L0} - i_{L1} = L_1 C \cdot \frac{d^2 i_{L1}}{dt^2} + C \cdot \frac{du_{net}}{dt} \quad [14]$$

20

resolviendo las derivadas de i_{L1}

$$L_1 C \cdot \frac{d^2 i_{L1}}{dt^2} + i_{L1} = i_{L0} - C \cdot \frac{du_{net}}{dt} \quad [15]$$

simplificado

25

$$\frac{d^2 i_{L1}}{dt^2} + \frac{1}{L_1 C} \cdot i_{L1} = i_{L0} - \frac{1}{L_1} \cdot \frac{du_{net}}{dt} \quad [16]$$

Como consecuencia, la ecuación 16 representa la ecuación diferencial de un oscilador armónico no amortiguado con excitaciones externas i_{L0} y du_{net} / dt .

30

$$\omega_0 = \sqrt{L_1 C} \quad [17]$$

La oscilación Eigen del filtro se puede amortiguar, si se aplica una degeneración activa proporcionando un componente adicional de la corriente eléctrica a través de la inductancia L_0 . Sólo a efectos ilustrativos se asume que éste es el único componente a través de la inductancia L_0 :

35

$$i_{L0} = -\gamma \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \quad [18]$$

En este caso, la ecuación diferencial [16] pasará a

40

$$\frac{d^2 i_{L1}}{dt^2} + \gamma \cdot \frac{di_{L1}}{dt} + \omega_0^2 \cdot i_{L1} = -\frac{1}{L_1} \cdot \frac{du_{net}}{dt} \quad [19]$$

Esta ecuación verificada describe un oscilador armónico amortiguado con el parámetro de atenuación γ .

- 5 En otras palabras, la idea básica de controlar el filtro L-C-L es añadir un término de retroalimentación negativo a la referencia de la corriente de la entrada que sea proporcional a la derivada de la corriente de la salida.

10 Se conoce que computar derivadas de flujos de datos digitales es un grave problema. Debido a la presencia inevitable de ruido en los sistemas de la vida real no es posible recoger ese término sin complicaciones. La ecuación 9 prepara el terreno para una solución inteligente. La retroalimentación requerida será medida en línea:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} \cdot (u_C - u_{net}) \quad [20]$$

15 El objetivo es amortiguar la corriente de la salida del filtro en forma de T en el pico de resonancia. De ese modo se pueden omitir armónicos inferiores en la parte de retroalimentación. La red eléctrica u_{net} del lado derecho de la ecuación [20] no tiene un ascenso en la frecuencia Eigen ω_0 . La resonancia obviamente es una característica exclusiva del voltaje del condensador u_C .

20 La amplitud compleja de di_{L1} / dt y u_C en la frecuencia de resonancia ω_0 son proporcionales. De ese modo el hecho de que u_C se deshaga de sus armónicos inferiores es una aproximación de paso alto muy buena de di_{L1} / dt que lo capacita para soportar la degeneración activa.

25 Para ilustrar: considerando el principio de ortogonalidad la amplitud compleja se da por la proyección, donde la proyección sólo se analiza para la parte imaginaria $\sin(\omega_0 t)$, lo mismo se mantiene para la parte real $\cos(\omega_0 t)$.

$$\frac{1}{2\pi} \cdot \int \frac{di_{L1}}{dt} \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi L_1} \cdot \int u_C \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot dt - \frac{1}{2\pi L_1} \cdot \int u_{net} \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot dt \quad [21]$$

30

 ► ortogonalidad

Imagínese el voltaje del condensador como una serie funcional

$$u_C = A(\omega) \cdot \cos(\omega_0 t) + B(\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 t) + \sum_n A_n \cdot \cos(n\omega t) + B_n \cdot \sin(n\omega t) \quad [22]$$

35

 resonancia Eigen armónicos de la red

La proyección destruye los armónicos de la red.

$$\frac{1}{2\pi L_1} \cdot \int u_C \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi L_1} \cdot \int [A(\omega_0) \cdot \cos(\omega_0 t) + B(\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 t)] \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot dt$$

