



ESPAÑA

19 ES	11 21	NUMERO 462768	10 A1
	22	FECHA DE PRESENTACION 29.9.77	

PATENTE DE INVENCION

DKT 20-TR-00664-

30 PRIORIDADES: 31 NUMERO	32 FECHA	33 PAIS
729.042	4.10.76	Estados Unidos

47 FECHA DE PUBLICIDAD	51 CLASIFICACION INTERNACIONAL G05B, H02P	62 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
------------------------	--	--------------------------------------

54 TITULO DE LA INVENCION
" APARATO MEJORADO PARA ESTABILIZAR UN SISTEMA IMPULSOR DE MOTOR ELECTRICO DE C-A "

71 SOLICITANTE (S)
GENERAL ELECTRIC COMPANY

DOMICILIO DEL SOLICITANTE
Schenectady 12305, N.Y. (EE.UU.) - River Road, nº 1.-

72 INVENTOR (ES)
John DOUGLAS D'ATRE, Thomas Anthony LIPO y Allan BARR PLUNKETT.-

73 TITULAR (ES)

74 REPRESENTANTE
Don Pedro Feliú Mañá

EXTRACTO DE LA DESCRIPCION

Se provee un aparato para ser usado con un motor -
eléctrico de c-a, de velocidad ajustable, que tiene un
estator adaptado para acoplarse a una fuente de excita-
5 ción de frecuencia variable y un rotor en el cual se de-
sarrolla un par de torsión cuando se excita el motor, la
fuerza de dicho par de torsión dependiendo de la corrien-
te interactuante y el flujo magnético en el motor, que -
comprende medios para derivar una señal de realimentación
10 de ángulo representativa del ángulo de fase real entre la
corriente antes mencionada y el flujo magnético, y medios
que responden a dicha señal de realimentación de ángulo -
para controlar la fuente de excitación de frecuencia va--
riable, a modo de controlar la frecuencia de excitación -
15 del estator como una función de la señal de realimentación
de ángulo.

ANTECEDENTES DE LA INVENCION

Esta invención se refiere generalmente a un método y
un aparato mejorados para estabilizar la operación de un
20 motor eléctrico de c-a, de velocidad ajustable, que es im-
pulsado mediante un aparato de conversión de energía eléc-
trica estática. Más particularmente, la invención se refie-
re a un aparato regulador mejorado para estabilizar la ope-
ración de un sistema impulsor de motor de inducción, ali--
25 mentado con corriente, y es también aplicable a motores de
inducción alimentados con voltaje y en sistemas impulsores
que emplean motores sincrónicos o sincrónicos-de reluctan-
cia.

En muchas aplicaciones de motores eléctricos de velocidad ajustable, se prefieren motores de inducción de corriente alterna con respecto a otros tipos debido a su relativa simplicidad, carácter compacto, robustez, facilidad de mantenimiento, peso ligero, y bajo costo. Dicho motor comprende típicamente un rotor de jaula de ardilla o devanado, que se monta en un estator que tiene devanados que conectan a una fuente de excitación adecuada. El rotor es ya sea rotatorio (como en un motor redondo) o está dispuesto para moverse linealmente con respecto al estator (como en un motor lineal). En cualquier caso, cuando los devanados del estator son excitados, el flujo magnético a través del entrehierro de estator-rotor del motor y la corriente inducida en el rotor interactúan para producir una fuerza electromagnética (par de torsión) que tiende a mover el rotor con respecto al estator. La cantidad de par de torsión desarrollada por el motor se expresa a menudo en términos de magnitud del flujo magnético en el entrehierro y la frecuencia de deslizamiento entre el estator y el rotor. La frecuencia de deslizamiento efectiva es por definición la diferencia entre la frecuencia de la onda de flujo magnético en el entrehierro y la frecuencia eléctrica equivalente, a la cual está girando la flecha del motor (es decir, la velocidad del motor). Cuando se requiere que dicho motor opere a velocidades variables con cargas variables y en direcciones tanto de avance como de reversa, como en el caso de los motores de tracción para vehículos eléctricamente propulsados, los devana-

5 dos de estator son suministrados ventajosamente con energía de c-a polifásica que está acondicionada así para que la frecuencia, así como la amplitud de la excitación del estator, sean ajustables según se desee y la secuencia de fases sea reversible.

10 En los sistemas impulsores de motor de inducción -- alimentados con corriente, se controlan la amplitud y la frecuencia de la corriente alterna que excita los devanados de estator del motor, en comparación con los sistemas del tipo alimentado con voltaje, en donde las cantidades controladas son la amplitud y la frecuencia del voltaje -
15 alterno fundamental aplicado a las terminales del estator. En cualquier caso, la fuente de excitación comprende ventajosamente un aparato de conversión de energía eléctrica controlable, que es excitado a su vez por un suministro -
20 disponible energía de corriente directa (d-c) o de corriente alterna (c-a). Típicamente, el aparato de conversión incluye un suministro de energía de c-d controlable, que comprende ya sea un interruptor rotatorio de c-d/c-d cuyas terminales de entrada están adaptadas para ser acopladas a -
25 una fuente de c-d no controlada, un circuito rectificador - controlado a fase adaptado para ser acoplado a los conductores principales de c-a de frecuencia fija, o un rectificador no controlado, adaptado para ser acoplado a una fuente de --
voltaje alterno variable, y un inversor que tiene un par de terminales de c-d acopladas a las terminales de salida del suministro de energía de c-d y un juego de terminales de c-a a las cuales se conectan los devanados de estator del motor

de inducción. El inversor se forma mediante una pluralidad de válvulas eléctricas o elementos de conmutación controlables, (v. gr., tiristores) del tipo que tiene la habilidad para mantener apagado el voltaje de avance hasta que es "encendido" en respuesta a una señal adecuada - de encendido o de compuerta; una vez que se para o enciende una válvula por medio de su señal de compuerta, ésta conmuta de un estado de bloqueo o no conducción a un estado de conducción de avance en donde puede conducir libremente la corriente de carga hasta que esta corriente es extinguida subsecuentemente por la acción de los medios de conmutación asociados. En un sistema impulsor de motor de inducción alimentado con corriente, la conexión de c-d entre el inversor y el suministro de energía de c-d controlable incluye comúnmente un filtro nivelador de corriente. En tal sistema, la amplitud de la corriente alterna suministrada al motor puede regularse o controlarse según se desee, - ajustando la magnitud promedio del voltaje imprimido sobre la conexión de c-d, mientras que la frecuencia de esta corriente es controlada variando apropiadamente la frecuencia de conmutación de las válvulas eléctricas controlables en el inversor.

Aquellas personas que trabajan en la técnica de impulsores de motor de c-a de velocidad ajustable, están buscando continuamente nuevas formas para incrementar la exactitud, reducir el tiempo de respuesta, y mejorar la seguridad de los sistemas de control y regulación para dichos impulsores. Véase por ejemplo las patentes de E.U.A. Nos. 3,700,986,

de Cushman y Clark y 3,824,437 de Blaschke. En la especificación de patente de E.U.A. No. 3,989,991, Brennan y --
Abbondanti revisan el enfoque de la técnica anterior de --
mantener un nivel deseado de flujo magnético en el entre-
5 hierro de estator-rotor, de un motor alimentado con corriente, programando interdependientemente la frecuencia de deslizamiento del motor y la magnitud de corriente del estator, y describen un método ventajoso para calcular la frecuencia de deslizamiento de un voltaje de terminal y la corriente --
10 sin usar una realimentación al tacómetro, eliminando así el costo y los problemas mecánicos asociados con un tacómetro. El control de la frecuencia de deslizamiento fuerza a la frecuencia de conmutación del inversor a cambiar en respuesta --
15 a la velocidad del rotor. Aunque esto tiene un efecto estabilizador, no es capaz por sí de asegurar operación estable del sistema bajo todas las condiciones posibles. La solicitud de patente alemana, publicada en impresión (Offenlegungsschrift o DT-OS) 2,516,247, describe una estrategia de control alternativo en donde la frecuencia de excitación del estator
20 se ajusta a modo de mantener un ángulo de fase fijo entre el voltaje de estator y la corriente (es decir, un factor de potencia constante). La implementación de cualquiera de estos aparatos de la técnica anterior requiere el conocimiento exacto de los parámetros del motor. Ya que los parámetros del
25 motor tienden a cambiar con la corriente de estator, el flujo magnético de entrehierro, la frecuencia del rotor y la -- temperatura, tales aparatos son difíciles de operar sobre escalas amplias de velocidad y carga, y su exactitud es parti-

cularmente pobre a bajas velocidades, a las cuales la caída de voltaje a través de la impedancia del estator se convierte en la porción dominante del voltaje de terminal.

5 No hay nada en la técnica anterior que sea conocido actualmente como óptimo en términos de versatilidad de los controles y estabilidad del motor bajo una total escala de condiciones dinámicas que pueden encontrarse en la práctica, incluyendo motores que operan a alta ve-
10 locidad suministrándose el voltaje máximo por medio del suministro de energía de c-d controlable, y una transición de velocidad cero entre los modos de frenaje y actuación del motor de la operación.

 Cuando un sistema impulsor de motor de inducción -
15 alimentado con corriente experimenta una alteración --- brusca de la carga comandada o real, se somete a un efecto oscilador similar al de un motor sincrónico bajo las mismas circunstancias. En un motor sincrónico, la amortiguación de las basculaciones del rotor se obtiene de deva-
20 nados de rotor en cortacircuito que generan voltajes transitorios que a su vez fuerzan corrientes transitorias del suministro de energía para amortiguar la oscilación, pero en el caso de un motor de inducción suministrado por un -
 inversor de corriente controlada, la corriente de amorti-
25 guación requerida no fluye inherentemente de la fuente de excitación. Reconociendo este problema, Rettig en su paten-
 te de E.U.A. No. 3,962,614, propone añadir a la espira de regulación de desplazamiento o deslizamiento, medios ade--

cuados para hacer avanzar o retrasar los pulsos de encendido inversores como una función preseleccionada del par de torsión/deslizamiento deseado, la cual función se selecciona a modo de anticiparse, para cualesquiera valores nuevos del par de torsión y la frecuencia de deslizamiento, al desplazamiento de fases apropiado de la corriente de estator con respecto a su componente productora de flujo magnético. Esta solución sugerida al problema de pendu
5 leo no da como resultado inherentemente la operación estable que, en el impulsor del motor alimentado con corriente, de Rettig, se realiza en virtud de la regulación de una corriente de estator.

