

435325

Ref.- WE Case No. 44,380

Int. Cl.: H02P

MEMORIA DESCRIPTIVA

correspondiente a la solicitud de concesión de una

PATENTE DE INVENCION

SOLICITANTE: WESTINGHOUSE ELECTRIC CORPORATION

RESIDENCIA: Westinghouse Building, Gateway Center,

PITTSBURGH, Pennsylvania 15222

ENUNCIADO: "APARATO PARA CONTROLAR EL FLUJO MAGNE-
TICO DE UN MOTOR DE INDUCCION".

Prioridad: Patente estadounidense n.º 448.315 del 5-3-74

AR/-

El invento se refiere de manera general el control de motores de inducción alimentados con energía a tensión variable y frecuencia variable, y más particularmente al control de motores de este tipo que se efectúa en condiciones de flujo controlado.

5

El valor del flujo en un motor eléctrico tiene una importancia primordial para asegurar una utilización óptima de las características del motor. En un motor de inducción, el flujo es afectado directamente por cualquier cambio de la tensión o de la frecuencia que se le suministran e indirectamente por los cambios del nivel de carga. El control del par y de la velocidad de un motor de inducción depende de la frecuencia y por tanto la regulación de la frecuencia está impuesta por los requisitos de funcionamiento del motor. El control del flujo, por otra parte, depende de la tensión suministrada al estator del motor. Estos dos parámetros, frecuencia y tensión, se controlan preferentemente de manera independiente y los medios modernos utilizados a este efecto son convenientemente convertidores estáticos tales como inversores con conmutación forzada o cicloconvertidores (estando estos últimos descritos en el libro de B. R. Pelly titulado "Convertidores Equipados de Tiristores con Control de Fase y Cicloconvertidores", John Wiley Sons, Inc. 1971). Si la frecuencia y la tensión pueden ajustarse independientemente, cuando el control de la frecuencia y las fluctuaciones de la carga modifican las condiciones de flujo, es necesario para mantener un nivel de flujo deseado en un motor de inducción realizar una regulación especial de la tensión. Este problema ha sido reconocido en la técnica anterior pero sin embargo las soluciones no dejan de presentar

10

15

20

25

30

dificultades.

La dificultad principal con la cual se ha tropezado consiste en obtener una señal bastante representativa de las condiciones de flujo para controlar la tensión del motor de inducción. Un procedimiento evidente consiste en medir directamente el flujo a través del entrehierro del motor. A este efecto, la técnica anterior ha utilizado dispositivos sensibles al flujo tales como elementos de Hall, empotrados en los polos del motor. Otra solución de la técnica anterior consiste en montar en el estator del motor unas bobinas conectadas de modo que se pueda obtener la velocidad del cambio de flujo en el entrehierro. Sin embargo, estos dos procedimientos exigen cambios en la estructura del motor. Esto no es conveniente cuando debe utilizarse un motor corriente.

Otro procedimiento de la técnica anterior consiste en utilizar como señal de control de la tensión una señal relacionada con la frecuencia y el nivel de carga de acuerdo con alguna función determinada, que se obtiene suponiendo que existen relaciones simplificadas entre la frecuencia, la tensión, la carga y el flujo, válidas dentro de la gama de control de la frecuencia. Un ejemplo de este procedimiento es el procedimiento de control voltio/Hz constante. Usualmente, ya que se trata solamente de una suposición, la gama de control en condiciones de flujo adecuadas es demasiado limitada con este procedimiento.

Un objeto del invento consiste en proporcionar un control de flujo en un motor de inducción sin ninguno de los inconvenientes de la técnica anterior.

Teniendo en cuenta este objeto, el invento con

siste en un aparato para controlar el flujo magnético de un motor de inducción alimentado por una fuente de energía de frecuencia variable y de tensión variable a través de los terminales de línea del motor, incluyendo el sistema: unos
5 medios para determinar una componente de energía reactiva de la corriente tomada por el motor de inducción en respuesta a las corrientes de entrada del motor y de las tensiones en los terminales del motor medidas en dichos terminales de línea, unos medios para generar una señal sintética que representa dicha componente de energía reactiva, y unos medios
10 que responden a dicha señal sintética para controlar la tensión de dicha fuente de suministro de energía con el objeto de mantener el flujo en un nivel óptimo.

De manera ventajosa, en lugar de medir directamente el flujo como en la técnica anterior, se utiliza un
15 dispositivo de tratamiento de la señal para combinar las tensiones de línea y las corrientes de línea detectadas a fin de proporcionar una representación de la corriente de magnetización desarrollada en el estator del motor. En lugar de utilizar una función de la frecuencia y de la carga para
20 ajustar en circuito abierto la función de tensión, la cual en la técnica anterior representa solamente un control aproximadamente exacto, el invento utiliza una señal sintetizada que representa el nivel de flujo resultante de las condiciones de funcionamiento del motor. Sin recurrir a ninguna
25 función de la frecuencia y de la carga, el control de la tensión se hace en circuito cerrado basándose en la señal sintetizada obtenida de acuerdo con el invento. Más específicamente, para ajustar la tensión, un circuito de realimentación negativa aplica una señal de error obtenida a partir de
30

la señal sintetizada mediante comparación con una señal de referencia que es proporcional a la frecuencia. El dispositivo de tratamiento de la señal sintetiza el flujo (bajo la forma de la ecuación $K \omega_1 \times I_M^2$, en la cual ω_1 es la frecuencia, I_M la corriente de magnetización y K una constante) a partir de una derivación de las tensiones y corrientes directas y en cuadratura de la fuente de suministro de energía. La constante K es igual a $\frac{L_M(L_M+L_2)}{2(L_M+2L_2)}$ siendo L_2 y L_M las constantes inductivas del motor, L_2 la constante inductiva del rotor, L_M la inductancia mútua entre el estator y el rotor. En una forma particular de realización el invento, la señal sintetizada es función de la potencia reactiva de las fases del motor, y dicha potencia reactiva puede ser obtenida bien por el mismo dispositivo de tratamiento de la señal o mediante medición directa.

El invento se entenderá más claramente leyendo la siguiente descripción de un modo de realización preferido que se da a título de ejemplo con referencia a los dibujos adjuntos, en los cuales:

La figura 1 representa el circuito equivalente de un motor de inducción;

La figura 2 ilustra por medio de una familia de curvas la relación entre la tensión del estator, la frecuencia del estator y el nivel de carga necesaria para conseguir el estado de flujo constante en un motor de inducción típico;

La figura 3 representa una característica lineal tensión-frecuencia que se aproxima al modo de funcionamiento del tipo de flujo constante;

La figura 4 representa esquemáticamente un cir-

cuito adecuado para asegurar el control que se indica en la figura 3;

5 Las figuras 5 y 6 representan respectivamente otro tipo de característica de control lineal y un circuito de control adecuado de la técnica anterior;

10 Las figuras 7 y 8 representan respectivamente, por analogía con las figuras 3 y 4, o las figuras 5 y 6, una característica de control y el circuito de control correspondiente de la técnica anterior para otro modo de control que se aproxima a la característica ideal tensión-frecuencia para funcionamiento con flujo constante;

15 La figura 9 representa una familia de curvas que corresponden al control lineal obtenido cuando se tiene en cuenta la caída de tensión a través del estator del motor;

Las figuras 10, 11 y 12 son circuitos de control de la técnica anterior para obtener un control lineal según se representa en la figura 9;

20 La figura 13 representa un modo de control del flujo en respuesta al valor detectado de la velocidad de cambio del flujo, de acuerdo con la técnica anterior;

La figura 14 ilustra el principio del modo de control por medio de una señal que sintetiza el flujo;

25 La figura 15 es una representación vectorial que explica como obtener la potencia reactiva de las fases del motor que se utiliza para el control;

La figura 16 representa las tres fases de un motor de inducción en estrella;

30 La figura 17 es la representación vectorial de las corrientes y tensiones del diagrama de la figura 16;

La figura 18 representa vectorialmente de que manera las tensiones en cuadratura y directas están relacionadas con las tensiones de los terminales del motor;

5 La figura 19 representa vectorialmente de que manera las corrientes en cuadratura y directas están relacionadas con las corrientes de línea del motor;

10 La figura 20 es un circuito de control según el invento que puede ser utilizado para obtener una señal representativa de la potencia reactiva en las fases del motor;

La figura 21 representa un circuito equivalente para indicar de que manera la potencia reactiva de las fases del motor debe ser corregida de hecho para obtener una representación de la corriente de magnetización;

15 La figura 22 es un circuito de control según el invento que es más particular que el circuito de control de la figura 14; y

La figura 23 representa el modo de realización preferido mencionado más arriba.