40

 resonancia Eigen

$$+ \frac{1}{2\pi L_1} \cdot \int \left[\sum_n A_n \cdot \cos(n\omega t) + B_n \cdot \sin(n\omega t) \right] \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot dt = \frac{B}{L_1}$$

armónicos de la red

5

► ortogonalidad = 0 [23]

En resumen

10 Parte imaginaria de di_{L1} / dt en ω_0

$$\frac{1}{2\pi} \cdot \int \frac{di_{L1}}{dt} \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot dt = \frac{1}{L_1} \cdot B \quad [24]$$

15 Separar los armónicos de orden bajo del elevado y reordenar [21] da como resultado

armónicos de orden elevado

$$u_C = A(\omega_0) \cdot \cos(\omega_0 t) + B(\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 t) + \sum_{n \geq N} A_n \cdot \cos(n\omega t) + B_n \cdot \sin(n\omega t)$$

20

$$+ \sum_{n < N} A_n \cdot \cos(n\omega t) + B_n \cdot \sin(n\omega t)$$

armónicos de orden bajo [25]

25 ya que

$$A(\omega_0) \cdot \cos(\omega_0 t) + B(\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 t) \gg \sum_{n \geq N} A_n \cdot \cos(n\omega t) + B_n \cdot \sin(n\omega t)$$

obtenemos la aproximación

30

$$A(\omega_0) \cdot \cos(\omega_0 t) + B(\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 t) \approx u_C - \sum_{n < N} A_n \cdot \cos(n\omega t) + B_n \cdot \sin(n\omega t) \quad [26]$$

amplitud compleja de di_{L1} / dt en ω_0 armónicos de orden bajo

35 Como resultado, la amplitud compleja de di_{L1} / dt en ω_0 se puede determinar midiendo el voltaje en el condensador y sustrayendo una señal que comprende los armónicos de orden inferior del voltaje de la red. Esta señal, que comprende los armónicos de orden inferior de la red se recibe por medio del filtro Kalman como se describe anteriormente. Como consecuencia, la amplitud compleja de di_{L1} / dt en ω_0 se puede conseguir sin computar una derivación de la corriente i_{L1} . Y de ese modo se determina un término de retroalimentación negativo y se puede

40 añadir a la referencia de corriente de la entrada, donde el término de retroalimentación negativo es proporcional a la derivada de la corriente de la salida, mientras que no es necesario diferenciar esa corriente.

En resumen, la tarea de identificar y extraer los armónicos de la red de orden bajo del voltaje del condensador u_C hasta el orden n se hace aplicando el nuevo procedimiento de Síntesis de la red adaptativa. El error de identificación

45 representa una aproximación de paso alto de di_{L1} / dt que cubre la frecuencia de resonancia ω_0 . Actúa como término de retroalimentación en un algoritmo DSP de degeneración activa.

Se encontrarán muchas propuestas para controlar las corrientes en un filtro L-C-L en la literatura científica. Unas tolerancias del dispositivo notables y la impedancia de la red variable en el tiempo causan incertidumbre a ω_0 lo cual

hace imposible encontrar un procedimiento de amortiguación productivo general que use uno de los planteamientos basados en el modelo. La síntesis de la red adaptativa puede manejar eso notablemente bien, lo cual se hace evidente por las explicaciones anteriores. Además todos los armónicos de orden bajo se identifican en el plano complejo, por lo tanto las corrientes ciegas en el condensador del filtro se pueden compensar según esa información.

La degeneración activa del filtro L-C-L mostrada en la fig. 4 se prueba en una simulación de PC. El modelo de ordenador se crea en SIMPLORER. Se representa en la fig. 5. La síntesis de la red adaptativa se lleva a cabo en el bloque APLL. Las salidas del APLL son las amplitudes complejas de los armónicos de la red de orden bajo identificados y el error de identificación que se usa como retroalimentación para amortiguar el filtro. Ya que la retroalimentación actúa en la referencia de corriente de la entrada, el rendimiento del controlador de corriente CA es la clave para una degeneración exitosa o tiene al menos influencia en la degeneración. El tipo de controlador que se integra en los bloques IAC_CONTROL y PWM_CONTROL presenta un control predictivo basado en modelo que es capaz de generar una corriente de retroalimentación con retraso de fase cero. La modulación de la corriente de la entrada se basa en un medio puente IGBT de 3 niveles. Se debe observar, que con respecto a la degeneración activa no tiene en cuenta si el medio puente está produciendo pulsos en un modo de 2 niveles o de 3 niveles. El resultado de la simulación se da en la figura 6.