Como se describe en la patente de Rettig a que se ha hecho referencia anteriormente, la magnitud de la corriente de estator se regula como una función no lineal, predeterminada, de la señal de comando del par de torsión, la cual función se selecciona de manera que la corriente de estator tendrá la relación apropiada con la frecuencia de deslizamiento o desplazamiento, para mantener un nivel sustancialmente constante del flujo magnético del entrehierro en el motor, independientemente de su velocidad. Con una frecuencia de deslizamiento o desplazamiento relativamente elevada, establecida por una señal de comando del par de torsión correspondientemente elevada, y con flujo magnético --
15 constante, el voltaje de terminal sobre el estator del motor tiende a incrementarse con la velocidad creciente (el flujo magnético siendo generalmente proporcional a la relación de amplitud a frecuencia del voltaje de estator), haciéndose -
20
25

así necesario un incremento proporcional en el voltaje que se imprime sobre el enlace o conexión de c-d del aparato de conversión de energía. Eventualmente, puede alcanzarse una velocidad a la cual el voltaje imprimido sea máximo, después de lo cual se satura la espira reguladora de corriente. Ya que la regulación de la magnitud de corriente es la influencia estabilizadora en este aparato de control de la técnica anterior, el sistema se hace inestable cuando se alcanza el punto de saturación. Una solución posible a este problema de inestabilidad es limitar el voltaje máximo de estator a un nivel apreciablemente inferior a la capacidad de voltaje máxima del extremo frontal de aparato de conversión. Se describe un aparato para hacer esto en la patente previa de Rettig No. 3,769,564, en donde la frecuencia de deslizamiento del motor se incrementa proporcionalmente con la velocidad si el voltaje de estator tiende a exceder de un límite predeterminado. De esta manera, el flujo magnético del motor puede variar inversamente con la velocidad por arriba de la velocidad de base a la cual se alcanza el límite del voltaje, y consecuentemente se obtiene un modo de operación a potencia relativamente constante. La dificultad con esta solución al problema de estabilidad es que evita que las capacidades de energía total de la fuente y del convertidor se realicen, y está sujeta a operación con fallas en el caso de reducciones de corto término en el voltaje de suministro. Otra desventaja de la estabilización por regulación de corriente es que necesita emplearse un --

interruptor rotatorio o circuito rectificador controlado en fase, separado para cada juego de inversor controlado a corriente/motor.

5 En la técnica anterior que pertenece a los sistemas impulsores de motor sincrónico de velocidad ajustable, se ha sugerido hasta ahora que el control del ángulo de energía de un motor sincrónico estabilizará su operación sin devanados amortiguadores. Véase Slemon, Forsythe y Dewan, "Controlled-Power-Angle Synchronous Motor Inverter Drive System" (Sistema Impulsor de Inversor de Motor Sincrónico de Angulo de Potencia Controlado) IEEE Trans. Industry Application, Volumen IA-9, pp. 10 216-19 (Marzo/Abril de 1.973). En el sistema descrito por aquellos autores, un sensor de posición de rotor --
15 acoplado a la flecha del motor sincrónico supervisa la posición angular del rotor, la cual información es usada como un dato, y comanda el encendido cíclico de las válvulas de inversor soncrónicamente con la velocidad del rotor y controla los tiempos con respecto al dato de tal
20 manera que da como resultado un desplazamiento de fases δ deseado entre el voltaje de estator y la corriente de rotor. En otras palabras, los cruces en cero del voltaje alterno aplicado a los devanados de estator del motor sincrónico son deteminados por la posición angular
25 del rotor. Dicho sistema de control requiere un sensor de posición mecánico, sufre de inexactitud, particularmente a bajas velocidades, debido a que desprecia la impedancia del estator, y en ningún caso puede ser imple--

mentado factiblemente en los impulsores del motor de inducción.

5 Se introducen otros problemas en los impulsores del motor de c-a de velocidad ajustable de la técnica anterior, por la conmutación de inversión. Un tipo de conmutación que se emplea ventajosamente en sistemas impulsores de motor de inducción alimentados por corriente, se conoce como conmutación autosecuencial, y en su operación es inherente un retraso entre el encendido de una válvula
10 eléctrica en cada fase del inversor y el momento de transmisión de corriente real en la correspondiente fase de los devanados de estator. Las corrientes fluctuantes introducen retrasos aleatorios adicionales en el tiempo de conmutación. Dichos retrasos pueden causar dificultades
15 en el control del inversor y el motor.

La mayor parte de los inconvenientes de la técnica anterior puede evitarse usando la mejora que es el objeto de la solicitud de patente alemana publicada, en impresión, (Offenlegungsschrift o DT-OS) 2,637,116, por J. D. D'Atre y
20 A. B. Plunkett y asignada a la General Electric Company. Esta solicitud enseña la estabilización de un sistema impulsor de motor de inducción alimentado por corriente, controlando la frecuencia de la corriente de excitación del estator de tal manera que se regule en un valor deseado el
25 flujo magnético real a través del entrehierro de estator-rotor del motor. Para respuesta transitoria superior, la señal de control de frecuencia de excitación derivada por la espira de regulación de flujo magnético, se compensa por

medios sensibles a la frecuencia tales como un convertidor de fases de espira cerrada que responde a la frecuencia del flujo magnético del motor.

RESUMEN DE LA INVENCION

5 Es un objeto general de la presente invención proveer medios mejorados para estabilizar un sistema impulsor de motor de c-a de velocidad ajustable, la mejora incrementando el funcionamiento uniforme del sistema impulsor a través de condiciones de velocidad cero entre los modos de --
10 operación de frenaje y actuación o arranque del motor.

 Es un objeto adicional de la invención proveer, para un sistema impulsor que comprende un motor de c-a de velocidad ajustable suministrado con excitación de frecuencia variable por un inversor de energía eléctrica estática, me
15 dios estabilizadores mejorados, que disminuyen a un mínimo los problemas de conmutación transitoria en el inversor y - de tal manera en los controles del motor.

 Es otro objeto proveer un aparato de regulación mejorado para un sistema impulsor de motor de c-a de velocidad
20 ajustable, el cual aparato puede estabilizar con éxito el sistema impulsor sobre una amplia escala de velocidades, - incluyendo velocidades muy bajas, sin requerir del uso de un generador de tacómetro.

 Es un objeto más específico de la invención proveer
25 un método y aparato nuevos y mejorados para estabilizar - un sistema impulsor de motor de c-a alimentado por corriente, que comprende un suministro de energía de c-d controlable, una conexión de c-d, y un inversor de frecuencia va--

riable, en donde el tamaño del filtro nivelador de corriente en la conexión de c-d puede reducirse, y la velocidad y la exactitud de la regulación de la corriente pueden también reducirse sin sacrificar la exactitud del funcionamiento.

5 Para llevar a cabo la invención en una forma, se proveen primeros medios para derivar de un motor eléctrico de c-a, una señal de realimentación angular, representativa del ángulo de fase real entre las corrientes y el flujo magnético que interactúan en el motor para desarrollar un par de torsión electromagnético tendiente a mover el rotor del motor con respecto al estator cuando se excita, y la fuente de excitación del motor se controla como una función de la

10 señal de realimentación angular por segundos medios a los cuales se suministra la señal de realimentación angular. Preferiblemente, la fuente de excitación comprende un aparato de conversión de energía eléctrica que suministra una energía de c-a de frecuencia variable a los devanados sobre el estator del motor, y los segundos medios se disponen para variar aquella frecuencia según sea necesario, para disminuir a un mínimo cualquier diferencia entre la señal de realimentación angular y una señal de comando representativa del ángulo de fase deseado. Controlando así la frecuencia de excitación del estator a modo de regular la señal de realimentación angular real a un valor deseado, la orientación angular de un vector que representa la corriente, con respecto a un vector que representa el flujo magnético, se controla de tal manera que se estabiliza la operación del motor. El aparato

15

20

25

to estabilizador no requiere medios para percibir la velocidad o posición mecánica del rotor del motor. Preferiblemente, la señal de realimentación angular no es supuesta o computada de cantidades eléctricas percibidas en las terminales de estator, sino que más bien es derivada percibiendo la corriente de estator y el flujo magnético real del motor, con lo cual se asegura buen funcionamiento del aparato estabilizador sobre una escala usualmente amplia - de velocidad de motor, carga, y temperatura.

La invención se comprenderá mejor y sus varios objetos y ventajas se apreciarán más completamente de la siguiente descripción, tomada junto con los dibujos anexos.

BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

La figura 1 es un diagrama de bloques, funcional, que ilustra un sistema impulsor de motor eléctrico de c-a de velocidad ajustable que modaliza la presente invención;

Las figuras 2A y 2B son, respectivamente, diagramas esquemáticos de los devanados de estator y de las formas de onda de corriente de estator en el motor trifásico ilustrado en la figura 1;

La figura 3 es una representación esquemática del rotor del motor que muestra vectores que representan respectivamente corrientes de rotor y de estator y flujo magnético de entrehierro, y que muestran también un juego de tres bobinas para percibir el flujo magnético a través de tres sectores diferentes del entrehierro;

La figura 4 es un diagrama de circuito equivalente, simplificado, de un motor de inducción de c-a típico;

La figura 5 es un diagrama vectorial que muestra cambios en el vector del voltaje de terminal de estator durante una inversión de la velocidad del motor con carga constante;

5 La figura 6 es un diagrama vectorial que muestra cambios en los vectores de corriente de estator y de rotor con la carga variable a velocidad constante;

La figura 7 es una gráfica que muestra las variaciones del par de torsión y el ángulo del par de torsión como una función de la frecuencia de deslizamiento del motor;

10 La figura 8 es un diagrama esquemático de una primera modalidad de una señal de un circuito de derivación de señal de ángulo de realimentación que es útil para practicar la presente invención; y

15 La figura 9 es un diagrama esquemático de otro circuito de derivación de señal de ángulo de realimentación que se usa preferiblemente en la modalidad de la figura 1 del sistema ilustrado.

