

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 557 329**

51 Int. Cl.:

H05B 6/12

(2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **19.05.2010 E 10780453 (6)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **11.11.2015 EP 2437573**

54 Título: **Método de calentamiento por inducción**

30 Prioridad:

26.05.2009 JP 2009126230

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

25.01.2016

73 Titular/es:

**mitsubishi electric corporation (50.0%)
7-3, Marunouchi 2-chome, Chiyoda-ku
Tokyo 100-8310, JP y
mitsubishi electric home appliance co.,
ltd. (50.0%)**

72 Inventor/es:

**SHINDOI, TAKASHI;
SHIKAI, MASAHIRO;
NAKAJIMA, HAJIME;
SUMI, KAZUHIKO;
TAKESHITA, MIYUKI;
SHIMOHATA, KENJI;
KINOSHITA, HIROKAZU y
KAMEOKA, KAZUHIRO**

74 Agente/Representante:

DE ELZABURU MÁRQUEZ, Alberto

ES 2 557 329 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

Método de calentamiento por inducción

Campo técnico

5 La presente invención se refiere a un sistema de cocción por inducción y a una cocción por inducción del mismo, y en particular, al sistema de cocción por inducción y al procedimiento de cocción por inducción, que se puede operar para determinar instantáneamente el material y la situación de posición de un cuerpo calentado y capaz de optimizar el estado de excitación del mismo.

Estado de la técnica anterior

10 Se han propuesto diversos sistemas de cocción por inducción, en los que cuando un cuerpo calentado tal como una cacerola se desplaza del centro de una región de calentamiento, se interrumpe un suministro de potencia a una bobina de inducción para evitar un consumo de potencia en vacío, es decir, un consumo de potencia indeseado que no contribuye a calentar la cacerola. Asimismo, se han sugerido algunos sistemas de cocción por inducción, en los que, cuando un pequeño objeto metálico tal como una cuchara o un cucharón se colocan sobre la bobina de inducción, la bobina de inducción no es alimentada con potencia eléctrica para evitar el calentamiento de estos objetos pequeños.

15 Por ejemplo, el documento de patente 1 (JP 61-029117 B) da a conocer un horno de cocción por inducción que incluye un dispositivo de detección de pequeñas cargas que se adapta para medir parámetros tales como una corriente de entrada a un circuito inversor y una tensión de colector de un elemento de conmutación de semiconductor de potencia, y detectar si el cuerpo calentado es un objeto pequeño determinando si aquellos parámetros se encuentran en una región predeterminada de un gráfico o mapa (fig. 2 del documento de patente 1) entre la corriente de entrada y la tensión de colector. Igualmente, el documento de patente 1 enseña a detectar si el cuerpo calentado es un objeto pequeño comparando una corriente de entrada a la bobina de inducción con la corriente de entrada.

20 Asimismo, el documento de patente 2 (JP 2882060 B) sugiere un procedimiento para detectar una excitación sin carga (consumo de potencia en vacío) del inversor para la inducción, que se puede operar para medir parámetros tales como corriente de entrada y corriente de salida del inversor, y para determinar si el parámetro medido se encuentra dentro de una región ampliada de detección de una excitación sin carga de un gráfico o mapa entre aquellos parámetros (fig. 2 del documento de patente 2) para evitar la excitación sin carga del inversor.

30 Además, el documento de patente 3 (JP 2745247 B) da a conocer una cocina de inducción electromagnética, que mide una frecuencia de excitación y un ángulo de fase de un circuito inversor y detecta el material de la cacerola por medio de una matriz o un gráfico (fig. 2 del documento de patente 3). Igualmente, esto sugiere que la cocina puede determinar con precisión cualquier material intermedio entre materiales magnéticos y no magnéticos tales como acero inoxidable basándose en la medición de la frecuencia y la corriente de excitación a través de la bobina de inducción.

El documento EP 2 034 801 A1 da a conocer un dispositivo de cocción por inducción que proporciona a un usuario un conjunto mejorado de instrucciones de cocción en relación a las capacidades de los utensilios de cocción que se van a utilizar con el dispositivo.

35 **Sumario de la invención**

Problemas que resuelve la invención

40 De acuerdo con el calentador de cocción por inducción del documento de patente 1, la corriente de entrada al inversor tiene que ser medida durante un tiempo que corresponde a por lo menos medio ciclo de un suministro de potencia comercial. Además, con el fin de eliminar un efecto de ruidos o artefactos que aparecen en la corriente de entrada, se requiere mucho más tiempo para medir la corriente de entrada en promedio. Así pues, en el calentador de cocción por inducción del documento de patente 1, el cuerpo calentado debe ser calentado durante un tiempo sustancial de al menos varias décimas de milisegundos para determinar si el cuerpo calentado es un objeto pequeño, lo que puede conducir a un calentamiento sustancial del objeto pequeño.

45 Igualmente, de acuerdo con el procedimiento del documento de patente 2 para detectar una excitación sin carga del inversor para el calentador de inducción, la corriente de entrada al inversor debe ser recogida asimismo durante un tiempo sustancial que corresponde a por lo menos medio ciclo de suministro de potencia comercial, y así, se requieren al menos varias decenas de milisegundos hasta determinar la excitación sin carga del inversor.

50 Además, de acuerdo con la cocina de inducción electromagnética del documento de patente 3, aunque se usa el gráfico que muestra la relación entre la frecuencia de excitación y el ángulo de fase del circuito inversor que son únicos para el material de la cacerola, el gráfico requiere un barrido en frecuencias realizado en un intervalo de, por ejemplo, 1 kHz a 70 kHz, lo que de nuevo requiere un tiempo sustancial. Durante el barrido en frecuencias para medir la

frecuencia de excitación y el ángulo de fase de circuito inversor, el cuerpo calentado se puede calentar bajo la misma potencia de excitación independientemente del material de la cacerola, conduciendo así posiblemente a un calentamiento sustancial del cuerpo calentado.

5 Por consiguiente, permanece un requerimiento para desarrollar una técnica avanzada para determinar la existencia, situación de posición, y material del cuerpo calentado y/o la existencia del pequeño objeto sobre la bobina calefactora, de un modo más inmediato que los sistemas de cocción por inducción convencionales. Asimismo, son altamente esperados un sistema de cocción por inducción y un procedimiento de cocción por inducción que optimicen un estado de excitación basándose en la determinación instantánea de la existencia, situación de posición, y material del cuerpo individual calentado.

10 Medios para resolver los problemas

15 Para abordar los anteriores inconvenientes, la presente invención proporciona un procedimiento para operar un calentador de inducción LCR que tiene una bobina calefactora y un condensador de resonancia conectados en serie de acuerdo con la reivindicación dependiente 1. Modos de realización adicionales de la invención se pueden llevar a cabo de acuerdo con las reivindicaciones dependientes. Un calentador de inducción LCR ejemplar incluye asimismo un
 20 circuito excitador adaptado para suministrar una corriente de alta frecuencia de una frecuencia de excitación dada a la bobina calefactora, un detector de tensión de excitación adaptado para detectar una tensión de excitación a través del calentador de inducción LCR, y un detector de corriente de excitación adaptado para detectar una corriente de excitación a través del calentador de inducción LCR. Además, este incluye un extractor de componentes primarios adaptado para extraer una tensión de excitación primaria y una corriente de excitación primaria de la tensión de
 25 excitación detectada y la corriente de excitación detectada, teniendo cada una de la tensión de excitación primaria y la corriente de excitación primaria una frecuencia igual a la frecuencia de excitación.

Un sistema de cocción por inducción ejemplar incluye un controlador adaptado para calcular una frecuencia (o inductancia) de resonancia y una resistencia de carga basándose en la tensión de excitación primaria y la corriente de
 30 excitación primaria, y para determinar si se va a suministrar o se va a interrumpir una potencia eléctrica al calentador de inducción LCR de acuerdo con la frecuencia (o la inductancia) de resonancia y la resistencia de carga. Además, el sistema de cocción por inducción determina el estado de excitación optimizado de acuerdo con la frecuencia de resonancia (o la inductancia) y la resistencia de carga.

Ventaja de la invención

35 De acuerdo con un modo de realización de la presente invención, el sistema de cocción por inducción se puede operar para determinar el material y la situación de posición de un cuerpo calentado de un modo instantáneo (dentro de alrededor de varias decenas de microsegundos) y capaz de determinar rápidamente si el cuerpo calentado está caliente o no, y el estado de excitación optimizado para cada uno de los cuerpos calentados que se van a calentar.

Breve descripción de los dibujos

35 La fig. 1 es un diagrama de bloques esquemático de un circuito de un sistema de cocción por inducción de acuerdo con el ejemplo 1 de la presente invención.

La fig. 2 es un gráfico de forma de onda que muestra una tensión de excitación detectada por un detector de tensión de excitación y una corriente de excitación detectada por un detector de corriente de excitación.

Las figs. 3A, 3B y 3C son vistas en planta superior de discos (una pseudo-cacerola) fabricados de diversos materiales sobre una bobina calefactora.

40 Las figs. 4A y 4B son mapas (gráficos) que muestran una relación entre frecuencia de resonancia y resistencia de carga de discos fabricados de diversos materiales que se apoyan en distintas posiciones sobre la bobina calefactora.

Las figs. 5A y 5B son mapas (gráficos) que muestran una relación entre inductancia y resistencia de carga de discos fabricados de diversos materiales que se apoyan en distintas posiciones sobre la bobina calefactora.

45 La fig. 6 es un diagrama de bloques del circuito del sistema de cocción por inducción de acuerdo con el ejemplo 2 de la presente invención.

La fig. 7 es una vista superior en planta de múltiples bobinas calefactoras del sistema de cocción por inducción de acuerdo con el ejemplo 4 de la presente invención.

La fig. 8 es un diagrama de bloques del circuito del sistema de cocción por inducción que tiene un corrector de fase de acuerdo con el modo de realización 6 de la presente invención.

La fig. 9 es un diagrama de forma de onda de salida de tensión variable de un circuito rectificador de onda completa.

La fig. 10 es un diagrama conceptual que muestra un proceso de muestreo de baja velocidad que permite que el detector de tensión de excitación y el detector de corriente de excitación detecten la tensión de excitación y la corriente de excitación, respectivamente.

5 La fig. 11 es un gráfico de forma de onda de una señal de control de excitación para un circuito excitador de puente completo.

La fig. 12 es un gráfico que muestra una relación entre una anchura de fase y un coeficiente de componente de primer orden de la tensión de excitación para el circuito excitador de puente completo.

10 La fig. 13 es un gráfico de forma de onda de una señal de control de excitación para un circuito excitador de semipunto.

La fig. 14 es un gráfico que muestra una relación entre una anchura de fase y un coeficiente de componente de primer orden de la tensión de excitación para el circuito excitador de semipunto.

Descripción de modos de realización

15 En referencia a los dibujos adjuntos, se describirán en lo que sigue modos de realización de un sistema de cocción por inducción según la presente invención. Componentes similares se denotan con números de referencia similares a lo largo de la descripción y los dibujos.

Ejemplo 1

20 Con referencia a las figs. 1 a 5, se describirá en lo que sigue el ejemplo 1 del sistema de cocción por inducción. La fig. 1 es un diagrama de bloques esquemático de un circuito de un sistema de cocción por inducción de acuerdo con el ejemplo 1. El sistema de cocción por inducción 1 incluye generalmente un circuito rectificador 12, un circuito excitador 14, un calentador de inducción LCR 20, un detector de tensión de excitación 30, y un detector de corriente de excitación 32. El circuito rectificador 12 se puede operar para rectificar corriente alterna bifásica o trifásica de una fuente de suministro de potencia comercial 10 a corriente continua.

25 El circuito excitador 14 está adaptado para suministrar corriente de alta frecuencia de una frecuencia de excitación dada a una bobina calefactora 22. El calentador de inducción LCR 20 está compuesto de la bobina calefactora 22 y un condensador de resonancia 24 conectados en serie entre sí. El detector de tensión de excitación 30 está adaptado para detectar tensión de excitación a través del calentador de inducción LCR 20, y el detector de corriente de excitación 32 está adaptado para detectar corriente de excitación a través del calentador de inducción LCR 20.

30 Más concretamente, el circuito rectificador 12 se puede adaptar para la rectificación de onda completa o de semionda, y puede incluir un circuito de filtrado que tiene una inductancia para formar un componente directo y un condensador (no mostrado). Igualmente, el circuito excitador 14 puede estar compuesto de un inversor que tiene una pluralidad de elementos de conmutación tales como IGBTs (no mostrados), que puede ser cualquier tipo de inversor, por ejemplo, un circuito inversor de semipunto y un circuito inversor de puente completo.

