



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 350 744**

51 Int. Cl.:  
**G05F 1/67** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **05823480 .8**

96 Fecha de presentación : **20.12.2005**

97 Número de publicación de la solicitud: **1902349**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **26.03.2008**

54 Título: **Dispositivo inversor de etapa única, y método de control relacionado, para convertidores de potencia a partir de fuentes de energía, en particular fuentes fotovoltaicas.**

30 Prioridad: **13.07.2005 IT SA05A0014**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**26.01.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**26.01.2011**

73 Titular/es: **Università degli Studi di Salerno  
Via Ponte Don Melillo  
84084 Fisciano, SA, IT**

72 Inventor/es: **Egiziano, Luigi;  
Femia, Nicola;  
Vitelli, Massimo;  
Granozio, Domenico;  
Petrone, Giovanni y  
Spagnuolo, Giovanni**

74 Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

**ES 2 350 744 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).

# ES 2 350 744 T3

## DESCRIPCIÓN

Dispositivo inversor de etapa única, y método de control relacionado, para convertidores de potencia a partir de fuentes de energía, en particular fuentes fotovoltaicas.

5 La presente invención concierne a un dispositivo inversor de etapa única para un convertidor electrónico de potencia, con salida de corriente alterna y entrada de corriente continua (dc-ac), para fuentes de energía, en particular fuentes de energía renovables, preferentemente fuentes fotovoltaicas, basadas en la denominada técnica de control de un ciclo de conmutación u OCC, con seguimiento del punto de máxima potencia o MPPT que es estático o posible-  
10 mente adaptativo dinámicamente a través de la técnica Perturbar y Observar o P&O, el dispositivo que es simple, fiable, eficiente, preciso, y económico, que optimiza simultáneamente tanto el control del MPPT como el Factor de Potencia de salida o PF de salida del convertidor dc-ac, para lograr también posiblemente el seguimiento del punto de máxima potencia real del campo fotovoltaico a través de la adaptación dinámica para las condiciones instantáneas de funcionamiento del campo fotovoltaico.

15 La presente invención concierne además al método relacionado de escalamiento de los parámetros característicos de tal dispositivo inversor y el método de control relacionado.

20 En la siguiente descripción se hará referencia específica a la aplicación de los convertidores dc-ac de potencia monofásicos para las fuentes fotovoltaicas de energía conocidas como los denominados sistemas “conectados a red” (conectados a una red de distribución de energía de corriente alterna), pero se debería entender que el dispositivo inversor (y el método de control relacionado) de acuerdo con la invención puede ser aplicado tanto a los convertidores monofásicos como multifásicos para cualquier fuente de energía, en particular renovable, tal como las celdas de combustible, turbinas de viento, y otras fuentes que tienen un punto de máxima potencia variable, o más generalmente un  
25 punto de conveniencia de máxima energía, a la entrada, y un PF de salida restringido en la salida. Más en general, el dispositivo inversor de acuerdo con la invención se puede aplicar a los convertidores para cualquier fuente de energía que se caracterice por la existencia de condiciones particulares de funcionamiento específico que se consideren preferenciales, en relación con la energía producida, la eficiencia energética, el grado de fatiga de los componentes, la vida o cualquier otro factor de evaluación que se pueda definir para una fuente específica, y cuyas condiciones son  
30 variables, debido a factores climáticos o físicos o factores de cualquier naturaleza, los cuales son tanto controlables como incontrolables, tanto predecibles como impredecibles, e identificables a través de un punto particular de una de las curvas características eléctricas de salida de la fuente tales como potencia-voltaje, potencia-corriente, voltaje-corriente, corriente-voltaje, eficiencia-voltaje, eficiencia-corriente y otras similares a las mismas.

35 Se conoce que los convertidores electrónicos de potencia usados en los sistemas fotovoltaicos denominados “conectados a red” logran la doble función de extraer la máxima potencia del campo fotovoltaico (MPPT) y entregar la potencia extraída a la red de corriente alterna o AC con el Factor de Potencia de salida alto (PF de salida), en donde la corriente está en fase con el voltaje y presenta una distorsión armónica baja.

40 El mercado actualmente ofrece varios inversores fotovoltaicos, generalmente basados en una arquitectura de doble etapa, del tipo mostrado en la Figura 1 para una aplicación monofásica, interpuesta entre la fuente fotovoltaica 1 y la red de distribución de energía eléctrica de ac 2. Tal arquitectura presenta como principal ventaja cierta facilidad de diseño e implementación gracias a la separación de las dos funcionalidades del MPPT y la conversión dc-ac con el control del PF de salida: la primera se logra por el convertidor dc-dc 3, controlado por el módulo de seguimiento del  
45 punto de máxima potencia MPPT 4 conectado a la salida de la fuente 1, mientras que la funcionalidad de conversión dc-ac se logra a través del convertidor dc-ac 5, controlado por el módulo 6 conectado a la entrada de la red 2.

50 A través de un cuidado diseño del controlador de cada etapa, es posible lograr rendimiento satisfactorio en términos tanto de la eficiencia de la extracción de energía desde el campo fotovoltaico 1 como de la eficiencia eléctrica de conversión desde el campo fotovoltaico 1 a la red 2.

55 No obstante, tal sistema presenta algunos inconvenientes y limitaciones, tales como: los altos costes de los componentes de las dos etapas de potencia; la caída del rendimiento a niveles bajos de corriente; la dinámica básicamente baja debida al paso de energía a través del canal principal de dc mantenido por un condensador masivo de alta capacidad 7; la necesidad de establecer el voltaje masivo sin suprimir la ondulación del segundo armónico de la red.

60 Dado que el coste de un sistema fotovoltaico está compuesto cerca del 50% por el coste de los módulos fotovoltaicos y por el 30-40% por el inversor fotovoltaico, reducir el coste del último puede ser sin duda un incentivo interesante para una difusión más amplia del uso de las fuentes renovables para la producción de energía eléctrica, satisfaciendo de esta manera una necesidad difusa social, económica, y ambiental.

Consecuentemente, en los últimos años se han desarrollado algunos dispositivos intentando solventar el problema de los costes de un inversor fotovoltaico. Tales soluciones se basan en:

65 - el uso de los inversores de etapa única, en donde las funcionalidades del MPPT, la inversión dc-ac, y el control del PF de salida se integran en un circuito de potencia único;

## ES 2 350 744 T3

- el desarrollo de técnicas de control integradas que permiten lograr la función combinada del MPPT, inversión dc-ac, y control del PF de salida; y
- la implementación de los circuitos de control integrados en un microprocesador, desarrollados y optimizados para asegurar el logro de las funcionalidades necesarias para el inversor fotovoltaico de etapa única de una forma robusta y adaptativa con respecto a las características del campo fotovoltaico de la fuente.

En particular, Y. Chen y K. Ma. Smedley, en “Un inversor monoetapa rentable con seguimiento del punto de máxima potencia”, *Transacciones en Electrónica de Potencia del IEEE*, Vol. 19, N° 5, septiembre de 2004, páginas 1289-1294, han propuesto recientemente la aplicación del control OCC, como se muestra en la Figura 2, a un inversor de etapa única para uso fotovoltaico, en donde un convertidor dc-ac, conectado en su entrada a la fuente fotovoltaica 1 y en su salida a la red 2, comprende cuatro conmutadores de potencia semiconductores M1-M4 (preferentemente implementados a través de los respectivos MOSFET o IGBT). El inversor de etapa única se controla mediante una unidad de accionamiento 8, que funciona en base de los valores de ciertas cantidades eléctricas en la entrada y salida del mismo convertidor, a través de la técnica de Control de Un Ciclo, para controlar el voltaje de un convertidor sobre un ciclo de conmutación único. Más en detalle, como también se revela por K.M. Smedley, S. Cuk, “Control de un ciclo de convertidores de conmutación”, *Transacciones en Electrónica de Potencia del IEEE en el Volumen 10*, Artículo 6, noviembre de 1995 páginas 625-633, la técnica de OCC es una técnica de control no lineal que ofrece ventajas significativas en términos de rechazo del ruido de línea y velocidad de respuesta, que se basa en la función de integración de una variable adecuada (voltaje o corriente), con forma de onda de conmutación, para imponer su valor medio igual a un valor indicado por una señal de referencia de control (en particular un voltaje de control  $V_c$ ).

No obstante, el escalamiento del controlador de OCC 19 de la Figura 2, destinado a una aplicación MPPT fotovoltaica, requiere un planteamiento de diseño/circuito adecuado y un ajuste preciso de los parámetros del circuito, para ser capaz de lograr realmente tanto el control del MPPT como la optimización del PF de salida con rendimiento comparable a aquél de un sistema de doble etapa de buen rendimiento actual. En el sistema de la Figura 2, la potencia pasa desde el campo fotovoltaico 1 a la red 2 a través del inversor, que funciona como un denominado convertidor masivo (es decir un convertidor dc-dc que proporciona un voltaje medio de salida menor que el voltaje dc de entrada variando el ciclo de trabajo de un conmutador que conecta la entrada a la salida, es decir la relación entre el tiempo durante el cual el conmutador está cerrado y el periodo de la señal periódica que controla el conmutador) en cada mitad del ciclo de la frecuencia de la línea 2 gracias al circuito de control 8.

Observando la Figura 2, el bucle de modulación de amplitud del pulso PWM interior se caracteriza por una alta velocidad y determina, ciclo a ciclo, el valor del ciclo de trabajo necesario para obtener una corriente de salida cuasi sinusoidal siguiendo la forma de onda del voltaje ac de la línea  $v_o(t)$ . El bucle exterior, en su lugar, está destinado a la función del MPPT y ajusta la potencia de salida de acuerdo con la potencia máxima que se puede extraer desde el campo fotovoltaico 1.

A continuación de la presente descripción y en las reivindicaciones, se usarán las siguientes correspondencias entre los símbolos y las cantidades eléctricas:

- $v_g(t)$  indica el voltaje instantáneo generado por el campo fotovoltaico 1;
- $v_m(t)$  indica un valor instantáneo del voltaje definido por la siguiente ecuación

$$v_m(t) = \left( \frac{V_c - K_g \cdot v_g(t)}{R_s C_s} \right) \cdot T_s$$

donde  $K_g$  es una constante,  $T_s$  es el periodo de conmutación de la etapa de potencia, es decir de los conmutadores del inversor M1-M4, y las otras cantidades son inmediatamente comprensibles en base a la Figura 2;

- $v_o(t)$  indica el valor instantáneo del voltaje en la red 2;
- $i_o(t)$  indica el valor instantáneo de la corriente de salida del inversor;
- $d(t)$  indica el valor instantáneo del ciclo de trabajo del inversor;
- $v_g$ ,  $v_m$ ,  $v_o$ ,  $i_o$  y  $d$  indican los valores medios instantáneos, es decir los valores medios calculados sobre un periodo de conmutación  $T_s$ , de las variables instantáneas respectivas  $v_g(t)$ ,  $v_m(t)$ ,  $v_o(t)$ ,  $i_o(t)$ , y  $d(t)$ ;
- $V_g$  y  $V_m$  indican los valores medios de las variables instantáneas correspondientes  $v_g(t)$  y  $v_m(t)$ , calculadas sobre un periodo  $T_{grid}$  del voltaje  $v_o(t)$  de la red 2; y

## ES 2 350 744 T3

- $V_o$  e  $I_o$  indican los valores efectivos de las variables instantáneas correspondientes  $v_o(t)$  y  $i_o(t)$ , calculadas sobre un periodo  $T_{grid}$  del voltaje  $v_o(t)$  de la red 2.

5 Aún haciendo referencia a la Figura 2, como se revela por Chen y Smedley, el control OCC asegura un PF de salida alto si la corriente de salida  $i_o(t)$  es proporcional al voltaje de la red  $v_o(t)$ , es decir si:

$$i_o = (K_1 - K_2) \cdot v_o \quad [1]$$

10

donde  $K_1$  y  $K_2$  son constantes positivas, los valores de las cuales determinan los niveles de la potencia de funcionamiento del inversor.

15 Multiplicando la ecuación [1] por la resistencia de detección  $R_s$  y teniendo en cuenta la relación de conversión del convertidor masivo, igual a

20

$$d = v_o / V_g$$

donde  $d$  es el ciclo de trabajo y  $V_g$  es el valor medio del voltaje de dc del campo fotovoltaico 1 sobre un periodo  $T_{grid}$  del voltaje  $v_o(t)$  de la red 2, la ecuación [1] llega a ser:

25

$$R_s \cdot i_o = R_s \cdot K_1 \cdot v_o - R_s \cdot K_2 \cdot v_o = R_s \cdot K_1 \cdot v_o - R_s \cdot K_2 \cdot v_o \cdot d = K \cdot v_o - v_m \cdot d \quad [2]$$

donde

30

$$K = R_s \cdot K_1$$

y

35

$$v_m = R_s \cdot K_2 \cdot v_g \quad [3]$$

40 Consecuentemente:

$$K \cdot v_o - R_s \cdot i_o(t) = v_m \cdot d \quad [4]$$

45

La ecuación [4] constituye la relación básica para lograr el control OCC a través del bucle interior de la Figura 2.

La potencia de salida media  $P_o$  se puede derivar de las ecuaciones [2], [3] y [4]:

50

$$P_o = V_o \cdot I_o = V_o \cdot \left( \frac{K - \frac{V_m}{V_g}}{R_s} \right) \cdot V_o = \frac{V_o^2}{R_s} \cdot \left( K - \frac{V_m}{V_g} \right) \quad [5]$$

55

donde  $V_o$  e  $I_o$  son los valores efectivos del voltaje y la corriente de salida,  $v_o(t)$  e  $i_o(t)$ , respectivamente. De la Figura 2 y la ecuación [3] resulta:

60

$$v_m = \left( \frac{V_c - K_c \cdot v_g}{R_1 C_1} \right) \cdot T_1 \quad [6]$$

65

donde  $K_c$  es una constante,  $R_1 \cdot C_1$  es la constante de tiempo  $\tau$  del circuito integrador 9, y  $V_c$  es el voltaje de control.

De ahí, la potencia de salida  $P_o$  es igual a:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_i} \left( K + \frac{K_s T_s}{R_i C_1} - \frac{V_c T_s}{V_i R_i C_1} \right) \quad [7]$$

La ecuación [7] da la potencia de salida del inversor  $P_o$  como una función de los parámetros  $K$ ,  $K_g$ ,  $V_c$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_s$ , y  $T_s$ . En particular, indica que es necesario elegir adecuadamente los parámetros anteriormente mencionados para maximizar la potencia de salida del inversor  $P_o$ , es decir la potencia de salida del campo fotovoltaico 1.

Para el funcionamiento estable del controlador OCC 19, Chen y Smedley han indicado las siguientes condiciones:

$$R_1 C_1 < T_s \quad [13]$$

$$V_c \geq K_s V_g + \frac{(2V_{o,max} - V_g) R_s R_1 C_1}{2L} \quad [14]$$

donde  $V_c$  es el voltaje de control y  $V_{o,max}$  es el valor máximo asumido por el voltaje de salida  $v_o(t)$ . Por lo tanto, los parámetros que caracterizan el controlador OCC 19 del sistema de la Figura 2, que determina su rendimiento en las aplicaciones fotovoltaicas, son los parámetros operativos  $K_g$ ,  $V_c$ , y  $K$ , y los parámetros del circuito  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_s$ .

No obstante, el convertidor propuesto por Chen y Smedley, ilustrado con referencia a la Figura 2, sufre de algunos inconvenientes, debido al hecho de que las restricciones anteriores [13] y [14] no aseguran el funcionamiento real del inversor fotovoltaico de etapa única con el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y el PF de salida alto en cualquier condición de funcionamiento, tal como por ejemplo en condiciones de luz solar variables.

De hecho, para obtener un control del PF de salida robusto es necesario que, a cualquier nivel de irradiancia solar  $S$  dentro del intervalo de funcionamiento  $[S_{min}, S_{max}]$  que se trata de asegurar, el controlador OCC 19 es capaz de modular adecuadamente la corriente de salida  $i_o(t)$  de acuerdo con la ecuación [4] y la potencia de salida  $P_o$  de acuerdo con la ecuación [5]. La potencia media  $P_o$  se modula por el término  $(K - V_m/V_g)$  que depende del nivel de irradiancia  $S$  a través del término  $V_m/V_g$ . Tal relación aparece en la ecuación [5] y de ahí que las oscilaciones del voltaje del campo fotovoltaico 1 se traducen en una perturbación del término  $v_m(t)/v_g(t)$  que afecta fuertemente la forma de onda de la corriente de salida  $i_o(t)$ .

En otras palabras, Chen y Smedley han propuesto las ecuaciones de diseño que permiten soluciones infinitas (pensar que corresponden a niveles de eficiencia de la extracción de la potencia del campo fotovoltaico menor que el máximo), pero no han sido capaces de dar las directrices explícitas y definidas para ajustar los parámetros antes mencionados, ni el tratamiento sistemático del problema y las estrategias de la solución están disponibles en la literatura técnica científica. De hecho, Chen y Smedley han presentado solamente un ejemplo de solución basada en el planteamiento de ensayo y error, que es pobre tanto técnico científico como de interés de aplicación, dado que es el resultado de un planteamiento no sistemático y no da los resultados que aseguren el buen rendimiento.

Por lo tanto, la técnica OCC aplicada al inversor fotovoltaico de etapa única disponible hoy en día no incluye en una forma fiable y eficiente la funcionalidad de MPPT que también optimiza simultáneamente el PF de salida, y no incluye un método para determinar o fijar óptimamente los parámetros. De hecho, el lugar de los puntos de funcionamiento de inversor de etapa única OCC se identifica por una curva estática en el plano p-v (potencia-voltaje) que no intersecciona la curva p-v del campo fotovoltaico en los puntos correspondientes a los puntos de máxima potencia relacionados con varios niveles de luz solar, excepto para un valor de luz solar particular e impredecible.

Es por lo tanto un objeto de la presente invención proporcionar un inversor de etapa única OCC, capaz de optimizar simultáneamente tanto el control del MPPT como el PF de salida de la salida de un convertidor dc-ac conectado entre una fuente de energía, en particular fotovoltaica, y una red eléctrica, el conjunto de valores de los parámetros del cual se identifican de una forma fija, que permite lograr la curva estática, más preferentemente un conjunto de curvas estáticas, de los puntos de funcionamiento del inversor que aproxima tanto como sea posible el lugar de los puntos de máxima potencia MPP de la fuente, por ejemplo del campo fotovoltaico, descrito de acuerdo con la variación de las condiciones de funcionamiento, tales como la luz solar, la temperatura, y la degradación de la eficiencia de los paneles del campo fotovoltaico.

Es un objeto de la presente invención proporcionar un inversor de etapa única OCC el controlador del cual tiene un conjunto de valores de los parámetros identificados en una forma variable dinámicamente cuando las condiciones de funcionamiento de la fuente de energía varían.

## ES 2 350 744 T3

Es un objeto adicional de la presente invención proporcionar tal inversor fotovoltaico que es simple, fiable, eficiente, preciso, y económico.