20 CONSIDERACIONES GENERALES RELACIONADAS CON EL CONTROL DE FLUJO DE LOS MOTORES DE INDUCCION

25 Cuando un motor de inducción multifásico es alimentado por una fuente de energía multifásica con frecuencia variable, tal como un inversor o un cicloconvertidor, es decir un circuito en el cual es posible ajustar independientemente tanto la frecuencia de salida ω_1 como la tensión de salida V_1 , se tiende corrientemente a mantener el flujo del motor a un nivel aceptable para condiciones de funcionamiento dadas. En particular, se mantiene a menudo
30 el nivel del flujo (cuando las condiciones de funcionamiento

del motor, es decir cuando la velocidad y el par del mismo varían) a un valor próximo al valor nominal es decir al nivel de flujo obtenido cuando el motor funciona a la frecuencia nominal con la tensión nominal y una carga nula.

5 Este modo de funcionamiento se llama modo de funcionamiento con flujo constante. Este modo de funcionamiento asegura el par más elevado posible por cada amperio de la corriente del estator y por tanto da lugar a la mejor utilización posible de la corriente disponible para accionar el motor.

10 El funcionamiento con flujo constante es también favorable respecto a los parámetros de respuesta del motor ya que en caso contrario estos parámetros podrían variar ampliamente cuando la velocidad o la carga cambian, con efectos indeseables sobre la estabilidad del funcionamiento particularmente en los servomotores de alto rendimiento. Aunque modos de control de flujo distintos del modo de funcionamiento con flujo constante sean concebibles, el modo de funcionamiento con flujo constante se estudiará principalmente

15 como ilustración típica de los requisitos de regulación de flujo en motores de inducción.

20

Cuando se hace funcionar un motor con flujo constante, las dos cantidades de salida controlables de la fuente de suministro, es decir ω_1 y V_1 , deberán ser ajustados para cada condición de funcionamiento particular, con el objeto de asegurar el nivel de flujo deseado. En realidad ω_1 está íntimamente relacionado con la velocidad del árbol y por tanto está impuesto por los requisitos de velocidad del motor. Por tanto, el único parámetro independientemente disponible para la regulación del flujo es V_1 .

30 Considerando el circuito equivalente del motor

que se ilustra en la figura 1, se ve que para una condición de funcionamiento dada definida por una frecuencia ω_1 y una carga (es decir una corriente de estator) I_1 , el nivel de flujo de la máquina (es decir la magnitud de la corriente de magnetización I_M), está determinado por el valor de V_1 . Si se desea un flujo dado, se utilizará un valor de V_1 tal que cuando la pérdida de tensión $I_1 (R_1 + j \omega_1 L_1)$ se sustrae de éste, la resultante "tensión de entrehierro" E_1 satisfaga la relación $E_1 = j \omega_1 L_1 I_M$ en la cual I_M es la corriente de magnetización nominal que corresponde al valor deseado del flujo, y L_1 es la inductancia del estator.

Si se ha ajustado V_1 para la magnitud deseada en las condiciones de funcionamiento consideradas y si se supone que la carga sufre una variación (es decir I_1 varía) sin variación de ω_1 , puede verse que debido a la variación de la pérdida de tensión a través de R_1 y de $\omega_1 L_1$, E_1 variará también. Con el objeto de restablecer el valor deseado de E_1 , es decir asegurar un funcionamiento con flujo constante, es preciso cambiar también V_1 . De la misma manera, si suponemos una variación de las condiciones de funcionamiento tales que solamente ω_1 varía, puede verse que la constancia del flujo exige que E_1 y por tanto V_1 varíen en respuesta al cambio de la frecuencia.

Se ve claramente que existe una relación precisa entre la tensión V_1 , la frecuencia ω_1 y la corriente estatórica I_1 que debe ser respetada para el control del flujo.

La relación exacta entre V_1 , ω_1 e I_1 , que cumple la condición de flujo constante puede ser obtenida del

diagrama equivalente de la figura 1 y puede expresarse por una familia de curvas tales como las que se representan en la figura 2 para un motor típico. Estas curvas conducen a las siguientes consideraciones cuando se controla V_1 : La

5 tensión debe aumentar generalmente con la frecuencia de manera casi lineal, salvo el funcionamiento reactivo a baja frecuencia. Para una frecuencia dada, la tensión deberá aumentar cuando se aplica la carga arrastrada por el motor y deberá disminuir (salvo a frecuencia baja) cuando se aplica

10 la carga reactiva. El grado de incremento de la tensión cuando se hace funcionar el motor a una frecuencia fija deberá ser aproximadamente proporcional a la carga aunque sustancialmente independiente de la frecuencia de funcionamiento. En el modo de funcionamiento reactivo, el grado necesario de variación de la tensión está relacionado con la

15 carga pero no de manera proporcional. En tal caso, la variación de tensión necesaria es sensiblemente constante con respecto a las variaciones de la carga cuando la frecuencia es elevada pero pasa a ser una función mas pronunciada del nivel de carga en la gama de frecuencias bajas. A frecuencias

20 relativamente elevadas, cuando se desea reducir la tensión en presencia de carga reactiva, esta reducción debe ser siempre inferior al incremento correspondiente necesario para manipular la misma carga en condiciones de arrastre

25 por el motor. Se observará finalmente que el cambio de tensión necesario para una carga reactiva dada debe cambiar de signo por debajo de una frecuencia dada que no es la misma para cada nivel de carga.

30 La clave para aportar una solución a los problemas que se presentan cuando se controla el motor con el

modo de funcionamiento de flujo constante consiste en asegurar en el mecanismo que regula V_1 , una dependencia adecuada entre V_1 por una parte, y ω_1 e I_1 por otra parte, de modo que se obtenga la relación lo más próxima posible a la relación ideal entre estos parámetros.

DESCRIPCION DE LA TECNICA ANTERIOR

Se han utilizado varios procedimientos para hacer variar V_1 en función de la frecuencia y de la carga de una manera que se aproxime en cierto grado a la manera ideal para el funcionamiento con flujo constante.

Un procedimiento corriente para controlar los motores de inducción consiste en ignorar sistemáticamente la pérdida de tensión en el motor debida a la resistencia equivalente R_1 y a la inductancia equivalente del estator (véase figura 1). Con esta aproximación, el flujo resultante de la aplicación de una tensión dada V_1 puede ser considerado como siendo independiente de la carga y dependiendo solamente de ω_1 . En tal caso, se obtiene un funcionamiento con flujo constante simplemente manteniendo la amplitud de V_1 estrictamente proporcional a ω_1 (véase curva T, figura 3). Esto se obtendrá por ejemplo utilizando una señal, tanto con la referencia de frecuencia ω_1 como la referencia de tensión V_1 , para controlar el convertidor 1 (figura 4).

Para las frecuencias relativamente elevadas, este procedimiento es válido y conduce solamente a una subexcitación moderada cuando se hace funcionar el motor, mientras que con cargas reactivas se obtiene una sobreexcitación aunque no excesiva. Sin embargo, en la gama de bajas frecuencias, la pérdida de tensión que se debe a la re-

sistencia del estator y que no se tiene en cuenta, empieza a tener un valor tan importante con relación a V_1 que no puede ser ignorada más tiempo sin una fuerte subexcitación y una importante pérdida de capacidad de suministro de par.

5 Para corregir esta deficiencia, la técnica anterior sugiere la utilización para V_1 de una característica que pueda ser programada para seguir una ley que no sea proporcional. Por ejemplo, se ha sugerido aceptar deliberadamente una sobre-

10 excitación con carga nula de la máquina a través de la utilización de una relación lineal desplazada tal como la que se representa en la figura 5. La figura 6 representa un circuito de control de acuerdo con la curva de la figura 5. En este caso la señal de control de la tensión en la línea 3 no puede ser nunca inferior al valor constante impuesto

15 a la línea 5. Encima del nivel así definido que corresponde al punto A de la curva (T) de la figura 5, el control de la tensión del inversor 1 empieza a ser lineal a lo largo de T y el circuito de la figura 6 funciona como el circuito de la figura 4.

20 Otra solución consiste en "reforzar" la tensión solamente a bajas frecuencias según se indica por las figuras 7 y 8. Estos dos procedimientos pueden ser combinados. Estas técnicas permiten obtener pares elevados a baja velocidad. Sin embargo, cuando el motor no está carga-

25 do, la máquina es sobreexcitada, ya que el efecto de refuerzo sigue presente y el motor se satura fuertemente, particularmente a bajas frecuencias. La saturación crea problemas producidos por el calentamiento del motor y ruidos acústicos de tono elevado (en particular en los sistemas accionados por inversores PWM).