DESCRIPCION DETALLADA

20 Haciendo ahora referencia a la figura 1, la presente invención se muestra modalizada en un sistema impulsor de motor de velocidad ajustable, que comprende básicamente la combinación de un aparato de conversión de energía eléctrica -11- y un motor -12- de c-a, de velocidad ajustable, que

25 tiene devanados de estator trifásicos, conectados en estrella, que están conectados para excitación a la salida polifásica del aparato de conversión y un rotor acoplado a una carga mecánica, tal como las ruedas de un vehículo de trac-

ción (No mostrado). El aparato -11- se construye y dispone adecuadamente para suministrar una energía de c-a de frecuencia y amplitud variables a los devanados de estator del motor -12-. En su modalidad preferida, el aparato de conversión -11- tiene un extremo frontal que comprende un suministro de energía de c-d -13-, controlado, adaptado para conectarse a una fuente de energía eléctrica (no mostrada), un extremo posterior comprendiendo un inversor -14- de energía eléctrica estática, de frecuencia variable, que tiene juegos de terminales de c-d y de c-a, y un enlace o conexión -15- de c-d que interconecta el juego de terminales de c-d del inversor -14- y las terminales de c-d del suministro de energía -13-. Estas partes más o menos convencionales del sistema impulsor de motor ilustrado, se describirán ahora brevemente, y después de esa descripción, se explicará con detalle el concepto e implementación preferidos de la presente invención. Al principio, sin embargo, debe comprenderse que la presente invención sirve para el propósito primario de estabilizar la operación del motor -12-, y puede ser usado ventajosamente para este propósito en sistemas impulsores de motor diferentes de aquel particularmente ilustrado en la figura 1.

El suministro de energía de c-d -13- puede tomar cualquiera de una variedad de formas conocidas, tales como por ejemplo, un interruptor rotatorio de c-d/c-d cuyas terminales de entrada están acopladas a una fuente de c-d no controlada, un circuito rectificador controlado en fase, acoplado a medios de c-a de frecuencia fija, y un rectificador no

controlado acoplado a una fuente de voltaje alterno, variable. Variando el ciclo de trabajo del interruptor rotatorio o el ángulo de encendido de las válvulas eléctricas que forman el circuito rectificador controlado en fase, o la amplitud de voltaje de la fuente de voltaje alterno, según pueda ser el caso, la magnitud promedio del voltaje de salida V_R de una sola polaridad que imprime el suministro de energía -13- sobre la conexión o enlace -15- de c-d, puede variarse según se desee. La conexión o enlace de c-d -15- incluye un filtro adecuado, mostrado en la figura 1 como un inductor simple o reactor -16-, para uniformizar o nivelar la corriente directa ondulante que fluye entre el suministro de energía -13- y el inversor -14-, con lo cual es suministrada al inversor -14-, corriente directa de magnitud controlada. Esto da como resultado una corriente alimentada a un sistema impulsor de motor de c-a. En dicho sistema, el suministro de energía de c-d -13- estará adecuadamente dispuesto para acomodar una inversión de polaridad del voltaje V_R de una sola polaridad en el caso de interrupción eléctrica que es un modo de operación en la cual el motor -12- es impulsado por la inercia de su carga mecánica y sirve consecuentemente como un generador que suministra energía eléctrica al extremo frontal del aparato de conversión -11-.

25 El inversor -14- puede comprender cualquier inversor convencional adecuado. En la modalidad actualmente preferida de la presente invención, es particularmente ventajoso usar un inversor conmutado, autosecuencial, trifásico; una

forma mejorada de dicho inversor se describe y reivindica en la patente de E.U.A. No. 3,980,941, concedida a R. F. Griebel y asignada a la General Electric Company. Las terminales respectivas del juego de terminales de c-a trifásicas del inversor -14-, se conectan por medio de tres conductores o líneas de corriente alterna -17-, -18- y -19-, a las correspondientes terminales de los devanados de estator trifásicos del motor -12-, y el inversor es operativo para interrumpir la corriente del enlace de c-d en secuencia entre las respectivas fases de los devanados de estator.

El motor -12- puede seleccionarse de una variedad de tipos convencionales conocidos generalmente como motores de inducción, sincrónico, y sincrónico-de reluctancia, y puede ser ya sea redondo o lineal. Un motor de inducción redondo se supone, en la presente descripción, que se entiende como aquel en el cual, si se usa un motor sincrónico, la fuente de excitación incluirá además medios adecuados para suministrar corriente directa a los devanados de campo. El sistema impulsor de motor puede comprender un solo motor -12- según se muestra, o, alternativamente, puede comprender una pluralidad de tales motores, en cuyo caso pueden proveerse inversores y enlaces de c-d separados para conectar los motores respectivos en paralelo a un suministro compartido de energía de c-d. Aunque se ha mostrado un motor trifásico, el número de fases no es crítico y si se desea, pueden usarse alternativamente motores que tengan fases individuales, dobles, en número de seis o más.

Los devanados de estator trifásicos del motor -12-
ilustrados se muestran esquemáticamente en la figura 2A.
Cada devanado comprende una pluralidad de bobinas princi-
pales que están convencionalmente distribuidas en ranuras
5 alrededor del núcleo magnetizable, estacionario del motor,
y que están eléctricamente conectadas entre un colector -
neutro N y la fase asociada (A, B, o C) de las líneas de
energía trifásicas -17-19-. Las corrientes alternas i_A , i_B
e i_C que excitan las respectivas fases de los devanados de
10 estator durante un ciclo total de operación, se ilustran en
la figura 2B en donde los intervalos de conmutación se idea-
lizan y la fluctuación es despreciada. Se verá que se asume
una secuencia de fases A-B-C- simétricamente al tresbolillo.
En cada fase, la corriente de excitación fundamental del de-
15 vanado de estator tiene una amplitud determinada por la mag-
nitud de la corriente en el enlace -15- de c-d del aparato
de conversión y una frecuencia determinada por la frecuencia
de conmutación fundamental de los valores eléctricos en el
inversor -14-.

20 Controlando apropiadamente la excitación del motor, la
carga que es impulsada por el motor -12- puede ser propulsa-
da (modo de actuación de motor) o retrasada (modo de frena-
je, en donde el motor opera como un generador) en la direc-
ción ya sea hacia adelante o de reversa, según se desee. Pre-
25 feriblemente, el control de excitación se ejerce variando la
frecuencia, la amplitud de corriente y la secuencia de fases
de la energía de c-a polifásica que suministra el aparato de
conversión -11- al estator del motor -12-. Para este fin, se

5 proveen medios adecuados para regular y controlar la operación del aparato de conversión en respuesta programada a una señal de entrada controlada por el operador y a ciertas señales de realimentación. La señal de entrada se aplica a una terminal de entrada -20- de un módulo lógico de comando -21- y es representativa de un par de torsión o potencia de motor deseado. Las señales de realimentación son representativas de las respuestas reales del motor, según se explica de manera más completa más adelante.

10 Los medios de control mostrados en la figura 1 - comprenden un par de espiras reguladoras externas -30- y -40-. La primera espira externa -30- ejerce control sobre la amplitud de la corriente del devanado de estator de manera que regula la magnitud de excitación del estator, mientras que la segunda espira externa -40- ejerce control sobre la frecuencia de la corriente del devanado de estator de tal manera que regula el par de torsión del motor. De conformidad con la presente invención, la segunda espira -40- incluye una espira interna -60- para propósitos de estabilización.

15 La primera espira externa -30- regula la excitación del estator del motor -12- ajustando así la magnitud promedio del voltaje V_R sobre el conector o enlace -15- de c-d, la cual magnitud determina a su vez la magnitud de la corriente de enlace y de aquí, la amplitud de la corriente fundamental del devanado de estator, a modo de disminuir a un mínimo el error entre una señal

POOR
QUALITY

de realimentación de magnitud de excitación aplicada a una terminal -31- y una señal de comando variable sobre la línea -32-. Esta espira comprende un circuito de control -33- en el cual se comparan las señales de realimentación y de comando en un punto sumador para derivar, sobre la línea -34-, una señal de error que refleja cualquier diferencia entre ellas. Como se muestra en la figura 1, la señal de error sobre la línea -34- es procesada por una red de ganancia convencional -35- que tiene características de transferencia integral más proporcional, con lo cual puede obtenerse un error de estado estable ce-
ro. De la red de ganancia -35-, se deriva una señal compensada V_R^* y se alimenta sobre una línea -36- a medios de control adecuados -37- para el suministro -13- de energía de c-d controlada.

Los medios de control -37- (generador de pulsos a compuerta) en la figura 1, controlan la operación del suministro -13- de energía de c-d y determinan la magnitud promedio del voltaje V_R de conector o enlace de c-d de conformidad con la señal de V_R^* compensada. Será evidente que la primera espira de regulación -30- responde a cualquier error entre la señal de realimentación de magnitud de excitación aplicada a la terminal -31- y la señal de comando sobre la línea -32-, para variar V_R en un sentido corrector, incrementando o disminuyendo así la amplitud fundamental de la corriente de devanado de estator según sea necesario, para reducir el valor del error a cero. La señal de realimentación de magnitud de excitación se destina a ser representativa del nivel real de excitación en -

el estator del motor -12-. Por ejemplo, puede ser una medida de la magnitud promedio del flujo magnético real producido a través del entrehierro del estator-rotor en el motor -12- cuando se excita, en cuyo caso, esta señal de realimentación es derivada preferiblemente de las señales de realimentación de flujo magnético disponibles en el circuito mostrado en la figura 9, según se describe más adelante. La señal de comando sobre la línea -32- es derivada de una señal de control ϕ^*_c , que representa la magnitud deseada de la excitación del estator, según se determina mediante el módulo lógico de comando -21-. Esta señal de control es suministrada al circuito -33- sobre la línea -38-, y por razones que van a explicarse más adelante, se incluye un limitador -39- entre las líneas -38- y -32- para evitar cualquier desviación de la señal de comando sobre la línea -32- por debajo de un límite mínimo predeterminado.