5 Es una materia asunto específico de la presente invención un dispositivo inversor de etapa única, como se define en la reivindicación independiente 1.

Otras realizaciones del dispositivo inversor de acuerdo con la invención se describen por las reivindicaciones dependientes 2-13.

10 Es materia asunto de la presente invención un método para controlar sobre los medios de conmutación del ciclo de conmutación único de un dispositivo inversor de etapa única, como se define en la reivindicación independiente 14.

Otras realizaciones del método de control del ciclo de conmutación único de acuerdo con la presente invención se describen por las reivindicaciones dependientes 15-17.

15 Es siempre materia asunto de la presente invención un método de escalamiento de tal dispositivo inversor, como se define en la reivindicación independiente 18.

Otras realizaciones del método de escalamiento de acuerdo con la invención se describen por las reivindicaciones dependientes 19-23.

20 Es además materia asunto de la presente invención un dispositivo controlador como se define en la reivindicación independiente 24.

25 Otras realizaciones del dispositivo controlador de acuerdo con la presente invención se describen por la reivindicación dependiente 25.

La presente invención se describirá ahora, por la vía de la ilustración y no por la vía de la limitación, de acuerdo con sus realizaciones preferentes, con referencia particularmente a las Figuras de los dibujos anexos, en los que:

30 La Figura 1 muestra esquemáticamente un dispositivo inversor de doble etapa de la técnica previa;

La Figura 2 muestra esquemáticamente un dispositivo inversor de etapa única de la técnica previa;

35 La Figura 3 muestra una realización preferente del dispositivo de acuerdo con la invención, que tiene un primer escalamiento de los parámetros;

La Figura 4 muestra las curvas características de potencia-voltaje de salida del dispositivo de la Figura 3;

40 La Figura 5 muestra las corrientes de salida del dispositivo de la Figura 3 en dos condiciones de funcionamiento respectivas;

La Figura 6 muestra las curvas características de potencia-voltaje de salida del dispositivo de la Figura 3, que tiene un segundo escalamiento de los parámetros;

45 La Figura 7 muestra las corrientes de salida desde el dispositivo que tiene las curvas características de la Figura 6 en dos condiciones de funcionamiento respectivas;

50 La Figura 8 muestra las curvas características de potencia-voltaje de salida del dispositivo de la Figura 3, que tiene un tercer escalamiento de los parámetros;

La Figura 9 muestra las corrientes de salida desde el dispositivo de la Figura 3 que tiene el tercer escalamiento de los parámetros en dos condiciones de funcionamiento respectivas;

55 La Figura 10 muestra los primeros gráficos del rendimiento dinámico del dispositivo de la Figura 3 que tiene el tercer escalamiento de los parámetros en condiciones de funcionamiento variables;

La Figura 11 muestra un segundo gráfico del rendimiento dinámico del dispositivo de la Figura 3 que tiene el tercer escalamiento de los parámetros en condiciones de funcionamiento variables;

60 La Figura 12 muestra los gráficos de rendimiento de un primer dispositivo no de acuerdo con la invención;

La Figura 13 muestra los gráficos de rendimiento de un segundo dispositivo no de acuerdo con la invención;

65 La Figura 14 muestra los terceros gráficos de las señales internas al dispositivo de la Figura 3 que tienen el tercer escalamiento de los parámetros comparado con las señales internas similares a un tercer dispositivo no de acuerdo con la invención;

## ES 2 350 744 T3

La Figura 15 muestra un gráfico del rendimiento del tercer dispositivo no de acuerdo con la invención;

La Figura 16 muestra un gráfico del rendimiento de un cuarto dispositivo no de acuerdo con la invención;

5 La Figura 17 muestra los gráficos del rendimiento del cuarto dispositivo no de acuerdo con la invención;

La Figura 18 muestra una segunda realización del dispositivo de acuerdo con la invención;

10 La Figura 19 muestra las curvas características de potencia-voltaje de salida del dispositivo de la Figura 18;

La Figura 20 muestra un gráfico del rendimiento del dispositivo de la Figura 18;

La Figura 21 muestra un gráfico de las señales internas al dispositivo de la Figura 18;

15 La Figura 22 muestra los gráficos del rendimiento del dispositivo de la Figura 18 en condiciones de funcionamiento variables;

20 La Figura 23 muestra una particular de las señales internas y la corriente de salida del dispositivo de la Figura 18;

La Figura 24 muestra otros gráficos del rendimiento del dispositivo de la Figura 18 en condiciones de funcionamiento variables.

25 En las Figuras, los elementos semejantes se indican por los mismos números de referencia.

Los inventores han desarrollado un nuevo método para ajustar los parámetros óptimos del circuito de control de un inversor fotovoltaico de etapa única, basado en la técnica de control de un ciclo, (es decir los parámetros operativos  $K_g$ ,  $V_C$ , y  $K$ , y los parámetros del circuito  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_S$ ), que permite delimitar la región de funcionamiento del inversor los puntos de la cual se localizan dentro de una distancia fija desde el punto de máxima potencia MPP de un campo fotovoltaico de características dadas.

30 El primer paso del método de optimización consiste en solo limitar el espacio de búsqueda del conjunto de los valores de los parámetros, representados por las ecuaciones que expresan las restricciones a cumplir, que llegan a definir una Región de Aceptabilidad (RA) dentro del Espacio de los Parámetros (SP). En particular, los inventores han desarrollado algunas nuevas ecuaciones que representan una restricción en el PF de salida del inversor que es válida sobre el intervalo completo de potencia que viene desde el campo fotovoltaico que el inversor tiene que mantener.

40 Adicionalmente, los inventores han desarrollado tres figuras de mérito que permiten evaluar la calidad del controlador MPPT OCC en términos de la potencia máxima extraída desde el campo fotovoltaico.

Además, en base de las figuras de mérito y las ecuaciones de restricción anteriormente mencionadas, el método de optimización desarrollado por los inventores identifica el conjunto de los parámetros del controlador OCC que es óptimo para delimitar la región de seguimiento del punto de potencia máxima (MPPT).

45 En base a lo anterior, los inventores han desarrollado un nuevo circuito de control que integra el circuito analógico OCC convencional, mostrado en la Figura 2, con un circuito digital que puede implementar el funcionamiento de la potencia máxima en condiciones de luz solar estática, así como el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) dinámico, a través de la técnica P&O, funcionando sobre uno de los parámetros de ajuste del controlador OCC para lograr un seguimiento del punto de máxima potencia real del campo fotovoltaico a través de la adaptación

50 dinámica a las condiciones instantáneas del funcionamiento del campo fotovoltaico como se impone por la luz solar y la temperatura, preferentemente, pero no exclusivamente, detectadas a través del voltaje y la corriente del campo.

55 El resultado de lo anterior es un dispositivo inversor fotovoltaico de etapa única implementado a través de un controlador integrado OCC-MPPT optimizado en forma estática y/o dinámica, destinado para aplicaciones del tipo monofásico y trifásico.

Más en general, el dispositivo inversor de etapa única que es materia asunto de la invención, con el control integrado OCC-MPPT, y posiblemente P&O, es capaz de logra de una forma automática, y posiblemente también dinámicamente, para cualquier fuente de energía, tal como por ejemplo celdas de combustible, baterías, y fuentes de viento, las condiciones de funcionamiento específicas consideradas para ser preferentes para la fuente considerada.

60 Para elegir adecuadamente los parámetros  $K$ ,  $K_g$ ,  $V_C$ ,  $R_1$ ,  $C_1$ ,  $R_S$  y  $T_S$  de la ecuación [7] para maximizar la potencia de salida  $P_o$  del inversor, es decir del campo fotovoltaico 1, los inventores han desarrollado una nueva representación de la potencia media  $P_i$  en la entrada del inversor como la suma de las pérdidas internas del inversor  $P_{InvertedLosses}$ , la potencia media  $P_{R_s}$  gastada por la resistencia de detección  $R_s$ , y la potencia media  $P_o$  inyectada en la red:

$$P_i = P_o + P_{R_s} + P_{InvertedLosses} \quad [8]$$

## ES 2 350 744 T3

Omitiendo las pérdidas internas  $P_{\text{InvertedLosses}}$ , las pérdidas debidas a la  $R_s$  pueden conducir a una expresión útil para el objetivo de la optimización de los parámetros:

$$P_{R_s} = R_s \cdot I_o^2 \quad [9]$$

a partir de las ecuaciones [7] y [8] y a partir de la ecuación [4] expresadas en términos de los valores efectivos de la siguiente expresión de la potencia media  $P_i$  a la entrada del inversor se obtiene:

$$P_i \cong P_o + R_i \cdot I_o^2 = V_o \cdot \frac{K \cdot V_o - V_m \cdot D}{R_i} + R_i \cdot \left( \frac{K \cdot V_o - V_m \cdot D}{R_i} \right)^2 \Rightarrow$$

$$P_i \cong \frac{V_o^2}{R_i} \cdot \left( K - \frac{V_m}{V_o} + K^2 + \frac{V_m^2}{V_o^2} - 4 \cdot K \frac{V_m}{V_o} \right) \quad [10]$$

El voltaje medio  $V_g$  del campo fotovoltaico 1 se da por la siguiente ecuación de restricción no lineal que expresa el balance entre la potencia  $P_g$  generada por el campo fotovoltaico 1 y la potencia  $P_i$  dada por la ecuación [10]:

$$P_i(V_g) = P_g(V_g) \quad [11]$$

La potencia generada  $P_g$  generada por el campo fotovoltaico 1 se puede evaluar a través del modelo no lineal propuesto por S. Liu y R.A. Dougal en "Modelo multifísico dinámico para grupo solar", Transacciones en Conversión de Energía del IEEE, Vol. 17, N° 2, junio de 2002, páginas 285-294, que proporciona la corriente  $I_g$  del campo fotovoltaico 1 como una función del voltaje  $V_g$  del campo fotovoltaico 1, de la temperatura  $T$  de los paneles, de la irradiancia solar  $S$  y del número de paneles conectados en serie y conectados en paralelo que constituyen el campo:

$$I_g = I_H - I_s \cdot \left( e^{\frac{V_g + R_{\text{series}} \cdot I_g}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right) - \frac{V_g + R_{\text{series}} \cdot I_g}{R_{\text{shunt}}} \quad [12]$$

donde  $R_{\text{series}}$  y  $R_{\text{shunt}}$  son resistencias parásitas, respectivamente, serie y de derivación que dependen del número de paneles y de su conexión, junto con el tipo de panel,  $I_H$  es la corriente inducida de la luz que depende de la irradiancia solar  $S$  y de la temperatura del panel  $T$ ,  $\eta$  es el factor de idealidad del diodo que esquematiza el campo fotovoltaico,  $I_s$  y  $V_T$  son respectivamente la corriente de saturación y el voltaje térmico, ambos dependientes de la temperatura del panel  $T$ .

Para el funcionamiento correcto del inversor OCC, junto con las restricciones representadas por las ecuaciones [13] y [14], debe ser considerado adecuadamente el efecto de la oscilación, típicamente a una frecuencia de 120Hz/100Hz, del voltaje  $V_g$  del campo fotovoltaico 1 causado por la red 2 (como también se ilustra por S. Baekhoej y otros). En particular, el voltaje de control  $V_c$  debe cumplir la siguiente restricción:

$$V_c > K_g (V_g + \Delta V_g) \quad [21]$$

donde  $\Delta V_g$  es la amplitud pico a pico de la oscilación de 120Hz/100Hz, que se representa por:

$$\Delta V_g = \frac{P_i}{\omega_{\text{grid}} V_g C_b} \quad (22)$$

donde  $\omega_{\text{grid}}$  es la frecuencia de pulsación de la red 2 (en rad/s) y  $C_b$  es la capacitancia del condensador de almacenamiento temporal. La restricción de la ecuación [21] asegura que el voltaje de entrada del integrador reinicializable 9 del controlador OCC 19 de la Figura 2 es siempre positivo. Si la restricción fuera violada, la inversión de fase consiguiente a la salida del integrador reinicializable 9 produciría un fallo de control y un deterioro del factor de potencia PF de salida de la salida.

## ES 2 350 744 T3

Los inventores han definido una condición de restricción adicional que permite asegurar un comportamiento óptimo del inversor que funciona como convertidor masivo doble:

$$5 \quad V_g - \Delta V_g > (1 + K) \cdot V_{o,max} \quad [23]$$

La restricción representada por la ecuación [23] asegura que, en cualquier instante de tiempo, el voltaje de entrada del puente que comprende los cuatro conmutadores M1-M4 es mayor que su voltaje de salida, teniendo en cuenta el caso peor que sucede cuando el voltaje del campo fotovoltaico 1, afectado por la ondulación a la frecuencia  $2f_{grid}$  (en donde  $f_{grid}$  es preferentemente igual a 50 Hz o 60 Hz) producida por la red de distribución de energía eléctrica de ac 2, asume su valor mínimo ( $V_g - \Delta V_g$ ) y la caída de voltaje en la resistencia de detección  $R_s$  asume su valor máximo

$$15 \quad R_s \cdot I_{o,max} = R_s \cdot K_1 \cdot V_{o,max} = K \cdot V_{o,max}$$

Como se dijo antes, para obtener un control del PF de salida robusto es necesario que, a cualquier nivel de irradiancia solar  $S$  dentro del intervalo de funcionamiento que se desea asegurar  $[S_{min}, S_{max}]$ , el controlador OCC 19 sea capaz de modular correctamente la corriente de salida  $i_o(t)$  de acuerdo con la ecuación [4] y la potencia de salida media  $P_o$  de acuerdo con la ecuación [5], que se modula por el término  $(K - V_m/V_g)$  que depende del nivel de irradiancia  $S$  a través del término  $V_m/V_g$ . Las oscilaciones del voltaje  $v_g(t)$  del campo fotovoltaico 1 se traducen en una perturbación del término  $V_m/V_g$  que afecta fuertemente la forma de onda de la corriente de salida  $i_o(t)$  y el intervalo del cual los inventores han evaluado.

30 Comenzando a partir de la ecuación [6], el intervalo de variación  $\left[ \frac{V_m}{V_g} \Big|_{min}, \frac{V_m}{V_g} \Big|_{max} \right]$  de la relación  $V_m/V_g$  se define por los siguientes valores:

$$35 \quad \frac{V_m}{V_g} \Big|_{min} = \frac{V_c - K_s \cdot (V_g + \Delta V_g)}{V_g + \Delta V_g} \cdot \frac{T_s}{R_1 \cdot C_1} \quad [24]$$

$$40 \quad \frac{V_m}{V_g} \Big|_{max} = \frac{V_c - K_s \cdot (V_g - \Delta V_g)}{V_g - \Delta V_g} \cdot \frac{T_s}{R_1 \cdot C_1} \quad [25]$$

45 Para asegurar un factor PF de salida alto, los valores extremos de  $V_m/V_g$  dados por las ecuaciones [24] y [25] deben caer dentro de un intervalo determinado como una función de la potencia fotovoltaica entregable y de la potencia máxima que el inversor es capaz de mantener. El límite superior  $P_{o,max}$  de la potencia de salida del inversor se da por

$$50 \quad P_{o,max} = K V_o^2 / R_s$$

Para un correcto funcionamiento del sistema de conversión fotovoltaico, el inversor debe ser capaz de entregar una potencia  $P_o$  al menos igual a la potencia máxima  $P_{g,MPP}(S_{max})$  entregable por el campo fotovoltaico 1 en correspondencia con el máximo nivel de luz solar  $S=S_{max}$  y al voltaje correspondiente  $V_g$ :

$$55 \quad \alpha \cdot P_{g,MPP}(S_{max}) = K \frac{V_o^2}{R_s} \quad [26]$$

60 donde el coeficiente  $\alpha$  (con  $\alpha > 1$ ) expresa la capacidad de sobrecarga del inversor con respecto a la potencia de entrada máxima  $P_{g,MPP}(S_{max})$  proporcionada por el campo fotovoltaico 1. La ecuación [26] se puede transformar en una forma explícita con respecto a la relación  $V_m/V_g$  a través de la ecuación [5]:

$$65 \quad P_o = K \cdot \frac{V_o^2}{R_s} \cdot \left( 1 - \frac{V_m}{V_g} \cdot \frac{1}{K} \right) = \alpha \cdot P_{g,MPP}(S_{max}) \cdot \left( 1 - \frac{V_m}{V_g} \cdot \frac{1}{K} \right) \quad (27)$$

y de esta manera:

$$\frac{V_m}{V_g} = K \cdot \left( 1 - \frac{P_o}{\alpha \cdot P_{g,MPP}(S_{max})} \right) \quad [28]$$

La relación  $V_m/V_g$  a través en la ecuación [28] depende del nivel de luz solar  $S$  en correspondencia con lo cual se evalúa la potencia de salida del inversor  $P_o$  y ello permite fijar el intervalo dentro del cual se deben incluir los valores extremos dados por las ecuaciones [24] y [25]:

$$\left[ \frac{V_m}{V_g} \Big|_{min}, \frac{V_m}{V_g} \Big|_{max} \right] \subset K \cdot \left( 1 - \frac{P_o}{\alpha \cdot P_{g,MPP}(S_{max})} \right) \cdot [(1-\gamma), (1+\gamma)] \quad [29]$$

donde el coeficiente  $\gamma < 1$  define los límites permitidos para el intervalo de la relación  $V_m/V_g$  determinada por  $\Delta V_g$ , a partir del cual se obtiene:

$$K \left( 1 - \frac{P_o(S)}{\alpha \cdot P_{g,MPP}(S_{max})} \right) \cdot (1-\gamma) \leq \frac{V_m}{V_g} \Big|_{min} \leq \frac{V_m}{V_g} \Big|_{max} \quad [30-a]$$

$$\frac{V_m}{V_g} \Big|_{min} \leq \frac{V_m}{V_g} \Big|_{max} \leq K \left( 1 - \frac{P_o(S)}{\alpha \cdot P_{g,MPP}(S_{max})} \right) \cdot (1+\gamma) \quad [30-b]$$

Las nuevas restricciones representadas por las ecuaciones [23] y [30] requieren, para el correcto funcionamiento de un inversor fotovoltaico de etapa única, la determinación de un método de resolución sistemático para encontrar el conjunto de valores a asignar a los parámetros característicos que permiten lograr el óptimo rendimiento. En particular, los parámetros característicos del inversor OCC a determinar son  $K$ ,  $K_g$ ,  $R_s$ ,  $V_c$ ,  $\tau$ , donde  $\tau = R_1 C_1$ , asumiendo los parámetros restantes  $V_o$ ,  $T_s$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $\omega_{grid}$  como fijos.

Para este fin, los inventores han desarrollado tres figuras de mérito distintas, para cada conjunto específico posible de valores de los parámetros característicos del inversor OCC, un índice de rendimiento en términos de la potencia extraída a partir del campo fotovoltaico.