30 A baja frecuencia, la magnitud de

la corriente constante sin carga es comparable con la de la corriente de cresta de sobrecarga necesaria para el sistema. El resultado es un recalentamiento del motor.

5 Otro procedimiento de la técnica anterior consiste en proporcionar una compensación de la pérdida de tensión en el estator, $R_1 I_1$. Esta técnica está basada sobre el hecho de que para un valor fijo de V_1 y para una frecuencia fija, el flujo disminuye cuando se aumenta la carga impuesta al motor en razón de la mayor pérdida de
10 tensión a través de la resistencia R_1 del estator, producida por la corriente de estator I_1 . Para neutralizar el efecto de esta pérdida de tensión se ha sugerido aumentar la tensión V_1 proporcionalmente a un parámetro V_L que depende de la carga. La figura 9 representa una familia de
15 curvas que difieren por el valor de este parámetro de carga. Es posible obtener V_L de diferentes maneras.

De acuerdo con un procedimiento que puede llamarse "refuerzo que depende de la corriente", V_L se obtiene por medio de la rectificación de onda completa de la corriente de estator. En este caso, $V_L = k |I_1|$. Esto se
20 realiza de la manera representada en la figura 10. La señal de control V_L se obtiene en 5 después de rectificación en 8 del valor detectado \bar{I}_1 . El valor \bar{I}_1 se obtiene detectando la corriente de la fuente multifásica 7 aplicada al motor M. El circuito de control del convertidor 1 por lo que
25 se refiere a ω_1 y V_1 en respuesta a la señal de control así obtenida es similar a los circuitos de las figuras 4 o 6. En este caso, la compensación tiene una sola polaridad que se elige generalmente para adaptarla a las cargas aplicadas
30 al motor y por tanto es inadecuada para cargas reactivas.

Sin embargo, esto puede ser a veces aceptable porque si bien esta solución puede dar lugar a una saturación, no produce nunca una subexcitación de la máquina y se conserva la capacidad de generación de par.

5 La técnica de "refuerzo que depende de la corriente" disminuye en cierto grado la saturación de la máquina con carga nula y a baja frecuencia, en comparación con el procedimiento descrito más arriba. Sin embargo, el efecto de saturación, con sus consecuencias perjudiciales, no se suprime de ninguna manera, ya que esta solución no tiene en cuenta la relación de fase V_1 , I_1 y por tanto la corriente de magnetización sin carga es tratada como si fuera una corriente de carga normal de modo que se obtiene un refuerzo sustancial de la tensión incluso con carga nula.

15 Existe una solución al problema que puede llamarse "refuerzo que depende de la corriente en fase". La idea consiste aquí en obtener V_L mediante una rectificación sensible a la fase de I_1 , utilizando V_1 como referencia de fase. La relación seguida es $V_L = k I_1 \cos \omega_1$. La realización de esta solución se representa en la figura 11. Se proporciona un rectificador en 8 que responde a la corriente detectada I_1 y a la tensión detectada V_1 (recibidas respectivamente en las líneas 6 y 9), y la tensión de salida proporciona en la línea 5 el parámetro de carga V_L . Por lo demás, la disposición es similar a la del circuito de la figura 10. En este caso, el parámetro de carga V_L cambia automáticamente de signo cuando la carga pasa de una carga aplicada al motor a una carga reactiva. A altas frecuencias se obtiene una mejor aproximación a la ley ideal de variación de tensión aunque la compensación obtenida permanezca

20

25

30

imprecisa en su magnitud, aunque no lo sea en su signo. A baja frecuencia, la técnica falla en manipular adecuadamente las cargas reactivas. La saturación con carga nula y bajas frecuencias disminuye, pero existe todavía porque la técnica no permite com
5 pensar vectorialmente la pérdida de tensión en el estator $I_1 R_1$.

Se ha comprobado que los dos procedimientos men
cionados más arriba de "refuerzo que depende de la corriente" dan lugar a una respuesta de control que presenta mediocres ca-
10 cterísticas de estabilidad cuando se hace un intento para rea-
lizar una compensación hasta casi 100%.

Un tercer procedimiento consiste en un "refuer-
zo que depende del deslizamiento". En este caso, el parámetro de carga V_L se obtiene a partir de una señal de frecuencia de deslizamiento analógica, ya que $V_L = k\omega_2$, siendo ω_2 la fre-
15 cuencia del rotor. El control de acuerdo con la familia de cur
vas de la figura 9, en su modo de realización más sencillo, es ta
según se representa en la figura 1. Un tacómetro 6 proporcio-
na la señal de control. En este caso, la compensación toma cual-
20 quier signo deseado (salvo para las frecuencias bajas) y no exis-
te problema de saturación con carga nula. La estabilidad es bue
na incluso con una compensación del 100%. Sin embargo, esta téc
nica exige la utilización de un transductor de deslizamiento 6
(figura 12) para aplicar a la línea 5 una señal de velocidad,
la cual, después de sustraerla de la señal de referencia analó-
25 gica obtenida a partir de la línea 4, proporciona el valor del
deslizamiento. Cuando no se necesita un tacómetro para aplica-
ciones de regulación de velocidad, la utilización de un tacóme
tro solamente para el control del flujo, constituye una solu-
ción. A menudo, esta solución es también inadecuada por razo-
30 nes mecánicas, ya que es preciso que dicho tacómetro proporcio

ne un elevado grado de precisión y un bajo nivel de ondulación. Otros tipos de transductores de deslizamiento giratorios más sofisticados son concebibles, pero serían imprácticos para accionamientos industriales. Por tanto, de hecho esta técnica falla
5 generalmente en proporcionar la compensación adecuada cuando la carga es reactiva a baja velocidad.

Un procedimiento más directo para solucionar el problema consiste en una regulación de flujo en circuito cerrado. Es conocido detectar el flujo ϕ , o una cantidad relacionada con él, y comparar el valor detectado con un valor de referencia
10 con el objeto de hacer variar la tensión en respuesta a este valor para anular el error. El flujo obtenido tiene el nivel deseado en cualquier caso. Las características resultantes $V_1 = f(\omega_1, I_1)$ ya no son meras aproximaciones de las curvas ideales. Más bien son reproducciones exactas de las curvas de la figura
15 2. Por consiguiente, se evitan muchos de los inconvenientes de las soluciones de la técnica anterior, descritas más arriba.

Sin embargo, la detección del flujo exige que unos dispositivos sensibles al flujo tales como elementos de
20 Hall estén empotrados en los polos del motor para proporcionar la señal de flujo. Este procedimiento es costoso e impráctico en razón de los cambios de estructura que deben hacerse en el mismo motor y porque se excluye la utilización de cualquier motor standard disponible en cualquier almacén.

DESCRIPCION DEL INVENTO

Aunque sea deseable controlar la tensión en función del flujo, debe evitarse cualquier detección directa en los polos o en el entrehierro. El invento consiste en derivar la señal de control de una sintetización de una cierta función
30 del flujo por un equipo de tratamiento de señales que responde

a señales derivadas de la detección de las tensiones y de las co
rrientes de líneas reales aplicadas al motor que se controla.

Uno de los parámetros que pueden ser utilizados
es la velocidad de cambio del flujo, la cual está representada por
5 la tensión del entrehierro E_1 . E_1 puede ser sintetizado a partir
de V_1 si la magnitud de las caídas de tensión en el estator $R_1 I_1$
y $\omega_1 L_1 I_1$ son conocidas. Ya que R_1 y L_1 son parámetros del motor
bien definidos y ya que I_1 es medible, la síntesis de E_1 es posi
10 ble realizando operaciones en los valores instantáneos de la ten
sión y de la corriente del motor según se indica en la figura 13.
La tensión de entrehierro sintetizada E_1 se rectifica en 8 y la
señal de corriente continua que representa su magnitud se regula
por la línea 5 a través de un circuito de alimentación (12, 5, 3)
de modo que sea proporcional a la frecuencia de funcionamiento ω_1
15 recibida a partir de la línea 4. Un amplificador 13 está interca
lado a este efecto en la línea 3 después del punto de suma 14.

Este procedimiento reproduce casi perfectamente
las características de la figura 2. Sin embargo, presenta el in
conveniente de depender de la constancia de R_1 . Desafortunadamen
20 te, R_1 varía sustancialmente con la temperatura, y la compensa
ción efectuada que es válida a la temperatura ambiente se hace
inadecuada, particularmente a baja frecuencia, cuando el motor es
tá caliente. Este efecto puede ser neutralizado midiendo la tempe
ratura del motor o cualquier otro método que proporcione una su
25 pervisión indirecta de R_1 durante el funcionamiento.