35 Como se explicó anteriormente, el calentador de inducción LCR 20 está compuesto de la bobina calefactora 22 y el condensador de resonancia 24 conectados entre sí en serie, y la bobina calefactora 22 se denota en la fig. 1 como circuitos equivalentes de inductancia L y resistencia de carga R. En este dibujo, ilustrado anteriormente la inductancia L es el cuerpo calentado P tal como una cacerola P. Cuando se suministra una corriente de alta frecuencia, la bobina calefactora 22 genera un campo magnético alternante que se acopla magnéticamente con el cuerpo calentado P fabricada de material conductor, y provoca corrientes de Foucault en el cuerpo calentado P, calentando así el propio cuerpo calentado P.

40 En general, la resistencia de carga R del calentador de inducción LCR 20 varía junto con la existencia y/o situación de posición (tamaño y posición de ajuste) del cuerpo calentado P, es decir, junto con el campo magnético alternante que se acopla magnéticamente con el cuerpo calentado P. Así pues, la resistencia de carga R del calentador de inducción LCR 20 es equivalente a la resistencia R_C de la bobina calefactora 22 cuando no se apoya ninguna cacerola P sobre la bobina calefactora, además de una resistencia aparente R_L de la bobina calefactora 22 que aparece cuando la cacerola P se sitúa sobre la bobina calefactora (es decir, $R = R_C + R_L$).

45 Se debe apreciar que cualquier tipo de detectores de tensión comúnmente conocidos en la técnica se pueden utilizar como el detector de tensión de excitación 30 para detectar la tensión de excitación (tensión de salida) V a través del calentador de inducción LCR 20. Igualmente, cualquier tipo de detectores de corriente se puede utilizar como el detector de corriente de excitación 32 para detectar la corriente de excitación (corriente de salida) I a través del calentador de inducción LCR 20, para lo cual se utiliza un transformador de corriente en el ejemplo 1.

El sistema de cocción por inducción 1 de la presente invención incluye además un extractor de componentes primarios 40 conectado eléctricamente con el detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32. Como se describió anteriormente, aunque el circuito excitador 14 es un inversor que tiene elementos de conmutación tales como IGBTs (transistores bipolares de puerta aislada), cada uno de los IGBTs del circuito excitador 14 es excitado por la señal de control (señal de puerta) que tiene una frecuencia de excitación dada (30 kHz, por ejemplo), el detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32 detectan la tensión de excitación V y la corriente de excitación I moduladas en alta frecuencia, como se muestra en la fig. 2, que contienen una pluralidad de órdenes de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I, respectivamente.

La tensión de excitación V y la corriente de excitación I moduladas en alta frecuencia se expresan generalmente como una forma de onda compuesta que contiene múltiples órdenes de formas de onda de tensión de excitación y formas de onda de corriente de excitación, respectivamente. El extractor de componentes primarios 40 de acuerdo con el presente ejemplo está adaptado para extraer solo los componentes primarios de la tensión de excitación V detectada y la corriente de excitación I detectada (como se muestra en la fig. 2), cada una de las cuales tiene la misma frecuencia que la frecuencia de excitación.

El extractor de componentes primarios 40 está adaptado para extraerlos, mediante un muestreo de datos de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I con una frecuencia de muestreo igual a varias veces (un múltiplo entero) la frecuencia de excitación, y realizar una transformación de Fourier discreta con los datos muestreados de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I. Se debe apreciar que el extractor de componentes primarios 40 puede utilizar cualquier tipo de algoritmo comercialmente disponible para extraer los componentes primarios (primer orden de datos muestreados) de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I a partir de los múltiples órdenes de datos muestreados.

Mientras tanto, el extractor de componentes primarios 40 se diseña para procesar los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I como se expresa mediante una notación compleja como sigue:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{1\text{Re}} + j \times V_{1\text{Im}} \\ I_1 &= I_{1\text{Re}} + j \times I_{1\text{Im}} \end{aligned} \quad (1)$$

donde V_1 , I_1 denotan los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I, respectivamente; $V_{1\text{Re}}$, $I_{1\text{Re}}$ denotan partes reales de V_1 , I_1 ; $V_{1\text{Im}}$, $I_{1\text{Im}}$ denotan partes imaginarias de V_1 , I_1 ; y j representa una unidad imaginaria.

La impedancia Z del calentador de inducción LCR 20 y el desplazamiento de fase θ entre la tensión de excitación V_1 y la corriente de excitación I_1 (la fase de la tensión de excitación V_1 sobre la corriente de excitación I_1 , o la fase de la impedancia Z) se expresan como sigue:

$$\begin{aligned} Z &= V_1 / I_1 \\ \theta &= \arctan(\text{Im}(Z) / \text{Re}(Z)) \end{aligned} \quad (2)$$

donde $\text{Im}(Z)$ y $\text{Re}(Z)$ denotan la parte real y la parte imaginaria de la impedancia Z, respectivamente. El desplazamiento de fase θ se puede expresar con el "arco seno" o el "arco coseno" en lugar del "arco tangente", lo que puede ser más beneficioso ya que el "arco tangente" diverge probablemente y contiene muchos errores de cálculo en el desplazamiento de fase θ próximo a 90°.

El sistema de cocción por inducción 1 de la presente invención incluye además un controlador 50 conectado eléctricamente tanto al circuito excitador 14 como al extractor de componentes primarios 40, como se ilustra en la fig. 1. El controlador 50 de la presente invención está adaptado para calcular la impedancia Z del calentador de inducción LCR 20 y el desplazamiento de fase (argumento) θ entre la tensión de excitación V_1 y la corriente de excitación I_1 basándose en la fórmula (2) anterior, y para aplicar en consecuencia una serie de señales de control de excitación (señales de puerta) apropiadas al circuito excitador 14.

Además, el controlador 50 de la presente invención está adaptado para calcular la potencia eléctrica efectiva W_E y la corriente efectiva I_E como sigue:

$$\begin{aligned} W_E &= \text{Re}(V_1 \times I_1^*) / 2 \\ I_E &= \sqrt{I_1 \times I_1^*} / 2 \end{aligned} \quad (3)$$

donde I_1^* es una conjugación compleja de la corriente de excitación I_1 .

Como en lo anterior, basándose en la tensión de excitación primaria V_1 y la corriente de excitación primaria I_1 , el controlador 50 de la presente invención está adaptado para calcular la impedancia Z del calentador de inducción LCR 20, el desplazamiento de fase (argumento) θ entre la tensión de excitación primaria V_1 y la corriente de excitación primaria I_1 , la potencia eléctrica efectiva W_E y la corriente efectiva I_E .

Por otro lado, en un circuito LCR típico que incluye el calentador de inducción LCR 20, parámetros tales como la resistencia de carga R , la impedancia Z , la inductancia L , y la frecuencia de resonancia Fr de la bobina calefactora 22 se pueden expresar como sigue:

$$\begin{aligned}
 R &= W_E / I_E^2 \\
 Z &= R + j \times (\omega L - 1 / \omega C) \\
 L &= (R \tan \theta + 1 / \omega C) / \omega \\
 Fr &= 1 / 2\pi \sqrt{LC}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

donde ω es la frecuencia f de los componentes primarios (la misma que la frecuencia de excitación por definición, $\omega = 2\pi f$), y C es la capacidad del condensador de resonancia 24, como es conocido. El controlador 50 de la presente invención es capaz de calcular además la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga $R (= R_C + R_L)$ basándose en la fórmula (4) con la fase θ calculada mediante la fórmula (2).

De modo similar, se puede utilizar otra aproximación para el cálculo de la frecuencia de resonancia Fr como se discute en lo que sigue. Como anteriormente, la resistencia de carga R y la impedancia Z se replican como sigue:

$$\begin{aligned}
 Z &= V_1 / I_1 \\
 Z &= R + j \times (\omega L - 1 / \omega C)
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

Modificando la fórmula (5), la inductancia L se puede expresar como sigue:

$$\begin{aligned}
 R &= \text{Re}(Z) \\
 L &= (\text{Im}(Z) + 1 / \omega C) / \omega
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

Así pues, el controlador 50 es capaz de calcular la frecuencia de resonancia Fr basándose en la fórmula (7) con la inductancia L calculada mediante la fórmula (6) y la capacidad C conocida del condensador de resonancia 24.

$$Fr = 1 / 2\pi \sqrt{LC}
 \tag{7}$$

Como se discutirá en lo que sigue en detalle, tras calcular la frecuencia de resonancia Fr (o inductancia L de la bobina calefactora 22) y la resistencia de carga R a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I , el controlador 50 de la presente invención es capaz de determinar instantáneamente la situación de posición del cuerpo calentado P (incluyendo si la cacerola P se apoya o no sobre la bobina calefactora), así como el material del cuerpo calentado P , y controlar si se debe aplicar o interrumpir potencia eléctrica al calentador de inducción LCR 50.

Así pues, el controlador 50 de la presente invención está adaptado para calcular la frecuencia de resonancia Fr (o inductancia L de la bobina calefactora 22) y la resistencia de carga R a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I moduladas en alta frecuencia detectadas en un ciclo individual de excitación de la bobina, como se muestra en la fig. 2 (dentro de aproximadamente 33 microsegundos a la frecuencia de excitación de 30 kHz), de modo que se determina rápidamente si suministrar o desconectar la potencia eléctrica.

Aquí, se realizará una descripción detallada con algunos ejemplos en relación a cómo determina o controla el controlador 50 de la presente invención si suministra o desconecta la potencia eléctrica tras el cálculo de la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R . Las figs. 3A, 3B y 3C son vistas superiores en planta de la bobina calefactora 22 y una pluralidad de discos 26 dispuestos sobre la bobina calefactora. Se preparan cuatro discos 26 y se fabrican de hierro, acero inoxidable magnético, acero inoxidable no magnético, y aluminio. Cada uno de los discos 26 se considera una pseudo-cacerola. Los diámetros de la bobina calefactora 22 y de los discos 26 son de aproximadamente 180 mm y aproximadamente 200 milímetros, respectivamente, y el grosor de cada disco 26 es de aproximadamente 1,5 mm.

En la fig. 3A, el disco 26 se sitúa sobre un centro (denotado como centro O) de la bobina calefactora 22, situación de posición que se denomina como "tasa de solapamiento del 100%". Igualmente, en las figs. 3B, 3C los discos 26 se

desplazan del centro de modo que los extremos periféricos E de los mismos se sitúen a un 75% y a un 50% del diámetro de la bobina calefactora 22, situaciones de posición que se denominan como “tasa de solapamiento del 75%” y “tasa de solapamiento del 50%”, respectivamente. Así pues, la situación de posición con la tasa de solapamiento del 50% significa que el disco 26 tiene el extremo periférico E del disco 26 situado sobre el centro O de la bobina calefactora 22.

5

Una vez que cada uno de los discos 26 fabricados de hierro, acero inoxidable magnético, acero inoxidable no magnético, y aluminio se sitúa sobre la bobina calefactora 22 de modo que la tasa de solapamiento es el 100%, el 75%, y el 50% (lo que corresponde a las figs. 3A, 3B y 3C, respectivamente), la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R se calculan a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I como se explicó anteriormente, y se representa gráficamente sobre un mapa (gráfico) como se muestra en la fig. 4A. Igualmente, cuando no se sitúa ningún disco sobre la bobina calefactora 22 (esto es, la situación de posición sin carga), la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R se calculan en un punto marcado por un doble círculo en las figs. 4A, 4B.

10

En el presente ejemplo, para cada uno de los discos 26 fabricados de distintos materiales, los puntos representados (Fr, R) que tienen las tasas de solapamiento del 100%, el 75% y el 50% se pueden alinear continuamente, de modo que definan una “región de supresión de excitación” que tiene la tasa de solapamiento del 50% o menos, como se muestra mediante el sombreado en la fig. 4B.

15

Así pues, cuando se detecta el punto de la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R que cae dentro de la región de supresión de excitación predeterminada que tiene la tasa de solapamiento del 50% o menos, el controlador 50 de la presente invención se puede operar para controlar el circuito excitador 14 para que no alimente el calentador de inducción LCR 20 con la potencia eléctrica ya que se considera que la cacerola P está situada de modo insuficiente sobre la bobina calefactora 22 o meramente se sitúa sobre la misma un pequeño objeto. Aparentemente, el umbral para la tasa de solapamiento para determinar la supresión del suministro de potencia eléctrica no se limita al 50%, lo que puede ser el 40% o menos, o el 60% o menos.

20

Como anteriormente, el controlador 50 de la presente invención incluye una memoria que almacena la región de supresión de excitación predeterminada lo que prohíbe suministrar al calentador de inducción LCR 20 la corriente de alta frecuencia, y está adaptado para controlar el circuito excitador 14 permitiendo la corriente de alta frecuencia al calentador de inducción LCR 20 solo cuando los parámetros detectados de la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R se encuentran fuera de la región de supresión de excitación. Igualmente, la región de supresión de excitación se puede extender sobre una región de baja resistencia de carga R, como se muestra en la fig. 4B para no calentar la cacerola fabricada de aluminio. Así pues, la región de supresión de excitación se puede ajustar o seleccionar arbitrariamente de acuerdo con su especificación.