La primera figura de mérito, conocida como “ $\Psi_1$ ”, representa la diferencia entre la potencia máxima  $P_{g,MPP}(S_{min})$  del campo fotovoltaico 1 y la potencia de salida del inversor  $P_o(S_{min})$  evaluada al mínimo nivel de luz solar  $S_{min}$  relativo al intervalo  $[S_{min}, S_{max}]$  de interés, y es dada por:

$$\Psi_1 = P_{g,MPP}(S_{min}) - P_o(S_{min}) \quad [31]$$

Los conjuntos específicos de los valores de los parámetros característicos del inversor OCC que aseguran valores bajos de tal primera figura de mérito  $\Psi_1$  se adaptan particularmente para lograr una eficiencia de conversión fotovoltaica alta en lugares con alto nivel de nubosidad y de ahí bajo nivel de luz solar  $S$ .

La segunda figura de mérito, conocida como “ $\Psi_2$ ”, representa la diferencia entre la potencia máxima  $P_{g,MPP}(S_{max})$  del campo fotovoltaico y la potencia de salida del inversor  $P_o(S_{max})$  al máximo nivel de luz solar  $S_{max}$  relativo al intervalo  $[S_{min}, S_{max}]$  de interés, y es dada por:

$$\Psi_2 = P_{g,MPP}(S_{max}) - P_o(S_{max}) \quad [32]$$

Los conjuntos específicos de los valores de los parámetros característicos del inversor OCC que aseguran valores bajos de tal segunda figura de mérito  $\Psi_2$  se adaptan particularmente para lograr altas eficiencias de conversión fotovoltaica en lugares con bajo nivel de nubosidad.

## ES 2 350 744 T3

La tercera figura de mérito, conocida como “ $\Psi_3$ ”, representa la desviación cuadrática media de la potencia máxima  $P_{g,MPP}(S)$  del campo fotovoltaico a partir de la potencia de salida del inversor  $P_o(S)$  sobre el intervalo completo  $[S_{min}, S_{max}]$  de interés del nivel de luz solar  $S$ , discretizado en  $N$  niveles distribuidos igualmente:

$$\Psi_3 = \sqrt{\sum_{k=1}^N \frac{[P_{g,MPP}(S_k) - P_o(S_k)]^2}{P_{g,MPP}^2(S_k)}} \quad [33]$$

Los conjuntos específicos de los valores de los parámetros característicos del inversor OCC que aseguran valores bajos de tal tercera figura de mérito  $\Psi_3$  se adaptan para lograr buenos valores medios de eficiencia de conversión fotovoltaica.

Las tres figuras de mérito  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ , y  $\Psi_3$  se pueden usar para una exploración sistemática del espacio de parámetros SP, implementable tanto a través de técnicas numéricas determinísticas como estocásticas, adecuadas para los distintos contextos de aplicación referidos al intervalo  $[S_{min}, S_{max}]$  de interés.

La Figura 3 muestra una primera realización del dispositivo inversor de etapa única de acuerdo con la invención, que cumple las restricciones representadas por las ecuaciones [13], [14], [21], [23] y [30], y que además minimiza las tres figuras de mérito  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ , y  $\Psi_3$  representadas por las ecuaciones [31]-[33].

En particular, se puede observar que, de manera similar al dispositivo de la técnica previa de la Figura 2, el dispositivo de la Figura 3 consta de cuatro conmutadores semiconductores de potencia M1-M4 (preferentemente implementados a través de los respectivos MOSFET o IGBT), los terminales puerta de los cuales se controlan por el controlador 10. El controlador 10 recibe como entradas el voltaje  $v_g(t)$  del campo fotovoltaico 1, el voltaje de ac  $v_o(t)$  de la red 2, y el valor de la caída de voltaje en el resistor  $R_s$  que detecta la corriente de salida del inversor  $i_o(t)$ .

Específicamente, los terminales puerta de los cuatro conmutadores M1, M2, M3 y M4 se controlan de manera que, durante el intervalo de tiempo en el que el voltaje de la red 2 presenta valores positivos con respecto a la polaridad indicada en la Figura 3, M4 está cerrado (es decir, conduciendo), M2 y M3 están abiertos (es decir, no conduciendo) mientras que M1 está siendo cerrado y abierto con el periodo  $T_s$ , de manera que M1 está conduciendo durante la primera parte del periodo de conmutación  $T_s$ , de igual longitud al producto del ciclo de trabajo de conmutación multiplicado por el periodo de conmutación  $T_s$ , y viceversa M1 está apagado durante un tiempo igual a la parte restante del periodo de conmutación  $T_s$ ; viceversa, los terminales puerta de los cuatro conmutadores M1, M2, M3, y M4 se controlan de manera que durante el intervalo de tiempo en el que el voltaje de la red 2 presenta valores negativos con respecto a la polaridad indicada en la Figura 3, M2 está cerrado (es decir, conduciendo) M4 y M1 están abiertos (es decir, no conduciendo) mientras que M3 está cerrado y abierto con el periodo  $T_s$ , de manera que M3 está conduciendo durante la primera parte del periodo de conmutación  $T_s$ , de igual longitud al producto del ciclo de trabajo de conmutación multiplicado por el periodo de conmutación  $T_s$ , y viceversa M3 está apagado durante un tiempo igual a la parte restante del periodo de conmutación  $T_s$ .

Los terminales puerta de los conmutadores M1, M2, M3, y M4 reciben las señales de control correspondientes desde un circuito lógico 11 (por la vía del ejemplo implementado con dos puertas AND y una puerta NO inversora) que recibe como entradas una señal de sincronización con el voltaje  $v_o(t)$  de la red 2 y la señal de la salida directa Q de un circuito biestable tipo SR de disparado por nivel 12, la entrada S del cual se conecta a un generador de reloj 13 a la frecuencia  $f_s=1/T_s$ . La entrada R del circuito biestable 12 recibe la señal de salida de un comparador 14, la entrada no inversora de la que recibe el valor absoluto de la caída de voltaje en el resistor de detección  $R_s$  (es decir  $|R_s \cdot i_o|$ ), y la entrada de inversión de la que recibe la suma de la señal que viene desde el integrador reinicializable 9 y el valor absoluto del voltaje  $v_o(t)$  de la red 2 (es decir  $|K \cdot v_o| - v_m \cdot t/T_s$ , en donde  $v_m$  se expresa mediante la ecuación [6]). En particular, el integrador reinicializable 9 (que se reinicia efectivamente por la salida complementaria Q del circuito biestable 12, es decir cuando  $|R_s \cdot i_o| > |K \cdot v_o| - v_m \cdot t/T_s$  y, de ahí, la salida del comparador 14 es alta) integra la diferencia (que es siempre un valor positivo, debido a la [21]) entre el voltaje  $v_g$  del campo fotovoltaico 1 y el voltaje de control  $V_c$ . De esta manera, el circuito biestable 12 ajusta el ciclo de trabajo de las señales para controlar las puertas de los conmutadores M1-M4.

El dispositivo de la Figura 3 tiene los siguientes valores de los parámetros:  $C_b = 3$  mF;  $L=1,65$  mH;  $V_o=110$  Vrms; frecuencia de red  $f_{grid} = 60$  Hz; frecuencia de conmutación del inversor  $f_s = 33$  kHz, con periodo de conmutación  $T_s=1/f_s$ ; el campo fotovoltaico 1 está compuesto de dieciséis paneles conectados en serie, cada uno con el voltaje de potencia máxima dentro del intervalo [14, 16]V; la temperatura del panel igual a la temperatura ambiente,  $T=310$  K; el voltaje  $v_g$  del campo fotovoltaico 1 en la entrada del inversor que pertenece al intervalo [220, 260]V; el voltaje de pico  $V_{o,max}$  del voltaje de salida del inversor  $V_{o,max} = \sqrt{2} \cdot V_o \approx 156$  V; el voltaje de saturación de los amplificadores operacionales usados para el integrador 9 y para hacer los sumadores y sensores del circuito 10  $V_{op,Sat}=24$  V;  $\alpha=1,3$ ;  $\gamma=0,05$ .

## ES 2 350 744 T3

El espacio de búsqueda SP del conjunto de valores de los parámetros se define en la Tabla I. El intervalo de búsqueda para la resistencia de detección  $R_s$  se define para prevenir los fenómenos de saturación de los amplificadores operacionales.

TABLA I

K	K <sub>g</sub>	R <sub>s</sub> [Ω]
$[0, V_{op,sat}/V_{o,max}]$	$[0, V_{op,sat}/V_{g,max}]$	$\{0, (V_{op,sat} \cdot V_o) / [\sqrt{2} / P_{g,MPP}(S_{max})]\}$
[0, 0.15]	[0, 0.07]	[0, 1.965]

V <sub>c</sub> [V]	τ=R <sub>1</sub> C <sub>1</sub> [μs]	S [W/m <sup>2</sup> ]
$[0, V_{op,sat}]$	$[0.01 \cdot T_s, T_s]$	$[S_{min}, S_{max}]$
[0, 24]	[0.3, 30.3]	[100, 1000]

La figura 4 muestra las curvas de potencia del campo fotovoltaico 1 que corresponden a diez niveles de luz solar S, y tres curvas de funcionamiento  $P_o(V_g)$  del inversor fotovoltaico OCC que corresponden a los tres conjuntos de valores de los parámetros de diseño que aseguran los valores mínimos de las tres figuras de mérito  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ , y  $\Psi_3$ , obtenidas después de una estimación con el método Montecarlo con  $2 \cdot 10^5$  ensayos para cada una de las tres figuras de mérito descritas anteriormente. La Tabla II resume los valores de los parámetros que corresponden a las tres soluciones de diseño que minimizan las tres figuras de mérito  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ , y  $\Psi_3$  y los niveles de potencia correspondientes obtenidos a máxima y mínima luz solar.

Como se espera, la curva característica del inversor  $P_o(V_g)$  obtenida minimizando la primera figura de mérito  $\Psi_1$  corresponde a una solución de diseño que es insatisfactoria a altos niveles de luz solar S, mientras que las otras dos soluciones presentan mejor, aunque no óptimo, rendimiento.

TABLA II

	K	K <sub>g</sub>	R <sub>s</sub> [Ω]
$\Psi_1$	0.036405	0.0013691	0.36847
$\Psi_2$	0.031513	0.0096176	0.30655
$\Psi_3$	0.024794	0.0528300	0.24229

	V <sub>c</sub> [V]	R <sub>1</sub> C <sub>1</sub> [μs]	Output Power [W]	
$\Psi_1$	5.4465	20.188	$P_o(S_{max}) = 309.856$	$P_o(S_{min}) = 91.832$
$\Psi_2$	3.4271	10.660	$P_o(S_{max}) = 794.108$	$P_o(S_{min}) = 76.932$
$\Psi_3$	15.7446	29.394	$P_o(S_{max}) = 769.943$	$P_o(S_{min}) = 89.970$

## ES 2 350 744 T3

Las formas de onda de las corrientes de salida del inversor, comparadas con la forma de onda de referencia del voltaje de la red, mostradas en la Figura 5, obtenidas a través de la simulación del circuito realizada usando el programa PSIM®, muestra el alto PF de salida logrado tanto a niveles altos como bajos de luz solar S (respectivamente, Fig. 5a y Fig. 5B) con el conjunto de los valores de los parámetros que minimizan la segunda figura de mérito  $\Psi_2$ .

Las soluciones resumidas en la Tabla II se pueden mejorar si se usa un número de ensayos más grande en el método Montecarlo. Por ejemplo, con  $8 \cdot 10^5$  ensayos, se obtienen las soluciones resumidas en la Tabla III, mientras que la Figura 6 muestra las tres curvas de funcionamiento correspondientes  $P_o(V_g)$  del inversor fotovoltaico OCC (superpuestas en las curvas de potencia del campo fotovoltaico 1 que corresponden a diez niveles de luz solar S), la Figura 7 muestra las formas de onda simuladas de las corrientes de salida del inversor, comparadas con la forma de onda de referencia del voltaje de la red, que corresponden al conjunto de los valores de los parámetros que minimizan la segunda figura de mérito  $\Psi_2$  (Fig. 7a para altos niveles de luz solar y Fig. 7b para bajos niveles de luz solar S).

Como se espera, las potencias de salida máximas son mayores con respecto al caso precedente para cada una de las tres soluciones óptimas determinadas con las tres figuras de mérito.

TABLA III

	<b>K</b>	<b>K<sub>g</sub></b>	<b>R<sub>s</sub> [Ω]</b>
$\Psi_1$	0,023410	0,0056853	0,21366
$\Psi_2$	0,056368	0,0577370	0,55243
$\Psi_3$	0,031339	0,049305	0,30907

	<b>V<sub>c</sub>[V]</b>	<b>R<sub>1</sub> C<sub>1</sub> [μS]</b>	<b>Potencia de Salida [W]</b>	
$\Psi_1$	4,6276	20,901	$P_o(S_{max}) = 419,7095$	$P_o(S_{min}) = 92,0455$
$\Psi_2$	16,0471	20,571	$P_o(S_{max}) = 887,4122$	$P_o(S_{min}) = 76,8944$
$\Psi_3$	14,7741	25,555	$P_o(S_{max}) = 791,5862$	$P_o(S_{min}) = 87,3512$

Los inventores han logrado otras mejoras usando algoritmos de búsqueda de tipo evolutivo, tales como por ejemplo los algoritmos genéticos. En este sentido, la Tabla IV resume los valores de los conjuntos óptimos de los parámetros que minimizan la segunda figura de mérito  $\Psi_2$  obtenidos por medio de los dos métodos Montecarlo previos y los valores del conjunto obtenidos a través del algoritmo genético conocido Genocop, mientras que la Figura 8 muestra las curvas de funcionamiento correspondientes  $P_o(V_g)$  del inversor fotovoltaico OCC.

TABLA IV

	<b>K</b>	<b>K<sub>g</sub></b>	<b>R<sub>s</sub> [Ω]</b>
<b>2·10<sup>5</sup> ensayos MC</b>	0,031513	0,0096176	0,30655
<b>8·10<sup>5</sup> ensayos MC</b>	0,056368	0,0577370	0,55243
<b>Algoritmo Genético</b>	0,031161	0,01327885	0,305412

	<b>V<sub>c</sub>[V]</b>	<b>R<sub>1</sub> C<sub>1</sub> [μS]</b>	<b>Potencia de Salida [W]</b>
<b>2·10<sup>5</sup> ensayos MC</b>	3,4271	10,660	$P_o(S_{max}) = 794,1080$
<b>8·10<sup>5</sup> ensayos MC</b>	16,0471	20,571	$P_o(S_{max}) = 887,4122$
<b>Algoritmo Genético</b>	3,6291	9,570	$P_o(S_{max}) = 916,5764$

## ES 2 350 744 T3

La Figura 9 muestra las formas de onda simuladas (para altos y bajos niveles de luz solar  $S$ , respectivamente en la Fig. 9a y 9b) de las corrientes de salida del inversor, comparadas con la forma de onda de referencia del voltaje de la red, que corresponden con tal conjunto de los valores de los parámetros obtenidos a través de optimización genética, que muestra el factor PF de salida alto con un valor de porcentaje extremadamente bajo de la distorsión armónica total, igual a  $THD\%=3,5178$ .

Las Figuras 10 y 11 en su lugar muestran el comportamiento dinámico simulado del inversor que corresponde a tal conjunto de los valores de los parámetros obtenidos a través de la optimización genética en el seguimiento del punto de máxima potencia en presencia de luz solar  $S$  variable durante un intervalo de tiempo igual a cerca de 20 segundos. En particular: la Figura 10a muestra la corriente de salida del inversor, comparada con la forma de onda de referencia del voltaje de la red, en correspondencia con el sub intervalo de la gama de tiempo desde 11,5 segundos a 11,6 segundos; la Figura 10b muestra una comparación entre la potencia de salida  $P_o$  obtenida eficientemente a partir del campo fotovoltaico 1 y la potencia máxima entregable a partir del mismo campo 1 (punto de potencia máxima real) durante el intervalo de tiempo completo (desde el instante inicial  $t=0$  hasta el instante igual a cerca de 22 segundos); la Figura 11 muestra el desplazamiento correspondiente, durante el mismo intervalo de tiempo, del punto de funcionamiento sobre las curvas características de potencia-voltaje de salida del inversor.

Para apuntar la contribución fundamental de las nuevas restricciones, en particular de aquella representada por la ecuación [30], los inventores han llevado a cabo una prueba buscando el conjunto de valores de los parámetros del inversor relacionados con la minimización de la segunda figura de mérito  $\Psi_2$  sin la restricción [30]. Los dos conjuntos de valores de los parámetros obtenidos se resumen en la Tabla V y en la Tabla VI. Cada una de las Figuras 12 y 13 muestra las dos formas de onda simuladas (figuras a) y b), respectivamente) de la corriente de salida  $i_o(t)$  (comparadas con la forma de onda de referencia del voltaje de red) y de la potencia de salida media del inversor  $P_o$  (comparada con la potencia máxima del campo fotovoltaico 1), en condiciones de luz solar máxima  $S_{max}$ , teniendo los conjuntos de los parámetros de la Tabla V (Figura 12) y la Tabla VI (Figura 13).

TABLA V

	K	K <sub>g</sub>	R <sub>s</sub> [Ω]
$\Psi_2$	0,094218	0,0070186	0,0063001

	V <sub>c</sub> [V]	R <sub>1</sub> C <sub>1</sub> [μS]	Potencia de Salida [W]	
$\Psi_2$	13,8066	17,95	$P_o(S_{max}) = 948,7253$	$P_o(S_{min}) = 91,9232$

TABLA VI

	K	K <sub>g</sub>	R <sub>s</sub> [Ω]
$\Psi_2$	0,0084562	0,061429	0,046981

	V <sub>c</sub> [V]	R <sub>1</sub> C <sub>1</sub> [μS]	Potencia de Salida [W]	
$\Psi_2$	14,7295	21,95	$P_o(S_{max}) = 939,5787$	$P_o(S_{min}) = 91,7853$

Se debería señalar que en la Figura 12 el valor de la potencia de salida media del inversor  $P_o$  escalada usando los resultados resumidos en la Tabla V en el nivel máximo de luz solar  $S=S_{max}$  en la Figura 12b es muy cercano a la potencia máxima  $P_{g,MPP}(S_{max})$  del campo fotovoltaico 1, pero el nivel de distorsión de la corriente de la Figura 12a es prácticamente inadmisibles ( $THD\%=31,4$ ). Viceversa, la Figura 13 muestra que el inversor escalado usando los resultados resumidos en la Tabla VI proporciona una potencia de salida media  $P_o$  (ver la Figura 13b) significativamente menor que el máximo fotovoltaico  $P_{g,MPP}(S_{max})$  frente a un mejor PF de salida (ver la Figura 13a).

## ES 2 350 744 T3

Ésta muestra que el cumplimiento de la restricción [30] generalmente es indispensable para lograr simultáneamente potencias de salida altas  $P_o$  y PF de salida alta.

Los inventores han llevado a cabo una prueba similar en relación con la restricción representada por la ecuación [14]. La Figura 14 muestra las formas de onda de las dos entradas del comparador 14 de la Figura 3 en los casos de violación (Figura 14a) y del cumplimiento (Figura 14b) de la restricción [14]: en el primer caso, la inversión de la fase del voltaje en el terminal de entrada de no inversión del comparador 14 no permite el funcionamiento periódico a la frecuencia de conmutación fija  $f_s$ , que ocurre en su lugar en el segundo caso, y determina una fuerte distorsión de la corriente de salida  $i_o(t)$ , como se muestra en la Figura 15.