Sin embargo, un modo de realización preferido con
siste en utilizar una señal más directamente relacionada con el
nivel del flujo. Dicha señal, según se ha descrito aquí, se sin
tetiza a partir de la información disponible en los terminales
30 del motor, es decir, las tensiones y las corrientes de línea del

motor, y el tratamiento de la señal se realiza en estas cantidades sin que sea necesario conocer la resistencia del estator R_1 , la cual puede, por tanto, variar por la temperatura sin tener influencia alguna sobre la derivación del nivel del flujo.

5 Una señal relacionada con el flujo que se utiliza para obtener la información respecto al nivel del flujo, es en un modo de realización del invento, una señal que representa lo que es conocido bajo el nombre de "potencia reactiva" W_X , en las fases del motor. Si se alimenta el motor con una tensión sinusoidal
10 $V_1 = V_1 \text{ seno } \omega_1 t$, dando lugar a la circulación de una corriente sinusoidal $\bar{I}_1 = I_1 \text{ seno } (\omega_1 t - \phi)$, la potencia reactiva en una fase está definida por la siguiente ecuación:

$$W_X = 1/2 V_1 I_1 \text{ seno } \phi.$$

Esta es la potencia aplicada a un sistema resistivo el cual, al
15 ser energizado por una fuente \bar{V}_1 , tomará a partir de esta fuente una corriente cuya magnitud es igual a la magnitud de la corriente reactiva del motor $I_1 \text{ seno } \phi$.

Es posible, como se describe aquí, obtener una medición de W_X a partir de V_1 y I_1 por métodos vatimétricos clásicos. Otros modos de obtención de acuerdo con el invento se sugerirán o describirán en lo que sigue.
20

El concepto básico del método de regulación de flujo propuesto utiliza el hecho de que W_X es función de, y solamente, de: a) la corriente de magnetización I_M (y por tanto del flujo ϕ), b) la corriente de línea I_1 , c) los parámetros inductivos del motor L_1, L_M, L_2 , d) la frecuencia ω_1 . Como se demostrará más adelante, esta función se expresa por medio de la siguiente ecuación:
25

30

$$W_X = \frac{1}{2(L_M + 2L_2)} \left[(L_M^2 + L_M L_2) I_M^2 + (L_M L_2 + L_M L_1 + 2L_1 L_2) I_1^2 \right] \quad (1)$$

en la cual los parámetros son los que se han definido más arriba con referencia al circuito equivalente de la figura 1.

5 Ya que ω_1 y los parámetros inductivos son conocidos y que I_1 y W_X pueden ser medidos, resulta que a partir de la ecuación (1) pueden obtenerse I_M y por tanto ϕ por un tratamiento adecuado de estos elementos conocidos y medidos. Por ejemplo, la ecuación (1) puede ser modificada para que presente la siguiente forma:

10
$$\frac{L_M(L_M+L_2)}{2(L_M+2L_2)} \omega_1 I_M^2 = W_X - 1/2 \omega_1 I_1^2 \left(L_1 + \frac{L_M L_2}{L_M+2L_2} \right) \quad (2)$$

Examinando la ecuación (2) se ve en la extremidad izquierda de la misma que los dos términos a la derecha (pudiendo estos términos ser conocidos o pudiendo ser obtenidos a partir de datos disponibles por detección analógica) podrían ser utilizados para suministrar una señal de control de la corriente de magnetización, es decir del flujo ϕ . El tratamiento de la señal utilizaría \bar{V}_1 , \bar{I}_1 , como entrada y los parámetros del circuito serían dimensionados para reflejar las constantes inductivas del motor L_M , L_1 y L_2 . En la ecuación (2) se ve también que si la tensión de salida del dispositivo de tratamiento de la señal se regula para que permanezca estrictamente proporcional a la frecuencia ω_1 , la constante de proporcionalidad será $\frac{L_M(L_M+L_2)}{2(L_M+2L_2)} \times I_M^2$, y por tanto I_M^2 se habrá mantenido constante. Por consiguiente, este método de regulación de la tensión proporciona un flujo constante al motor cuando se hace variar ω_1 o cuando I_1 varía a consecuencia de un cambio de la carga.

25 Haciendo referencia a la figura 14, se ilustra un circuito para obtener una señal de control que se representa en la parte izquierda de la ecuación (2), es decir, $K \cdot \omega_1 \cdot I_M^2$. A partir de la tensión de salida del convertidor 1 se suministra ener

30

gía al motor por los terminales multifásicos 7 a partir de los
cuales se obtienen \bar{V}_1 e \bar{I}_1 por medio de las líneas 11 y 10, res-
pectivamente. Un dispositivo de tratamiento de la señal 8 combi-
na esta información analógica para obtener la suma algebraica de
5 los dos términos situados en la parte derecha de la ecuación (2).
A este efecto, la potencia reactiva W_X puede ser obtenida indepen-
dientemente, mediante una medición real como se ha descrito más
arriba, o por cálculo, y puede combinarse con el otro término en
el equipo de tratamiento de la señal. Los dos términos pueden tam-
10 bién ser calculados sin realizar una derivación o un cálculo sepa-
rado de W_X , como se explicará más adelante. La tensión de salida
resultante del equipo de tratamiento de señal 8 representa $K \cdot \omega_1 \cdot$
 I_M^2 .

Ya que la señal que aparece en la línea 5 es pro-
15 porcional a ω_1 , es preciso suministrar a la línea 4 una señal que
también sea proporcional a ω_1 , y un comparador 14 facilita una se-
ñal de error que es amplificada por el amplificador 13 para obte-
ner la señal de control de tensión en la línea 3. V_1 varía en res-
puesta a la señal de error para anular este último. Por consiguien-
20 te, de hecho V_1 mantiene constante I_M^2 , y por tanto el flujo ϕ se
mantiene constante.

Es posible diseñar el circuito cerrado de reali-
mentación (11, 10, 5, 13, 3) para obtener el nivel adecuado de
flujo para el cual se ajustará V_1 .

25 Haciendo referencia a las figuras 15 a 20, se ve
de qué manera la potencia reactiva W_X de las fases del motor pue-
de ser tratada por un dispositivo de tratamiento de señal a par-
tir de los valores detectados de tensiones y corrientes del mo-
tor.

30 Examinando el circuito equivalente del motor que

se ilustra en la figura 1, y el diagrama vectorial de la figura 15, se ve fácilmente que la expresión $W_X = 1/2 V_1 I_1 \text{ seno } \phi$, puede ser también formulado de la siguiente manera:

$$W_X = 1/2 \omega_1 L_1 I_1^2 + 1/2 \omega_1 L_2 I_2^2 + 1/2 \omega_1 L_M I_M^2 \quad (3)$$

5 en la cual las constantes inductivas del motor son las que han sido definidas más arriba. Todos estos términos tienen la forma $1/2 \omega L I^2$, y por tanto cada uno de ellos representa una potencia reactiva desarrollada en una inductancia L por una corriente alterna ω dotada de una frecuencia ω . Por tanto, la ecuación (3) indica de hecho que la potencia reactiva total desarrollada en una fase del motor es la suma de las potencias reactivas respectivas desarrolladas en todos los componentes reactivos del motor. Los componentes resistivos del motor no tienen efecto sobre la formulación de W_X .

15 La ecuación (3) indica también que la corriente de magnetización I_M está relacionada con W_X por un término que depende de la corriente del estator y un término que depende de la corriente del rotor. El primer término es conocido, ya que podemos medir I_1 . El segundo término no puede obtenerse fácilmente. Sin embargo, la relación que une I_1 , I_M e I_2 es tal que el término I_2^2 puede ser eliminado de la ecuación (3) cuando se procede de la siguiente manera:

En la figura 15 se ve que:

$$I_1^2 = (I_M + I_{2X})^2 + I_{2X}^2 = I_M^2 + 2I_M I_{2X} + I_2^2$$

25 donde

$$I_{2X} = I_2 \omega_1 L_2 / E_1 \quad \text{y} \quad I_M = \frac{E_1}{\omega_1 L_M}$$

Por tanto:

$$I_1^2 = I_M^2 + 2I_2^2 \frac{L_2}{L_M} + I_2^2 \quad \circ$$

$$I_1^2 - I_M^2 = \frac{L_M + 2L_2}{L_M} I_2^2 \quad (4)$$

Cambiando en la ecuación (3) el valor de I_2^2 por el valor de I_2^2 obtenido a partir de la expresión dada en la expresión (4), (es decir función de $(I_1^2 - I_M^2)$), se obtiene la siguiente ecuación:

$$2W_X = \omega_1 L_M \frac{L_M + L_2}{L_M + 2L_2} I_M^2 + \omega_1 \frac{L_M L_2}{L_M + 2L_2} I_1^2 + \omega_1 L_1 I_1^2 \quad (5)$$

5 que es idéntica a la ecuación (1). La conclusión es que W_X puede ser definido completamente sin conocer \bar{I}_2 .