Se debe observar que, sólo a efectos ilustrativos, la figura 4 sólo muestra un filtro de salida y de ese modo de acuerdo con esa figura sólo una fase de corriente eléctrica se puede alimentar a la red. Sin embargo, el mismo principio, que usa tres filtros de salida se puede usar para un sistema de tres fases.

El modelo SIMPLORER de la figura 5 comprende un medio puente de 3 puntos que comprende cuatro conmutadores S1 a S4 y cuatro diodos D1 a D4. La entrada a este medio puente de tres puntos es un voltaje positivo para VZK_PLUS y un voltaje negativo VZK-MIN. Adicionalmente, se añaden algunas distorsiones VZK-PLUS-DIST y VZK-MIN-DIST al voltaje de suministro de CC, para obtener condiciones más realistas. La estructura general del medio puente de 3 pulsos también se explica en la solicitud internacional con el número de publicación WO-2007 / 048420 que se incorpora en esta solicitud a modo de referencia.

El medio puente de 3 puntos proporciona una corriente de la salida que se mide en AM0 y se introduce en el filtro de salida 1* en la inductancia L0. La corriente de la salida del filtro de salida 1* fluye a través de la inductancia L1 y se mide en la salida del filtro en AM1. Finalmente, el condensador C1 es el condensador del filtro de salida 1*. El voltaje de este condensador C1 se mide en VM1. En la salida del filtro de salida 1* hay una resistencia R1 para obtener condiciones realistas. La red 4* se representa básicamente por 4 fuentes de voltaje E1 a E4. Para simular una distorsión los dos elementos denominados DISTORTION pueden proporcionar una señal de distorsión que sea añadida en E1. El voltaje de la red se mide en VM2. Muchas de las ramificaciones se conectan a tierra a la tierra G. Sin embargo, esto es en particular para el modelo simulado dado. No todos los sistemas realistas necesitan necesariamente estas conexiones a tierra. Adicionalmente, un valor fijado para la corriente de la salida sinusoidal es representado por REF_IAC y de ese modo proporcionado como valor de entrada para el control del inversor.

En resumen, la figura 5 muestra un modelo SIMPLORER de una salida de inversor en red. Una degeneración activa se basa en una síntesis de la red adaptativa y se implementa en el esquema secundario APLL. La retroalimentación es controlada por una tipología de conmutación IGBT de 3 niveles. El controlador es modelado en el esquema secundario IAC_CONTROL y el motor PWM es emulado en el esquema secundario PWM_CONTROL.

Las figuras 6a-c muestran resultados de simulación de una señal de voltaje de 50 Hz de la red y la simulación cubre un periodo de 100 ms. De 0 ... 50 ms se conecta la degeneración activa y se desconecta durante el periodo de 50 ms ... 100 ms. En la esquina superior derecha de las figuras 6a y 6b, la fuente de cada medición de acuerdo con el modelo SIMPLORER en la figura 5 se indica designando el componente correspondiente y el valor medido (corriente o voltaje) subdividido por un punto y la unidad correspondiente. Por ejemplo: "AM1.I[A]" significa una medición en el amperímetro AM1 (ubicado en serie con la inductancia L₁), el valor medido es la corriente ("I") y se mide en amperios ([A]).