A diferencia de los que se propuso por Chen y Smedley, el dispositivo desarrollado por los inventores no se escala para cumplir la siguiente restricción:

$$V_m > K \frac{V_{o,max}}{D_{max}} \quad (34)$$

donde  $D_{max}$  es el valor máximo del ciclo de trabajo admisible para el circuito.

De hecho, mientras que tal restricción es necesaria en el dispositivo propuesto por Chen y Smedley para asegurar la existencia de las condiciones para reiniciar el integrador 9 de la Figura 2 en cada ciclo de conmutación, incluso si la corriente de salida  $i_o(t)$  es igual a cero, en el dispositivo de acuerdo con la invención lo anterior se asegura mediante el uso del circuito biestable disparado por nivel 12 de la Figura 3. Adicionalmente, es preferible que la determinación del conjunto de los parámetros del dispositivo de acuerdo con la invención no incluya la restricción [34], dado que de otro modo el dispositivo muestra rendimiento considerablemente menor, especialmente en términos de caída de la potencia de salida  $P_o$ .

En particular, la Tabla VII muestra el conjunto de los parámetros obtenidos después de una estimación con el método de Montecarlo con  $8 \cdot 10^5$  ensayos para cada una de las tres figuras de mérito descritas anteriormente y que incluye la restricción [34].

TABLA VII

	<b>K</b>	<b>K<sub>g</sub></b>	<b>R<sub>s</sub> [Ω]</b>
<b>ψ<sub>1</sub></b>	0,029192	0,016054	0,28945
<b>ψ<sub>2</sub></b>	0,069325	0,011318	0,65468
<b>ψ<sub>3</sub></b>	0,069325	0,011318	0,65468

	<b>V<sub>c</sub>[V]</b>	<b>R<sub>1</sub> C<sub>1</sub> [μS]</b>	<b>Potencia de Salida [W]</b>	
<b>ψ<sub>1</sub></b>	9,6104	30,037	$P_o(S_{max}) = 430,0164$	$P_o(S_{min}) = 92,0269$
<b>ψ<sub>2</sub></b>	10,953	22,043	$P_o(S_{max}) = 538,4387$	$P_o(S_{min}) = 82,871$
<b>ψ<sub>3</sub></b>	10,953	22,043	$P_o(S_{max}) = 538,4387$	$P_o(S_{min}) = 82,871$

La Figura 16 muestra las curvas características de potencia-voltaje de salida del inversor con el conjunto de los valores de los parámetros de la Tabla VII que minimizan las figuras de mérito  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ , y  $\Psi_3$ , mientras que las Figuras 17a y 17b muestran la forma de onda simulada, respectivamente, de la corriente de salida  $i_o(t)$  de tal inversor (comparado con la forma de onda de referencia del voltaje de la red) y de la potencia de salida del inversor  $P_o$  (comparada con la potencia máxima del campo fotovoltaico 1), bajo las condiciones de máxima luz solar  $S=S_{max}$  con el conjunto de los valores de los parámetros de la Tabla VII que minimizan la figura de mérito  $\Psi_2$ . Se puede observar que mientras que el nivel del PF de salida es bueno, el nivel de la potencia extraída  $P_o$  es significativamente menor que el valor máximo entregable por el campo fotovoltaico 1, que es por el contrario considerablemente obtenible eliminando la restricción [34].

## ES 2 350 744 T3

El dispositivo inversor fotovoltaico de etapa única mostrado en la Figura 3 permite lograr una mejora significativa en términos de rendimiento tanto para la parte de la potencia como para la parte del control, a bajo coste, dado que el controlador 10 es implementable a través de circuitería analógica con los parámetros optimizados a través del proceso descrito que impone las restricciones representadas por las ecuaciones [13], [14], [21], [23] y [30], y que minimizan las tres figuras de mérito  $\Psi_1$ ,  $\Psi_2$ , y  $\Psi_3$  representadas por las ecuaciones [31]-[33].

El punto de funcionamiento del dispositivo inversor de la Figura 3 en términos de potencia de salida como una función del voltaje  $v_g(t)$  del campo fotovoltaico 1 permanece en movimiento a lo largo del trayecto fijo, identificado por el conjunto de los parámetros  $\{K, K_g, R_s, V_C, \tau\}$ , que interseccionan con el punto de potencia máxima del campo fotovoltaico solamente en condiciones ambientales particulares, que permanecen en la proximidad de él en los otros casos, a una distancia que depende del nivel de la luz solar instantánea  $S$  y de la temperatura instantánea  $T$ . Esto es inevitable porque no hay solución de diseño con un conjunto de valores fijos de los parámetros  $\{K, K_g, R_s, V_C, \tau\}$  que aseguren que la curva característica de la potencia de salida del inversor superpone el lugar de los puntos de potencia máxima del campo fotovoltaico bajo la variación de la luz solar  $S$  y la temperatura  $T$  de los paneles dentro de sus respectivo intervalo de valores de funcionamiento  $[S_{\min}, S_{\max}]$  y  $[T_{\min}, T_{\max}]$ .

Con referencia a la Figura 18, una segunda realización del dispositivo de acuerdo con la invención integra en un controlador 20 distinto el controlador analógico 10 de la Figura 3 con una unidad digital 21, que logran una función del tipo perturbar y observar o P&O y que funciona en los parámetros del controlador OCC para lograr el seguimiento del punto de máxima potencia real MPPT.

En general, la técnica P&O MPPT perturba el voltaje de funcionamiento  $v_g(t)$  del campo fotovoltaico 1 de acuerdo con el denominado método de escalar la colina. De acuerdo con tal método, el voltaje  $v_g(t)$  se perturba en una dirección dada (es decir, tanto aumentándolo como disminuyéndolo), a través de una variación del valor del ciclo de trabajo del inversor del convertidor conectado con su entrada al campo fotovoltaico 1 y con su salida a la red 2. El voltaje y la corriente de salida instantánea del campo fotovoltaico 1 se detectan por la unidad digital 21 que evalúa sus productos (es decir, la potencia eléctrica de salida del campo): si ésta es mayor que aquélla detectada después de la última perturbación precedente, entonces el voltaje  $v_g(t)$  se varía adicionalmente en la misma dirección, de otro modo la dirección de la perturbación del voltaje  $v_g(t)$  se invierte.

En el dispositivo de la Figura 18, se aplica la técnica P&O MPPT a la perturbación del parámetro único  $V_C$ , que junto con los otros determinan el comportamiento de la curva de la potencia de salida del inversor  $P_o$ , haciendo de esta manera dinámica tal curva y en este sentido logrando la posibilidad de obtener una intersección entre la curva anteriormente mencionada y la curva característica de la potencia del campo fotovoltaico  $P_g$  en correspondencia con el punto de máxima potencia MPP, en cualesquiera condiciones de luz solar  $S$  y temperatura del panel  $T$ .

No obstante, otras realizaciones del dispositivo de acuerdo con la invención pueden aplicar la técnica P&O MPPT a la perturbación de uno o más de los cinco parámetros  $(K, K_g, R_s, V_C, \tau)$  del inversor o de cualquier combinación de dos o más de ellos.

La eficiencia de la técnica MPPT P&O se puede maximizar ajustando adecuadamente el periodo  $T_a$  de muestreo del voltaje  $v_g(t)$  y la corriente  $i_g(t)$  del campo fotovoltaico 1 (con  $T_a > T_s$ ) y la amplitud de la perturbación  $\Delta d$  del ciclo de trabajo. El periodo de muestreo  $T_a$  se debe elegir como una función de la dinámica del sistema completo dada por el conjunto constituido por el campo fotovoltaico 1 y el convertidor que consta del inversor, para evitar errores en el seguimiento MPPT. El correcto ajuste de la amplitud de la perturbación del ciclo de trabajo  $\Delta d$  también previene el punto de funcionamiento del campo fotovoltaico 1 de la oscilación alrededor del punto de máxima potencia MPP, y permite optimizar la velocidad de la respuesta del controlador 20 bajo rápidas variaciones de la luz solar  $S$ .

En particular, el dispositivo de la Figura 18 tiene un conjunto de valores de los parámetros de comienzo resumido en la Tabla IV obtenida a través del algoritmo genético conocido Genecop, la unidad digital 21 que funciona de acuerdo con la técnica P&O MPPT ilustrada que determina las variaciones posteriores del voltaje de control  $V_C$  dentro del intervalo de 3,4091 V a 5,0489 V, que cumple las ecuaciones de restricción [13], [14], [21], [23] y [30].

El lugar de los puntos de funcionamiento que corresponde a la potencia de salida del inversor  $P_o$  obtenible haciendo variar el voltaje  $V_C$  dentro del intervalo indicado anteriormente se muestra en la Figura 19, y se representa de hecho por la superficie delimitada por las dos curvas extremas que corresponden a los dos valores mínimo y máximo  $V_{C_{\min}}$  y  $V_{C_{\max}}$  del voltaje  $V_C$ . Tal superficie incluye todos los puntos de máxima potencia MPP posibles del campo fotovoltaico 1 dentro del intervalo de valores considerados de la luz solar  $S$  (que pertenecen al intervalo 100 W/m<sup>2</sup> a 1000 W/m<sup>2</sup>).

El circuito de la Figura 18 está optimizado, en términos de los valores del periodo de muestreo  $T_a$  y de la amplitud  $\Delta V_C$  de la perturbación del voltaje  $V_C$  (es decir de la amplitud  $\Delta d$  de la perturbación del ciclo de trabajo del inversor  $d(t)$ ) aplicando los criterios indicados por N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli en las dos ponencias "Optimizando la Tasa de Muestreo de la Técnica P&O MPPT" y "Optimizando la Perturbación del Ciclo de Trabajo de la Técnica P&O MPPT", presentada en los Proc. de la Conferencia de Especialistas en Electrónica de Potencia del IEEE, junio de 2004, Aachen (Alemania), páginas 1945-1949, y páginas 1939-1944, respectivamente, obteniendo aproximadamente  $T_a=0,1$  s,  $\Delta V_C=0,2$  V.

## ES 2 350 744 T3

La Figura 20 compara la potencia de salida  $P_o$  del inversor fotovoltaico OCC P&O MPPT de la Figura 18, que tiene la temperatura del panel igual a la temperatura ambiente  $T=310$  K, el nivel de luz solar  $S=1000$  W/m<sup>2</sup>, obtenibles en el caso cuando los valores del periodo de muestreo  $T_a$  y la amplitud de perturbación  $\Delta V_C$  son óptimos  $\{T_a, \Delta V_C\}=\{0,1$  s, 0,2 V} y en el caso cuando no son óptimos  $\{T_a, \Delta V_C\}=\{0,02$  s, 0,1 V}, con la potencia máxima disponible desde el panel fotovoltaico 1. La Figura 21 muestra los comportamientos correspondientes de los voltajes de control respectivos  $V_C$ . El mejor rendimiento del caso óptimo es evidente por sí mismo.

La Figura 22 muestra el rendimiento dinámico del inversor fotovoltaico OCC P&O MPPT de la Figura 18 con  $\{T_a, \Delta V_C\}=\{0,1$  s, 0,2 V}, para  $T=310$  K, bajo las condiciones de luz solar variable (Fig. 22a), que muestra los comportamientos de tiempo posteriores de la potencia de salida  $P_o$  (comparada con la potencia máxima variable de manera similar desde el campo fotovoltaico 1, Figura 22b), y del voltaje de control  $V_C$  (Fig. 22c).

La Figura 23 muestra la forma de onda de la corriente de salida  $i_o(t)$  (comparada con la forma de onda de referencia del voltaje de la red 2, Fig. 23a) y el comportamiento en el tiempo del voltaje de control  $V_C$  (Fig. 23b) en un sub intervalo de tiempo de la Figura 22 que comprende desde 12,67 s a 12,73 s (en donde el voltaje de control  $V_C$  se somete a una variación), desde el cual es evidente que la calidad de la forma de onda de la corriente de salida  $i_o(t)$  se mantiene gracias a la presencia del control P&O MPPT.

La Figura 24 muestra los comportamientos en el tiempo de la potencia de salida  $P_o$  (comparada con la potencia máxima disponible desde el campo fotovoltaico 1, Figura 24a), y el voltaje de control  $V_C$  (Fig. 24b) en presencia de las variaciones combinadas de la luz solar  $S$  y la temperatura del panel  $T$ . El muy alto rendimiento del inversor en términos del seguimiento del punto de máxima potencia MPPT es evidentes.

En particular, la comparación de los diagramas de las Figuras 10, 22, y 24 muestra que el dispositivo inversor fotovoltaico de etapa única de acuerdo con la invención tiene rendimiento óptimo en términos tanto de MPPT como de PF de salida, no alcanzable aplicando los dispositivos de la técnica previa.

La presente invención se ha descrito, por la vía de la ilustración y no por la vía de la limitación, de acuerdo con su realización preferente, pero se debería entender que aquellos expertos en la técnica pueden hacer variaciones y/o cambios, sin salir así del alcance de protección relacionado, como se define por las reivindicaciones adjuntas.

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

1. El dispositivo inversor de etapa única, para los convertidores de potencia de fuentes de energía de dc (1) a una red eléctrica de ac (2) que tiene al menos una fase, de frecuencia de pulsación  $\omega_{grid}$ , que consta de medios de conmutación (M1-M4) capaces de conectar periódicamente, con periodo  $T_s$  menor que el periodo  $T_{grid}$  que corresponde a la frecuencia de pulsación  $\omega_{grid}$ , una fuente (1), capaz de poner a la salida un voltaje  $v_g(t)$  de valor medio  $V_g$ , a la red (2) de manera que la corriente de salida del dispositivo  $i_o(t)$  está en fase con el voltaje  $v_o(t)$  de al menos una fase de la red (2), el valor máximo del cual es  $V_{o,max}$ , los medios de conmutación (M1-M4) que son controlados mediante medios de control (10, 20) que funcionan de acuerdo con un control sobre un ciclo de conmutación único de los medios de conmutación (M1-M4), el dispositivo que ve una inductancia de salida L, el dispositivo que comprende un resistor de detección de la resistencia  $R_s$  conectado en serie a la red (2), los medios electrónicos de control (10, 20) que comprenden;

- un circuito integrador reinicializable (9) que tiene una constante de tiempo  $\tau < T_s$ , la entrada del cual recibe una señal de voltaje  $(V_c - K_g \cdot v_g)$  igual a la diferencia entre un voltaje de control  $V_c$  y un voltaje proporcional por un primer factor  $K_g$  al voltaje de salida  $v_g(t)$  de la fuente (1),
- los medios comparadores (14), capaces de poner a la salida una señal indicativa de la comparación de una caída del voltaje  $[R_s \cdot i_o(t)]$  en el resistor de detección con la suma de la señal de salida del circuito integrador (9) y un voltaje  $[K \cdot v_o(t)]$  proporcional por un segundo factor K al voltaje  $v_o(t)$  de la red (2), y
- los medios generadores (11, 12, 13) capaces de recibir la señal de salida desde los medios comparadores (14) y una señal indicativa de la fase de la red (2) para proporcionar una o más señales para controlar los medios de conmutación (M1-M4).

el voltaje de control  $V_c$  y el primer factor  $K_g$  que son tales para cumplir la siguiente primera restricción

$$V_c \geq K_g V_g + \frac{(2V_{o,max} - V_g) R_s \tau}{2L},$$

el dispositivo que se **caracteriza** porque cumple una segunda restricción por la cual la señal de entrada del circuito integrador (9) es siempre positiva, porque cumple una tercera restricción por la cual, en cualquier instante de tiempo, el voltaje de entrada de los medios de conmutación (M1-M4) es mayor que el voltaje de salida de los mismos, y porque cumple una cuarta restricción por la cual

$$K \left( 1 - \frac{P_o(S)}{\alpha \cdot P_{g,AIPP}(S_{max})} \right) \cdot (1 - \gamma) \leq \left. \frac{V_m}{V_g} \right|_{\min} \leq \left. \frac{V_m}{V_g} \right|_{\max}$$

$$\left. \frac{V_m}{V_g} \right|_{\min} \leq \left. \frac{V_m}{V_g} \right|_{\max} \leq K \left( 1 - \frac{P_o(S)}{\alpha \cdot P_{g,AIPP}(S_{max})} \right) \cdot (1 + \gamma)$$

donde:

$$v_m = \left( \frac{V_c - K_g \cdot v_g}{\tau} \right) \cdot T_s$$

## ES 2 350 744 T3

- $P_o(S)$  es la potencia media de salida del dispositivo para un conjunto S de condiciones de funcionamiento,
- $P_{g,MPP}(S_{max})$  es la potencia máxima entregable por la fuente (1),
- 5 -  $\alpha$  es un primer coeficiente de sobrecarga con  $\alpha \geq 1$ , y
- $\gamma$  es un segundo coeficiente, con  $\gamma < 1$ .

10 2. El dispositivo de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado** porque el voltaje de control  $V_c$  y el primer factor  $K_g$  son tales que:

$$15 \quad V_c > K_g (V_g + \Delta V_g)$$

donde  $\Delta V_g$  es la amplitud pico a pico de la oscilación del voltaje  $v_g(t)$ .

20 3. El aparato de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, **caracterizado** porque el segundo factor K es tal que:

$$25 \quad V_g - \Delta V_g > (1+K) \cdot V_{o,max}$$

donde  $\Delta V_g$  es la amplitud pico a pico de la oscilación del voltaje  $v_g(t)$ .

30 4. El dispositivo de acuerdo con cualquiera de las precedentes reivindicaciones, **caracterizado** porque el circuito integrador reinicializable (9) se reinicia cuando  $|R_s \cdot i_o| > |K \cdot V_o - v_m \cdot t| T_s$ .

35 5. El dispositivo de acuerdo con cualquiera de las precedentes reivindicaciones, **caracterizado** porque los medios electrónicos de control (10, 20) además comprenden medios electrónicos de procesamiento (21), conectados en su entrada a la fuente (1) para determinar la potencia de la misma con periodo de muestreo  $T_a$ , capaz de poner a la salida al menos una señal capaz de variar el valor de al menos un parámetro correspondiente, seleccionado del grupo que consta de la resistencia  $R_s$ , la constante de tiempo  $\tau$ , el voltaje de control  $V_c$ , el primer factor  $K_g$ , el segundo factor K, y una combinación de ellos, perturbando continuamente la potencia media de salida  $P_o(S)$  para buscar el punto de máxima potencia de salida de acuerdo con el denominado método de escalar la colina.

40 6. El dispositivo de acuerdo con la reivindicación 5, **caracterizado** porque los medios electrónicos de procesamiento (21) son capaces de detectar el voltaje y la corriente de salida instantánea de la fuente (1).

45 7. El dispositivo de acuerdo con la reivindicación 5 o 6, **caracterizado** porque  $T_a > T_s$ .