La segunda espira externa -40- regula el par de torsión del motor ajustando así la frecuencia de conmutación fundamental del inversor -14-, la cual frecuencia determina la frecuencia de la corriente fundamental del devanado de estator, a modo de disminuir a un mínimo cualquier diferencia entre una señal de realimentación del par de torsión T sobre la línea -41- y una señal de control variable T^* (que representa un par de torsión deseado del motor) sobre la línea -32-. Esta espira comprende un circuito de control -43- en donde las señales de realimentación y de control se comparan para derivar, sobre una línea -44-, una señal de error que refleja cualquier diferencia entre

ellas.

La señal de error sobre la línea -44- es procesada por otra red de ganancia -45- que tiene una característica de transferencia integral más proporcional, con lo cual puede obtenerse un error de estado estable de cero.

5 La red de ganancia -45- provee sobre una línea -46-, una señal de comando $\text{sen} \theta^* T$ para la espira interna -60- de estabilización del motor, la cual señal varía como una función de la señal de control T^* y tenderá a asumir -- cualquier valor que dé como resultado la reducción del error entre T^* y T a cero. Por razones y en una forma - que van a describirse enseguida, la espira interna -60- responde a la señal de comando sobre la línea -46- y su ministra, sobre una línea -51-, una señal apropiada que se

10 combina preferiblemente en un punto sumador -52- con una señal de realimentación de velocidad del motor ω_r para derivar, sobre la línea 53, una señal de control de frecuencia de excitación ω_e^* , representativa de su suma al gebráica. La señal de realimentación de velocidad ω_r es

15 reproducida por medios adecuados, tales como un generador tacométrico -54-, para percibir la velocidad angular real del rotor del motor -12-. (Esta señal es también realimentada al módulo lógico de comando -21-). La señal de control de frecuencia de excitación ω_e^* , que difiere de ω_r en

20 una cantidad y en un sentido determinados por el valor de la señal sobre la línea -51-, es alimentada sobre la línea -53- a medios de control adecuados -55- para el inversor -14-. Los medios de control -55- operan para determinar la

25

frecuencia de conmutación fundamental del inversor -14-, y de aquí la frecuencia fundamental de la corriente de devanado de estator, de conformidad con el valor de ω_e^* . Ya que el valor de ω_e^* corresponde a la frecuencia de -
5 excitación del estator y el valor de ω_r corresponde a la frecuencia eléctrica equivalente de la velocidad real del motor, la señal sobre la línea -51- representa la frecuencia de deslizamiento del motor ω_{sl} .

10 Los medios de control de inversor -55- "Firing Logic & GPG" (Lógica de Encendido y Generador de Pulsos a Compuerta) indicado en la figura 1, se construye y dispone adecuadamente para suministrar a las válvulas eléctricas respectivas en el inversor -14-, una familia de pulsos de
15 compuerta que encenderán las válvulas en una secuencia pre determinada y a una frecuencia fundamental predeterminada por el valor de la señal de control de frecuencia de excitación ω_e^* . Los intervalos de conducción de la corriente de estator de las válvulas del inversor son así iniciados
20 cada ciclo en un patrón al tresbolillo que da como resultado formas de ondas similares a aquellas mostradas en la figura 2B, en donde puede observarse que los intervalos - asociados con las fases B y C de los devanados, están desplazados en fase con respecto a los intervalos de fase A por un tercio y dos tercios, respectivamente, de un ciclo
25 de frecuencia fundamental. La secuencia de fases, y por lo tanto la dirección de rotación del motor -12-, corresponde a la secuencia de operación de los pulsos de compuerta y es determinada prácticamente por una señal de comando de

avance/reversa derivada del módulo lógico de comando -21- (terminal -56-a) y aplicada a los medios de control de in-
versor -55- (terminal-56-b).

5 Será ahora evidente que la espira de regulación ex-
terna -40- responde a cualquier diferencia entre la señal
de realimentación de par de torsión T sobre la línea -41-
y la señal de control T^* sobre la línea -42-, para variar
la frecuencia de conmutación de las válvulas de inversor -
en un sentido de corrección, incrementando o disminuyendo
10 así la frecuencia de excitación de estator según sea nece-
sario, para reducir el valor de la diferencia a cero. La -
señal de control T^* es provista por el módulo lógico de -
comando -21-, y su valor es determinado de conformidad con
el programa prediseñado que permitirá que el motor exhiba
15 características deseadas de velocidad-par de torsión. (Co-
múnmente, el módulo -21- será dispuesto para coordinar el
valor de la señal de control ϕ_c^* con el valor de la señal
de control T^*). La señal de realimentación de par de tor-
sión T sobre la línea -41- se destina a ser representativa
20 de la magnitud real y la dirección relativa del par de tor-
sión en el rotor del motor -12- cuando se excita. Puede de-
rivarse del motor por cualesquiera medios adecuados.

25 Preferiblemente, la señal de realimentación de par de
torsión T se obtiene de un circuito procesador de par de -
torsión mejorado -47-, que se construye y dispone de confor-
midad con las enseñanzas de la especificación de patente de
los Estados Unidos No. 4,023,083, inventor Allan Barr Plun-
kett y asignada a la General Electric Company. Como se ex-
plica en ella más completamente, este componente se apoya -

en las señales de realimentación de corriente de excitación del estator derivadas de una disposición de tres -- transformadores de corriente -57-, acoplados a las respectivas líneas de energía de c-a -17-, -18- y -19-, y se --
5 apoya también en las señales de realimentación de flujo magnético del motor, derivadas de medios aducados -58-, para percibir el flujo electromagnético real a través del entrehierro de rotor-estator dentro del motor -12-. Los --
10 medios perceptores de flujo magnético -58- se construyen ventajosamente de conformidad con las enseñanzas de la especificación de patente de los Estados Unidos No. 4,011,489, inventores Allan Barr Plunkett y J. P. Franz, y asignada a la General Electric Company.

Según es descrito más completamente por Plunkett y --
15 Franz, los medios perceptores de flujo magnético -58- comprenden una pluralidad de bobinas de espiras múltiples -71-, -72- y -73- montadas cercanamente a las bobinas principales de los devanados de estator en ranuras de estator preseleccionadas, a modo de percibir el flujo magnético real producido a través del entrehierro entre el estator y el rotor --
20 del motor -12- cuando se excita el estator, con lo cual cada bobina perceptora tiene señales de voltaje inducidas en la misma, sustancialmente proporcionales al régimen de cambio del flujo magnético a través del sector adyacente del --
25 entrehierro de estator-rotor, y una pluralidad de circuitos integradores -74-, -75- y -76-, respectivamente, conectados a las bobinas perceptoras anteriormente mencionadas, a modo de producir señales de realimentación de flujo magnético que

son integrales con respecto al tiempo de las señales de voltaje inducido, con lo cual tanto la magnitud como la fase del flujo magnético real del entrehierro de estator-rotor, están representadas verdaderamente por las señales de realimentación del flujo magnético. Preferiblemente, - las bobinas -71-, -72- y -73- están colocadas alrededor - del entrehierro de estator-rotor, en alineación con los - centros de las bandas de flujo magnético asociadas con las bobinas principales de las respectivas fases, A, B y C de los devanados de estator. En dicha disposición, las seña-- les de realimentación de flujo magnético derivadas por los medios -58- perceptores de flujo magnético real, represen-- tativos de ψ_{mA} , ψ_{mB} , y ψ_{mC} , respectivamente, en donde el símbolo " ψ " representa el flujo magnético en unidades de volts (igual al producto de los enlaces de flujo magnético λ y la frecuencia de base ω_b) y el índice "m" denota el valor mutuo de la cantidad principal (es decir, el valor - del flujo magnético que cruza el entrehierro de estator-ro- tor y por lo tanto enlaza los devanados tanto del rotor co- mo del estator). Cada una de estas señales es una cantidad alterna que tiene una forma de onda que es generalmente si- nusoidal y una frecuencia que es igual a la frecuencia fun- damental de la fuerza magnetomotriz (FMM) del estator.

Con el fin de simplificar un análisis del funcionamien- to de estado estable y transitorio del sistema impulsor de - motor trifásico equilibrado, anteriormente descrito, las -- cantidades de c-a trifásica realmente percibidas, pueden -- transformarse a variables bifásicas equivalentes a lo largo

de dos ejes perpendiculares, denominados respectivamente como el eje directo (d) y el eje de cuadratura (q). En el sistema ilustrado, como se indica en la figura 3 (en donde el círculo -77- representa el perímetro del rotor del motor), el eje de cuadratura del estator se selecciona arbitrariamente para coincidir con la línea central de la banda de flujo magnético del devanado de estator de la fase A, sobre un polo del motor, y este eje se dispone a 90° adelante del eje d efectivo del estator en la dirección de rotación de avance. En este caso, la componente del eje de cuadratura \mathcal{H}_{mq} del flujo magnético de entrehierro de estator-rotor, trifásico, está representada por la señal de realimentación de flujo magnético de la fase A (\mathcal{H}_{mA}), mientras que la componente del eje directo \mathcal{H}_{md} puede deducirse o derivarse fácilmente en cualquiera de una variedad de formas diferentes.