La figura 6a muestra la corriente i_{L1} a través de la inductancia L₁. El voltaje de la red u_{net} y el voltaje en el condensador C1, representado con u_C , y el voltaje u_{L1} en la inductancia L1 se muestran en la figura 6b. Finalmente la señal de corriente de atenuación, que será añadida a la corriente de la entrada del filtro de la inductancia L₀ se muestra en la figura 6c. Esta corriente se calcula dentro del bloque de simulación "APLL". El voltaje del condensador u_C es casi igual al voltaje de la red u_{net} . Para una mejor ilustración el signo de u_C está invertido en la figura 6b. Adicionalmente, el voltaje de la red u_{net} comprende ruido. El voltaje u_{L1} tiene una amplitud mucho más pequeña que el voltaje de la red u_{net} y el voltaje del condensador u_C . La señal de voltaje u_{L1} mostrada en la Figura 6b, muestra

claramente distorsiones mucho mayores en la segunda mitad de la figura, cuando la atenuación se desconecta y sólo distorsiones menores en la primera mitad de la simulación, cuando la atenuación se conecta. La señal de voltaje u_{L1} también muestra un transitorio de la resonancia Eigen al comienzo justo después de 0 ms. Esto muestra que el transitorio de la resonancia Eigen se desvanece dentro de 2 ms.

5 Adicionalmente, la señal de corriente de atenuación que se aplique en el filtro de salida en la inductancia L_0 se ilustra en la figura 6c. Durante los primeros 50 ms esta señal de corriente de atenuación se aplica en el filtro de salida, mientras que durante los siguientes 50 ms (50-100 ms) esta señal de corriente de atenuación sólo se calcula, pero no se aplica y de ese modo la atenuación realmente desconecta. Durante la atenuación la señal de corriente de atenuación sólo muestra amplitudes pequeñas y de ese modo, sólo se necesita una poca corriente, para llevar a cabo la atenuación. Tras desconectar la atenuación, las distorsiones ascienden y dan como resultado una demanda aumentada sobre la atenuación. Por lo tanto, la amplitud significativamente más elevada de la corriente de atenuación calculada pero no aplicada indica las distorsiones elevadas.

10
15 Como consecuencia, la atenuación de acuerdo con una forma de realización de la invención mostró resultados exitosos de acuerdo con las simulaciones mostradas.

20 Sin embargo, se debe observar, que esta simulación sólo está destinada a demostrar el éxito de la invención. La simulación no está en ningún modo destinada a limitar el ámbito de la invención. En particular, cualquier distorsión o ruido y la atenuación de ello podría ser mayor o menor en otras simulaciones. También se debe observar, que los resultados de las mediciones pueden variar con respecto a resultados de simulaciones similares. Cualquier variación semejante de los resultados de simulación o medición puede no dar ninguna indicación del procedimiento o dispositivo usado que se salga del ámbito de la invención.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Procedimiento para detectar distorsiones relacionadas con el filtro de una corriente o voltaje de la salida de filtro de un filtro de salida de un inversor u otra fuente de energía conectada a la red, que comprende las etapas:
- 10 definir una estructura de señal general para representar una señal estimada de la corriente o voltaje de la salida del filtro por medio de una función sinusoidal que tiene una onda fundamental y al menos un armónico de orden más elevado, donde la función sinusoidal se define por la frecuencia, amplitud y fase de la onda fundamental y la amplitud y fase de cada armónico,
- 15 estimar la amplitud y fase de la onda fundamental y / o cada armónico por medio de un filtro, un filtro adaptativo y / o un observador, en particular un filtro Kalman,
- 20 estimar las distorsiones comparando la señal estimada con una señal de referencia medida del filtro, donde las distorsiones relacionadas con el filtro se detectan en un filtro paso bajo L-C-L que tiene dos inductancias y un condensador conectados en una estructura en forma de T que se usa como el filtro de salida y la distorsión de la corriente o voltaje de la salida se detecta estimando una señal de salida de filtro en el filtro de salida y comparándola con una señal medida del filtro que representa la señal de salida,
- 25 donde el voltaje en el condensador se usa como la referencia del observador para calcular el error del observador.
- 30 2. Procedimiento para minimizar la distorsión armónica total de una corriente o voltaje de la salida de un filtro de salida de un inversor conectado a la red, que comprende las etapas:
- 35 generar una corriente de la salida por medio de un inversor u otra fuente de energía controlada introducida en el filtro de salida,
- 40 definir una estructura de señal general para representar una señal estimada de la corriente o voltaje de la salida del filtro por medio de una función sinusoidal que tiene una onda fundamental y al menos un armónico de orden más elevado, donde la función sinusoidal se define por la frecuencia, amplitud y fase de la onda fundamental y la amplitud y fase de cada armónico,
- 45 detectar una señal de distorsión de la corriente o voltaje de la salida del filtro en base a dicha señal estimada por medio de un filtro, un filtro adaptativo y / o un observador, en particular un filtro Kalman,
- 50 adaptar la generación de la corriente de la salida para compensar la distorsión detectada, donde un filtro paso bajo L-C-L que tiene una estructura en forma de T con al menos 2 inductancias y un condensador se usa como el filtro de salida, la señal de distorsión se detecta midiendo el voltaje en el condensador, y el valor fijado para la corriente generada por el inversor se adapta de acuerdo con el voltaje medido en el condensador.
- 55 3. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 2 donde un valor fijado para la señal de corriente generada por el inversor se calcula integrando o diferenciando la diferencia de la corriente de la salida del filtro y la corriente de la entrada del filtro.
- 60 4. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 2 ó 3, donde la señal de distorsión se detecta de acuerdo con el procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1.
5. Procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 2 a 4, que comprende además la etapa de corregir la corriente de la salida del inversor para compensar la potencia reactiva.
6. Inversor u otra fuente de energía controlada para alimentar corriente a la red, que comprende:
- un filtro de salida paso bajo L-C-L para filtrar la corriente,
- una unidad de procesamiento llevada a cabo como procesador de señal digital y que comprende un código de programa adaptado para llevar a cabo un procedimiento de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones antes