8. El dispositivo de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 5 a 7, **caracterizado** porque los medios electrónicos de procesamiento (21) ponen a la salida el voltaje de control  $V_c$ , que se proporciona como entrada al circuito integrador (9).

50 9. El dispositivo de acuerdo con cualquiera de las precedentes reivindicaciones, **caracterizado** porque los medios electrónicos de control (10, 20) se integran al menos parcialmente en al menos un microprocesador y/o al menos un procesador de señal digital y/o al menos un micro controlador.

55 10. El dispositivo de acuerdo con cualquiera de las precedentes reivindicaciones, **caracterizado** porque la fuente (1) es tal que el punto de potencia de entrada máxima del dispositivo es variable y/o el factor de la potencia de salida o PF de salida del dispositivo es variable con el conjunto S de condiciones de funcionamiento.

60 11. El dispositivo de acuerdo con la reivindicación 10, **caracterizado** porque la fuente (1) es una fuente de energía renovable.

12. El dispositivo de acuerdo con la reivindicación 11, **caracterizado** porque la fuente (1) es una fuente fotovoltaica, las condiciones de funcionamiento del conjunto S que son una o más condiciones seleccionadas del grupo que comprende el nivel de luz solar, la temperatura, y la degradación de la fuente.

65 13. El dispositivo de acuerdo con cualquiera de las precedentes reivindicaciones, **caracterizado** porque la red eléctrica (2) es una red monofásica o trifásica.

## ES 2 350 744 T3

14. El método de ciclo de conmutación único de control de los medios de conmutación (M1-M4) de un dispositivo inversor de etapa única, para los convertidores de potencia de fuentes de energía de dc (1) a una red eléctrica de ac (2) que tiene al menos una fase, de frecuencia de pulsación  $\omega_{\text{grid}}$ , en donde los medios de conmutación (M1-M4) conectan periódicamente, con el periodo  $T_s$  menor que el periodo  $T_{\text{grid}}$  que corresponde a la frecuencia de pulsación  $\omega_{\text{grid}}$ , una fuente (1) capaz de poner a la salida un voltaje  $v_g(t)$  de valor medio  $V_g$ , a la red (2) de manera que la corriente de salida del dispositivo  $i_o(t)$  de cada fase está en fase con el voltaje  $v_o(t)$  de la misma fase de la red (2) el valor máximo del cual es  $V_{o,\text{max}}$ , el método que consta de los siguientes pasos:

- A. integrar, de acuerdo con una constante de tiempo  $\tau$  tal que  $\tau < T_s$ , una señal de voltaje  $(V_c - K_g \cdot v_g)$  igual a la diferencia entre un voltaje de control  $V_c$  y un voltaje proporcional por un primer factor  $K_g$  al voltaje de salida  $v_g(t)$  de la fuente (1),
- B. comparar una caída de voltaje  $[R_s \cdot i_g(t)]$ , en un resistor de detección de resistencia  $R_s$  conectado en serie a la red (2), con la suma del resultado de la integración del paso A con un voltaje  $[K \cdot v_o(t)]$  proporcional por un segundo factor  $K$  al voltaje  $v_o(t)$  de la red (2), y
- C. generar una o más señales para controlar los medios de conmutación (M1-M4) en base al resultado de la comparación del paso B, el voltaje de control  $V_c$  y el primer factor  $K_g$  que son tales que cumplen la primera restricción:

$$V_c \geq K_g V_g + \frac{(2V_{o,\text{max}} - V_g) R_s \tau}{2L}$$

donde  $L$  es la inductancia de salida vista por el dispositivo inversor, el método que está **caracterizado** porque la señal de voltaje integrada en el paso A siempre es positiva, porque el voltaje de entrada de los medios de conmutación (M1-M4) es mayor que el voltaje de salida del mismo, y porque

$$K \left( 1 - \frac{P_o(S)}{\alpha \cdot P_{g,\text{MPP}}(S_{\text{max}})} \right) \cdot (1 - \gamma) \leq \frac{V_m}{V_g} \Big|_{\text{min}} \leq \frac{V_m}{V_g} \Big|_{\text{max}}$$

$$\frac{V_m}{V_g} \Big|_{\text{min}} \leq \frac{V_m}{V_g} \Big|_{\text{max}} \leq K \left( 1 - \frac{P_o(S)}{\alpha \cdot P_{g,\text{MPP}}(S_{\text{max}})} \right) \cdot (1 + \gamma)$$

donde:

$$v_m = \left( \frac{V_c - K_g \cdot v_g}{\tau} \right) \cdot T_s$$

- $P_o(S)$  es la potencia media de salida del dispositivo para un conjunto  $S$  de condiciones de funcionamiento,
- $P_{g,\text{MPP}}(S_{\text{max}})$  es la potencia máxima entregable por la fuente (1),
- $\alpha$  es un primer coeficiente de sobrecarga, con  $\alpha \geq 1$ , y
- $\gamma$  es un segundo coeficiente, con  $\gamma < 1$ .

## ES 2 350 744 T3

15. El método de acuerdo con la reivindicación 14, **caracterizado** porque el voltaje de control  $V_c$  y el primer factor  $K_g$  son tales que:

$$V_c > K_g (V_g + \Delta V_g)$$

donde  $\Delta V_g$  es la amplitud pico a pico de la oscilación del voltaje  $v_g(t)$ .

16. El método de acuerdo con la reivindicación 14 o 15, **caracterizado** porque el segundo factor  $K$  es tal que:

$$V_g - \Delta V_g > (1+K) \cdot V_{o,max}$$

donde  $\Delta V_g$  es la amplitud pico a pico de la oscilación del voltaje  $v_g(t)$ .

17. El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 14 a 15, **caracterizado** porque el resultado de la integración del paso A se reinicia cuando  $|R_s \cdot i_o| > |K \cdot v_o| - v_m \cdot t / T_s$ .

18. El método de escalamiento de un dispositivo inversor de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13, **caracterizado** porque los valores de la resistencia  $R_s$ , de la constante de tiempo  $\tau$ , del voltaje de control  $V_c$ , del primer factor  $K_g$ , y del segundo factor  $K$  son tales que minimizan al menos una figura de mérito seleccionada del grupo que comprende:

- una figura de mérito  $\Psi_0$ , igual a

$$\Psi_0 = P_{g,MPP}(S_0) - P_o(S_0)$$

donde  $S_0$  es un conjunto  $S$  de condiciones de funcionamiento específicas y  $P_g(S_0)$  es la potencia entregada por la fuente en correspondencia del conjunto  $S_0$  de las condiciones de funcionamiento específicas, y

- una figura de mérito  $\Psi_3$ , igual a la desviación cuadrática media de la potencia máxima  $P_{g,MPP}(S)$  entregable por la fuente (1) y la potencia de salida del dispositivo  $P_o(S)$  sobre el intervalo completo  $[S_{min}, S_{max}]$  de los conjuntos  $S$  de las condiciones de funcionamiento, es decir

$$\Psi_3 = \sqrt{\sum_{k=1}^N \frac{[P_{g,MPP}(S_k) - P_o(S_k)]^2}{P_{g,MPP}^2(S_k)}}$$

donde  $S_{min}$  y  $S_{max}$  son conjuntos de las condiciones de funcionamiento específicas por las cuales  $P_{g,MPP}(S)$  asume, respectivamente, el valor mínimo y el máximo dentro del intervalo  $[S_{min}, S_{max}]$ .

19. El método de acuerdo con la reivindicación 18, **caracterizado** porque la figura de mérito  $\Psi_0 = \Psi_1$  se calcula para el conjunto  $S_{min}$  de condiciones de funcionamiento específicas.

20. El método de acuerdo con la reivindicación 18 o 19, **caracterizado** porque la figura de mérito  $\Psi_0 = \Psi_2$  se calcula para el conjunto  $S_{max}$  de condiciones de funcionamiento específicas.

21. El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 18 a 20, **caracterizado** porque los valores de la resistencia  $R_s$ , de la constante de tiempo  $\tau$ , del voltaje de control  $V_c$ , del primer factor  $K_g$ , y del segundo factor  $K$  se determinan a través de al menos una técnica numérica o bien determinística o bien estocástica.

22. El método de acuerdo con la reivindicación 21, **caracterizado** porque dicha al menos una técnica numérica o bien determinística o bien estocástica comprende una estimación a través del método Montecarlo y/o unos algoritmos de búsqueda tipo evolutivo, preferentemente un algoritmo genético.

23. El método de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 18 a 22, **caracterizado** porque el dispositivo es un dispositivo de acuerdo con la reivindicación 12.

## ES 2 350 744 T3

24. El dispositivo controlador (10, 20), **caracterizado** porque es capaz de funcionar como los medios electrónicos de control mezo de un dispositivo inversor de etapa única de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 13.

5 25. El dispositivo controlador (10, 20) de acuerdo con la reivindicación 24, **caracterizado** porque es capaz de realizar el método del ciclo de conmutación único de control de los medios de conmutación de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones 14 a 17.