Se observarán ahora el sistema trifásico equilibrado que se representa en la figura 16 y el diagrama vectorial de la figura 17. Una transformación vectorial con referencia a los vectores directo y en cuadratura se realizará ahora según se representa en las figuras 18 y 19 para las tensiones y las corrientes, respectivamente. Se obtiene un sistema equivalente de tensiones \bar{V}_d , \bar{V}_q e \bar{I}_d , \bar{I}_q en el cual las tensiones y corrientes tienen amplitudes iguales y están en cuadratura las unas respecto a las otras.

El producto $\bar{V}_d \bar{I}_q$ puede ser expresado trigonométricamente de la siguiente manera:

$$\bar{V}_d \bar{I}_q = -VI \cos \omega t (\sin \omega t - \phi) = \frac{VI}{2} \sin \phi - (2\omega t - \phi). \quad (6)$$

La ecuación (6) contiene un término de corriente continua $\frac{VI}{2} \sin \phi$ que es precisamente igual a la potencia reactiva W_X suministrada a una fase del sistema. Sin embargo, la ecuación (6) contiene también un término de corriente alterna de amplitud $\frac{VI}{2}$ y que tiene una frecuencia doble de las frecuencias de las tensiones aplicadas.

De la misma manera, el producto $\bar{V}_q \bar{I}_d$ puede expresarse de la siguiente manera:

$$\bar{V}_q \bar{I}_d = -VI \cos \omega t (\sin \omega t - \phi) = \frac{VI}{2} \sin \phi - \frac{VI}{2} \sin (2\omega t - \phi) \quad (7)$$

La ecuación (7) contiene también $\frac{VI}{2} \sin \phi$ como término de corriente continua y un término de corriente alterna que presenta una frecuencia doble de la de las tensiones aplicadas. Se observará que

el término de corriente alterna de la ecuación (6) tiene la misma amplitud y la misma fase que el término de corriente alterna de la ecuación (7), mientras que los términos de corriente continua de estas dos ecuaciones son de signos opuestos. Por tanto, la diferencia entre los productos es igual al doble de la componente de corriente continua, ya que las componentes de corriente alterna se anulan. Este hecho se expresa por la siguiente ecuación:

$$\bar{V}_q \bar{I}_d - \bar{V}_d \bar{I}_q = VI \text{ seno } \phi = 2 W_X \quad (8)$$

La figura 20 da una representación esquemática de un circuito que corresponde a la puesta en práctica de la ecuación (8).

El convertidor 1 suministra energía a un motor de inducción M a través de tres líneas de fase 20, 21, 23 a partir de las cuales se detectan las corrientes de fase en las líneas respectivas 23, 24, 25 y se detectan las tensiones de fase en las líneas respectivas 26, 27, 28. Se supone que las tres fases del motor están conectadas en estrella. Haciendo referencia a las figuras 18 y 19, se obtienen las siguientes expresiones de las tensiones directa y en cuadratura \bar{V}_d , \bar{V}_q , y de las corrientes directa y en cuadratura \bar{I}_d , \bar{I}_q :

$$\bar{V}_d = \bar{V}_A = V \text{ seno } \omega t \quad (9)$$

$$\bar{V}_q = \frac{1}{\sqrt{3}} (\bar{V}_B - \bar{V}_C) = V \text{ coseno } \omega t \quad (10)$$

$$\bar{I}_d = \bar{I}_A = I \text{ seno } (\omega t - \phi) \quad (11)$$

$$\bar{I}_q = \frac{1}{\sqrt{3}} (\bar{I}_B - \bar{I}_C) = - I \text{ coseno } (\omega t - \phi) \quad (12)$$

siendo en estas ecuaciones V_A , V_B , V_C , I_A , I_B , I_C las tensiones y corrientes de las fases.

Haciendo ahora referencia a la figura 20, la línea 23 suministra directamente $K_V \bar{V}_d$ a partir de la fase A (línea 20), de acuerdo con la primera de las cuatro últimas relaciones, A partir de las dos fases B, C, las líneas 24, 25 proporcio-

nan unas representaciones de señales de tensiones de fase V_B, V_C , que se substraen en un sumador, cuya salida se aplica a un amplificador que tiene una ganancia de $\frac{1}{\sqrt{3}}$. Por tanto, en la línea 36, se obtiene una característica de señal de $K_V \bar{V}_q$ de acuerdo con la
5 segunda de las últimas cuatro ecuaciones. De la misma manera, $K_I I_d$ y $K_I I_q$ se aplican a las líneas 26 y 35 de acuerdo con las dos últimas ecuaciones, respectivamente. A partir de los multiplicadores 33 y 34 se obtienen los productos $\bar{V}_d I_q$ y $\bar{V}_q I_d$, respectivamente, y las salidas 37, 38 de los dos multiplicadores se
10 combinan de nuevo para proporcionar en una línea de salida común 40, una señal de control que es una expresión de $2K_V K_I W_X$, es decir, de la potencia reactiva de las fases del motor.

Por lo que antecede, se ve claramente que W_X puede ser bien medido, o bien obtenido por un tratamiento de la
15 señal.

La ecuación (2) demuestra que conociendo W_X , es preciso conocer un segundo término W_X' igual a $1/2\mu_1 I_1^2 (L_1 + \frac{L_M L_2}{L_M + 2L_2})$ para satisfacer totalmente la expresión $K_I I_M^2$ de modo que pueda ser utilizada para aplicaciones de control, según se
20 ha indicado más arriba con referencia a la figura 14. Este segundo término puede ser calculado separadamente por medio de un circuito analógico ya que I_1 y la constante del motor son conocidos. Preferentemente, es posible tener en cuenta directamente este segundo término en el calculador de potencia reactiva utilizando el
25 procedimiento siguiente:

Considerando la figura 21, el circuito equivalente del motor que se ilustra en la figura 1 puede substituirse por cualquier circuito equivalente, el cual para la misma tensión de entrada V_1 presente en una impedancia equivalente Z'' tal que
30 la corriente de entrada I_1 tenga la misma amplitud y la misma fa-

se que en la figura 1. Por tanto, la potencia reactiva de entrada W_X será la misma que antes. Si escribimos el lado derecho de la ecuación (2) como siendo la diferencia $W_X - W'_X$, en la cual $W'_X = 1/2 \omega_1 I_1^2 (L_1 + \frac{L_M L_2}{L_M + 2L_2})$, entonces W' representa la potencia

5 reactiva desarrollada en una inductancia serie L' y la potencia reactiva a través de Z'' será $W_{X''} = W_X - W'_X$ que es la expresión del lado izquierdo de la ecuación (2), es decir, $W'' = K \omega_1 I_M^2$.

Un método similar al que se ^Xutiliza para calcular W'_X puede ser empleado para el cálculo de \bar{W}'_X , utilizando \bar{V}'_1 en lugar de \bar{V}_1 , teniendo en cuenta el hecho de que $\bar{V}'_1 = \bar{V}_1 - j\omega_1 L' \bar{I}_1$. Por tanto, $K \omega_1 I_M^2$ puede ser obtenido por la detección de las tensiones del motor y de las corrientes del motor de la manera representada en la figura 20, cuando se efectúa una correc-

15 34, de modo que:
$$\bar{V}'_d = \bar{V}_d - j\omega_1 (L_1 + \frac{L_M L_2}{L_M + 2L_2}) \bar{I}_d$$
 y
$$\bar{V}'_q = \bar{V}_d - j\omega_1 (L_1 + \frac{L_M L_2}{L_M + 2L_2}) \bar{I}_q$$

como puede verse por analogía con el circuito equivalente de la figura 21. La puesta en práctica de este método se ilustra en la figura 22. Se utilizan los mismos números de referencia que en la
20 figura 22 para los elementos de circuito que son idénticos a los de la figura 20. Los elementos de compensación se ven en 40, entre las líneas 35 y 36 para V'_d , y en 41, entre la línea 26 y la línea 23 para V'_q . Cada circuito de compensación 40, 41 tiene una función de transferencia $s \frac{K_V}{K_1} L'$ en la cual s es el operador de Laplace y $L' = L_1 + \frac{L_M L_2}{L_M + 2L_2}$, siendo en esta ecuación L_M y L_2
25 las constantes inductivas del motor, según se ha definido anteriormente.