25

30

El controlador 50 de la presente invención está adaptado para calcular rápidamente la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I moduladas en alta frecuencia detectadas en un ciclo individual (dentro de aproximadamente 33 microsegundos a la frecuencia de excitación de 30 kHz), de modo que se evite calentar el pequeño objeto que no debe ser calentado. Esto garantiza un sistema seguro y ahorra potencia eléctrica al eliminar un consumo indeseado de potencia. Dicho de otro modo, de acuerdo con la presente invención, el cálculo de la frecuencia de resonancia Fr y de la resistencia de carga R contribuye a la determinación rápida del material y la situación de posición de la cacerola P (esto es, cuánta parte de la cacerola P está situada sobre la bobina calefactora 22), de modo que se facilite el calentamiento de la cacerola P bajo una condición de calentamiento optimizada para el material y la situación de posición de la cacerola P.

35

40

En lo anterior, el controlador 50 está adaptado para detectar la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R. Alternativamente, el controlador 50 se puede diseñar para calcular la inductancia L de la bobina calefactora 22 y la resistencia de carga R, con el fin de controlar el circuito excitador 14. Las figs. 5A y 5B son mapas (gráficos) que muestran una relación entre la inductancia L de la bobina calefactora 22 y la resistencia de carga R calculada a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I, que son similares a las figs. 4A y 4B. Cuando no se sitúa ningún disco (esto es, la situación de posición sin carga), la inductancia L y la resistencia de carga R se obtienen en un punto marcado por un doble círculo en las figs. 5A y 5B.

45

El controlador 50 se puede operar para controlar el circuito excitador 14 permitiendo la corriente de alta frecuencia al calentador de inducción LCR 20 solo cuando los parámetros detectados de la inductancia L y la resistencia de carga R se encuentran fuera de la región de supresión de excitación (como se muestra por el sombreado en la fig. 5B). El umbral de la tasa de solapamiento para determinar la supresión del suministro de potencia eléctrica se puede ajustar para que sea el 40% o menos. Igualmente, la región de supresión de excitación se puede definir para no calentar la cacerola P fabricada de aluminio.

50

En general, es bien conocido que la cacerola P se puede calentar de un modo lo más eficiente cuando la frecuencia de

55

excitación es igual a la frecuencia de resonancia única para la cacerola P. El controlador 50 identifica la frecuencia de resonancia F_r , de modo que se elige la frecuencia de excitación igual que la frecuencia de resonancia F_r . Igualmente, la frecuencia de excitación menor que la frecuencia de resonancia F_r produce un efecto adverso en los elementos de conmutación tales como IGBTs, así pues, si la frecuencia de resonancia F_r no estuviera exactamente identificada en el estado de la técnica convencional, la frecuencia de excitación se ha elegido a menudo mucho más elevada que la frecuencia real de resonancia.

Así pues, convencionalmente la corriente es menor de lo que se podría suministrar a la bobina calefactora, así pues, la eficiencia de calentamiento del sistema de cocción está sustancialmente limitada. Sin embargo, la frecuencia de resonancia F_r de la cacerola P se puede determinar de modo que el controlador 50 puede elegir la frecuencia de excitación optimizada para que la cacerola P se caliente eficientemente.

Ejemplo 2

En referencia a la fig. 6, se describirá en lo que sigue el ejemplo 2 del sistema de cocción por inducción. El sistema de cocción por inducción 2 del ejemplo 2 es similar a uno del ejemplo 1, excepto porque se utiliza un detector de tensión del condensador 34 para detectar la corriente de excitación a través del calentador de inducción LCR 20, en lugar del detector de corriente de excitación 32 tal como el transformador de corriente. Así pues, se eliminará la descripción duplicada en detalle de los elementos comunes. Componentes similares se denotan con números de referencia similares a lo largo de la descripción.

El sistema de cocción por inducción 2 del ejemplo 2 incluye un detector de tensión del condensador 34 conectado eléctricamente con el extractor de componentes primarios 40, para medir una tensión del condensador V_C a través del condensador de resonancia 24. De modo similar a la tensión de excitación V , la tensión del condensador V_C contiene múltiples órdenes de formas de onda de tensión del condensador. Así pues, el extractor de componentes primarios 40 puede operarse para extraer el componente primario (o componente de primer orden que tiene la misma frecuencia que la frecuencia de excitación) de la tensión del condensador V_C , realizando la transformación de Fourier discreta con los datos muestreados de la tensión del condensador V_C , lo que se puede expresar igualmente mediante una notación compleja. Existe una relación entre el componente primario de la tensión del condensador V_C , y la corriente de excitación I_1 , como sigue:

$$V_{C1} = I_1 / j\omega C$$

$$I_1 = j\omega C V_{C1} \tag{8}$$

donde ω es la frecuencia f de los componentes primarios (la misma que la frecuencia de excitación por definición, $\omega = 2\pi f$), y C es la capacidad del condensador de resonancia 24, que son conocidas. Como se observa aparentemente de la fórmula (8), la corriente de excitación I_1 tiene una fase que avanza sobre la tensión del condensador V_C en $\pi/2$, esto es, 90° . Así pues, como la tensión del condensador V_C se expresa mediante una notación compleja, el componente primario de la corriente de excitación I_1 se puede calcular bastante fácilmente, como sigue:

$$V_{C1} = a + j \times b$$

$$I_1 = (-b + j \times a) \times \omega C \tag{9}$$

Basándose en la corriente de excitación I_1 , la frecuencia de resonancia F_r (o la inductancia L de la bobina calefactora 22) y la resistencia de carga R se calculan como en el modo de realización 1, de modo que se determina el material de la cacerola y la situación de posición (incluyendo si la cacerola P está situada sobre la bobina calefactora 22 o no), controlando así instantáneamente si se suministra o se desconecta la potencia eléctrica al calentador de inducción LCR 20. Asimismo, como se puede sustituir el transformador de corriente relativamente caro del modo de realización 1 con el detector de tensión del condensador 34 para detectar la corriente de excitación con un coste más razonable de acuerdo con el ejemplo 2, los costes de fabricación de los sistemas de cocción por inducción se pueden reducir.

Ejemplo 3

En referencia a la fig. 6, se describirá en lo que sigue el ejemplo 3 del sistema de cocción por inducción. En el sistema de cocción por inducción convencional, la corriente se aumenta gradualmente antes de calentar prácticamente la cacerola, para un control realimentado y a continuación la cacerola se calienta realmente en el estado de excitación óptimo. Así pues, el sistema de cocción por inducción convencional necesita algo de tiempo para el control realimentado con el fin de identificar el estado de excitación óptimo. En este contexto, cuando se utiliza en un modo de cocción particular tal como al agregar los ingredientes con la cacerola, el sistema de cocción por inducción convencional no puede mantener el estado de excitación óptimo debido al salto en resistencia de carga R de acuerdo con la situación de posición indeseada.

Sin embargo, se conoce la capacidad C del condensador de resonancia 24, e igualmente se puede calcular instantáneamente cada uno de los parámetros, incluyendo la inductancia L de la bobina calefactora 22 y la resistencia de carga R, como se discutió en el modo de realización 1 de la presente invención (véase las fórmulas (4), (6), y (7) anteriores).

5 El controlador puede ajustar la forma de onda óptima de la señal de control que se va a aplicar al circuito excitador. La expansión de series de Fourier para la forma de onda de la señal de control da un porcentaje (factor de marcha) de la forma de onda óptima del primer orden de la tensión de excitación. Asimismo, dado que se conocen la inductancia L, la resistencia de carga R, y la capacidad C del calentador de inducción LCR 20, la impedancia Zl del calentador de inducción LCR 20 se obtiene como sigue:

$$10 \quad Zl = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2} \quad (10)$$

Como se mencionó anteriormente, la potencia eléctrica efectiva W suministrada a la cacerola se obtiene a partir de la corriente de excitación efectiva I y la resistencia de carga R, por lo tanto, la corriente de excitación efectiva I se puede calcular para conseguir la potencia eléctrica efectiva W deseada.

15 Cuando la impedancia Zl es tan baja que la corriente de excitación está más allá de lo que se puede suministrar, la potencia eléctrica efectiva W deseada no puede ser suministrada a la cacerola. En este caso, es necesario una etapa para reducir la potencia suministrada.

Con la impedancia Zl obtenida mediante la fórmula (10) anterior, la tensión de excitación se puede calcular multiplicando la corriente de excitación I por la impedancia Zl. La frecuencia de excitación se puede elegir junto con la frecuencia de resonancia Fr de la cacerola P, que se determina como se discutió anteriormente.

20 El controlador 50 puede ajustar la forma de onda óptima de la señal de control de excitación aplicada al circuito excitador 14. Como se describirá en lo que sigue, el controlador puede determinar la forma de onda óptima del primer orden de la tensión de excitación realizando una expansión de series de Fourier para la tensión de excitación. Así pues, el valor efectivo del primer orden de la tensión de excitación se puede determinar de acuerdo con un factor de marcha de la misma para el circuito excitador de semipunto, o con una anchura de fase de la misma para el circuito excitador de puente completo, de modo que el factor de marcha por la anchura de fase se pueda determinar con prontitud para conseguir el valor deseado del primer orden de la tensión de excitación.

25 En el caso en el que el valor efectivo del primer orden de la tensión de excitación sea mayor de lo que se puede suministrar, no es posible controlar el circuito excitador con la señal de control para conseguir la potencia eléctrica deseada. Entonces, el controlador intenta otra señal de control de una frecuencia de excitación mayor para calcular el valor efectivo del componente primario de la tensión de excitación. Esto permite una determinación instantánea de la tensión de excitación necesaria para conseguir la potencia eléctrica deseada, aumentando así rápidamente la potencia eléctrica hasta la deseada, incluso en el control realimentado. Así pues, un usuario puede disfrutar de un calentamiento rápido como en un sistema de cocción por gas.

30 Así pues, de acuerdo con el ejemplo 3, el sistema de cocción por inducción puede calcular la frecuencia de resonancia Fr, la inductancia L, y la resistencia de carga R del calentador de inducción LCR 20 en un periodo de tiempo muy corto (aproximadamente 33 microsegundos a la frecuencia de excitación de 30 kHz), así pues, el estado de excitación se puede mantener de modo óptimo independientemente de la variación drástica de la resistencia de carga R debida a la situación de posición indeseada, incluso si se utiliza para agregar los ingredientes con la cacerola.

40 **Ejemplo 4**

En referencia a la fig. 7, se describirá en lo que sigue el ejemplo 4 del sistema de cocción por inducción. El sistema de cocción por inducción 4 del ejemplo 4 es similar al del ejemplo 1 excepto porque incluye una pluralidad de bobinas calefactoras 22 y el circuito excitador que se puede operar para excitar individualmente cada una de las bobinas calefactoras. Así pues, se eliminará la descripción duplicada en detalle de los elementos comunes. Componentes similares se denotan con números de referencia similares a lo largo de la descripción.

Aunque no se limita a esto, el sistema de cocción por inducción 4 del modo de realización 4 por puede incluir una bobina central 28 y cuatro bobinas satélites 29a- 29d. Cada una de la bobina central 28 y las bobinas satélites 29a-29d se conecta separadamente al circuito excitador similar a uno del ejemplo 1.

50 Así pues, en el sistema de cocción por inducción 4 del ejemplo 4, tras calcular la frecuencia de resonancia Fr (o inductancia L de la bobina calefactora 22) y la resistencia de carga R a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I, el controlador 50 del ejemplo 4 es capaz de determinar

instantáneamente la situación de posición del cuerpo calentado P (incluyendo si la cacerola P está o no sobre cada una de las bobinas calefactoras) así como el material del cuerpo calentado P en un corto periodo (aproximadamente 33 microsegundos a la frecuencia de excitación de 30 kHz), y controlar si se debe suministrar o interrumpir la potencia eléctrica a cada una de las bobinas calefactoras 28, 29.

5 Por ejemplo, cuando la cacerola P es pequeña y se sitúa solo sobre la bobina central 28, el controlador 50 no detecta que una cacerola P está colocada sobre las bobinas satélites 29a-29d e interrumpe inmediatamente el suministro de potencia eléctrica las mismas, de modo que se minimice un consumo indeseado de potencia. Igualmente, cuando la cacerola P se separa del centro de la bobina central 28 y se sitúa solo sobre la bobina central 28 y las bobinas satélites 29a, 29d, el controlador 50 puede evitar un consumo innecesario de potencia deteniendo la potencia eléctrica a las bobinas satélites 29b, 29c.

Ejemplo 5

15 A continuación se describirá en lo que sigue el modo de realización 5 del sistema de cocción por inducción de acuerdo con la presente invención. El sistema de cocción por inducción 5 del modo de realización 5 es similar a los de los ejemplos 1, 2 excepto porque incluye un extractor de componentes de orden enésimo que se puede operar para extraer componentes de orden enésimo de la tensión de excitación y la corriente de excitación. Así pues, se eliminará la descripción duplicada en detalle de los elementos comunes. Componentes similares se denotan con números de referencia similares a lo largo de la descripción.