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

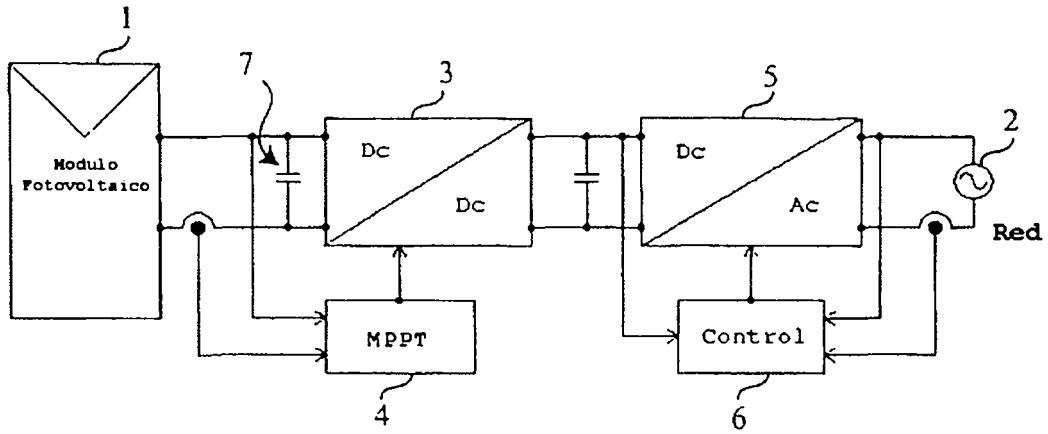


Fig. 1

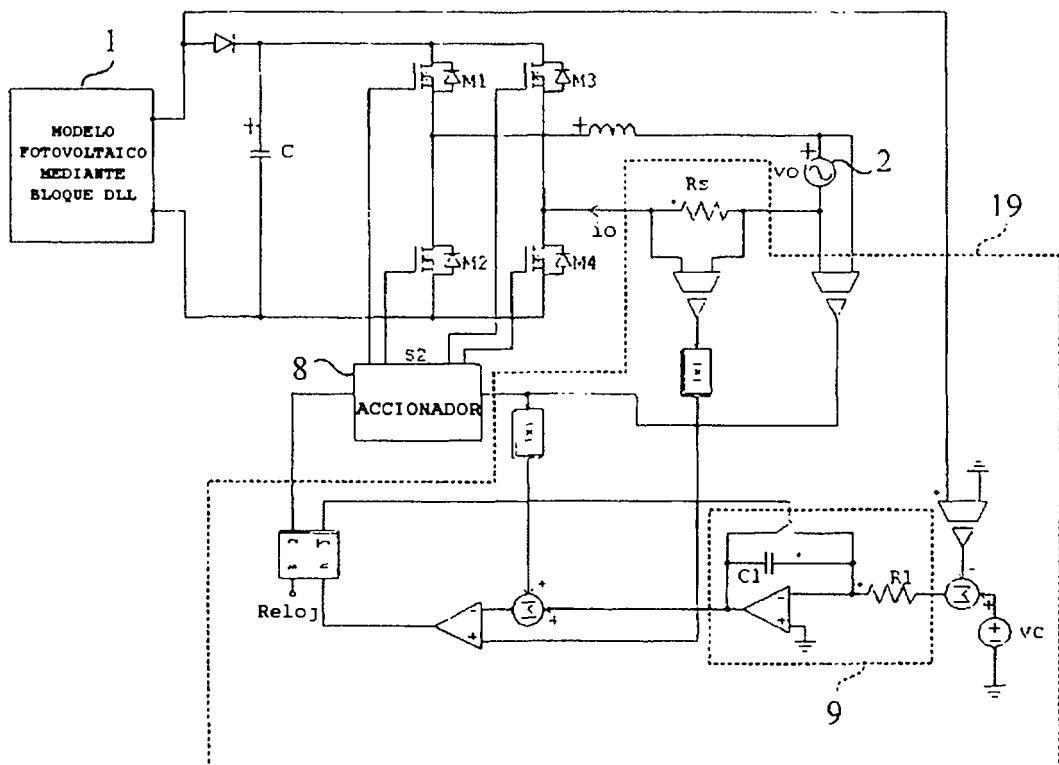


Fig. 2

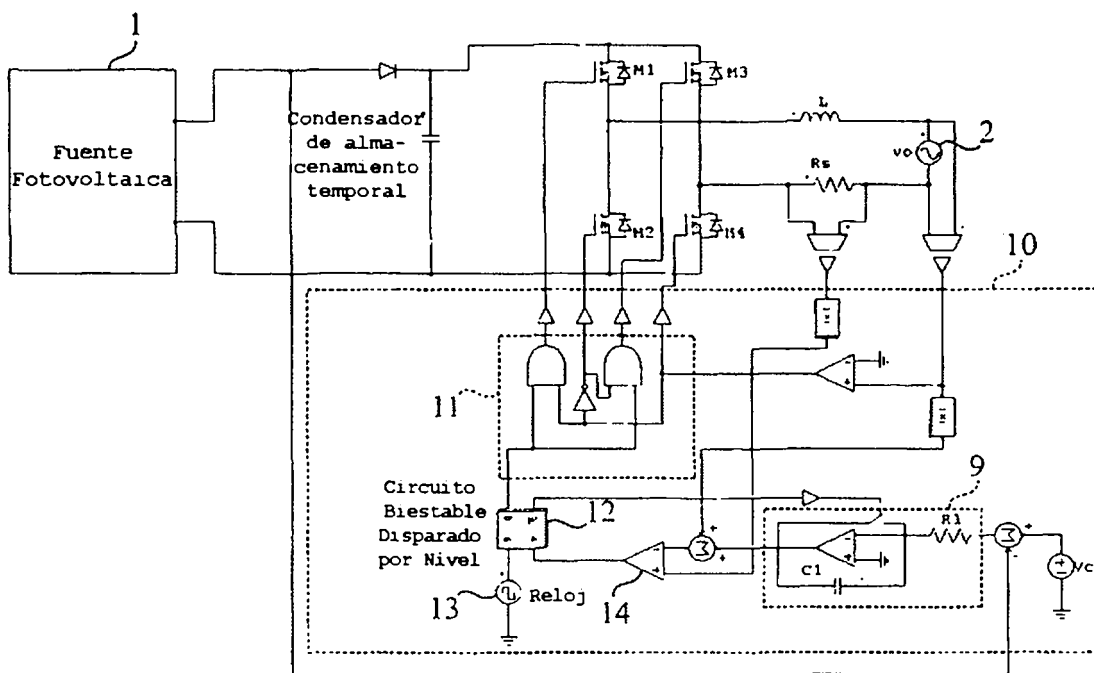


Fig. 3

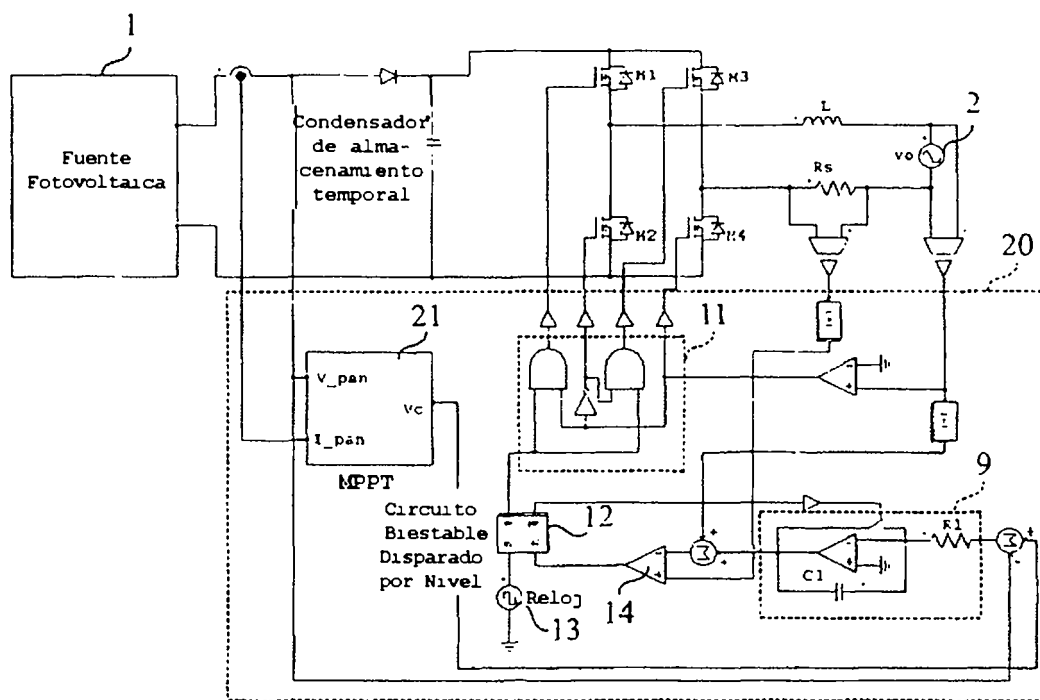


Fig. 18

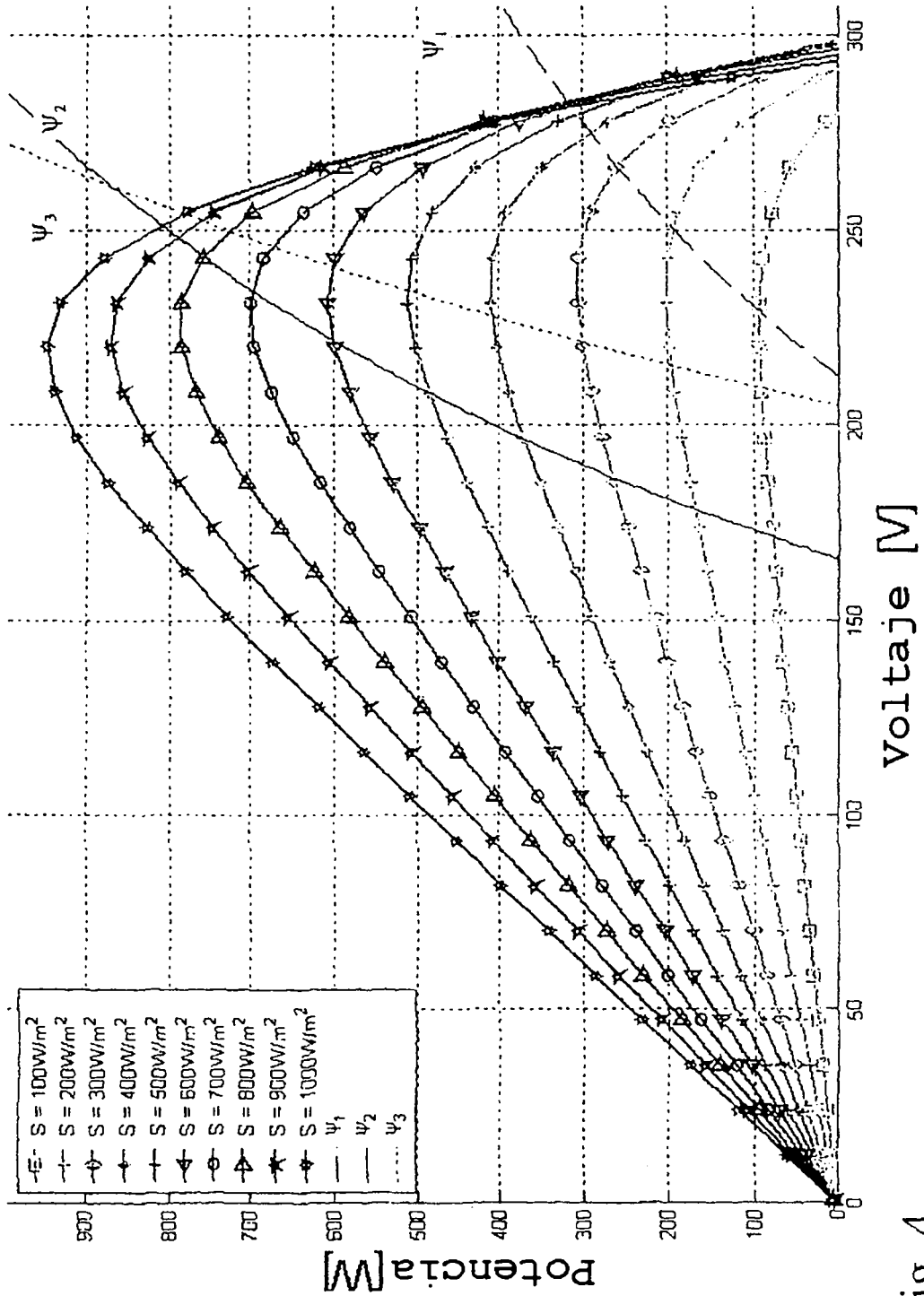


Fig. 4

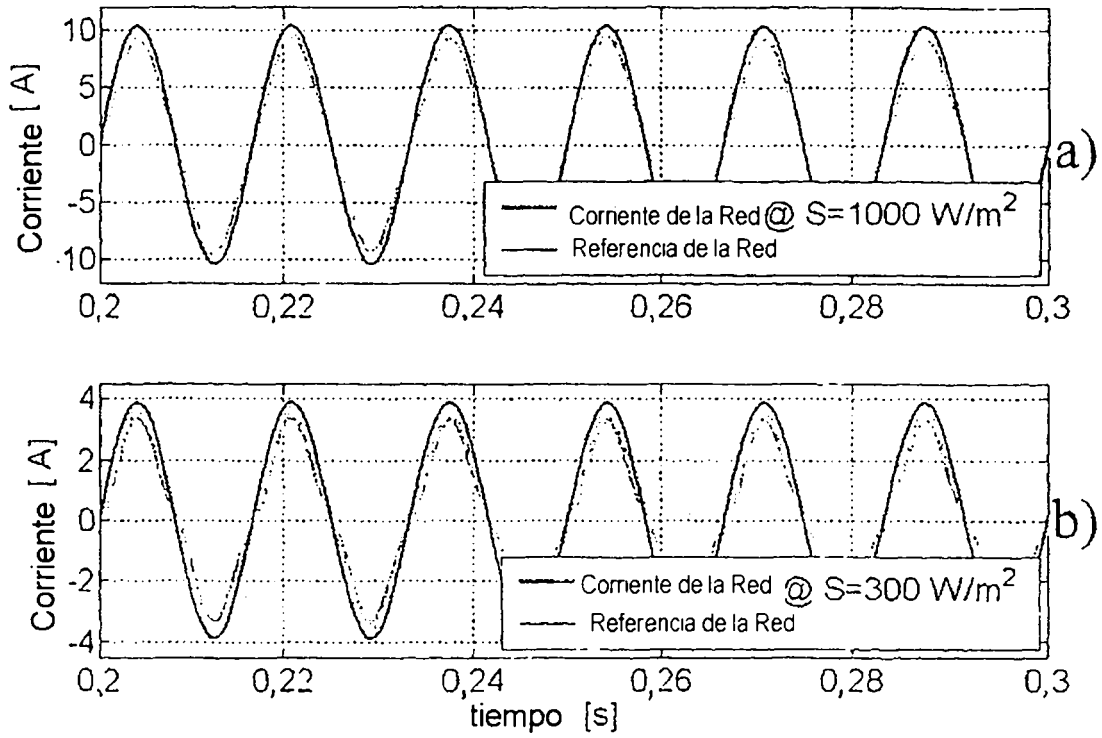


Fig. 5

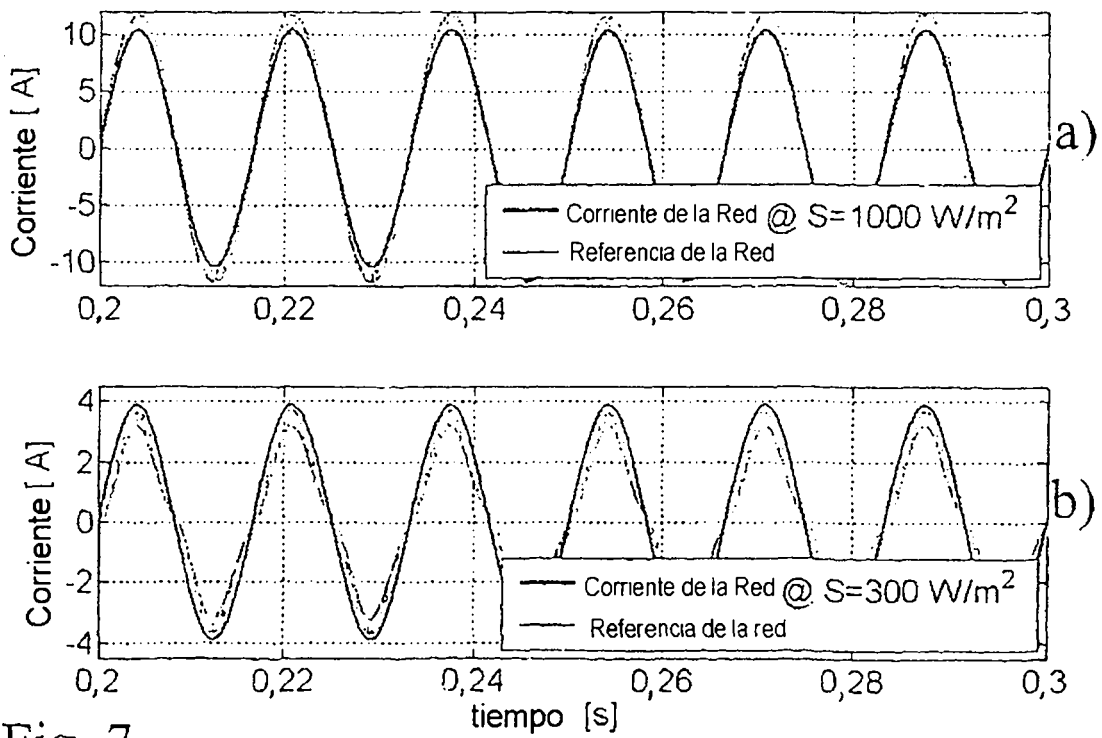


Fig. 7