mencionadas cuando se ejecuta por el procesador de señal digital, en el que se detectan distorsiones relacionadas con el filtro en el filtro de salida paso bajo L-C-L.

5 7. Inversor u otra fuente de energía controlada de acuerdo con la reivindicación 6, donde el filtro paso bajo tiene una frecuencia de resonancia por encima de al menos el doble de la frecuencia de la red, en particular por encima de diez veces la frecuencia de la red y en particular en el intervalo de 1-2 kHz.

10 8. Sistema solar que comprende un generador solar y un inversor de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 6 y 7.

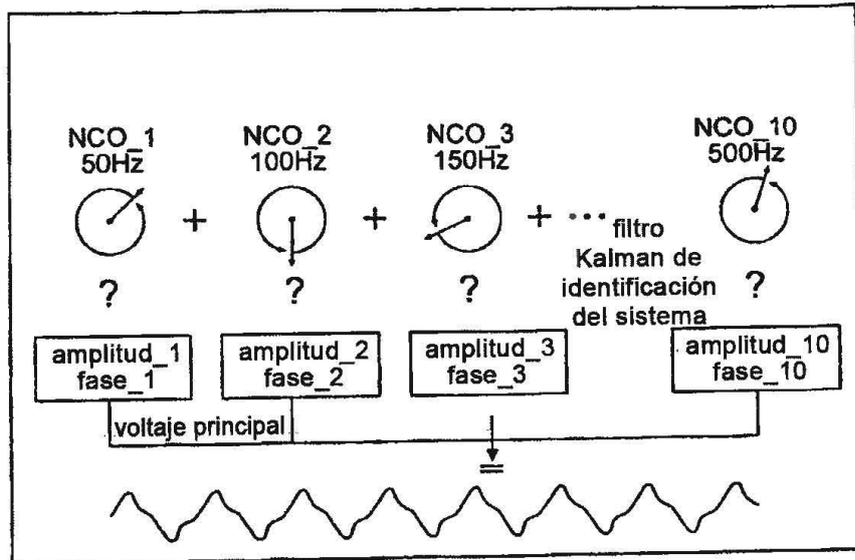


Fig.1

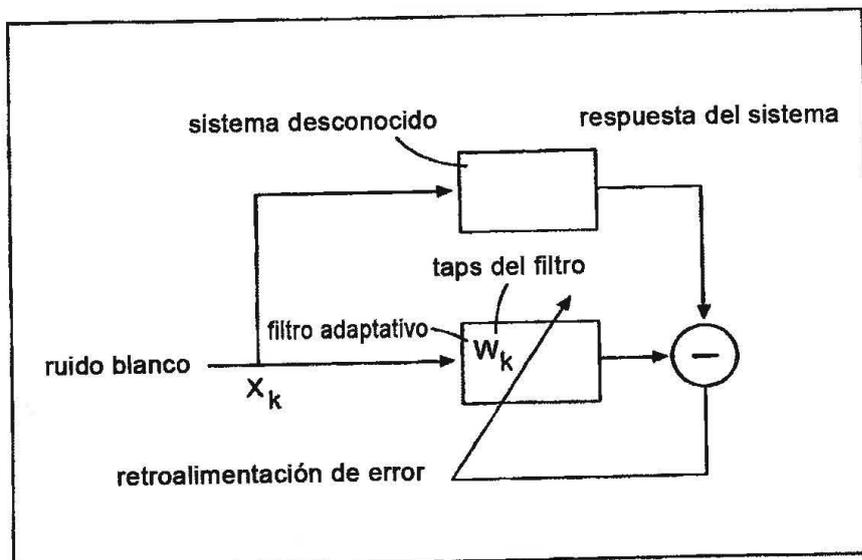


Fig.2

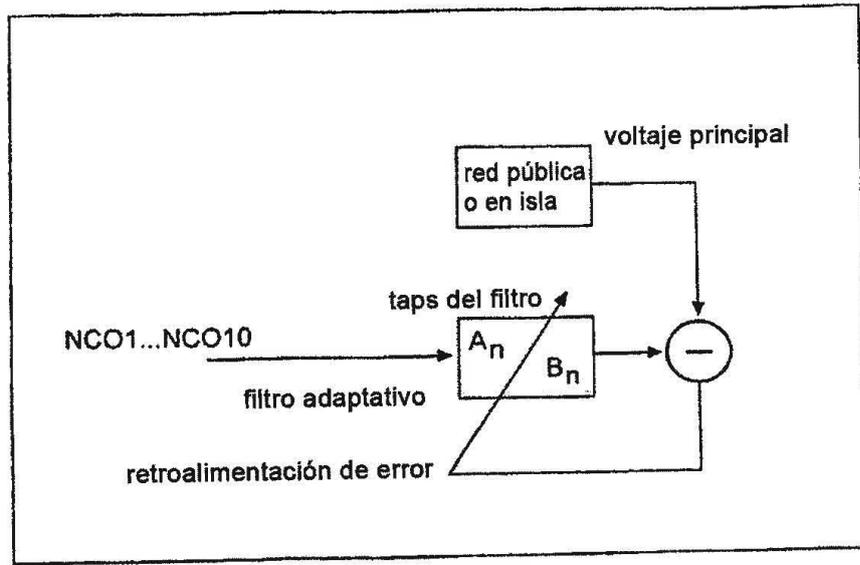


Fig.3

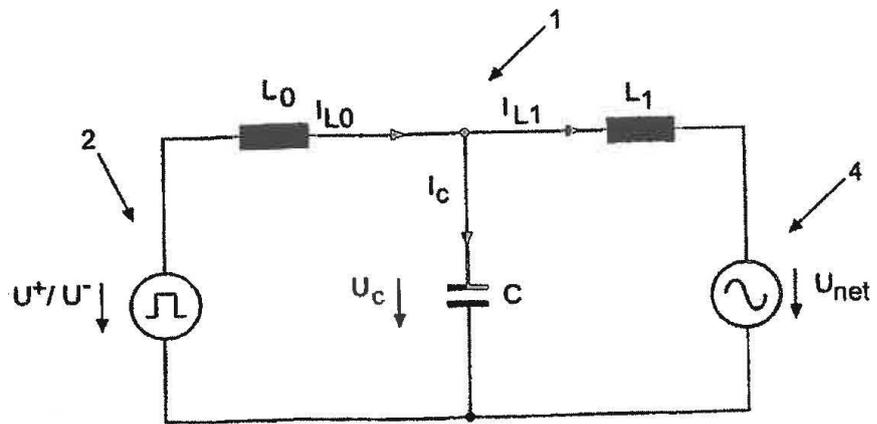
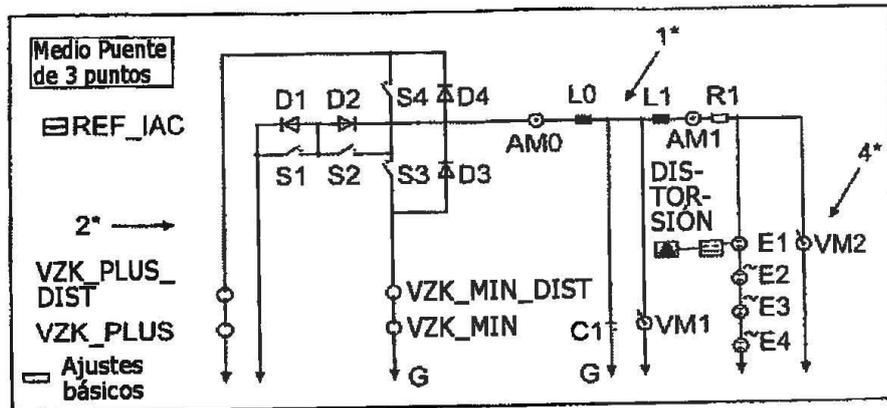