20 El extractor de componentes enésimo del modo de realización 5 se puede adaptar para extraer no solo los componentes de primer orden sino igualmente los componentes de orden enésimo (donde "enésimo" es un número natural) de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I detectadas por el detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32, cada uno de los cuales tiene la frecuencia sustancialmente igual a n veces la frecuencia de excitación. El extractor de componentes de orden enésimo se puede operar para extraerlos, mediante el muestreo de datos de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I con una frecuencia de muestreo igual a n veces la frecuencia de excitación, y realizar la transformación discreta de Fourier con los datos muestreados de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I.

25 En general, cuando se calienta por inducción el cuerpo calentado P de aluminio, se necesita suministrar a la bobina calefactora la corriente modulada en alta frecuencia que tiene una frecuencia superior a la que es necesaria para calentar por inducción del cuerpo calentado P de hierro. Se ha propuesto (por ejemplo, por la patente japonesa 3 460 997 B) y se encuentra disponible comercialmente un sistema de cocción por inducción denominado "para cualquier metal" que está adaptado para calentar sartenes de cualquier metal que tenga tal conductividad electrónica y permeabilidad magnética elevadas como el aluminio. La presente invención puede ser incorporada igualmente al sistema de cocción por inducción "para cualquier metal".

30 Al calentar el cuerpo calentado P de aluminio con la corriente de excitación I de frecuencia igual a n veces la frecuencia de excitación, esta se controla a menudo de tal modo que el componente primario de la corriente de excitación se reduzca y el componente de orden enésimo de la corriente de excitación I se aumente. En el caso en el que los componentes de orden enésimo (por ejemplo, componentes terceros) de la corriente de excitación I y la tensión de excitación V sean mayores que el componente primario de las mismas, el extractor de componentes de orden enésimo del modo de realización 5 puede seleccionar los componentes de orden enésimo para calcular instantáneamente la frecuencia de resonancia F_r y la resistencia de carga R, de modo similar al discutido anteriormente. En este ejemplo, este cálculo con los componentes de orden enésimo elimina ventajosamente la necesidad de aumentar la resolución del convertidor A/D.

35 Aunque no se ilustra en detalle, se puede obtener un mapa (gráfico) que muestra una relación entre la frecuencia de resonancia F_r y la resistencia de carga R calculada a partir de los componentes enésimos de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I, que es similar a la fig. 4A. Aun así, la resistencia de carga del disco de aluminio es mayor que la de la fig. 4A ya que la frecuencia de resonancia del mismo es mayor. Así pues, el controlador 50 se puede operar para calcular la frecuencia de resonancia F_r (o inductancia L) y la resistencia de carga R a partir de los componentes de orden enésimo de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I, y a continuación determinar instantáneamente si la potencia eléctrica se debe suministrar o interrumpir al calentador de inducción LCR 20 tras calcular la frecuencia de resonancia F_r (o inductancia L) y la resistencia de carga R. Así pues, el sistema de cocción por inducción 5 del modo de realización 5 puede detectar el material y la tasa de solapamiento del cuerpo calentado P sobre la bobina calefactora 22, e interrumpir el suministro de potencia eléctrica a la bobina calefactora 22 cuando aquellos parámetros caen dentro de la región de supresión de excitación.

Modo de realización 6

En referencia a la fig. 8, se describirá en lo que sigue el modo de realización 6 del sistema de cocción por inducción de

acuerdo con la presente invención. El sistema de cocción por inducción 6 del modo de realización 6 es similar a los de los anteriores ejemplos y modos de realización (especialmente los ejemplos 1, 2) excepto porque incluye un corrector de desplazamiento de fase 42 para detectar un desplazamiento de fase estático (φ) entre la tensión de excitación V y la corriente de excitación I detectada por el detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32 (detector de tensión del condensador 34), que está provocado por aquellos detectores 30, 32. Así pues, se eliminará la descripción duplicada en detalle de los elementos comunes. Componentes similares se denotan con números de referencia similares a lo largo de la descripción.

La fig. 8 es un diagrama de bloques esquemático de un circuito de un sistema de cocción por inducción 6 del modo de realización 6, en el que se incorpora el corrector de desplazamiento de fase 42. Como es aparente para los expertos en la técnica, el corrector de desplazamiento de fase 42 se puede adaptar igualmente en el sistema de cocción por inducción 2 del ejemplo 2. En el sistema de cocción por inducción 6 de la fig. 8, como se expuso anteriormente, el desplazamiento de fase estático (φ) puede estar provocado por una configuración de circuito del detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32, entre la tensión de excitación V y la corriente de excitación I detectadas por los mismos. Tal desplazamiento de fase estático (φ) puede dar posiblemente un impacto adverso en el cálculo de la inductancia L, la frecuencia de resonancia Fr, o la resistencia de carga R, a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I. Así pues, el corrector de desplazamiento de fase 42 puede estar previsto preferiblemente para corregir el desplazamiento de fase (φ).

En una situación sin carga en la que la cacerola P no está situada sobre la bobina calefactora, el calentador de inducción LCR 20 tiene la resistencia de carga R que depende tan solo de la resistencia del cableado, y la inductancia L que es igual a una de la propia bobina calefactora 22 sin que esté acoplada magnéticamente con la cacerola P. La capacidad C del condensador de resonancia es fija y conocida. Así pues, dado que aquellos parámetros del calentador de inducción LCR 20 son conocidos, se puede calcular teóricamente el desplazamiento de fase (θ) en la situación sin carga entre la tensión de excitación V y la corriente de excitación I.

Mientras tanto, el desplazamiento de fase real entre la tensión de excitación V y la corriente de excitación I se puede calcular por el extractor de componentes primarios 40, con el calentador de inducción LCR 20 alimentado con la potencia eléctrica en la situación sin carga. Cuando el extractor de componentes primarios 40 calcula realmente el desplazamiento de fase como ($\theta - \varphi$) en la situación sin carga, se puede identificar el desplazamiento de fase estático (φ) provocado por la configuración del circuito del detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32. Así pues, se evalúa que la corriente de excitación I se detecta por un retraso temporal que corresponde al desplazamiento de fase estático (φ) respecto al desplazamiento de fase real. Así pues, el desplazamiento de fase detectado de la corriente de excitación I se puede corregir añadiendo el desplazamiento de fase estático (φ) para aproximarse al desplazamiento de fase real.

Más concretamente, cuando se envía el sistema de cocción por inducción por el fabricante del mismo, el desplazamiento de fase estático (φ) se predetermina mediante la alimentación con potencia eléctrica en la situación sin carga como anteriormente, y se memoriza en una memoria (no mostrada) del corrector de desplazamiento de fase 42. A continuación, cuando se utiliza el sistema en el usuario, el corrector de desplazamiento de fase 42 se adapta para proporcionar al controlador 50 el desplazamiento de fase (φ) memorizado de modo que el controlador 50 calcula los parámetros tales como la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R con el desplazamiento de fase corregido de la corriente de excitación I sobre la tensión de excitación V.

Se debe apreciar que la corriente de excitación la corregida mediante la adición del desplazamiento de fase (φ) a la corriente de excitación I detectada realmente se puede obtener mediante un coeficiente complejo C de un modo sencillo, como sigue:

$$I_a = C \times I \tag{11}$$

$$C = \cos \phi + j \text{sen} \phi$$

Además, en el caso en el que el desplazamiento de fase (φ) de la corriente de excitación I sobre la tensión de excitación V dependa de la frecuencia de excitación, es preferible obtener de antemano el desplazamiento de fase (φ) para cada una de las frecuencias de excitación que se van a usar, y almacenarlos en la memoria del corrector de desplazamiento de fase 42.

Así pues, de acuerdo con el modo de realización 6, el corrector de desplazamiento de fase 42 se utiliza para corregir el desplazamiento de fase (φ) de la corriente de excitación I sobre la tensión de excitación V, y a continuación los parámetros tales como la frecuencia de resonancia Fr y la resistencia de carga R se calculan basándose en la corriente de excitación I sobre la tensión de excitación V corregida o detectada de modo más preciso, de modo que se determina instantáneamente el material y la situación de posición de la cacerola P para calentarla bajo el estado de excitación optimizado.

Modo de realización 7

En referencia a la fig. 9, se describirá en lo que sigue el modo de realización 7 del sistema de cocción por inducción de acuerdo con la presente invención. El sistema de cocción por inducción 7 del modo de realización 7 es similar a los de los anteriores ejemplos y modos de realización excepto porque está adaptado para detectar la potencia eléctrica del calentador de inducción LCR 20 a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I de un modo más efectivo y sencillo. Así pues, se eliminará la descripción duplicada en detalle de los elementos comunes. Componentes similares se denotan con números de referencia similares a lo largo de la descripción.

En general, una potencia eléctrica se puede calcular integrando el producto de la tensión y corriente de una fuente de potencia comercial a lo largo de una duración temporal dada y dividiéndola por la duración temporal, y en particular, la potencia eléctrica consumida por el calentador de inducción LCR 20 se obtiene como el producto de la tensión a través del circuito rectificador 12 y la salida de corriente del mismo.

En el caso en el que el condensador de filtrado (no mostrado) que compone el circuito rectificador 12 tenga una capacidad sustancial de modo que la tensión V_C a través del circuito rectificador 12 (o el condensador de filtrado) se pueda considerar como un valor constante y la salida de corriente del mismo se pueda tratar como una corriente sustancialmente continua, la potencia eléctrica consumida por el calentador de inducción LCR 20 se debe calcular simplemente como el producto de la tensión V_C a través del circuito rectificador 12 y la salida de corriente I_C del mismo, que se mide igualmente en cualquier momento.

Sin embargo, en la práctica, se requiere el condensador de filtrado de gran capacidad para rectificar la salida de tensión del circuito rectificador 12 de modo que se obtenga la forma de onda directa o plana, lo que aumenta indeseablemente la potencia reactiva y reduce el factor de potencia. Dicho de otro modo, cuando la carga del calentador de inducción LCR 20 es baja, la tensión V_C a través del circuito rectificador 12 se puede asumir que es constante, sin embargo, cuando la carga del calentador de inducción LCR 20 es sustancial, la tensión V_C tiene una forma de onda similar tras haber sido rectificadas tan solo en onda completa, como se ilustra en la fig. 9, que varía a junto con el suministro de potencia comercial. A medida que varía la tensión V_C a través del circuito rectificador 12, la corriente de salida I_C varía igualmente, y por tanto la potencia eléctrica consumida por el calentador de inducción LCR 20 no puede ser calculada ya como el producto de la tensión V_C y la corriente I_C .

Cuando la tensión de excitación V y la corriente de excitación I se pueden obtener, la potencia eléctrica efectiva W_E se puede calcular igualmente mediante la fórmula (3). Asimismo, podría ser posible calcular un promedio de potencia eléctrica efectiva W_E sobre un ciclo de frecuencia de excitación para la bobina calefactora (denominado como "ciclo de excitación de la bobina") como se muestra en la fig. 2, sumando la potencia eléctrica efectiva W_E para múltiples ciclos de excitación de la bobina que cubran un ciclo de suministro de potencia comercial (denominado como "ciclo de suministro de potencia"). Aunque la tensión de excitación V varía junto con la tensión V_C a través del circuito rectificador 12, la potencia eléctrica consumida por el calentador de inducción LCR 20 se podría determinar de modo preciso mediante un cálculo continuo de la potencia eléctrica efectiva W_E para los múltiples ciclos de excitación de la bobina con un ciclo de suministro de potencia.

Aun así, suponiendo que el ciclo de suministro de potencia es 1/60 segundos (60 hercios) y el ciclo de excitación de la bobina es 1/30.000 segundos (30 kHz), se necesitaría un tiempo que corresponde a por lo menos la mitad del ciclo de suministro de potencia (así pues, 250 ciclos de excitación de la bobina) para mantener el cálculo de la potencia eléctrica efectiva W_E , obteniendo así el promedio de la potencia eléctrica efectiva W_E sobre un ciclo de suministro de potencia. Sin embargo, una serie de procesos de cálculo requiere un muestreo continuo de datos de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I y la conversión A/D de los mismos, lo que finalmente impone una gran carga sobre la CPU para recuperar y procesar enormes cantidades de datos.

Para abordar este problema, el modo de realización 7 propone detectar la tensión promedio y la tensión pico V_P de la tensión V_C a través del circuito rectificador 12 mediante el uso de cualquier medio adecuado, y detectar la potencia eléctrica efectiva W_C durante el ciclo de excitación de la bobina que tiene la tensión pico V_P . Como se mencionó anteriormente, dado que uno de los ciclos de excitación de la bobina es relativamente más corto que los ciclos de suministro de potencia, se puede asumir que la potencia eléctrica efectiva W_E no cambia independientemente de la tensión V_C fluctuante.