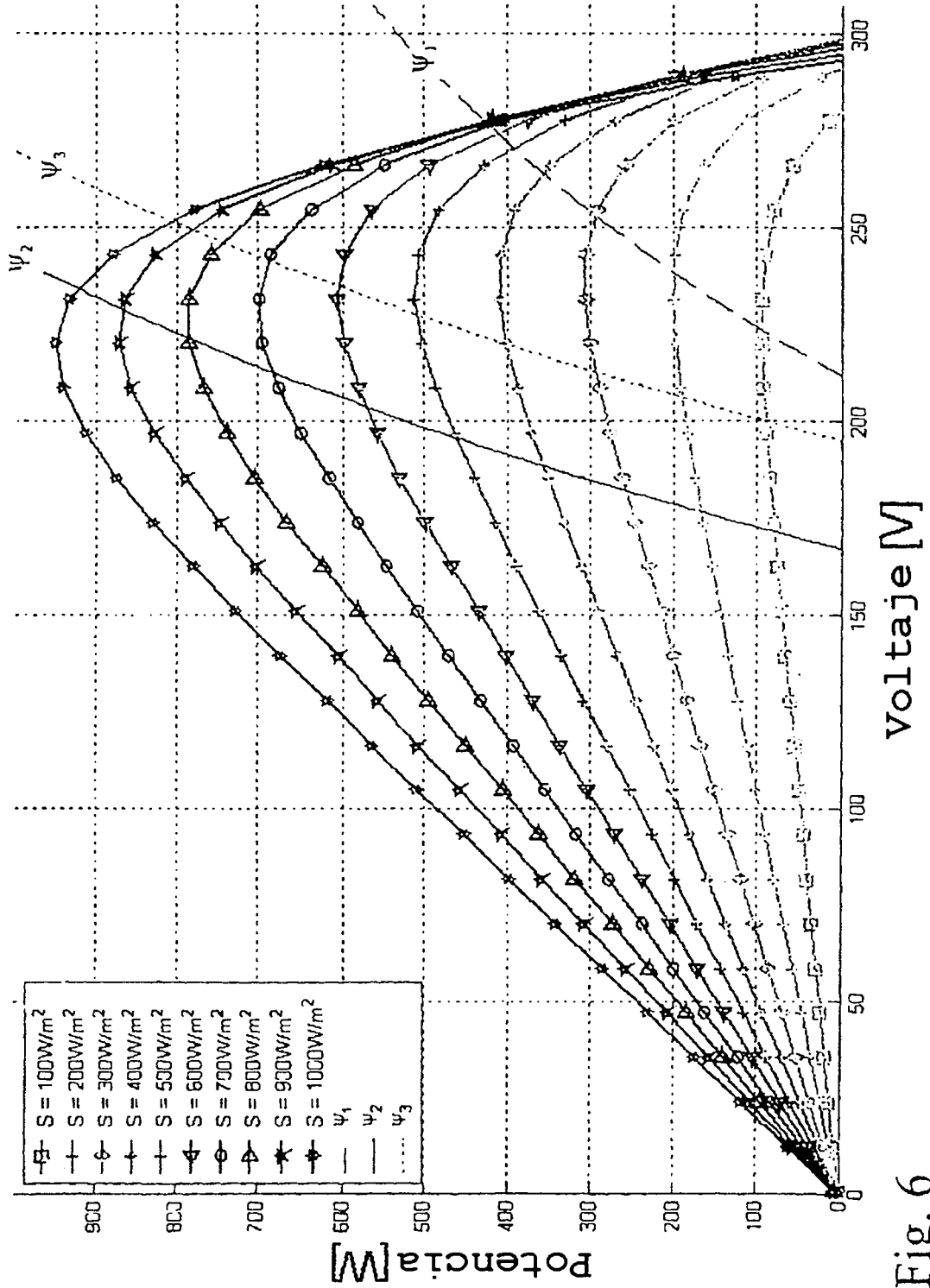


Fig. 6

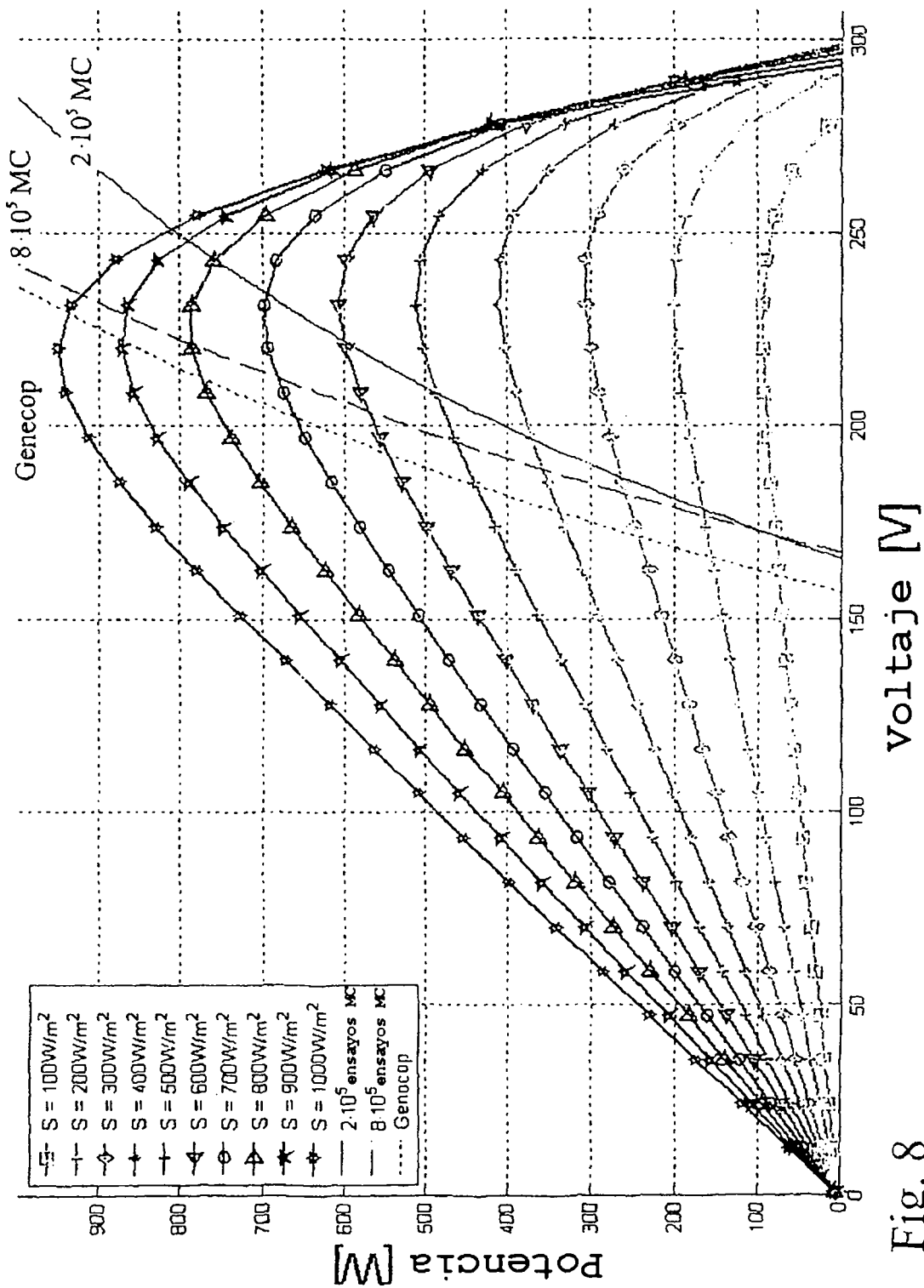


Fig. 8

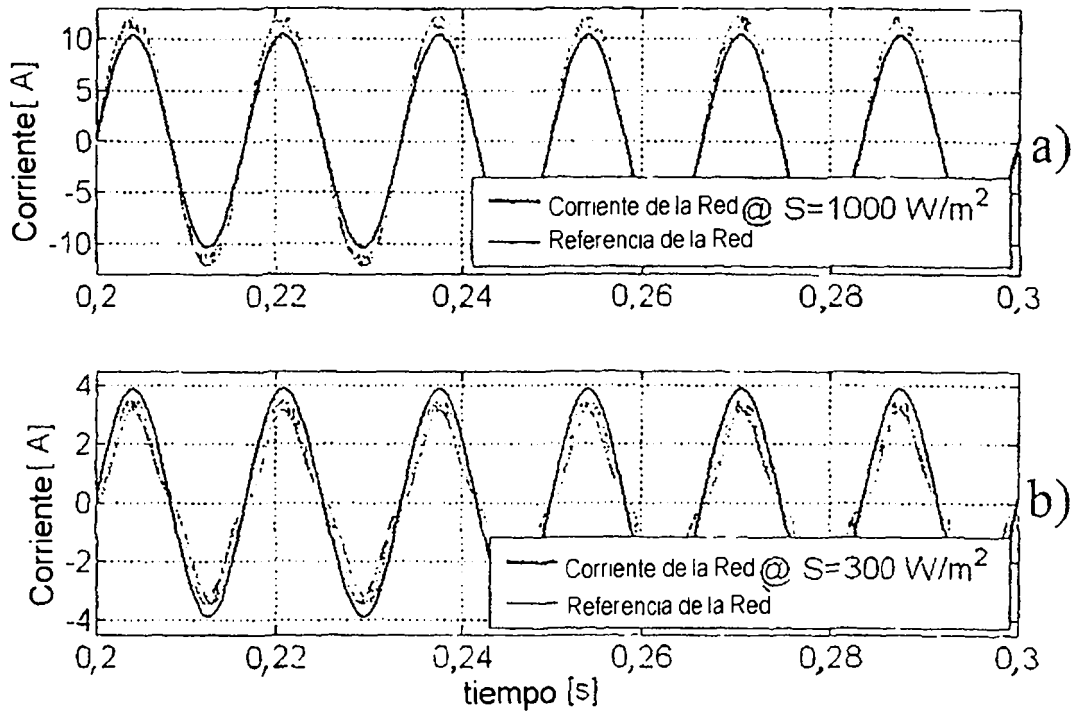


Fig. 9

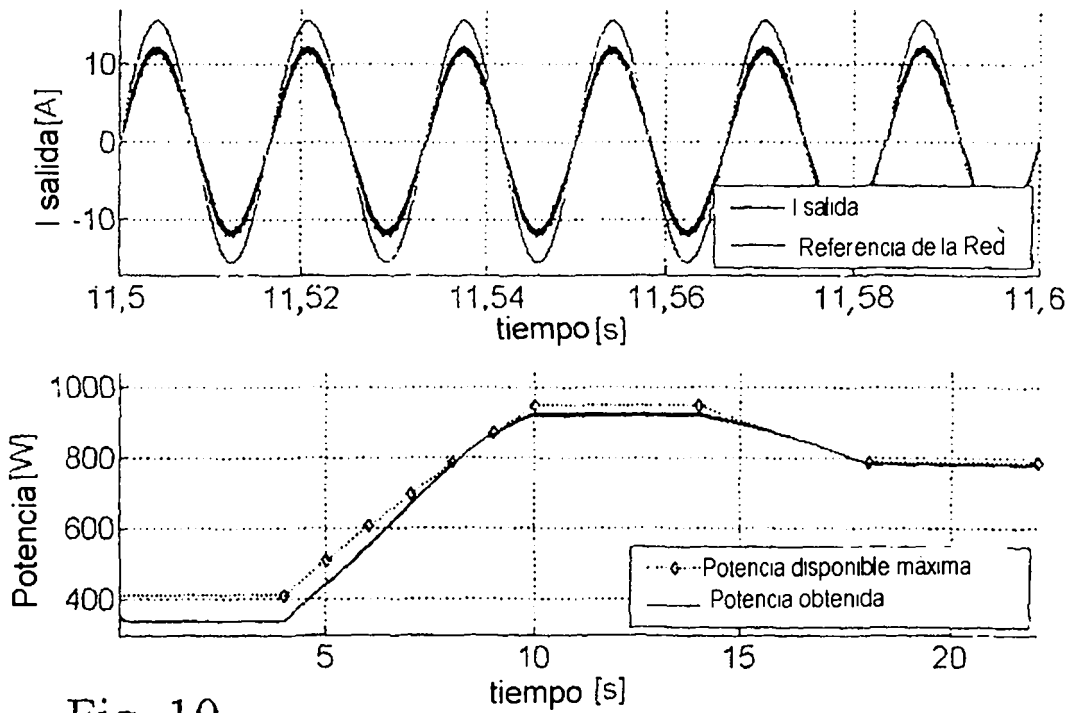


Fig. 10

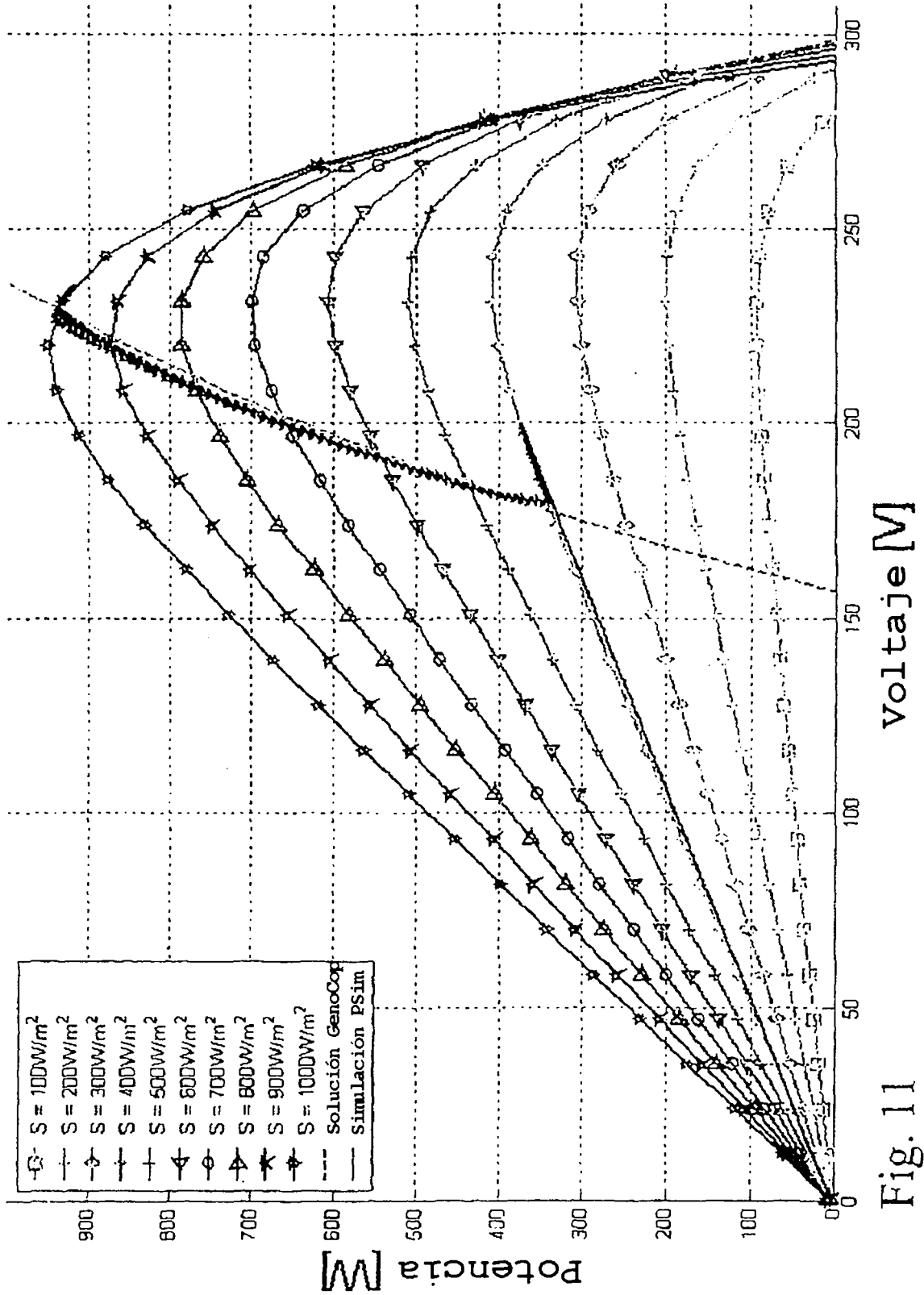


Fig. 11

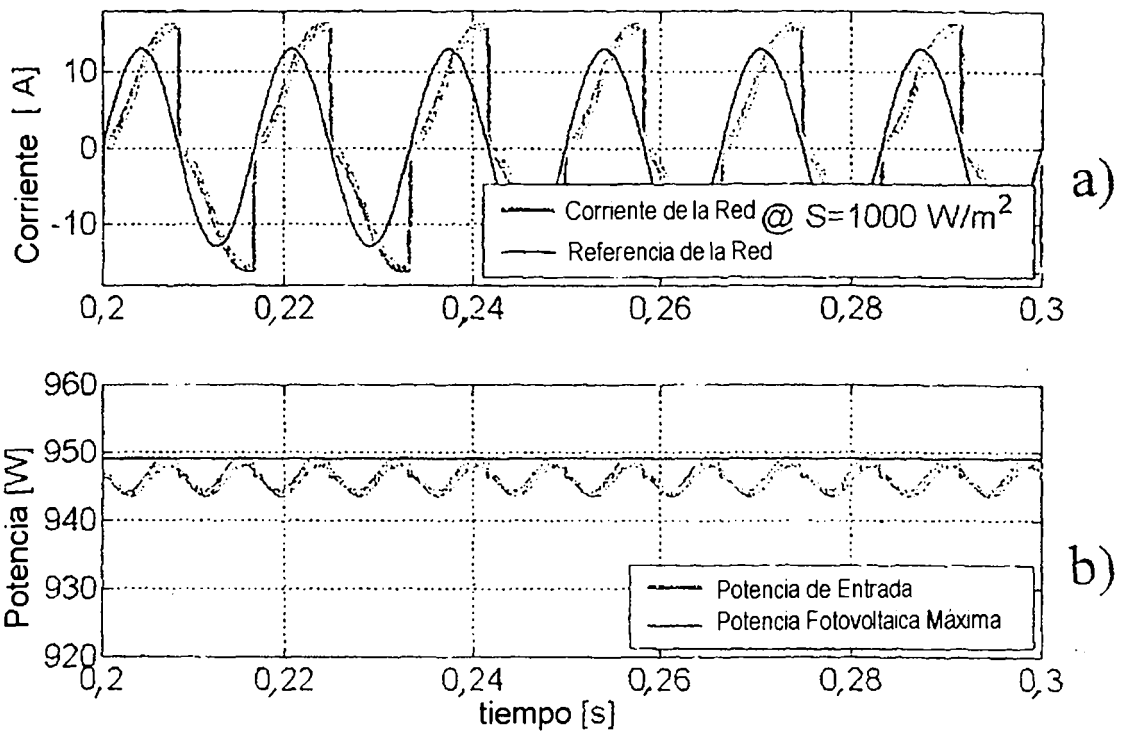


Fig. 12

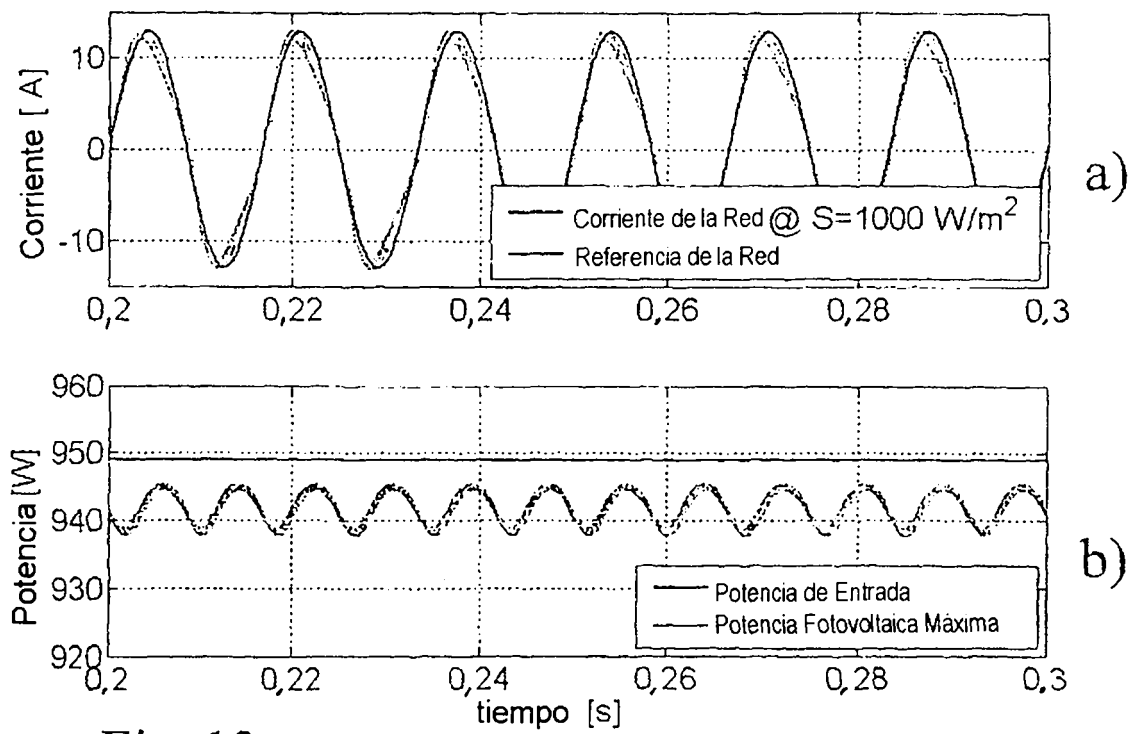


Fig. 13

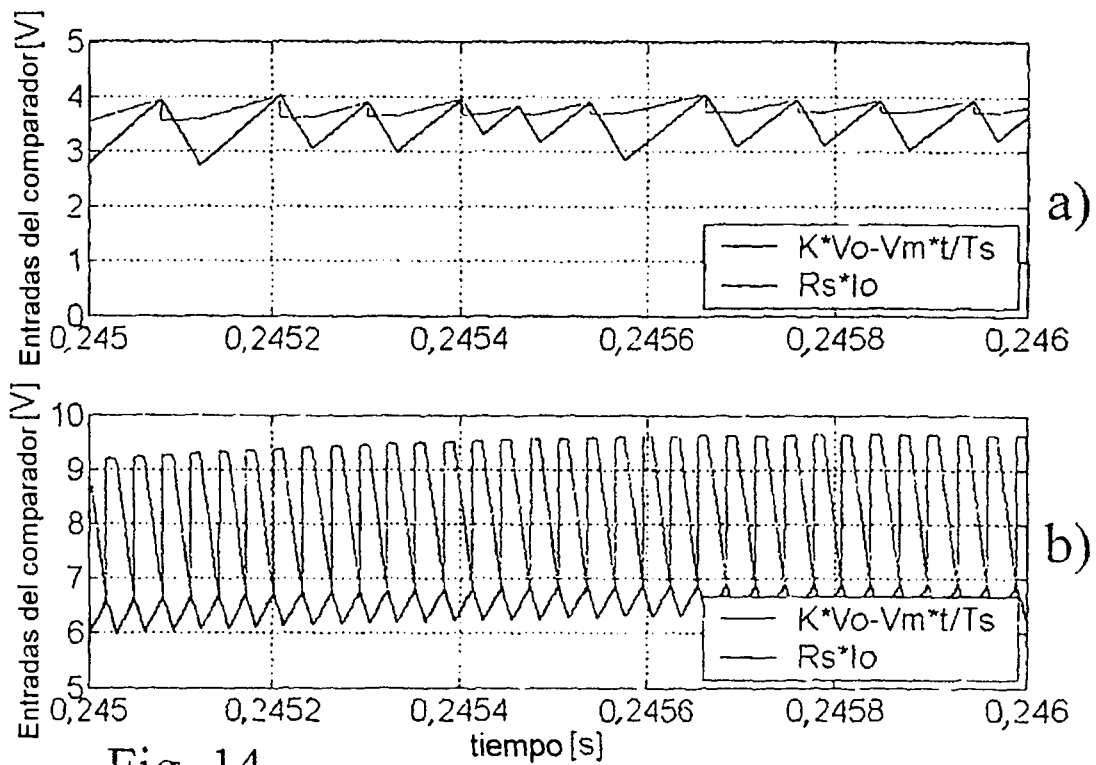


Fig. 14

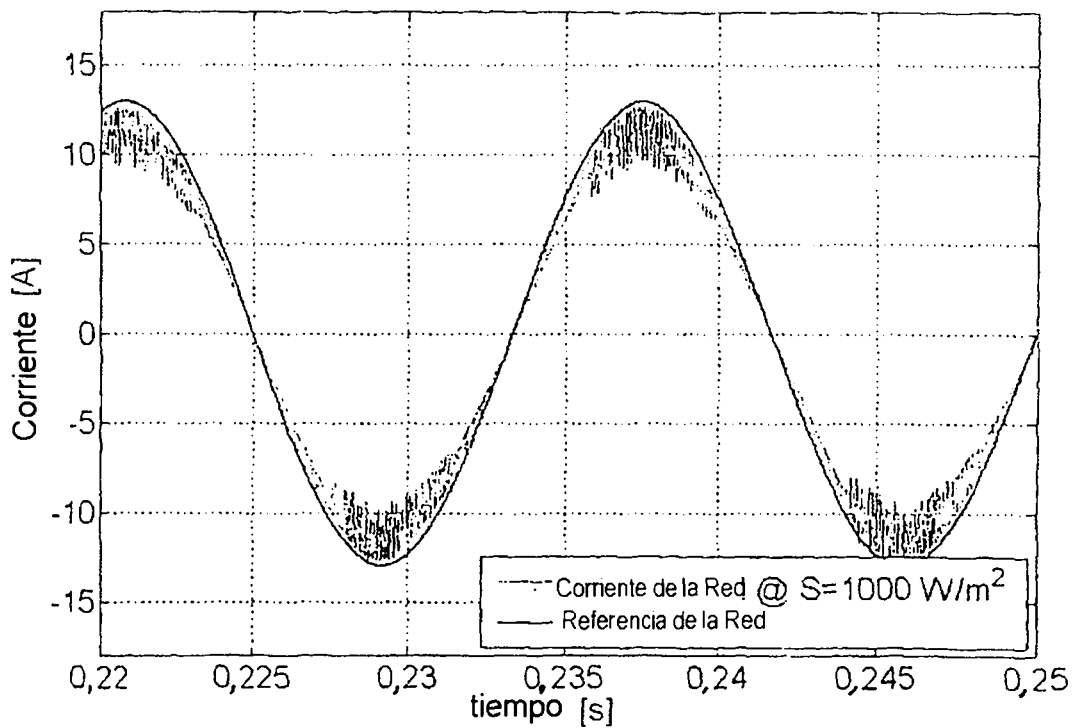