Por consiguiente, la salida del sumador 39, en la línea 5, proporciona una señal que representa $K' \omega_1 I_M^2$ en la cual K' es una constante proporcional a K definida más arriba.
30

Esta señal se utiliza como señal de realimentación que se compara con una señal de referencia proporcional a ω_1 , según se obtiene a partir de la línea 4, y V_1 se controla de manera correspondiente, según se ha explicado más arriba con referencia a la figura 14.

DESCRIPCION DEL MODO DE REALIZACION PREFERIDO

Más precisamente, los métodos de sintetización descritos más arriba pueden ser puestos en práctica con circuitos analógicos, estando un modo de realización preferido de acuerdo con una configuración que se describe más adelante con referencia a la figura 23.

Se hace una detección de las tensiones de las líneas de salida 20, 21 y 22 del convertidor 1 para obtener señales proporcionales a las tensiones aplicadas al motor y a las corrientes que circulan en los devanados estatóricos del mismo. La detección de tensión se hace con amplificadores operacionales 50 y 51. Estos están conectados en una configuración de amplificador "totalmente diferencial". Se utiliza un valor de resistencia R_a como resistencia de base del sistema. Por tanto, se utilizan tres resistencias idénticas 70, cada una con un valor óhmico $3 R_a$, conectadas desde cada línea de salida 20, 21, 22 para formar una red neutral artificial conectada a la línea 71, la cual a su vez está conectada al punto de entrada no inversor del amplificador 50. Una resistencia de valor R_a está igualmente conectada entre la línea de salida 20 del convertidor y el segundo punto de entrada (inversor) del amplificador 50. Dos resistencias idénticas de valor R_p están conectadas también respectivamente entre el punto de entrada inversor y la salida del amplificador 50, y entre el punto de entrada no inversor y tierra. Por tanto, a la salida del amplificador 50 se obtiene una señal de salida $-k_v \bar{V}_d$, que

es proporcional a la tensión entre línea y neutro de la línea 20, seleccionada como fase de la componente directa V_d de las tensiones aplicadas al motor. El factor de escala k_v es función solamente de R_a y R_b según se indica por la relación $k_v = \frac{R_b}{R_a}$. Los valores reales de las resistencias R_a y R_b dependen del nivel de tensión del motor, de las características de los amplificadores operacionales, de los niveles de las tensiones de alimentación de corriente continua utilizadas en los circuitos de control, entre otras cosas. Es posible dar a estas resistencias uno de los numerosos valores posibles entre las cuales un perito en técnica de amplificadores operacionales puede elegir fácilmente. En un ejemplo típico $R_a = 300 \text{ K}\Omega$ y $R_b = 10 \text{ K}\Omega$. Estos valores conducen a factor de escala $k_v = \frac{1}{30}$.

De la misma manera, se utiliza un amplificador 51 para generar una señal proporcional a la diferencia entre las tensiones de las líneas de salida 21 y 22 del segundo y del tercer convertidor. A partir de estas dos líneas, dos resistencias idénticas de valor R_a están conectadas a los dos puntos de entrada del amplificador 51. Dos resistencias idénticas de valor $R_b/\sqrt{3}$ están también conectadas una entre el punto inversor 82 y el amplificador de salida 51 y la otra entre el punto no inversor 81 del amplificador 51 y tierra. A partir del diagrama vectorial de la figura 18 relacionado con el sistema vectorial octogonal \bar{V}_d, \bar{V}_q , en el cual puede resolverse en conjunto de tensiones de entrada del motor, se observará que la salida del amplificador 51 es una señal de la forma $-k_v \bar{V}_q$, con un factor de escala k_v que tiene el mismo valor que para el amplificador de salida 50.

El dispositivo detector de corriente incluye dos resistencias en derivación idénticas 52 y 53, de valor R_s

(típicamente de 10 miliohmios), intercaladas en serie con las líneas de salida 21, 22 del segundo y del tercer convertidor. Se utilizan unos transductores de aislamiento 54 y 55 y las pequeñas señales que se desarrollan a través de las resistencias en derivación 62, 63 se aplican al circuito de control con tierra como tensión de referencia. Los transductores de aislamiento, en este modo de realización preferido, tienen una ganancia igual a la unidad, aunque es posible emplear otros valores de ganancia en otros casos. Las señales de salida de los transductores se amplifican por medio de amplificadores operacionales 52 y 53 con un factor de escala determinado. La selección del factor de escala k_I depende de los niveles de corriente del motor y de la gama dinámica de tensiones del circuito analógico de tratamiento. Este factor de escala k_I (típicamente de 0,1 voltio por amperio) se determina mediante la selección del valor R_s de la resistencia en derivación y de las resistencias R_c y R_d asociadas con los amplificadores 52 y 53, siendo la relación: $k_I = R_s \frac{R_d}{R_c}$. Típicamente, $R_d = 100 \text{ K}\Omega$ y $R_c = 10 \text{ K}\Omega$.

Se hará referencia a las figuras 16, 17, 18 y 19 y a las ecuaciones (9) a (12).

A la salida de los amplificadores 52 y 53 se general dos señales respectivamente proporcionales a las corrientes en las líneas 21 y 22 del motor. A partir de estas señales, se obtienen las dos componentes directas en cuadratura \bar{I}_d e \bar{I}_q de las corrientes del motor por medio del circuito que sigue. En primer lugar, la componente directa \bar{I}_d se obtiene a través del amplificador 58 que realiza la suma y la inversión de las salidas de los amplificadores 52 y 53. A este efecto, se utilizan tres resistencias idénticas R_e conjuntamente con el amplificador 58 (un valor típico es de $10 \text{ K}\Omega$), según se representa en

la figura 23. Por consiguiente, la salida del amplificador 58 es la componente directa de la corriente del motor $k_I \bar{I}_d$, ya que la suma invertida restablece de hecho la señal de corriente en la línea de salida 20 del primer convertidor.

5 Para obtener la componente de cuadratura \bar{I}_q , se deriva a partir del amplificador operacional 59, una señal que representa la diferencia entre las salidas del amplificador 52 y del amplificador 53. La señal de diferencia se utiliza conjuntamente con dos pares de resistencias idénticas R_f y $R_f/\sqrt{3}$ para obtener una reducción en un factor de $\sqrt{3}$, según se ve en la ecuación (1). Típicamente, $R_f = 10 \text{ K}\Omega$. Por tanto, la salida del amplificador 59 es la componente en cuadratura deseada de la corriente $k_I \bar{I}_q$.

10 A partir de las cuatro señales de componente de tensión y corriente así obtenidas de las líneas 23, 36, 26 y 35, la corrección en función de la corriente de las señales de tensión (ya descrita con referencia a la figura 22 y a los bloques 40 y 41) se hace por medio de los amplificadores operacionales 56 y 57, con resistencias de valor R_g (típicamente de 10K) conectadas como elementos de entrada y de realimentación, y unos condensadores 60 de valor C_a como elementos de interconexión para señales de corriente y tensión. Puede verse igualmente que si el valor del condensador es tal que $R_g C_a = \frac{k_v}{k_I} (L_1 + \frac{L_M L_2}{L_M + 2L_2})$, se obtiene una compensación adecuada de acuerdo con las ecuaciones mencionadas más arriba.

15 Las señales de tensión corregidas y la señal de corriente se aplican a continuación a multiplicadores analógicos 33 y 34. Las señales de salida de éstos aparecen en las líneas 37 y 38. Se sustraen la una de la otra por medio del amplificador diferencial 85. La señal de diferencia obtenida en

30

tensión que sirve para mantener constante I_M . Se entiende que pueden utilizarse otros medios de control que emplean una señal sintetizada de acuerdo con el invento. Por ejemplo, cuando la señal sintetizada representa $K\omega_1 I_M^2$, es posible introducir un circuito de raíz cuadrada para obtener I_M en lugar de I_M^2 . Igualmente, puede utilizarse un circuito divisor para eliminar ω_1 como factor de la expresión de la función de la corriente de magnetización I_M , es decir, del flujo del motor.