La potencia eléctrica efectiva W_C durante el ciclo de excitación de la bobina es proporcional al cuadrado de la tensión pico V_P y la potencia eléctrica efectiva promedio es proporcional igualmente al cuadrado de la tensión promedio de la tensión V_C , así pues, los coeficientes entre las potencias eléctricas efectivas y el cuadrado de las tensiones son los mismos entre sí a pesar de la tensión fluctuante. Esto es, incluso cuando la tensión V_C a través del circuito rectificador 12 fluctúa durante el ciclo de suministro de potencia como en la fig. 9, el cociente de la potencia eléctrica efectiva W_C sobre el cuadrado de la tensión V_P durante el ciclo de excitación de la bobina es el mismo que uno de la potencia

eléctrica efectiva promedio sobre el cuadrado de la tensión V_C durante el ciclo de suministro de potencia.

Así pues, el controlador 50 está diseñado para calcular la potencia eléctrica efectiva promedio consumida por el circuito rectificador 12 durante el ciclo de suministro de potencia del suministro de potencia como sigue:

5 $(\text{Potencia eléctrica promedio}) = (\text{cuadrado de la tensión } V_C \text{ promedio}) / (\text{cuadrado de la tensión } V_P) \times (\text{potencia eléctrica } W_C)$

10 Cuando el circuito rectificador 12 se puede operar para realizar la rectificación de onda completa, la tensión V_C se puede medir solo para un semiciclo en lugar de para un ciclo completo del suministro de potencia comercial. Así pues, de acuerdo con el modo de realización 7, la potencia eléctrica del calentador de inducción LCR 20 se puede detectar a partir de los componentes primarios de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I de un modo más efectivo y sencillo.

Modo de realización 8

15 En referencia a la fig. 10, se describirá en lo que sigue el modo de realización 8 del sistema de cocción por inducción de acuerdo con la presente invención. El sistema de cocción por inducción 8 del modo de realización 8 es similar a los de los anteriores ejemplos y modos de realización excepto porque está adaptado para utilizar una menor velocidad de muestreo para muestrear los datos de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I . Así pues, se eliminará la descripción duplicada en detalle de los elementos comunes. Componentes similares se denotan con números de referencia similares a lo largo de la descripción.

20 Como se discutió anteriormente, con el fin de calcular la frecuencia de resonancia F_r (o la inductancia L) y la resistencia de carga R , son necesarios los datos muestreados de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I para uno de los ciclos de excitación de la bobina. Típicamente, el detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32 se adaptan para coger los datos muestreados de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I en todo momento (punto de muestreo) divididos por la frecuencia de muestreo, y para convertirlos en datos digitales mediante el convertidor A/D para el cálculo de la frecuencia de resonancia F_r y la resistencia de carga R .

25 Cuando uno de los ciclos de excitación de la bobina se divide en tiempo en treinta y dos (32) puntos de muestreo, para uno de los ciclos de suministro de potencia, la tensión de excitación V y la corriente de excitación I tienen que ser muestreadas en 960000 puntos de muestreo y convertidos en los datos digitales, en los que se basa el cálculo de la frecuencia de resonancia F_r y la resistencia de carga R . Sin embargo, tal proceso de cálculo requiere un convertidor A/D de alta velocidad, pero muchos de los convertidores A/D incorporados en CPUs funcionan a baja velocidad. Así pues, se puede incorporar un convertidor A/D externo dedicado para la conversión A/D de alta velocidad, lo que eleva sustancialmente el coste.

30 Para abordar esto, el modo de realización 8 de la presente invención propone una aproximación para recoger datos muestreados de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I a una velocidad de muestreo más baja. En este modo de realización, se asume que las formas de onda de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I permanecen invariables en cada uno de los ciclos de suministro de potencia. Típicamente, cada uno de los ciclos de excitación de la bobina se divide en tiempo en cada intervalo de muestreo de "s" en una pluralidad (n) de puntos de muestreo (por ejemplo, cinco (5) puntos de muestreo en la fig. 10), se recogen datos de n muestras de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I .

35 Como se muestra por la "muestra (n + 1)" de la fig. 10, el detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32 del modo de realización 8 recogen datos muestreados de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I en cada intervalo de muestreo de $\{s \cdot (n + 1)\}$ siendo el intervalo de muestreo de "s" el mismo, de modo que se cubran datos en cada intervalo de muestreo de "s" de la forma de onda de las mismas a través de distintos ciclos de excitación de la bobina en orden ascendente. Alternativamente, como se muestra por la "muestra (n - 1)" en la fig. 10, el detector de tensión de excitación 30 y el detector de corriente de excitación 32 del modo de realización 8 recogen datos muestreados de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I en cada intervalo de muestreo de $\{s \cdot (n - 1)\}$ siendo el intervalo de muestreo de "s" el mismo, de modo que se cubran datos en cada intervalo de muestreo de "s" de la forma de onda de las mismas a través de distintos ciclos de excitación de la bobina en orden descendente. Como se asume que las formas de onda de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I permanecen invariables en cada uno de los ciclos de suministro de potencia, se puede obtener un conjunto completo de datos de la muestra enésima de la tensión de excitación V y la corriente de excitación I para una única forma de onda de las mismas 40 45 50 recogiendo los datos muestreados más o menos n veces a través de distintos ciclos de excitación de la bobina.

Como se discute en el modo de realización 7, la tensión de excitación V y la corriente de excitación I pueden fluctuar igualmente en múltiples ciclos de excitación de la bobina junto con la tensión V_C variable a través del circuito rectificador 12, pero de modo relativamente estable o constante en varios ciclos de excitación de la bobina que tienen la tensión pico V_P , así pues, tales datos muestreados de baja velocidad de la tensión de excitación V y la corriente de

excitación I se recogen preferiblemente cuando la tensión V_c a través del circuito rectificador 12 es relativamente constante. Alternativamente, tras revisar la tensión de excitación V y la corriente de excitación I con la tensión V_c variable, se puede obtener un conjunto completo de datos muestreados de las mismas a través de un ciclo individual de excitación de la bobina.

5 Modo de realización 9

En referencia a las figs. 11-14, se describirá en lo que sigue el modo de realización 9 del sistema de cocción por inducción de acuerdo con la presente invención. El sistema de cocción por inducción 9 del modo de realización 9 es similar a los de los anteriores ejemplos y modos de realización, y en particular se describe en detalle cómo se determina instantáneamente la potencia eléctrica deseada de acuerdo con la frecuencia de resonancia F_r y la resistencia de carga R del cuerpo calentado P. Así pues, se eliminará la descripción duplicada en detalle de los elementos comunes. Componentes similares se denotan con números de referencia similares a lo largo de la descripción.

10 Como se expuso en los anteriores ejemplos y modos de realización, el extractor de componentes primarios 40 de la presente invención se utiliza para detectar la frecuencia de resonancia F_r (o la inductancia L) y la resistencia de carga R del cuerpo calentado P. Cuando la potencia eléctrica deseada W se selecciona por un usuario, la corriente I para conseguir la potencia eléctrica W deseada se obtiene como sigue:

$$I = \sqrt{W / R} \quad (12)$$

Asimismo, utilizando la frecuencia de excitación f, la velocidad angular $\omega (=2\pi f)$, la inductancia L del calentador de inducción LCR 20, la frecuencia de resonancia F_r , y la capacidad C del condensador de resonancia 24, la impedancia Z se expresa como sigue:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L - 1 / \omega C)^2} \quad (13)$$

Así pues, la tensión V para la corriente I a través de la impedancia Z para conseguir la potencia eléctrica W deseada se expresa como sigue:

$$V = Z \cdot I \quad (14)$$

25 En primer lugar, se hará en lo que sigue una descripción del circuito excitador 14 que está compuesto por un circuito excitador de puente completo. La fig. 11 muestra una forma de onda de un componente primario de una señal de control de excitación para un ciclo, utilizada para controlar el circuito excitador de puente completo. En general, la potencia eléctrica del calentador de inducción LCR 20 se puede controlar ajustando una anchura de fase a mostrada en la fig. 11. Mientras tanto, esta forma de onda de la señal de control de excitación se puede expresar con la expansión de serie de Fourier $v(x)$ como sigue:

$$v(x) = V \cdot \frac{4}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{2m+1} \cdot \text{sen} \left((2m+1) \cdot \frac{a}{2} \right) \cdot \text{sen}((2m+1)x) \quad (15)$$

donde $0 < a < \pi$, y el primer orden de $v(x)$ tiene un coeficiente $c1$ que se puede expresar como sigue:

$$35 \quad c1(a) = V \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \text{sen} \left(\frac{a}{2} \right) \quad (16)$$

La fig. 12 es un gráfico que muestra una relación entre la anchura de fase a y el coeficiente de primer orden $c1(a)$. A continuación, se determina la tensión Vd para conseguir la potencia eléctrica W deseada, la anchura de fase a se puede obtener como sigue:

$$40 \quad Vd = V \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \text{sen} \left(\frac{a}{2} \right)$$

$$a = 2 \arcsen \left(\frac{\pi}{4} \cdot \frac{Vd}{V} \right) \quad (17)$$

45 Como anteriormente, de acuerdo con la presente invención, una vez que se ajusta la tensión Vd para conseguir la potencia eléctrica W deseada, el controlador 50 se puede operar en cooperación con el extractor de componentes primarios 40, para determinar instantáneamente la forma de onda de la señal de control de excitación que tiene la anchura de fase a para conseguir la potencia eléctrica W deseada.

A continuación se describirá el circuito excitador 14 que se forma con un circuito excitador de semipunte. La fig. 13 muestra una forma de onda de un componente primario de una señal de control de excitación para un ciclo, utilizada para controlar el circuito excitador de semipunte. La potencia eléctrica del calentador de inducción LCR 20 se puede controlar generalmente ajustando una anchura de fase **a** mostrada en la fig. 13. Asimismo, esta forma de onda de la señal de control de excitación se puede expresar con la expansión de serie de Fourier $v(x)$ como sigue:

$$v(x) = V \cdot \frac{a}{2\pi} + V \cdot \frac{2}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \operatorname{sen}\left(n \cdot \frac{a}{2}\right) \cdot \cos(nx) \quad (18)$$

donde $0 < a < \pi$, y el primer orden de $v(x)$ tiene un coeficiente $c1$ que se puede expresar como sigue:

$$c1(a) = V \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{a}{2}\right) \quad (19)$$

La fig. 14 es un gráfico que muestra una relación entre la anchura de fase **a** y el coeficiente de primer orden $c1(a)$. La anchura de fase **a** se denomina a menudo como factor de marcha **d** (%), que se puede obtener como sigue:

$$d = \frac{a}{2\pi} \times 100 \quad (\%) \quad (20)$$

A continuación, se ajusta la tensión Vd para conseguir la potencia eléctrica W deseada, la anchura de fase **a** se puede obtener como sigue:

$$Vd = V \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \operatorname{sen}\left(\frac{a}{2}\right)$$

$$a = 2 \operatorname{arcsen}\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{Vd}{V}\right) \quad (21)$$

Sustituyendo la anchura de fase **a** en la fórmula (20), se puede calcular el factor de marcha **d**. Así pues, con el uso igualmente del circuito excitador de semipunte, el controlador 50 se puede operar en cooperación con el extractor de componentes primarios 40 para determinar instantáneamente la forma de onda de la señal de control de excitación que tiene la anchura de fase **a** para conseguir la potencia eléctrica W deseada. Se debe apreciar que como es aparente de la fig. 14, el factor de marcha **d** se controla para que sea menor del 50% ya que la tensión es máxima en el factor de marcha **d** del 50%.

Como se describió anteriormente, cuando se utiliza el extractor de componentes primarios 40 de la presente invención para detectar la frecuencia de resonancia F_r y la resistencia de carga R del cuerpo calentado P , se requiere que la tensión de excitación V y la corriente de excitación I se muestreen durante al menos uno de los ciclos de excitación de la bobina. Aunque no se muestra en detalle, el convertidor A/D del extractor de componentes primarios 40 muestrea preferiblemente datos de las mismas a una frecuencia de muestreo igual a n veces (n es un entero de dos o más) la frecuencia de excitación (frecuencia de reloj).

Alternativamente, el convertidor A/D tiene la frecuencia de muestreo igual a $1/n$ veces (n es un entero de dos o más) la frecuencia de excitación (frecuencia de reloj). En cualquier caso, la fuente de oscilación del reloj es compartida preferiblemente tanto por la frecuencia de excitación (frecuencia de reloj) como por la frecuencia de muestreo del convertidor A/D.