Fig.4



- APLL
- IAC_CONTROL
- PWM_CONTROL

Fig.5

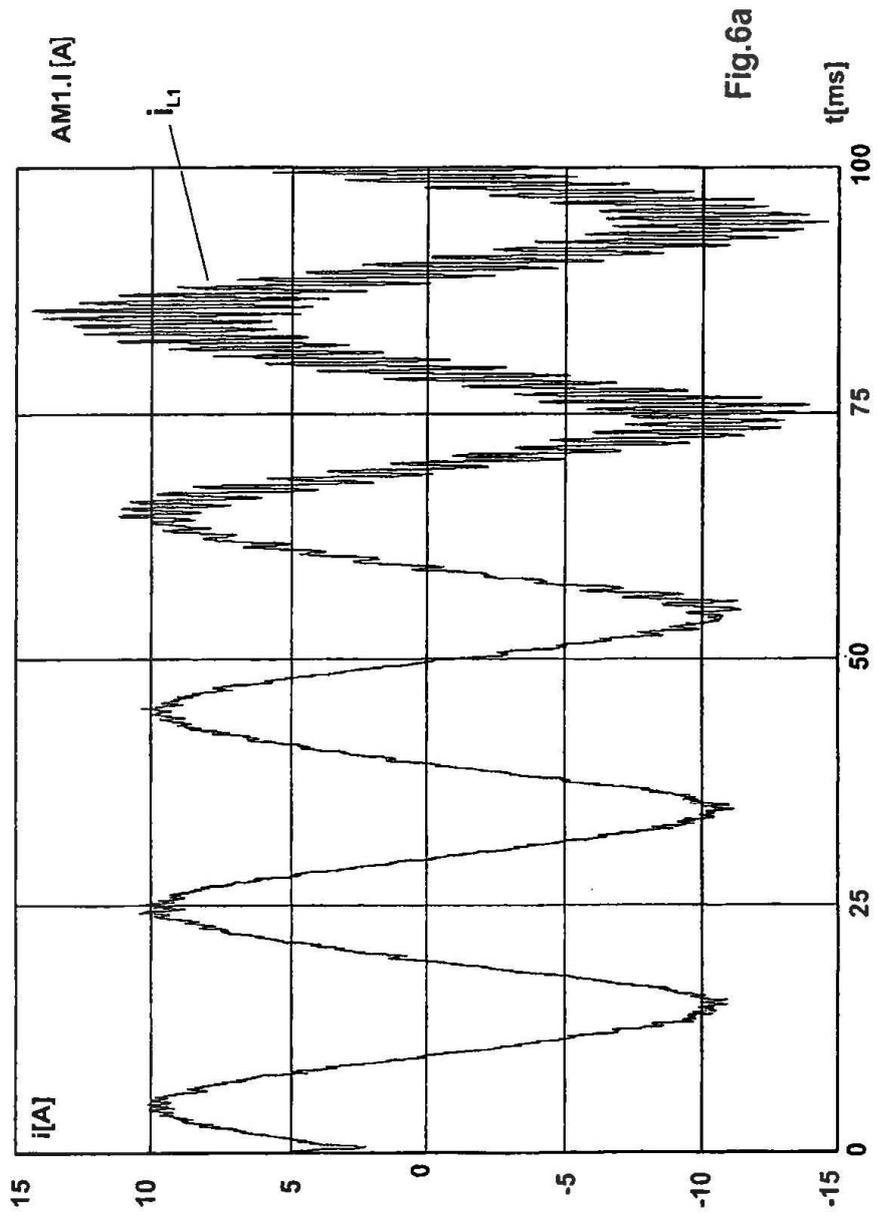