Una forma de obtener la componente de eje directo del flujo magnético de entrehierro es usar los medios de circuito de procesamiento de señal de flujo magnético real -- descritos en la especificación de patente de Estados Unidos No. 4,023,083, Plinkett, a que se hizo referencia anteriormente (véase también la figura 9 de la presente solicitud), los cuales medios son operativos para sumar la señal de -- realimentación de flujo magnético de la fase C anteriormente mencionada (\mathcal{H}_{mC}) con el negativo de la señal de realimentación de flujo magnético de la fase B (\mathcal{H}_{mB}) y suministrar la diferencia a través de un circuito (mostrado en -117- en la figura 9), que introduce un factor de proporcio

nalidad constante igual a $1/\sqrt{3}$. En otras palabras,

$$\mathcal{H}_{md} = \frac{(\mathcal{H}_{mC} - \mathcal{H}_{mB})}{\sqrt{3}}$$

Otra forma de lograr el mismo resultado ha sido ilustrada en la figura 3 de la presente, en donde las señales de voltaje inducidas en las bobinas perceptoras de flujo magnético -72- y -73-, se combinan en oposición de polaridad y entonces son suministradas a través de una componente -78- que tiene una ganancia de $1/\sqrt{3}$ a un integrador -79- cuya salida es secuencialmente representativa de \mathcal{H}_{md} . La figura 3 muestra los tres sensores de flujo magnético -71-, -72- y -73- colocados sobre el eje magnético de las fases de estator respectivas, A, B y C. Alternativamente, \mathcal{H}_{md} podría tomarse de la salida integrada de una bobina sensora que está también colocada en el motor a modo de percibir el flujo magnético real en un sector del entrehierro de estator-rotor que es intersectado por el eje d efectivo del estator cuando la onda de flujo magnético se adelanta a \mathcal{H}_{mA} por 90° eléctricos. Debe notarse aquí que si la bobina sensora o perceptora de flujo magnético en la fase A, -71-, no estuviera alineada físicamente con el eje magnético de la fase A, \mathcal{H}_{mA} y i_A sin embargo, pueden estar alineados eléctricamente entre sí (en el eje de cuadratura del estator) adicionando medios de desplazamiento de fase, eléctricos, apropiados, en los circuitos secundarios.

Será evidente que las componentes \mathcal{H}_{md} y \mathcal{H}_{mq} son cantidades alternas cuyas magnitudes instantáneas y pola-

ridades relativas varían sinusoidalmente de conformidad
 con las proyecciones sobre los ejes d y q, respectiva--
 mente, de un vector individual $\hat{\Psi}_m$ que tiene una magnitud
 de estado estable constante (igual a la raíz cuadrada de
 5 la suma de los cuadrados de Ψ_{md} y Ψ_{mq}) y que gira alre-
 dedor del entrehierro de estator-rotor sincrónicamente -
 con la FMM del estator, a una velocidad que corresponde
 a la frecuencia de excitación fundamental del estator. La
 figura 3 muestra el vector resultante $\hat{\Psi}_m$ en un momento --
 10 particular cuando coincide con el eje d del estator, el -
 cual momento será considerado un tiempo de referencia $t =$
 0 . Normalmente, bajo condiciones de estado estable, $\Psi_{md} =$
 $\Psi_m \cos \omega t$ y $\Psi_{mq} = \Psi_m \sin \omega t$, debiéndose reconocer que,
 transitoriamente, el desplazamiento de tiempo entre estos
 15 componentes puede diferir de 90° eléctricos. $\hat{\Psi}_m$ es una re-
 presentación vectorial del flujo magnético total de entre-
 hierro de estator-rotor.

De una manera similar, la componente de eje de cuadra-
 tura i_{qs} de la corriente de excitación de estator es la -
 20 misma que la corriente de devanado i_A de estator de fase A
 mientras que la componente de eje directo i_{ds} de la corrien-
 te, es provista por la cantidad $(i_C - i_B) / \sqrt{3}$. Estas dos co-
 rrientes componentes podrían producir exactamente los mismos
 campos magnéticos en el motor que las corrientes trifásicas
 25 reales. Su vector resultante \hat{I}_s en el marco de referencia
 sincrónicamente rotatorio, ha sido mostrado en la figura 3
 para una condición de operación de motor típica de avance -
 o hacia adelante, a una carga valorada. En este modo, el --

vector de corriente de estator total \hat{I}_s adelanta al vector de flujo magnético total de entrehierro de estator-rotor $\hat{\Psi}_m$ por un ángulo positivo θ_{sm} debido a la corriente de carga \hat{I}_r en los conductores en corto (barras o devanados) del rotor del motor, sabiéndose bien que el flujo magnético en el entrehierro de estator-rotor es el resultado de corrientes tanto de estator como de rotor. Los componentes fundamentales directo y de cuadratura de la corriente de estator pueden expresarse respectivamente $i_{ds} = I_s \cos(\omega t + \theta_{sm})$ y $i_{qs} = I_s \sin(\omega t + \theta_{sm})$.

Los circuitos equivalentes de los ejes d-q convencionales del motor de inducción -12- se establecerán ahora con la ayuda de la figura 4, que se aplica universalmente a los circuitos tanto de eje d como de eje q. Los parámetros comunes a ambos circuitos se designan en la figura 4 por los símbolos indicados más adelante (las primas significando valores del rotor referidos al estator por la relación de vueltas o espiras del motor):

- r_s -- resistencia de estator
- L_{ls} -- inductancia de fuga del estator
- L_m -- inductancia mutua de los devanados de estator y conductores de rotor (con referencia al estator)
- L'_{lr} -- resistencia de fuga del rotor
- r'_r -- resistencia del rotor

Las otras cantidades identificadas en la figura 4 se definen más específicamente en el cuadro siguiente:

<u>Cantidad</u>	<u>Circuito de eje d</u>	<u>Circuito de eje q</u>
corriente de estator	i_{ds}	i_{qs}
corriente de rotor	i'_{dr}	i'_{qr}
5 flujo magnético de entrehierro de estator-rotor que enlaza mutuamente el estator y el rotor	ψ_{md}	ψ_{mq}
flujo magnético que enlaza los conductores de rotor	ψ'_{dr}	ψ'_{qr}
10 fuerza contra electromotriz (FCEM)	$\frac{\omega_r}{\omega_b} \psi'_{qr}$	$\frac{\omega_r}{\omega_b} \psi'_{dr}$

Durante la operación, las corrientes interactuantes en el flujo magnético en el motor desarrollarán una fuerza electromagnética (par de torsión) tendiente a mover el rotor con respecto al estator y por lo tanto impulsar la carga mecánica que está acoplada a la flecha del motor. Como se explica de manera más completa en el libro de texto clásico de Fitzgerald y Kingley Electric Machinery (Maquinaria Eléctrica) (McGraw-Hill Book Co., New York, N.Y. segunda ed, 1.961, - pág. 285-95), este par de torsión se debe a las interacciones sobrepuestas del campo magnético del eje d interacoplado con la FMM del eje q y el campo magnético del eje q - interacoplado con la FMM del eje d. Su intensidad puede ser mostrada como $K(\psi_{md}i_{qs} - \psi_{mq}i_{ds})$, en donde K es una constante igual a $\frac{3P}{4\omega_b}$, P siendo el número de polos en el estator del motor. Esto es lo mismo que K veces el producto cruzado de los vectores \hat{I}_s y \hat{I}_m , es decir, $K(\hat{I}_s \times \hat{I}_m)$. En otras palabras, la magnitud y la relación relativa del par de torsión dependen del producto de las magnitudes de los --

5 vectores de la corriente interactuante y el flujo magnético, multiplicadas por el seno del ángulo de fase entre ellos. Más adelante se escriben expresiones alternativas para el par de torsión instantáneo del motor, debiéndose

10 comprender que los subíndices r y s denotan cantidades de rotor y estator, respectivamente, y que las representaciones vectoriales identificadas de la corriente y el flujo magnético en cada caso, tienen componentes en los ejes d y q en el marco de referencia de rotación sincrónica. (Debe comprenderse además que estas expresiones se aplican a

15 motores de inducción simétricos y serán modificadas en cierto grado para aplicarse a motores de c-a de polos salientes).

$$\begin{aligned}
 & K(\hat{\Psi}_m \times \hat{I}_r) \\
 & K(\hat{\Psi}_s \times \hat{I}_r) \\
 & K(\hat{I}_s \times \hat{\Psi}_r) \\
 & K(\hat{I}_r \times \hat{\Psi}_r)
 \end{aligned}$$

20 El análisis de los circuitos equivalentes en los ejes d-q permite que las variables de motor interrelacionadas sean exhibidas convenientemente por los diagramas vectoriales mostradas en las figuras 5 y 6, en donde se usa como referencia el vector de flujo magnético de entrehierro de estator-rotor $\hat{\Psi}_m$. En particular, la figura 5 muestra el foco del vector de voltaje de terminal de estator \hat{V}_s para una transición a través de velocidad cero de los modos de frenaje a actuación del motor, de un motor de inducción de velocidad ajustable típico, mientras que mantiene un par de torsión de salida elevado, relativamente constante. Puede observarse que este vector de voltaje varía ampliamente en el án-

25

gulo y magnitud a medida que el motor se desacelera de una velocidad inicial de 300 RPM (la cual velocidad, por ejemplo, tiene una frecuencia eléctrica equivalente de - 62.8 radianes por segundo, o aproximadamente $0.2 \omega_b$) a -
 5 una velocidad cero y después se acelera a una nueva velocidad de 150 RPM. Sin embargo, el vector de la corriente de estator \hat{I}_s , que ha sido mostrada también en la figura 5, permanece relativamente fija durante esta misma transición. Por lo tanto, un sistema impulsor de motor de c-a
 10 alimentado a corriente, en donde la relación angular entre los vectores que representan la corriente de estator y el flujo magnético de entrehierro, depende del encendido del inversor, alcanza la alineación vectorial de flujo magnético-corriente, correcta, sin dificultad, para las condiciones
 15 ilustradas en la figura 5.