TRADUCCION DE LAS INSCRIPCIONES DE LAS FIGURAS

10	Texto original	Traducción
	<u>Figura 2</u>	
	Flux = Nominal (F)	(F) Flujo = Nominal
	V_1 (VRMS, Line-Line) (G)	(G) V_1 (V eficaces, de Línea a Línea)
15	$\left. \begin{array}{l} \underline{a.} I_1 = 200\% \text{ rated} \\ \underline{b.} I_1 = 100\% \text{ rated} \end{array} \right\} \text{Motoring}$	$\left. \begin{array}{l} \underline{a.} I_1 = 200\% \text{ Intensidad nominal} \\ \underline{b.} I_1 = 100\% \text{ Intensidad nominal} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{en el Motor} \\ \text{en el Motor} \end{array}$
	$\left. \begin{array}{l} \underline{d.} I_1 = 100\% \text{ rated} \\ \underline{e.} I_1 = 200\% \text{ rated} \end{array} \right\} \text{Regenerating}$	$\left. \begin{array}{l} \underline{d.} I_1 = 100\% \text{ Intensidad reactiva nominal} \\ \underline{e.} I_1 = 200\% \text{ Intensidad reactiva nominal} \end{array} \right\}$
20	$\underline{c.} \left\{ \begin{array}{l} \text{Zero torque} \\ I_1 = \text{Nominal Magnetizing Current} \end{array} \right.$	$\underline{c} \left\{ \begin{array}{l} I_1 \text{ con par nulo} = \\ \text{Corriente nominal de Magnetización} \end{array} \right.$
	<u>Figura 4</u>	
	Converter (A)	(A) Convertidor
	<u>Figura 6</u>	
25	Converter (B)	(B) Convertidor
	Constant (C)	(C) Constante
	<u>Figura 8</u>	
	Converter (A)	(A) Convertidor
	<u>Figura 10</u>	
30	Converter (A)	(A) Convertidor
	Rectifier (D)	(D) Rectificador

	<u>Texto original</u>	<u>Traducción</u>
	<u>Figura 11</u>	
	Converter (A)	(A) Convertidor
	In Phase Rectifier (E)	(E) Rectificador en fase
5	<u>Figura 12</u>	
	Converter (A)	(A) Convertidor
	<u>Figura 13</u>	
	Converter (A)	(A) Convertidor
	Rectifier (D)	(D) Rectificador
10	<u>Figura 14</u>	
	Converter (A)	(A) Convertidor
	Signal Processor(F)	(F) Dispositivo de tratamiento de la señal
	<u>Figuras 20, 22, 23</u>	
15	Converter (A)	(A) Convertidor

En resumen, la presente patente de invención que se solicita deberá recaer en las siguientes:

REIVINDICACIONES

1.- Aparato para controlar el flujo magnético de un motor de inducción accionado por una fuente de suministro de energía de frecuencia variable y de tensión variable a través de los terminales de línea del motor, incluyendo el sistema: unos medios para determinar una componente de energía reactiva de la corriente tomada por el motor de inducción en respuesta a las corrientes de entrada del motor y a las tensiones de los terminales del motor detectadas a partir de dichos terminales de línea, unos medios para generar una señal sintética representativa de dicha componente de energía reactiva, y unos medios que responden a dicha señal sintética para controlar la tensión de dicha fuente de suministro de energía con el

objeto de mantener el flujo en un nivel óptimo.

5 2. - Aparato según la reivindicación 1, caracterizado porque dichos medios para generar una señal sintética, generan una señal que es función de la corriente de magnetización I_M desarrollada por el estator de dicho motor de inducción.

 3. - Aparato según la reivindicación 2, caracterizado porque dichos medios para generar la señal sintética es un dispositivo que genera una señal que representa una función de I_M^2 .

10 4. - Aparato según la reivindicación 3, caracterizado porque dichos medios para generar la señal sintética generan una señal que representa una relación de proporcionalidad respecto a $\omega_1 I_M^2$, siendo ω_1 la frecuencia de las corrientes en dichos terminales de línea.

15 5. - Aparato según una cualquiera de las anteriores reivindicaciones, caracterizado porque incluye unos medios para derivar una señal de referencia proporcional a dicha frecuencia y unos medios para comparar dicha señal sintética con dicha señal de referencia, respondiendo dichos medios de control de la tensión a dichos medios de comparación para ajustar I_M en un nivel predeterminado cuando se hace variar, por lo menos dicha frecuencia ω_1 o la carga del motor.

20 6. - Aparato según una cualquiera de las anteriores reivindicaciones, caracterizado porque dicho dispositivo generador de señal sintética incluye un segundo dispositivo que responde a las corrientes detectadas de entrada del motor y a las tensiones de los terminales para facilitar una señal representativa de W_X , siendo W_X la energía reactiva de las fases del motor, estando dicha señal sintética relacionada con
30 W_X .

7. - Aparato según la reivindicación 6, ca-
racterizado porque dicho segundo dispositivo obtiene W_X a par-
tir de la detección de la amplitud máxima V , común a dichas ten-
siones de terminales de línea, de la amplitud máxima I , común
5 a dichas corrientes de terminales de línea y al factor de po-
tencia con un ϕ de dichos terminales de línea, siendo $W_X = V I$
seno ϕ .

8. - Aparato según la reivindicación 6, ca-
racterizado porque dicho segundo dispositivo para obtener una
-10 señal representativa de W_X incluye unos medios para derivar
por separado cuatro señales representativas de las componentes
directas de corriente y tensión y de las componentes en cua-
dratura de corriente y tensión, respectivamente, obteniéndose
 W_X mediante la sustracción de dos señales, siendo la primera
15 de las dos señales el producto de la tensión de componente di-
recta y de la corriente en cuadratura, y siendo la segunda de
dichas dos señales el producto de la corriente directa y de la
tensión en cuadratura.

9. - Aparato según la reivindicación 5, ca-
20 racterizado porque dicho dispositivo generador de señal sinté-
tica incluye unos medios que responden a las corrientes detec-
tadas de entrada del motor y a las tensiones de los terminales
para derivar por separado señales representativas de las compo-
nentes directas de corriente y tensión y de las componentes en
cuadratura de corriente y tensión, un tercer dispositivo para
25 corregir la señal de tensión en cuadratura en función de la
señal de corriente en cuadratura para obtener una señal de ten-
sión en cuadratura corregida, un cuarto dispositivo para co-
rregir la señal de tensión directa en función de la señal de
30 corriente directa para obtener una señal de tensión directa

5 corregida y unos medios para sustraer el producto de dicha señal de corriente en cuadratura por dicha señal de tensión directa corregida del producto de dicha señal de corriente directa por dicha señal de tensión en cuadratura corregida, con el fin de obtener dicha señal sintética.

10 10. - Aparato según la reivindicación 9, caracterizado porque dichos tercero y cuarto dispositivos que funcionan de acuerdo con la pérdida de tensión en el estator a través de una reactancia de estator ficticia igual a $\omega_1 \left(L_1 + \frac{L_M L_2}{L_M + 2L_2} \right)$ en la cual L_1 , L_2 y L_M son las constantes inductivas del motor, L_1 la inductancia del estator, L_2 la inductancia del rotor y L_M la inductancia mutua entre el estator y el rotor.

15 11. - Aparato según la reivindicación 5, caracterizado porque dicho nivel predeterminado se obtiene por medio de la relación $\frac{L_M (L_M + L_2)}{2 (L_M + 2L_2)}$, siendo L_M y L_2 las constantes de inducción del motor, L_2 la inductancia del rotor, L_M la inductancia mutua del estator del motor y el rotor del mismo.

20 12. - Aparato según la reivindicación 3, caracterizado porque incluye un dispositivo de raíz cuadrada que se utiliza para transformar dicha señal sintética en una señal proporcional a I_M , utilizándose un dispositivo de realimentación para controlar dicho dispositivo de control de tensión con relación a una señal de referencia de corriente de magnetización,

25 13. - Aparato según la reivindicación 4, caracterizado porque incluye un dispositivo divisor para dividir dicha señal sintética por dicha frecuencia ω_1 , con el objeto de obtener una señal proporcional a I_M^2 , y un dispositivo de raíz cuadrada para transformar dicha señal proporcional a I_M^2 en una señal proporcional a I_M , utilizándose un dispositivo
30 de realimentación para controlar dicho dispositivo de control

de tensión con relación a una señal de referencia de corriente de magnetización.

14, Se reivindica por último como objeto sobre el que ha de recaer la Patente de Invención que s solici-
5 ta: "APARATO PARA CONTROLAR EL FLUJO MAGNETICO DE UN MOTOR DE
INDUCCION".

Todo conforme queda descrito y reivindicad en la presente Memoria descriptiva que consta de treinta y seis páginas mecanografiadas y dibujos adjuntos.

10

Madrid, 5 de Marzo de 1.975

BERNARDO UNGRIA

P.D.