Denotación de números de referencia

- 1-4 sistema de cocción por inducción
- 10 suministro de potencia comercial
- 40 12 circuito rectificador
- 14 circuito excitador
- 20 calentador de inducción LCR
- 22 bobina calefactora

ES 2 557 329 T3

	24	condensador de resonancia
	26	disco (pseudo-cacerola)
	28	bobina central
	29	bobina satélite
5	30	detector de tensión de excitación
	32	detector de corriente de excitación
	34	detector de tensión del condensador
	40	extractor de componentes primarios
	42	corrector de desplazamiento de fase
10	50	controlador

REIVINDICACIONES

1. Un procedimiento para operar un calentador de inducción LCR (20) que tiene una bobina calefactora (22) y un condensador de resonancia (24) conectados en serie entre sí, comprendiendo el procedimiento las siguientes etapas:
- 5 - suministrar una corriente de alta frecuencia de una frecuencia de excitación dada a la bobina calefactora (22);
- detectar una tensión de excitación (V) a través de dicho calentador de inducción LCR (20); y
- detectar una corriente de excitación (I) a través de dicho calentador de inducción LCR (20);
- caracterizado por
- 10 - extraer una tensión de excitación de orden enésimo, siendo n un número natural, que compone un componente enésimo de la tensión de excitación (V) detectada de la misma, teniendo la tensión de excitación de orden enésimo una frecuencia igual a n veces la frecuencia de excitación;
- extraer una corriente de excitación de orden enésimo que compone un componente enésimo de la corriente de excitación (I) detectada de la misma, teniendo la corriente de excitación de orden enésimo una frecuencia igual a n veces la frecuencia de excitación;
- 15 - calcular un conjunto de una frecuencia de resonancia (Fr) y una resistencia de carga (R) o un conjunto de una inductancia (L) y la resistencia de carga (R) del calentador de inducción (20) basándose en la tensión de excitación de orden enésimo y la corriente de excitación de orden enésimo; y
- determinar si se ha suministrado o se ha interrumpido una potencia eléctrica al calentador de inducción LCR (20) de acuerdo con el conjunto de la frecuencia de resonancia (Fr) calculada y la resistencia de carga (R) calculada o el conjunto de la inductancia (L) calculada y la resistencia (R) calculada.
- 20
2. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1,
- en el que la etapa de extraer la corriente de excitación de orden enésimo incluye:
- detectar una tensión del condensador a través del condensador de resonancia (24),
- 25 - extraer una tensión del condensador de orden enésimo que compone un componente de orden enésimo de la tensión del condensador de la misma, teniendo la tensión del condensador de orden enésimo una frecuencia igual a n veces la frecuencia de excitación, y
- calcular la corriente de excitación de orden enésimo a través del calentador de inducción LCR (20) a partir de la tensión del condensador de orden enésimo, teniendo la corriente de excitación de orden enésimo una frecuencia igual a n veces la frecuencia de excitación.
- 30
3. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 o 2,
- en el que la tensión de excitación de orden primario y la corriente de excitación de orden enésimo se extraen en un período de tiempo que corresponde a un ciclo individual de la frecuencia de excitación.
4. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 o 2,
- que comprende además:
- 35 - memorizar un gráfico que muestra una relación entre la frecuencia de resonancia (Fr) y la resistencia de carga (R), o entre la inductancia (L) y la resistencia de carga (R), junto con una región de supresión de excitación en el gráfico donde se debe interrumpir la potencia eléctrica al calentador de inducción LCR (20); y
- controlar la interrupción de la potencia eléctrica al mencionado calentador de inducción LCR (20) cuando un conjunto de la frecuencia de resonancia (Fr) y la resistencia de carga (R) o un conjunto de la inductancia (L) y la resistencia de carga (R) se encuentra dentro de la región de supresión de excitación en el gráfico.
- 40
5. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 o 2,
- que comprende además:
- proporcionar una pluralidad de los calentadores de inducción LCR (20), cada uno de los cuales tiene una bobina calefactora (22) y un condensador de resonancia (24) conectados en serie entre sí; y

- suministrar una corriente de alta frecuencia de una frecuencia dada a cada una de las bobinas calefactoras (22).

6. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 o 2,

que comprende además:

- detectar un desplazamiento de fase de la corriente de excitación (I) sobre la tensión de excitación (V); y

5 - corregir la fase de la corriente de excitación (I) basándose en el desplazamiento de fase.

7. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 o 2,

que comprende además:

- rectificar una tensión alterna de una fuente de potencia comercial a una tensión continua;

- detectar un promedio de una tensión (V_C) emitida del circuito rectificador y una tensión pico (V_P) del mismo; y

10 - calcular una potencia eléctrica efectiva (W_C) basándose en la tensión de excitación de orden enésimo y la corriente de excitación de orden enésimo así como una potencia eléctrica promedio consumida por dicho circuito rectificador como se expresa a continuación:

(Potencia eléctrica promedio) = (cuadrado de la tensión promedio V_C)/(cuadrado de la tensión V_P) X (potencia eléctrica W_C)

15 8. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 o 2,

que comprende además:

- recoger datos de la tensión de excitación (V) y la corriente de excitación (I) en una pluralidad de intervalos de muestreo (s) en un ciclo individual de excitación de la bobina, mediante la recogida de datos de las mismas en cada intervalo de muestreo de $\{s \cdot (n + 1)\}$ o $\{s \cdot (n - 1)\}$ a través de diferentes ciclos de excitación de la bobina, donde n es un número natural de 2 o más.

20

9. El procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1 o 2,

que comprende además:

- calcular la corriente de excitación necesaria para la potencia eléctrica deseada consumida por el calentador de inducción LCR (20), basándose en la frecuencia de resonancia (F_r) calculada la resistencia de carga (R) calculada, y la impedancia (Zl) calculada del calentador de inducción LCR (20),

25

- calcular un factor de marcha de una forma de onda de la señal de control del circuito excitador para conseguir la corriente de excitación deseada, basándose en una anchura de fase de la expansión de serie de Fourier de la señal de control; y

- controlar el circuito excitador con una señal de control que tiene el factor de marcha calculado.