La figura 6 muestra los focos de los vectores de voltaje y corriente de estator para una escala de cargas de - motor, a la frecuencia de base ω_b , de + 1000 Newton-metros (Nm) operando el motor a un frenaje de -1000 Nm (acción del
 20 generador.- 1 Newton-metro = 10^5 dinasmetro). Cuando no hay carga, el vector de la corriente de estator está en fase - con el vector de flujo magnético y 90° desfasado con el -- vector de voltaje de terminal de estator. A medida que la carga del motor (par de torsión) se incrementa, debe desarrollarse la corriente del rotor, y esto requiere a su vez
 25 una componente contrarrestadora de la corriente de estator. La figura 6 muestra claramente el cambio en la posición angular tanto del vector de la corriente de estator como del

vector de la corriente del rotor (\hat{I}_r), como una función de la carga.

En la figura 6 puede observarse que el vector del -
voltage de terminal de estator \hat{V}_s no cambia significati-
vamente la posición con la carga. Esto significa que el
5 enfasado relativo del voltage de excitación de estator en
un sistema de impulsión de motor de c-a alimentado con -
voltage, no varía con los cambios en la carga. Además, un
sistema alimentado por voltage, contrariamente a un siste-
ma alimentado por corriente, ofrece una acción estabiliza-
10 dora inherente, suministrando corrientes de amortiguación,
de manera que el motor es capaz de alinearse rápidamente a
cualquier condición de operación nueva sin asu~~l~~io del in-
versor. Por otra parte, en la figura 6 puede observarse --
15 que el ángulo θ_{sm} del vector de la corriente de estator, -
cambia rápidamente con la carga, de manera que en el siste-
ma de impulsor de motor de c-a alimentado con corriente, -
ilustrado, en donde la relación angular entre la corriente
de estator y el flujo magnético de entrehierro es afectada
20 por el encendido del inversor, los controles del inversor
deben ser sensibles a los cambios en la carga. Para exhibir
la relación entre el par de torsión T de la salida del mo--
tor y el seno del ángulo θ_{sm} , ambas variables han sido gra-
ficadas en la figura 7 como una función de la frecuencia de
25 deslizamiento del motor f_{sl} (en unidades de Hertz) para el
cuadrante de operación de motor hacia adelante, con magni-
tud de excitación valorada.

De conformidad con la presente invención, la estabili-

dad del sistema impulsor de motor ilustrado, bajo condi-
 ciones de carga cambiante, es mejorada y el comportamien-
 to transitorio del sistema se mejora generalmente prove-
 yendo la espira interna, anteriormente mencionada, -60-,
 5 en el canal de control de frecuencia del inversor -14-,
 y utilizando esta espira para controlar la excitación del
 motor como una función del "ángulo de par de torsión" en
 la máquina. Por ángulo de par de torsión se quiere repre-
 sentar el ángulo de fase entre dos vectores que represen-
 10 tan, respectivamente, el flujo magnético y las corrientes
 que interactúan en el motor para desarrollar un par de -
 torsión de salida. Debido a su accesibilidad relativa en
 la modalidad ilustrada de la invención, el ángulo de fase
 θ_{sm} entre el vector de la corriente de estator \hat{I}_s y el vec-
 15 tor de flujo magnético de entrehierro de estator-rotor $\hat{\Psi}_m$
 se toma como el ángulo de par de torsión. Este ángulo es -
 positivo durante la operación del motor en la dirección -
 de avance y negativo durante el frenaje en la dirección de
 avance.

20 En su modalidad preferida, la espira de estabilización
 -60- se dispone a modo de variar la frecuencia de excitación
 de estator según sea necesario, para disminuir a un mínimo -
 el valor de cualquier error entre una señal de realimentación
 de ángulo de par de torsión representativa del ángulo de fa-
 25 se real θ_{sm} y la señal de comando $\text{sen}\theta_T^*$ que representa un -
 ángulo de fase deseado. Según se describió previamente, la -
 última señal varía por sí misma en un sentido correctivo en
 respuesta a cualquier error no mínimo entre la señal T de --

realimentación de par de torsión de motor, real, sobre la línea -41- y la señal T^* de control de par de torsión deseada, sobre la línea -32- en la espira reguladora externa -40- mostrada en la figura 1. Para derivar la señal de realimentación angular, se acoplan medios de procesamiento de ángulo de par de torsión adecuados, al motor -12-. Los medios de procesamiento de ángulo se muestran en forma de bloque en -61- en la figura 1, y se describirán enseguida haciendo referencia a las figuras 8 y 9, dos modalidades diferentes.

Como se muestra en la figura 1, la señal de realimentación de ángulo o angular que se deriva mediante el procesador -61-, es suministrada sobre una línea -62- a medios sumadores -63- en donde se combina con la señal de comando de ángulo deseada sobre la línea -46-. En los medios sumadores -63-, estas señales de comando y de realimentación se comparan, y se deriva una señal de error representativa de su diferencia. La señal de error aparece sobre la línea -64- que está conectada a la línea de frecuencia de deslizamiento -51- por medio de un circuito de ganancia -65- que tiene una característica de transferencia proporcional. De tal manera, el valor de la señal de frecuencia de deslizamiento ω_{sl} es una función de cualquier diferencia entre las señales de comando de ángulo de par de torsión y de realimentación. Si se desea, puede añadirse una característica de transferencia integral entre las líneas -64- y -51- conectando otra red de ganancia -66- en paralelo con el circuito -65-, entre las líneas -64- y un

punto sumador -67-. Esta opción permite que se obtenga un error de estado estable de cero sobre la línea -64-, y debe usarse en sistemas que omiten el generador tocométrico -54- y que operan sin señal de realimentación de velocidad de motor ω_r .

5 La operación de la espira de estabilización -60- será ahora revisada. Se observa primero que la frecuencia de corriente que excita los devanados de estator del motor, es determinada por la frecuencia de conmutación fundamental de las válvulas eléctricas en el inversor -14-, y que las variaciones en la última frecuencia desplazarán transitoriamente los intervalos conductores de corriente de estator y, por lo tanto, la posición de fase relativa del vector de corriente \hat{I}_s . Más particularmente, cuando la frecuencia de excitación se está incrementando, el vector de corriente de estator está avanzando en fase (es decir, el ángulo de este vector se está incrementando en el sentido positivo con respecto a una posición de referencia predeterminada), y cuando la frecuencia de excitación está disminuyendo, la fase del vector de corriente se está retardando (es decir, el ángulo está disminuyendo en el mismo sentido o incrementándose en el sentido opuesto con respecto a la posición de referencia predeterminada). En seguida se supondrá que el valor de la señal T^* de control de par de torsión deseada, aplicada a la espira -40- reguladora de par de torsión de motor, se reduce bruscamente una cantidad predeterminada de su punto de actuación de motor hacia adelante, de car-

10

15

20

25

ga valorada, de estado estable. Esto causa una disminución brusca en la señal de comando de ángulo $\text{sen}\theta_T^*$ y una disminución correspondiente en la señal de error de ángulo sobre la línea -64-, la cual disminución es reflejada a su vez por una reducción proporcional en la señal de frecuencia de deslizamiento ω_{sl} sobre la línea -51- y consecuentemente por una disminución escalonada en la señal de control de frecuencia de excitación ω_e^* . Los controles de encendido -55- del inversor -14- responden a la disminución finalmente mencionada, disminuyendo la frecuencia de conmutación del inversor, con lo cual se abate la frecuencia de excitación fundamental del estator. Esto reduce la frecuencia de deslizamiento del motor y, en el procedimiento retarda la posición angular del vector de corriente de estator con respecto al vector de flujo magnético de entrehierro de estator-rotor (es decir, reduce el ángulo de par de torsión). Como un resultado de lo anterior, tanto la señal de realimentación del par de torsión sobre la línea -41- como la señal de realimentación de ángulo sobre la línea -62-, disminuyen su valor, y la frecuencia de excitación fundamental del estator alcanza rápidamente el equilibrio en un nuevo punto de operación en donde existe igualdad entre la señal de realimentación de par de torsión real y el valor de par de torsión comandado por la señal de control reducida T^* en la espira -40- reguladora de par de torsión, externa, y en donde no existe más que una diferencia mínima entre la señal de realimentación de ángulo y el nuevo valor de la señal de comando de ángulo en la espira interna de estabilización

-60-.

De manera similar a aquella descrita anteriormente para un cambio escalonado en el valor comandado del ángulo de par de torsión, la espira interna -60- responde a los cambios aleatorios de la señal de realimentación de ángulo real (debido a las anomalías o perturbaciones de cualquier tipo en el motor o en su carga conectada) - iniciando una variación de corrección en la excitación - del estator, con lo cual se restaura inmediatamente el - ángulo apropiado. Esto evita que el motor exhiba oscilaciones autosoportadas alrededor de un punto de operación de estado estable. En efecto, la posición angular real - del vector de corriente de estator es provocada espontáneamente a seguir la señal de comando de ángulo deseada $\text{sen}\theta_T^*$, y el sistema es autosincronizador. Desde otro - punto de vista, el efecto regulador de ángulo de par de torsión de la espira interna -60-, puede decirse que --- sincroniza las señales de encendido del inversor -14- (es decir, los momentos de conmutación de corriente real) con el flujo magnético de entrehierro de estator-rotor y de - aquí la fuerza contraelectromotriz (FCEM del motor, con lo cual se elimina la inestabilidad del tipo de penduleo).

El aparato de estabilización anteriormente descrito - tiene un número de ventajas importantes que serán ahora -- resumidas brevemente. Ya que el sistema es estabilizado -- controlando la frecuencia de excitación del motor como una función del ángulo de par de torsión, los requerimientos - son facilitados sobre el suministro -13- de energía de c-d

controlado, que se usa meramente para ajustar la magnitud de excitación de estado estable. Además, el control del ángulo dará como resultado menor flujo de corriente errática en el enlace -15- de c-d del sistema, con lo cual el tamaño y el costo del filtro nivelador de corriente -16- puede reducirse, y se requiere considerablemente menos regulación crítica de corriente de enlace. Otra ventaja es que los efectos del retraso de conmutación de inversor variable son atenuados por la ganancia dentro de la espira reguladora de ángulo -60-, eliminando así las condiciones anormales posibles de conmutación del inversor.