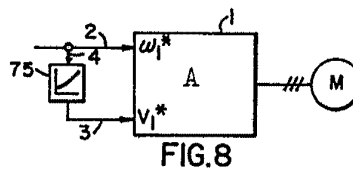
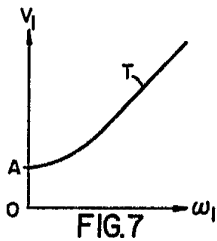
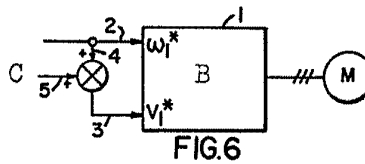
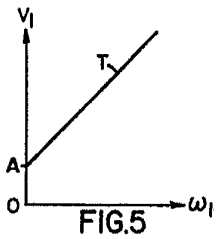
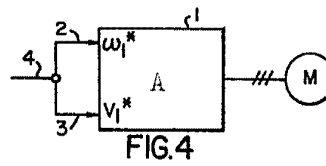
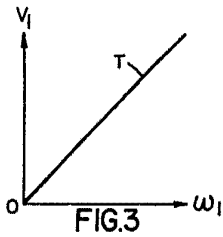
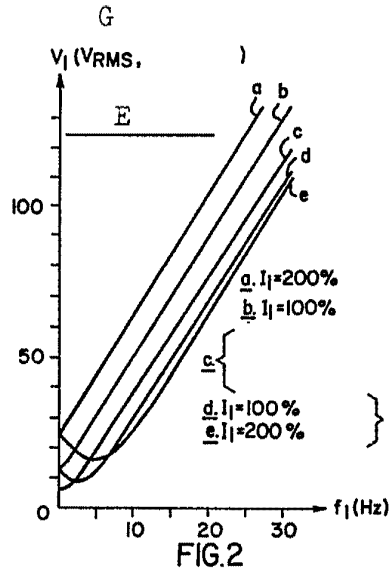
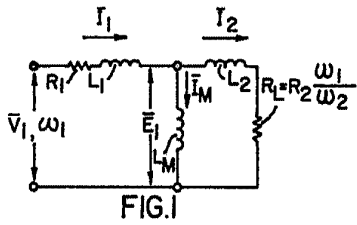


15

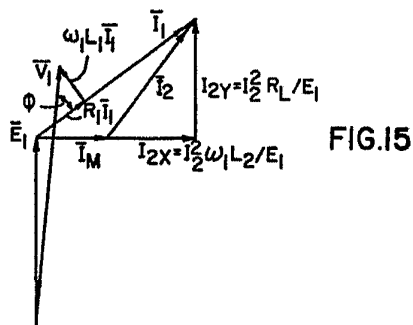
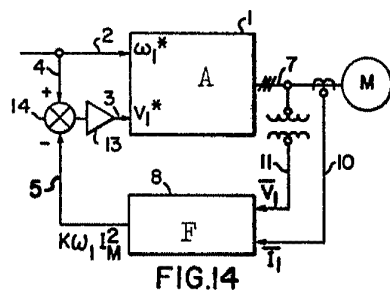
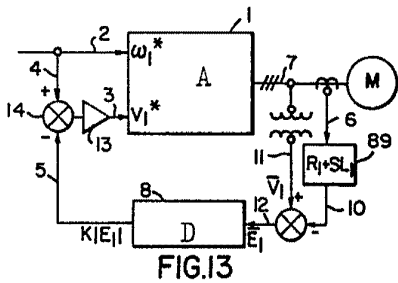
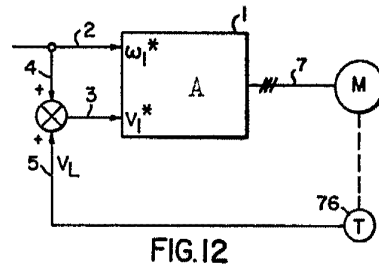
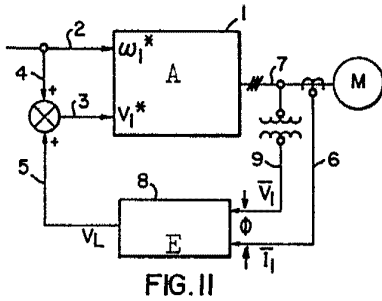
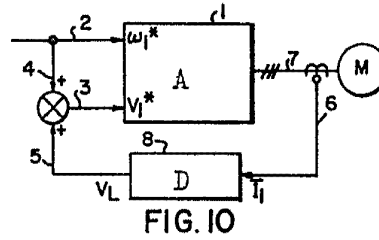
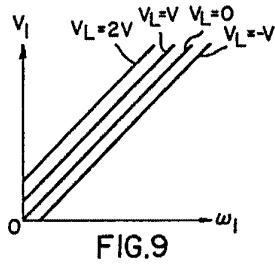
20

25

30



ESCALA VARIABLE
 MADRID, 5 DE Marzo DE 1975
 ENRIQUE URRUTIA
 F. R.



ESCALA VARIABLE
 MARZO 5 DE 1975
 S. P.

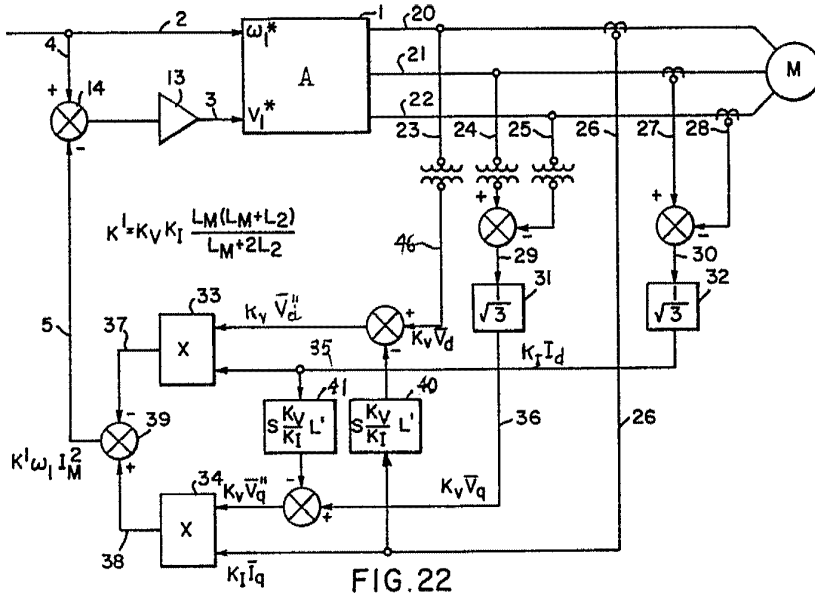


FIG. 22

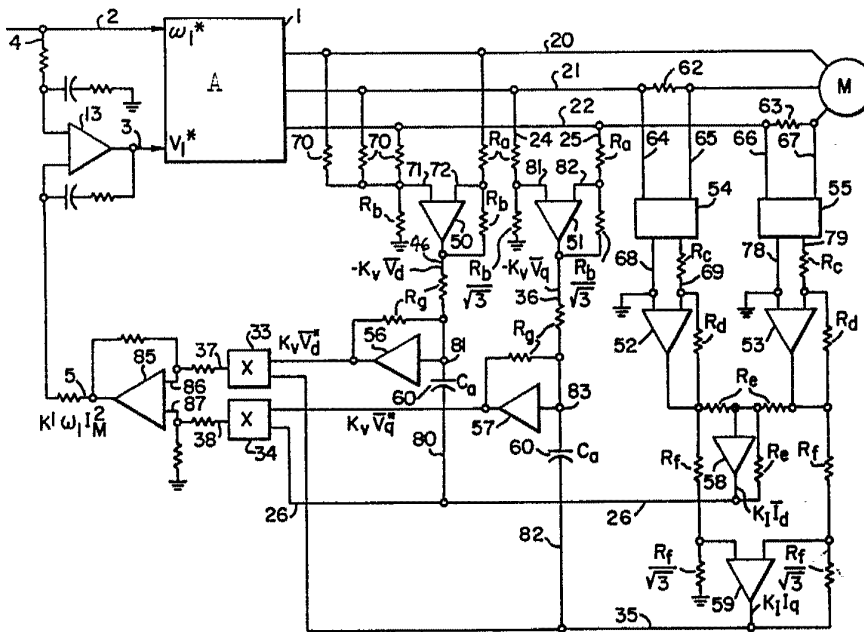


FIG. 23

ESCALA VARIABLE
 MADRID DE DE 19
 BERNARDO UNGRÍA
 F. P.