30

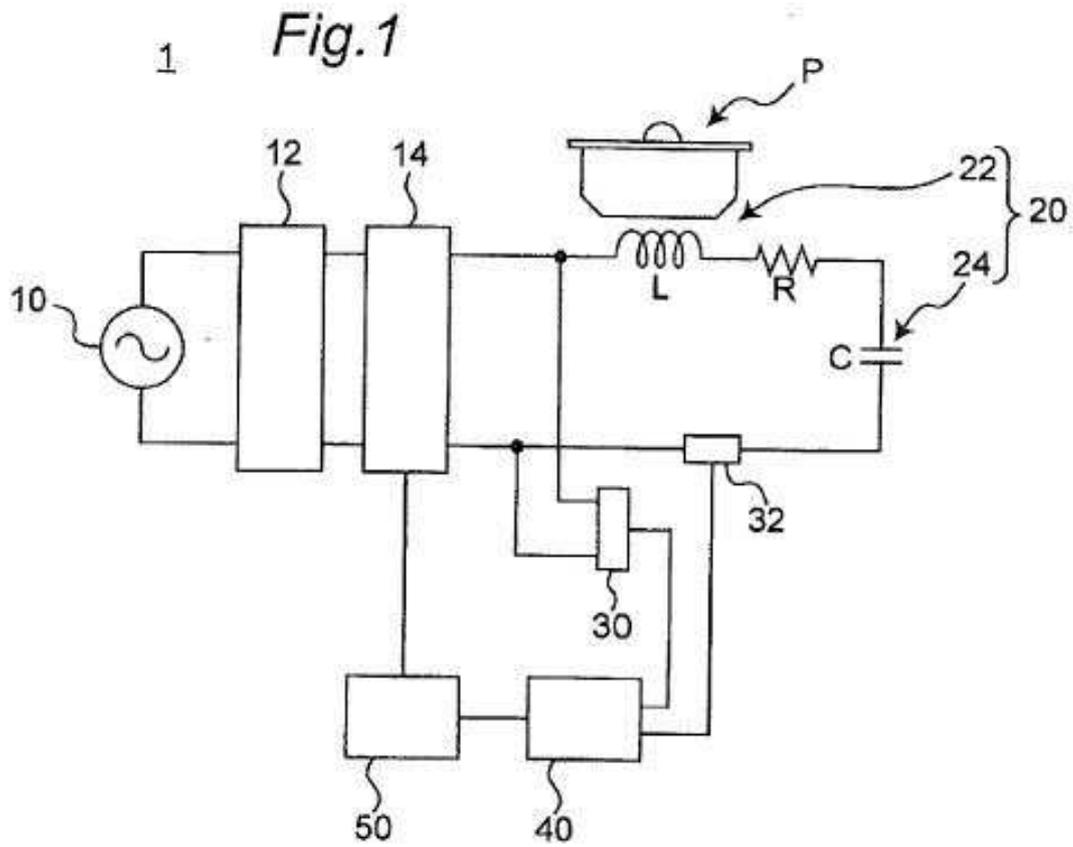


Fig.2

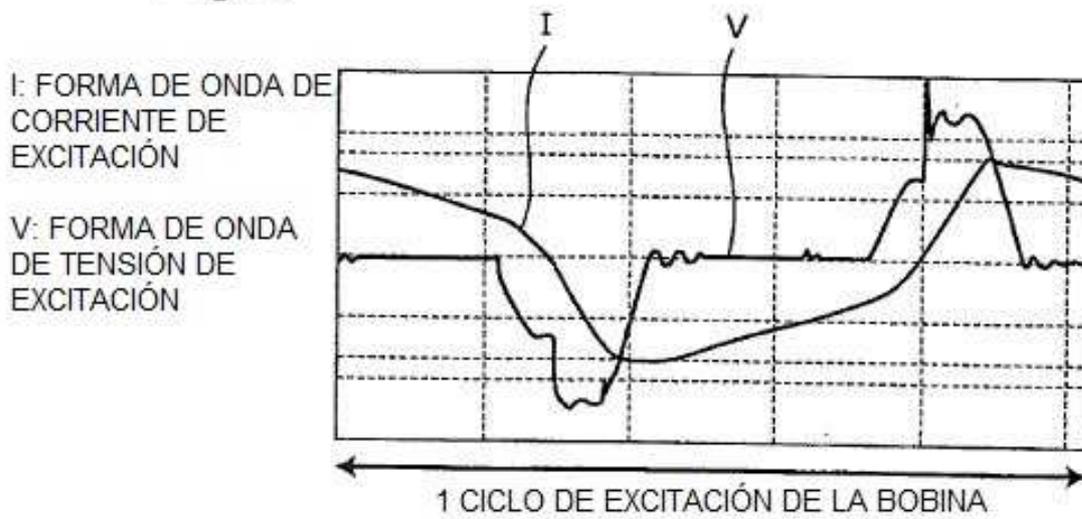


Fig.3A
TASA DE SOLAPAMIENTO
DEL 100%

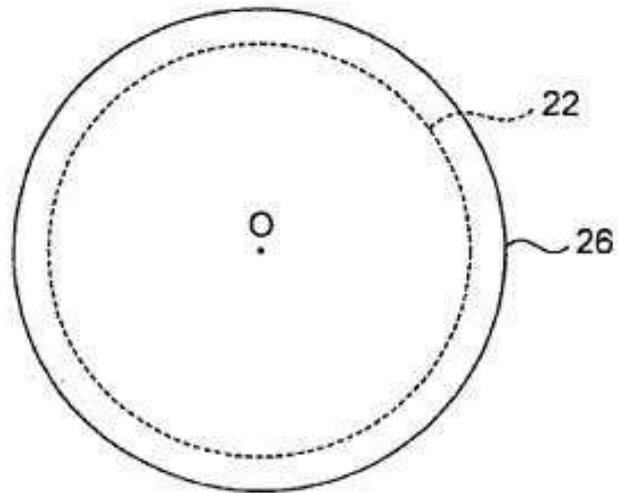


Fig.3B
TASA DE SOLAPAMIENTO
DEL 75%

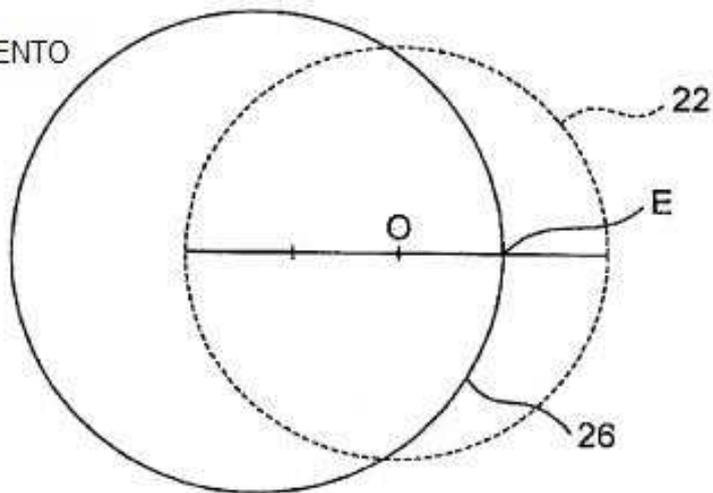


Fig.3C
TASA DE
SOLAPAMIENTO
DEL 50%

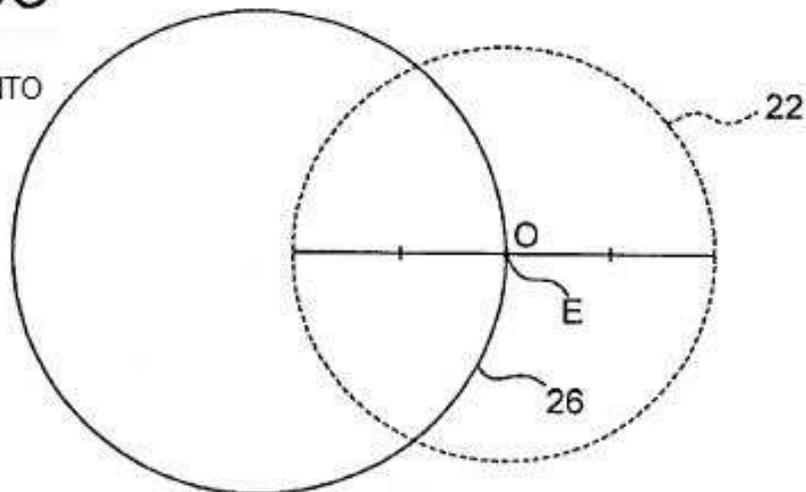


Fig.4A

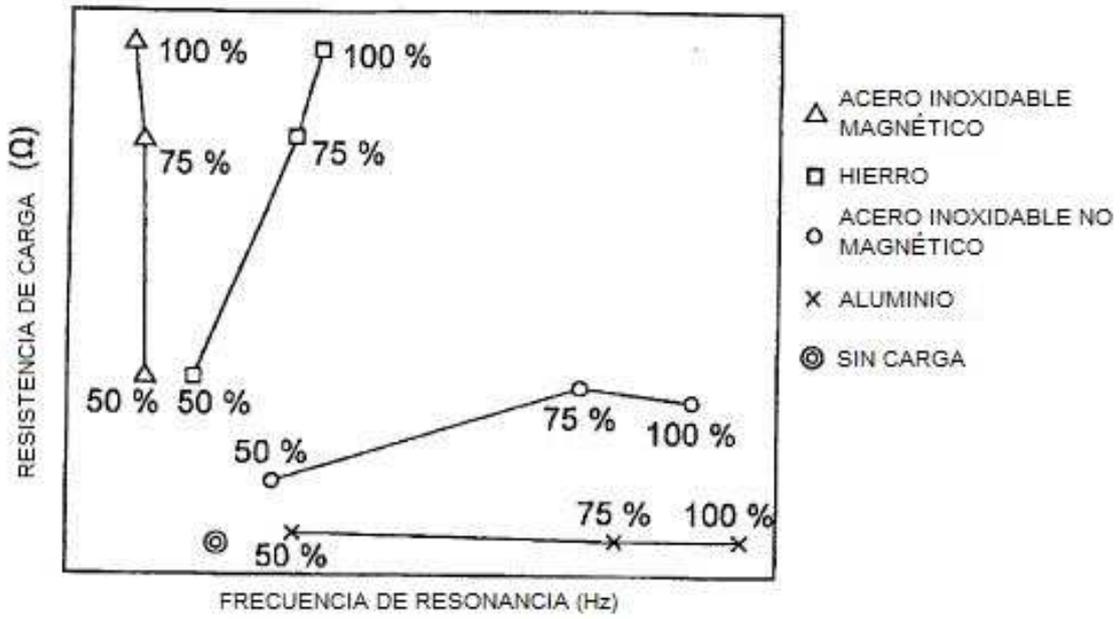


Fig.4B

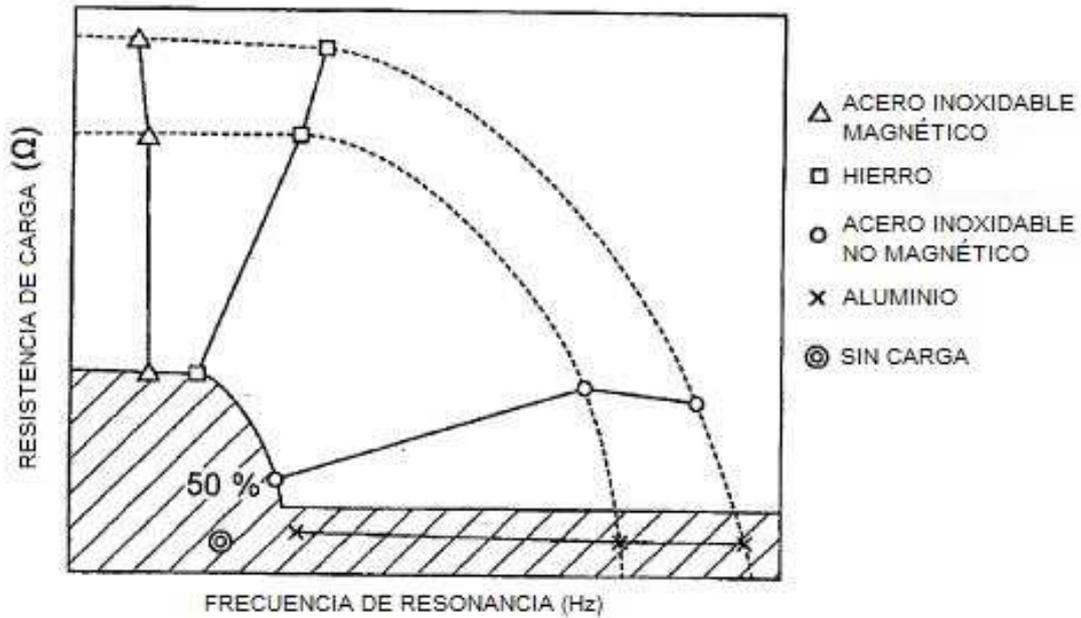


Fig.5A

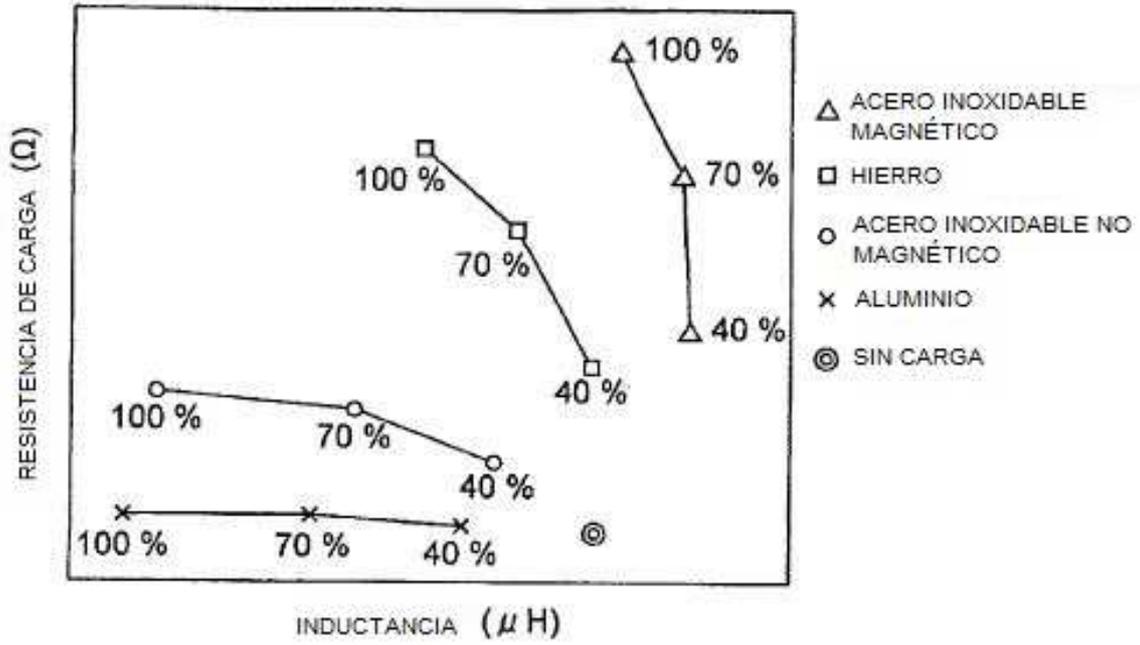
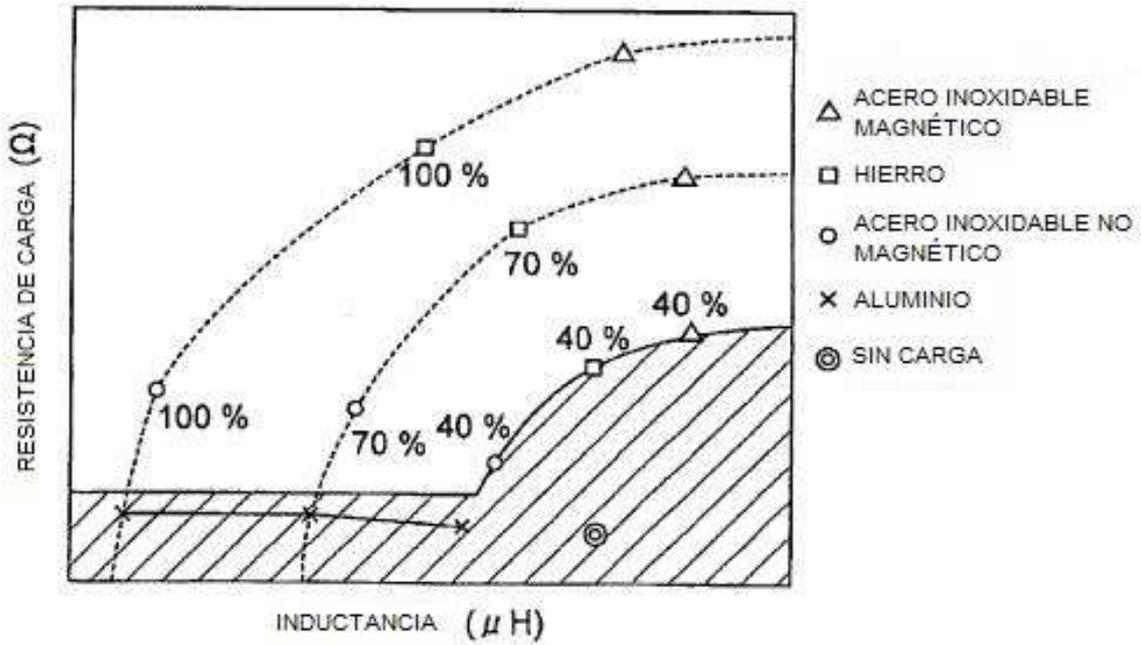


Fig.5B



2 *Fig.6*

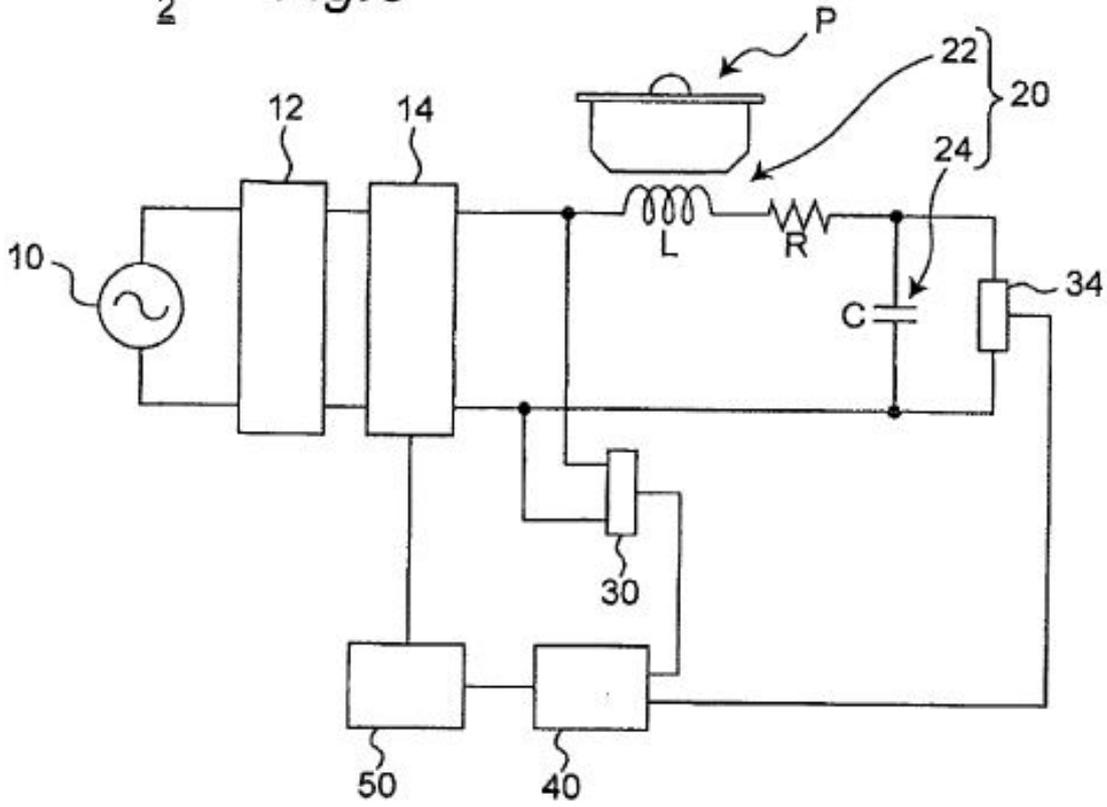
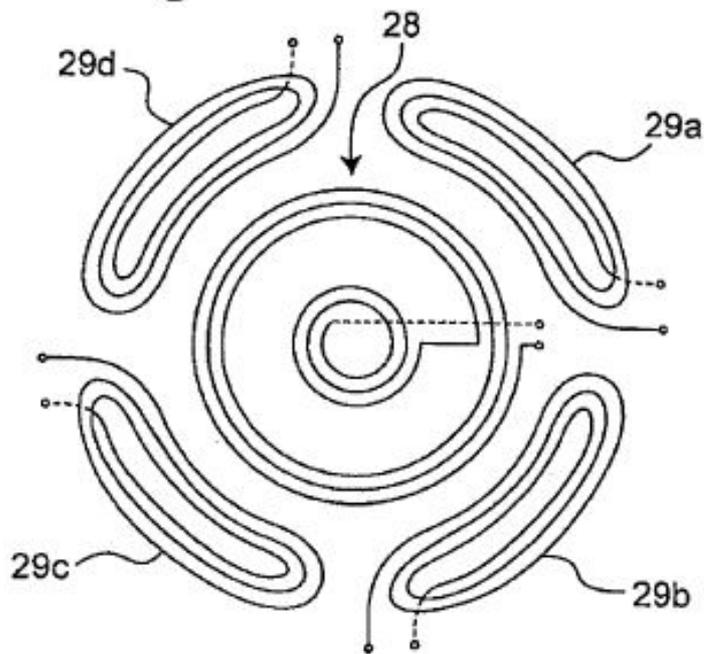