El generador tacométrico -54-, no es esencial para el funcionamiento satisfactorio del aparato de estabilización de la presente, y puede omitirse si así se desea. Se ha incluido en la modalidad preferida de la invención, para facilitar el rastreo de la velocidad del motor por medio del sistema de control en el caso de que se aplique inicialmente energía eléctrica a los devanados de estator, mientras el rotor está en movimiento o si un operador requiere cambios de velocidad, pero si no se encuentra disponible una señal de realimentación de velocidad de motor real, la espira de regulación de ángulo (con la red de ganancia -66- en su lugar) producirá sin embargo cualquier señal de control de frecuencia de excitación que se requiera para disminuir a un mínimo el error entre los valores real y deseado del ángulo de par de torsión.

Dos ejemplos de circuitos específicos para derivar la señal de realimentación de ángulo de par de torsión se des-

cribirán en seguida. En la modalidad ilustrada de la presente invención, el ángulo de par de torsión más conveniente para medirse es el ángulo θ_{sm} entre el vector de la corriente de estator y el vector del flujo magnético de entrehierro entre el estator y el rotor. Esto se debe a que se encuentran actualmente disponibles medios para percibir la corriente de estator y el flujo magnético de entrehierro, los cuales medios comprenden preferiblemente la disposición previamente descrita de transformadores de corriente -57- y los medios sensores de flujo magnético -58-. Debe notarse que las señales de realimentación de los últimos medios son deseablemente derivadas directamente del flujo magnético real del motor en lugar de ser imputadas o calculadas de las cantidades de terminal de estator que estarían sujetas a error debido a los parámetros de motor que cambian con la temperatura, con las condiciones de carga, y de motor a motor.

La figura 8 ilustra una disposición para derivar una señal representativa del ángulo de fase θ_{sm} . La disposición tiene cuatro terminales de entrada -81-, -82-, -83-, y -84- suministradas con señales derivadas por medios de circuito de procesamiento de señal de flujo magnético real -80- y por medios -80'- del circuito de procesamiento de señal de corriente de estator. Los dos últimos medios están adaptados respectivamente para conectarse a los sensores de flujo magnético -58- y a los transformadores de corriente -57- (figura 1), y se construyen y disponen adecuadamente (véanse componentes -115-, -117-, -120- y -122- en la figura 9, por

ejemplo) para suministrar a las respectivas terminales -81-, -82-, -83- y -84-, primera, segunda, tercera y cuarta señales de entrada periódicas que son representativas, respectivamente, de las siguientes cantidades del motor:

$$\Psi_{mq} = \Psi_{mA} = \Psi_{mA} \sin \omega t$$

$$i_{ds} = \frac{i_C - i_B}{\sqrt{3}} \approx \frac{1}{2} (I_B + I_C) \sin(\omega t + \theta_{sm} + \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{2\sqrt{3}}$$

$$\Psi_{md} = \frac{\Psi_{mC} - \Psi_{mB}}{\sqrt{3}} = \frac{1}{2} (\Psi_B + \Psi_C) \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) + \frac{1}{2\sqrt{3}}$$

$$i_{qs} = i_A \approx I_A \sin(\omega t + \theta_{sm})$$

Será evidente que la primera y tercera señales de entrada están sincronizadas, respectivamente, con las componentes fundamentales del flujo magnético real producido a través del entrehierro de estator-rotor en los ejes q y d efectivos del estator. Similarmente, la segunda y cuarta señales de entrada están sincronizadas, respectivamente, con las corrientes fundamentales del devanado de estator en los ejes d y q del estator. En operación de estado estable, el sistema está equilibrado, el flujo magnético de entrehierro asociado con cada fase tiene la misma magnitud máxima o de pico Ψ_{mA} , y las corrientes de fase respectivas en los devanados de estator tienen iguales magnitudes máximas I_A , con lo cual la segunda y tercera cantidades en el cuadro anterior se reducen a $I_A \sin(\omega t + \theta_{sm} + \frac{\pi}{2})$ y $I_{mA} \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$, respectivamente. De tal manera, el ángulo de interés es el "complemento" del desplazamiento de fase eléctrica fundamen-

tal entre el par de primera y segunda señales de entrada suministradas a las terminales -81- y -82- o entre el -- par de tercera y cuarta señales de entrada suministradas a las terminales -83- y -84-. Por complemento, se quiere
5 dar a entender el ángulo por el cual el desplazamiento de fase real difiere (ya sea más o menos) de 90°.

Las cuatro señales de entrada periódicas que son suministradas a las terminales de entrada -81-84- del procesador de ángulo de la figura 8, son amplificadas y limita
10 das individualmente por medios -85-, -86-, -87- y -88- para producir señales de onda cuadrada en fase con las componentes fundamentales de las respectivas señales de entrada. Las respectivas líneas de salida -90- y -91- del primer par de medios de cuadratzación (elevación al cuadrado) -85-
15 y -86- se conectan a un par asociado de terminales de entrada de una componente lógica -92- que produce sobre una línea -93- un primer tren -94- de señales discretas que indican el desplazamiento de fase eléctrica entre las señales cuadratzadas sobre las líneas -90- y -91-. Preferiblemente,
20 el tren -94- comprende una serie de señales "1" que tienen una amplitud constante, una frecuencia que varía con la frecuencia de excitación fundamental del devanado de estator, y una duración que depende del ángulo de fase entre las señales cuadratzadas sobre las líneas -90- y -91-. Si, según se ilustra en la figura 8, la componente lógica -92- comprende un
25 circuito "excepto 0" cada uno de los espacios "0" entre las señales "1" consecutivas en el tren -94-, tiene una duración angular igual al desplazamiento de fase entre las señales pe

riódicas que son suministradas a la primera y segunda señales de entrada -81- y -82-, y cada una de las señales "1" tiene una duración angular igual al suplemento del desplazamiento de fase.

5 La línea -93- de la componente lógica -92- es conectada a medios sumadores -95- en donde el primer tren de señales -94- se combina preferiblemente con un segundo tren -96- de señales discretas provistas sobre una línea -97-. El segundo tren de señales -96- es producido por otra componente lógica -98- que tiene terminales de entrada conectadas respectivamente a las líneas de salida del segundo par de medios cuadragitadores -87- y -88-, con lo cual el segundo tren -96- es similar al primer tren -94-, excepto que la duración angular de cada uno de los espacios "0" entre señales "1" consecutivas en el tren -96-, coincide con el desplazamiento de fases -- entre la tercera y cuarta señales de entrada periódicas -- de las cuales se produce este tren. Los medios sumadores -95- son operativos en respuesta a las señales sobre las dos líneas -93- y -97- para producir sobre una línea -99-, una señal resultante igual a su diferencia. Se conecta un filtro adecuado -100- a la línea -99- para producir una señal de salida (la señal de realimentación de ángulo θ_{sm}) -- que varía con el valor promedio de la señal resultante sobre la línea -99-, el cual valor es determinado a su vez -- por el complemento del desplazamiento de fases entre las -- señales de entrada apareadas (es decir, el ángulo por el -- cual difiere el desplazamiento de fase indicado, de 90°).

10

15

20

25

Será evidente que si las señales de entrada apareadas están justamente desplazadas 90° ($\theta_{sm} = 0$), la duración de las señales "1" en ambos trenes de señales -94- -96-, son de 90° , con lo cual el valor promedio de la señal resultante sobre la línea -99- (y de aquí la señal de salida del circuito promediador -100-) es cero. El mismo resultado se obtiene apropiadamente si la amplitud de cualquiera del par de señales de entrada es tan pequeña que los medios cuadratizadores, asociados tienen una salida despreciable. Cuando las señales de entrada apareadas están en fase entre sí ($\theta_{sm} = +90^\circ$), la señal resultante sobre la línea -99- es continuamente +1 y la señal de salida tiene una magnitud positiva máxima. Por otra parte, cuando las señales de entrada apareadas están desfasadas 180° ($\theta_{sm} = -90^\circ$), la señal resultante sobre la línea -99- es continuamente -1 y la señal de salida tiene una magnitud negativa máxima. En efecto, las componentes lógicas -92- y -98-, los medios sumadores -95- y el circuito promediador -100- cooperan para realizar una función discriminadora de fases.

El procesador de ángulo anteriormente descrito permite por sí mismo una implementación digital. Se dispone preferiblemente para responder a ambos pares de las cuatro señales de entrada periódicas con el fin de optimizar la exactitud y la velocidad de la respuesta transitoria y de incrementar la uniformidad de la señal de realimentación de ángulo. Sin embargo, una indicación de estado estable igualmente exacta del ángulo θ_{sm} podría obtenerse alternativamen

te reemplazando el segundo tren -96- de las señales discretas con una señal de polarización continua que tenga la mitad de la magnitud de las señales "1" en el primer tren -94-, y para cuyo propósito la línea -97- podría conectarse a una fuente de polarización adecuada -101- mostrada con líneas punteadas en la figura 8. En este caso, la excursión de la señal de salida del circuito promediador -100- sería reducida 50%.

En la figura 9 se ilustra una disposición diferente para derivar una señal de realimentación representativa del ángulo Θ_{sm} . Esta disposición particular es aquella usada al practicar la presente invención en su forma actualmente preferida. Esencialmente, comprende un circuito procesador de par de torsión adecuado, para derivar una señal de realimentación de par de torsión representativa de la magnitud y la dirección relativa del par de torsión de motor real T, con combinación con medios procesadores de ángulo conectados al procesador de par de torsión y dispuestos para producir una señal de salida que tiene un valor que varía directamente con el valor de la señal de realimentación de par de torsión, pero inversamente con el valor de cada uno de las dos señales representativas respectivamente de las magnitudes de corriente y flujo magnético que interactúan en el motor para producir el par de torsión. Será evidente que el valor de dicha señal de salida depende del seno del ángulo del par de torsión real.