Fig. 15

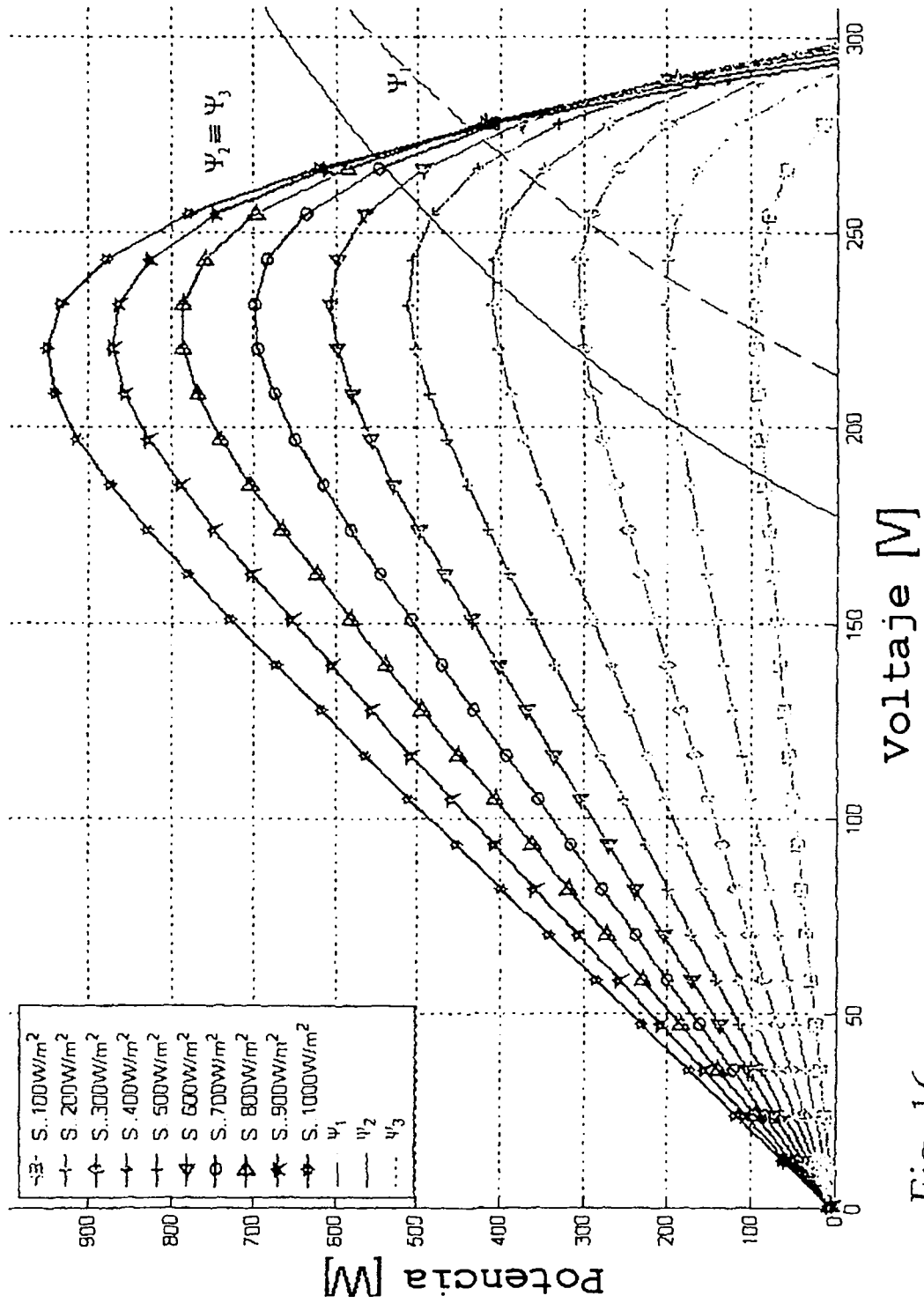


Fig. 16

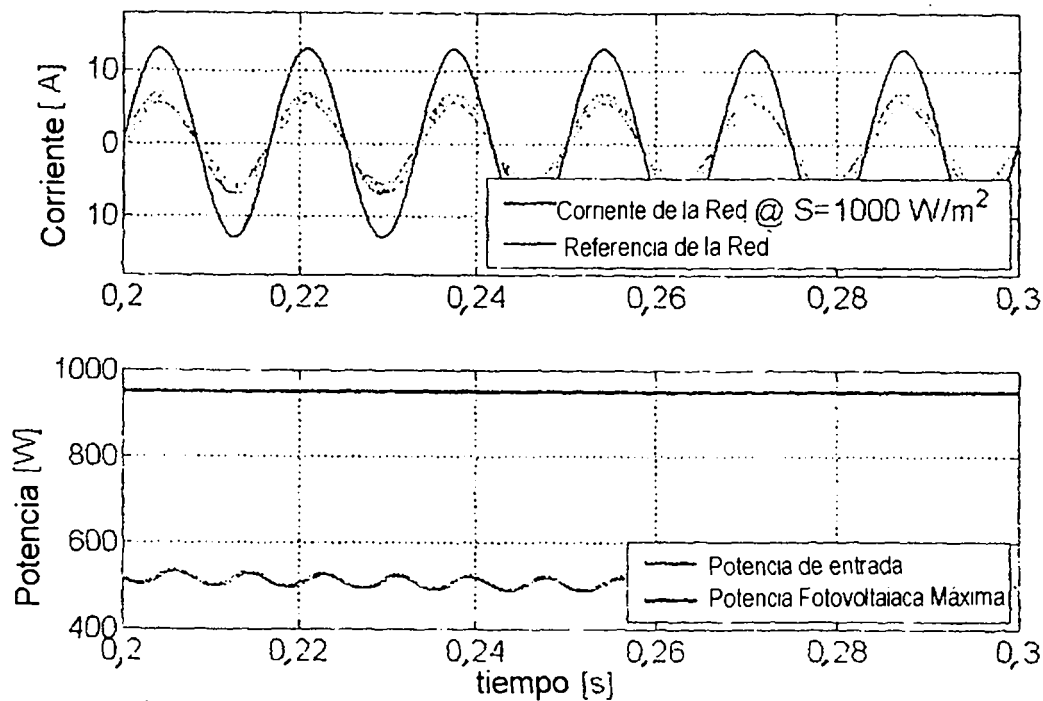


Fig. 17

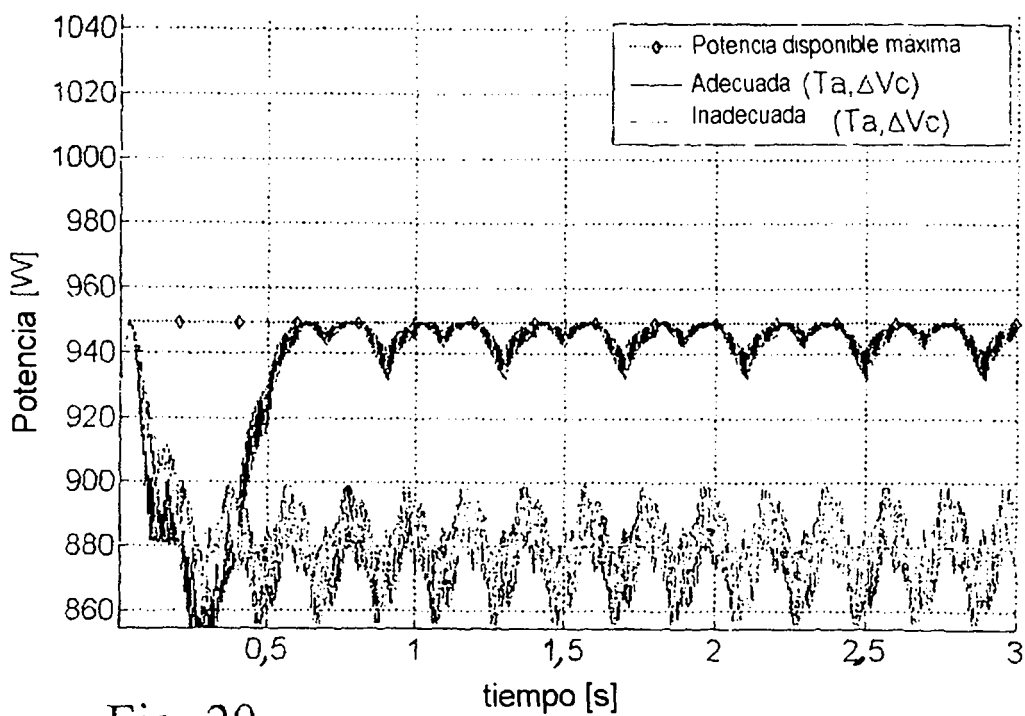


Fig. 20

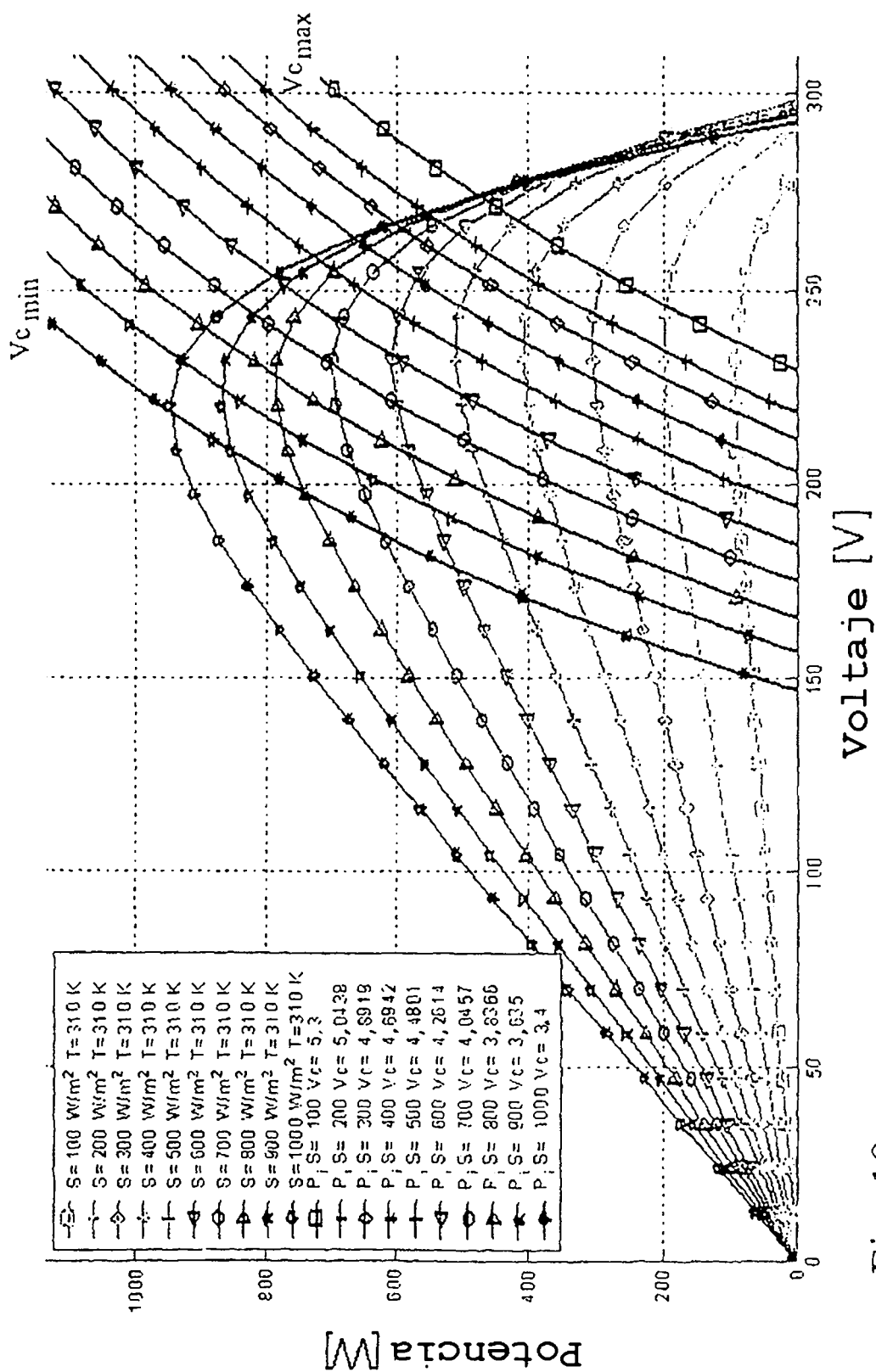


Fig. 19

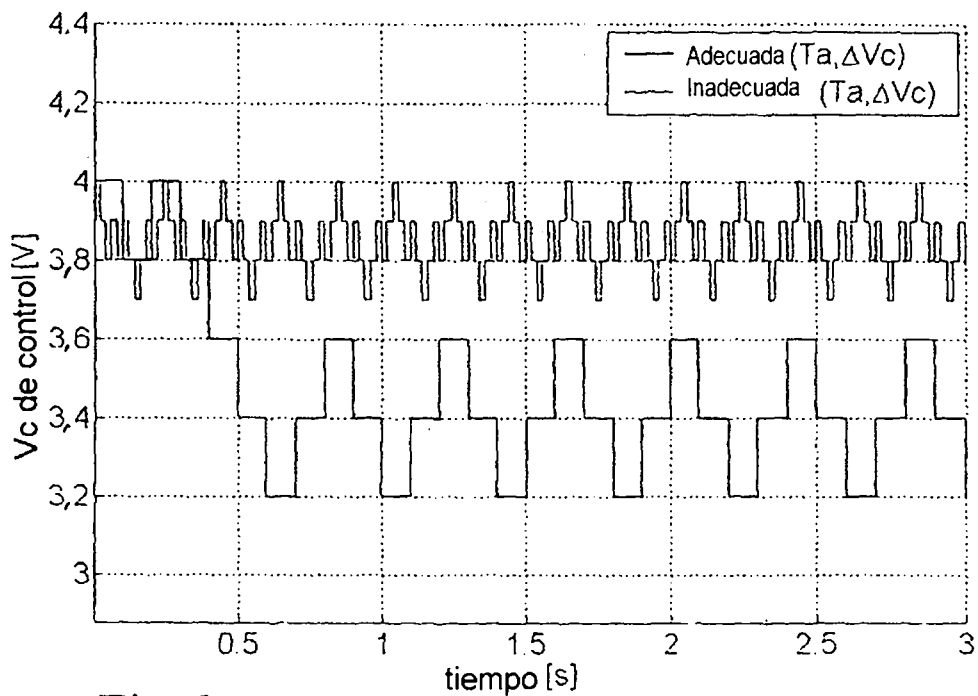


Fig. 21

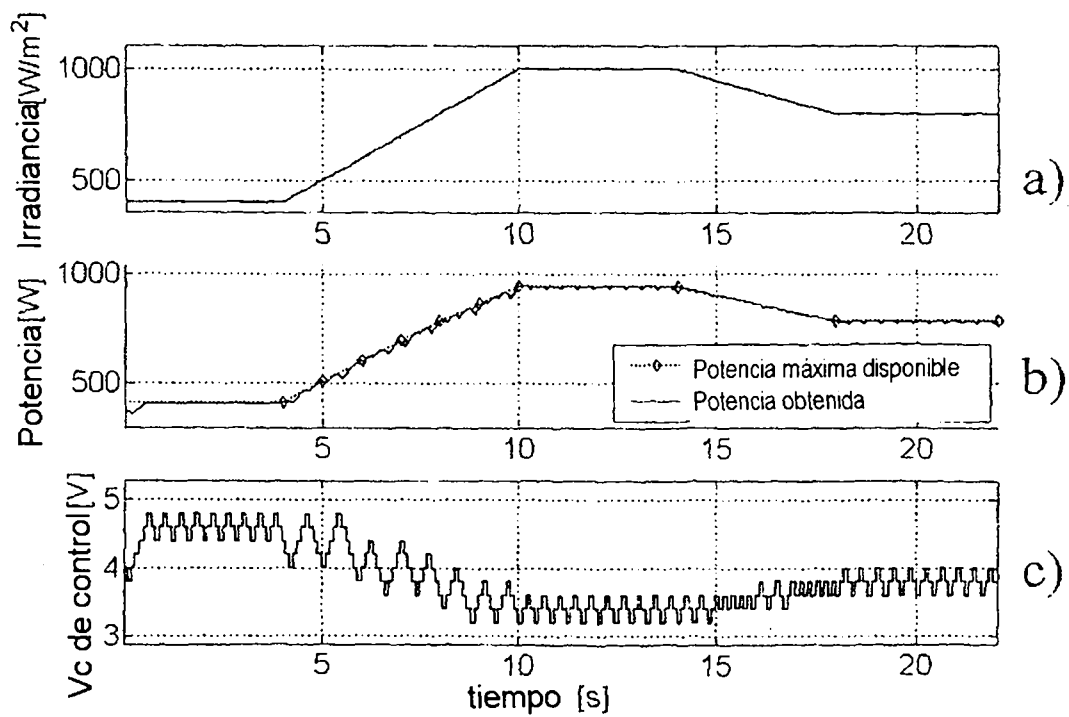


Fig. 22

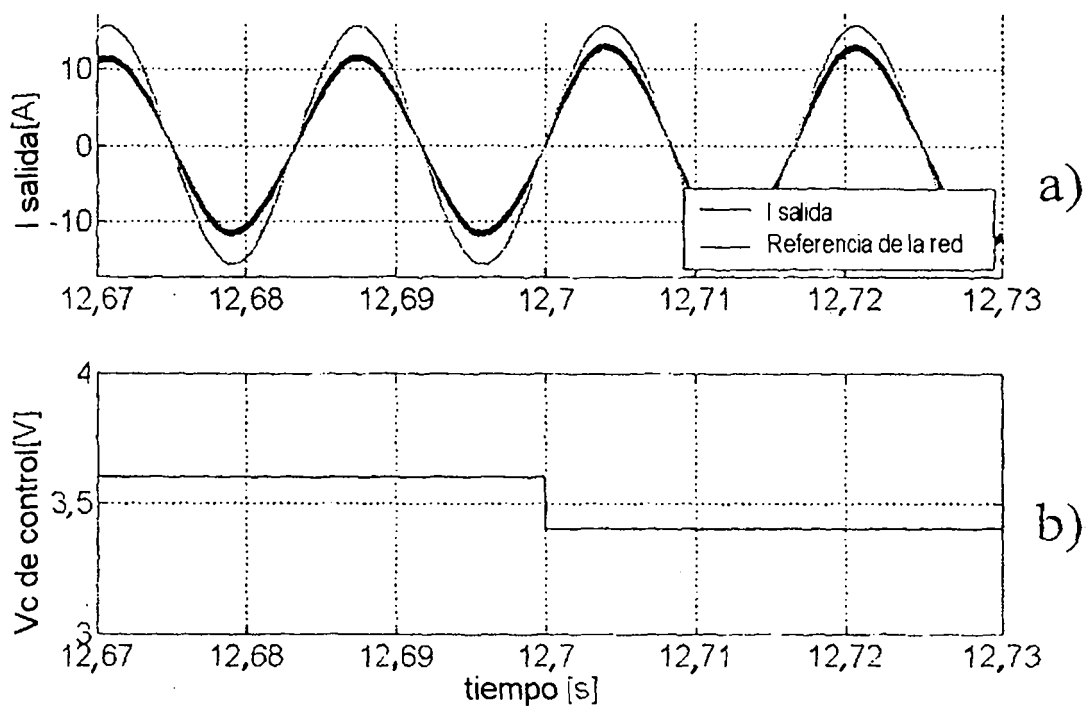


Fig. 23

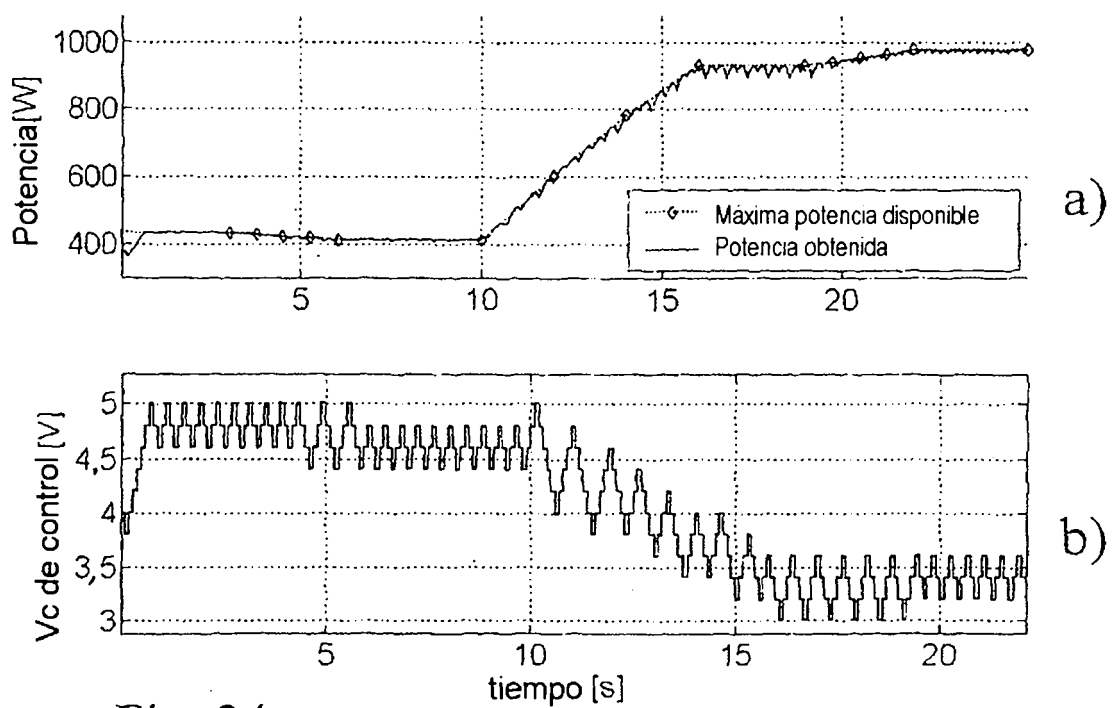


Fig. 24