Fig.7



6 *Fig.8*

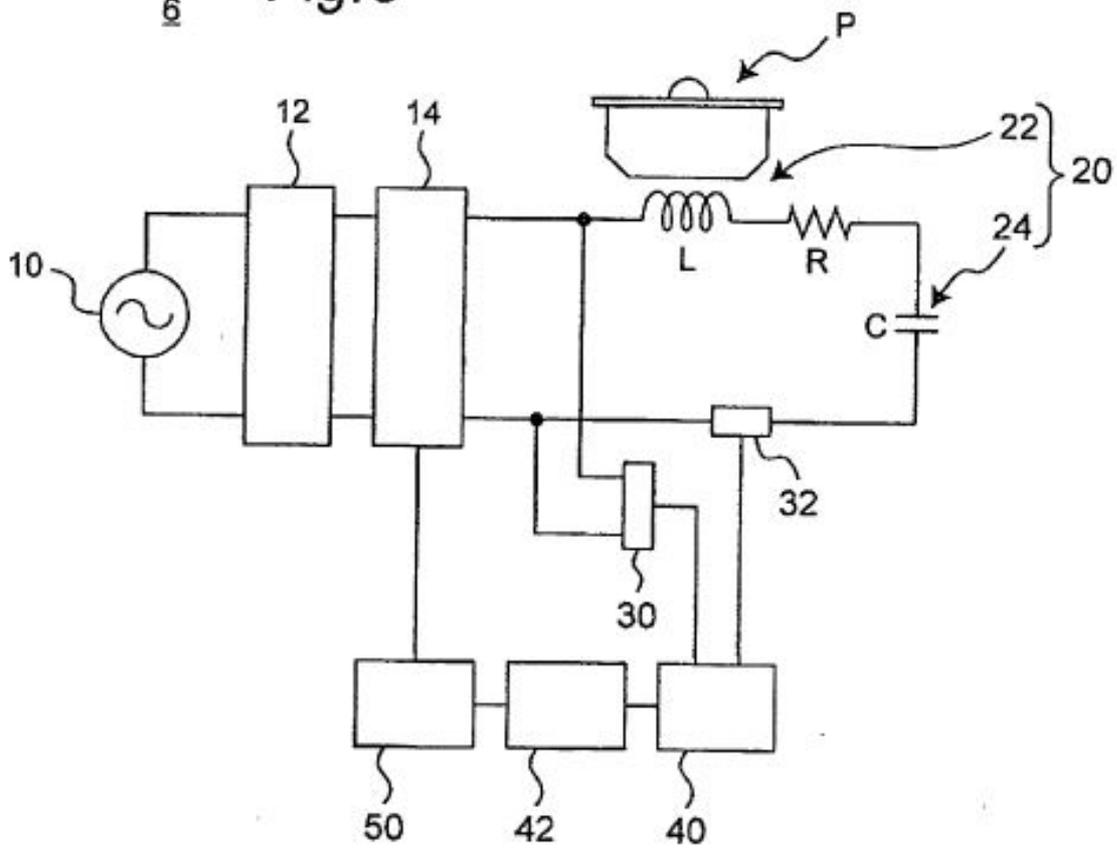
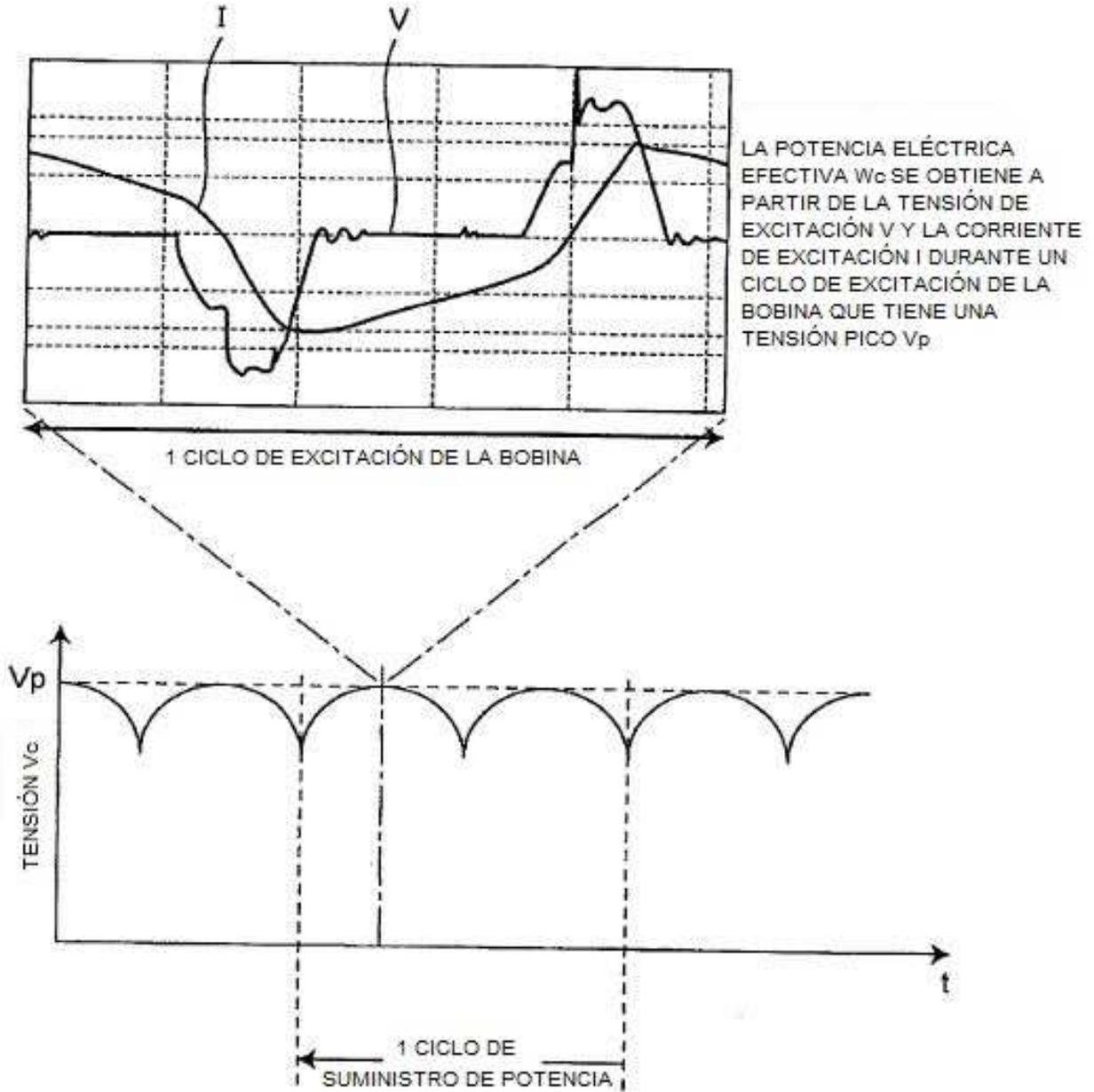


Fig.9



(POTENCIA ELÉCTRICA PROMEDIO) = $V_c^2 / V_p^2 \times W_c$

Fig.10

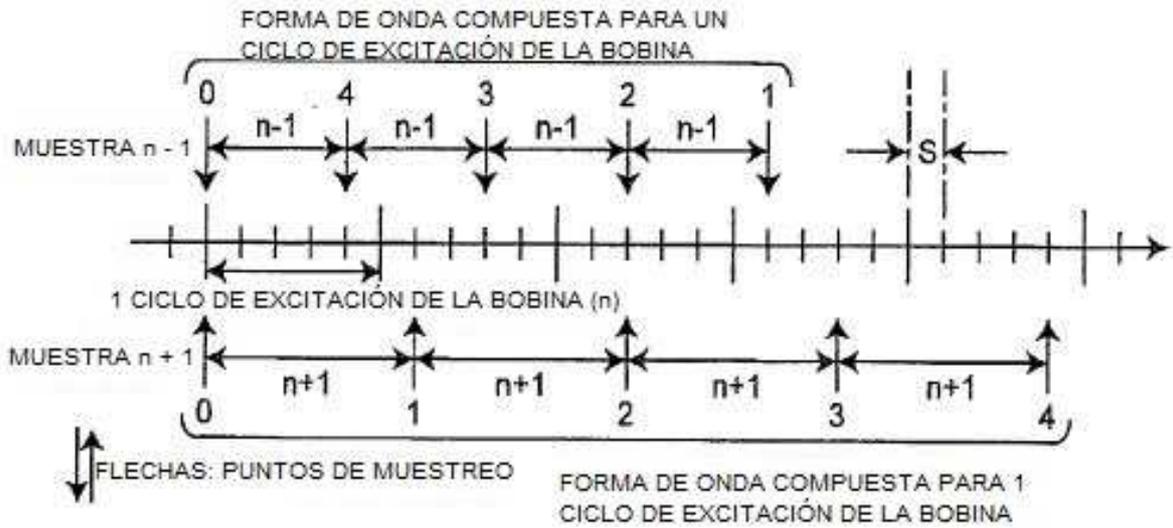


Fig.11



Fig.12

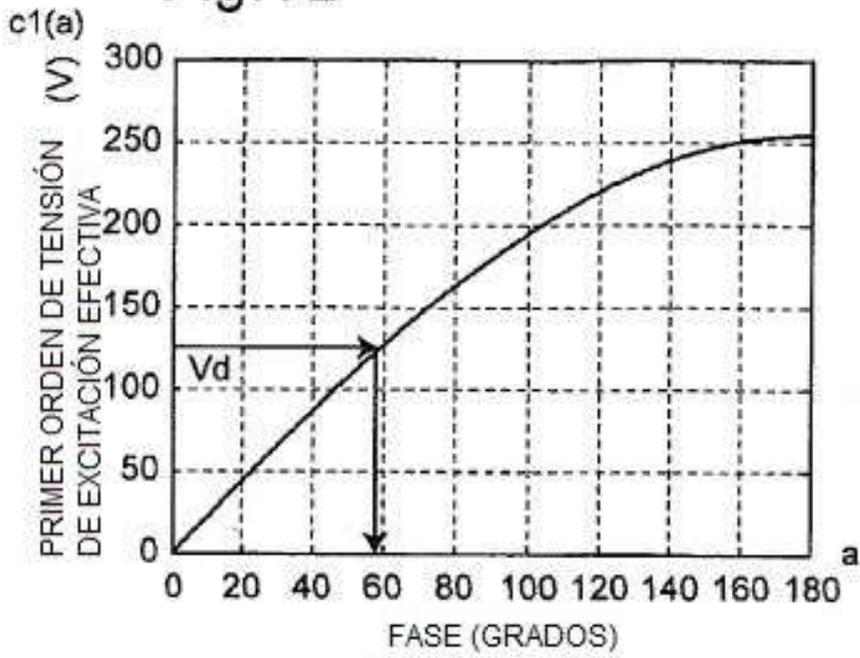


Fig.13



Fig.14