Fig.6a

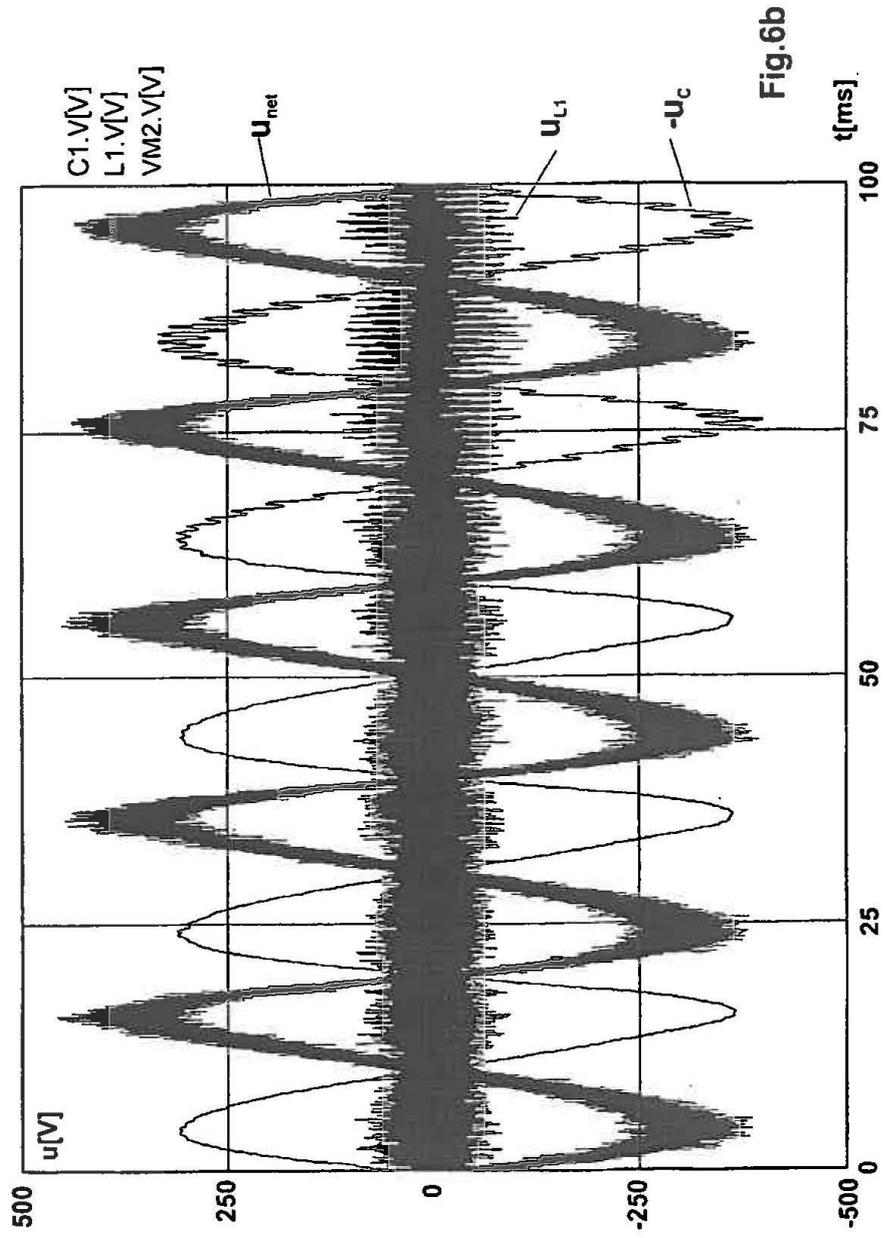


Fig.6b