El procesador del par de torsión en la combinación de la figura 9 se muestra en la caja punteada -47-, y se cons-

truye y dispone ventajosamente de conformidad con las enseñanzas de la especificación de patente de Estados Unidos No. 4,023,083 - Plunkett, a que se hizo referencia anteriormente. Su salida está conectada a través -
5 de la línea -41- al procesador de ángulo -61- en donde se proveen dos divisores -110- y -111- para dividir la señal de realimentación de par de torsión respectivamente por una primera señal sobre una línea -112- y -- por una segunda señal sobre una línea -113-. Preferible
10 mente, la primera señal sobre la línea -112- es proporcional a la magnitud del vector de corriente de estator \hat{I}_s y la segunda señal sobre la línea -113- es representativa de la magnitud del vector de flujo magnético de entrehierro de estator-rotor $\hat{\Psi}_m$. Los divisores de tándem -110- y -111- están conectados a través de un circuito de ganancia constante -114- a la línea de salida
15 -62- del procesador de ángulo -61-. La ganancia K_1 del circuito -114- es preferiblemente $3\omega_p/4P$ que es la recíproca de la constante K en las ecuaciones de par de
20 torsión de motor anteriormente establecidas. Antes de describir la modalidad preferida del procesador de ángulo -61- con más detalle, se recapitulará brevemente el procesador de par de torsión -47-, ilustrado.

Como se indica en la figura 9, el procesador de par
25 de torsión -47- comprende medios de circuito procesadores de señal de corriente que reciben de los transformadores de corriente -57-, un juego de tres señales de realimentación de c-a, representativas, respectivamente, de las

corrientes reales i_A , i_B e i_C en las tres diferentes fases de los devanados de estator, y comprende también medios de circuito procesadores de señal de flujo magnético que reciben de los sensores de flujo magnético -58-, tres señales de realimentación de c-a, representativas respectivamente del flujo magnético real ψ_{mA} , ψ_{mB} y ψ_{mC} , a través del entrehierro de estator-rotor adyacentes a las tres bobinas sensoras de flujo magnético -71-, -72- y -73- (figura 1). Las señales de realimentación de flujo magnético de las fases B y C se combinan en un circuito sumador -115-, y su diferencia es alimentada a una línea -116- a través de un circuito de ganancia constante -117- que introduce la constante de proporcionalidad $1/\sqrt{3}$, con lo cual la señal de c-a sobre la línea -116- es representativa del flujo magnético de eje directo del motor ψ_{md} . La línea -116- está conectada a un multiplicador -118- en donde la última señal es multiplicada por la señal de realimentación de corriente de fase A (representativa de la corriente de estator i_{qs} del eje de cuadratura), y el producto ($\psi_{md}i_{qs}$) de esta multiplicación es suministrado como una primera de dos entradas a un circuito sumador -119-. Similarmente, las señales de realimentación de corriente de las fases B y C se combinan en un circuito sumador -120-, y su diferencia es alimentada a una línea -121- a través de un circuito de ganancia -122- que introduce la constante de proporcionalidad $1/\sqrt{3}$, con lo cual la señal de c-a sobre la línea -121- es representativa de la corriente i_{ds} de eje directo del estator. La línea -121- está conectada a un multiplicador -123-,

en donde la última señal es multiplicada con la señal de realimentación de flujo magnético de la fase A (representativa del flujo magnético de eje de cuadratura del motor ψ_{mq}), y el producto ($\psi_{mq} i_{ds}$) de esta multiplicación es
5 suministrado como la otra entrada al circuito sumador -119-. En el circuito sumador -119-, las salidas del producto de los dos multiplicadores -118- y -123- son sumadas conjuntamente para derivar una señal resultante, proporcional a su diferencia, y la señal resultante es suministrada a
10 través de un circuito -124- de ganancia constante (K) a la línea de salida -41-.

Puede mostrarse que las salidas de los dos multiplicadores -118- y -123- en el procesador del par de torsión -47- son cantidades de c-a que consisten de las mismas componentes de frecuencia doble y componentes de c-d de polos opuestos que son proporcionales al par de torsión del motor, con lo cual el valor (magnitud y signo) de su diferencia es una medida real del par de torsión electromagnético T desarrollado en el motor. En otras palabras, la señal de realimentación de par de torsión sobre la línea -41- variará con el
15 producto cruzado del vector de corriente de estator \hat{I}_s y el vector de flujo magnético de entrehierro de estator-rotor $\hat{\Psi}_m$. Dividiendo la señal de realimentación de par de torsión (T) sobre la línea -41-, tanto por la señal representativa de magnitud de corriente de estator sobre la línea -112- como la señal representativa de magnitud de flujo magnético de entrehierro sobre la línea -113-, el circuito procesador de
20 ángulo -61- normaliza efectivamente la señal de realimenta--

ción de par de torsión y por lo tanto deriva en su línea de salida -62-, una señal representativa de seno del ángulo de fase (θ_{sm}) entre los vectores \hat{I}_s y $\hat{\Psi}_m$.

5 Preferiblemente, el procesador de ángulo -61- incluye medios de circuito rectificadores y sumadores -125- - acoplados por medio de los transformadores de corriente -57- a las tres fases de los devanados de estator y conectados a través de un filtro -126- a la línea -112- para - suministrar al divisor -110- una señal que representa la

10 magnitud promedio de la corriente alterna en los devanados de estator. La magnitud promedio de la corriente de estator es una aproximación estrecha de la magnitud del vector de corriente de estator \hat{I}_s . Como se muestra en la figura 9, el procesador de ángulo -61- incluye también me-

15 dios de circuito rectificadores y sumadores -127-, que responden a las tres señales de realimentación de flujo magnético de los sensores de flujo magnético -58- y conectados a través de un filtro -128- a una línea -129- para derivar sobre la última línea, una señal que representa la magnitud

20 promedio del flujo magnético producido a través del entrehierro de estator-rotor en el motor. La magnitud promedio del flujo magnético de entrehierro es una aproximación estrecha de la magnitud del vector de flujo magnético mutuo $\hat{\Psi}_m$. Nótese que la magnitud real de la corriente o el vector de flujo magnético podría obtenerse, si se deseara, utilizando

25 medios para derivar la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las componentes respectivas de los ejes - directo y de cuadratura de la cantidad relevante. Idealmen-

te, tales medios darán una señal de realimentación más uniforme, asumiendo componentes directo y de cuadratura, sinusoidales. Si se desea, la señal de magnitud de flujo magnético sobre la línea -129-, puede usarse como la señal de realimentación de magnitud de excitación para la primera espira reguladora, externa -30-, del sistema impulsor de motor, en cuyo caso la terminal -31- mostrada en la figura 1 será conectada a una terminal -131- unida a la línea -129- como se muestra en la figura 9.

Si la señal de magnitud de flujo magnético sobre la línea -129- fuera suministrada directamente al divisor -111- en el circuito procesador de ángulo -61-, la salida de este circuito sería una medida real de $\text{sen}\theta_{sm}$. La interrelación de la magnitud de par de torsión y el $\text{sen}\theta_{sm}$ ha sido mostrado en la figura 7, en donde se observará que la última cantidad es una función de doble valor del par de torsión cuando la frecuencia de deslizamiento del motor se incrementa de un valor bajo hacia el frenaje. En los sistemas impulsores de motor que se destinan a operar sobre una amplia escala de velocidades y cargas, el esquema regulador de ángulo mejorado de la presente, realizará su función estabilizadora con más éxito si se mantiene una relación monotónica entre el par de torsión y el ángulo. Para este fin, la modalidad actualmente preferida del procesador de ángulo -61-, incluye entre las líneas -129- y -113-, un circuito de ganancia constante -132- conectado a través de una línea -133- a una entrada de un punto sumador -134- en donde la señal de magnitud de flujo magnético se suma alge

bráicamente con una señal de compensación derivada de la
señal de magnitud de corriente sobre la línea -112- a la
cual se conecta una segunda entrada del punto sumador --
-134- sobre una línea -135- y otro circuito de ganancia -
5 constante -136-.

La señal de magnitud de flujo magnético sobre la lí-
nea -133- variará con la magnitud promedio del flujo mag-
nético de entrehierro de estator-rotor, que está relaciona
da a la misma por la ganancia K_2 del circuito -132-. La se
10 ñal de compensación sobre la línea -135- es una fracción -
predeterminada de la magnitud promedio de la corriente de
estator, estando relacionada a la misma por la ganancia K_3
del circuito -136-, la cual ganancia se selecciona para pro
ducir la relación monotónica deseada y es típicamente muy
15 baja (v.gr., del orden de 0.05). La señal de compensación
se substraee de la señal de magnitud de flujo magnético en
el punto sumador -134-, y la diferencia comprende una se-
ñal de magnitud de flujo compensada, que aparece sobre la
línea -113-. Como un resultado de usar esta señal compen-
20 sada como el denominador para el divisor -111- en el pro-
cesador de ángulo -61-, la señal de realimentación de án-
gulo sobre la línea de salida -62- del procesador varía -
realmente con el seno de un ángulo de par de torsión equi-
valente θ_T que tiene la relación monotónica deseable al par
25 de torsión, como se muestra por el trazo marcado " $\text{sen}\theta_T$ " en
la figura 7. Puede observarse en la figura 7 que el ángulo
de par de torsión equivalente θ_T es virtualmente igual que
el ángulo de fase θ_{sm} para los valores relativamente bajos

de frecuencia de deslizamiento en la escala de operación normal de un motor de inducción (v.gr., debajo de aproximadamente un Hertz para el motor típico cuyas características se exhiben en la figura 7). Consecuentemente, cuando el sistema impulsor de motor está operando a niveles de par de torsión hasta e incluyendo la carga valorada, la sincronización inversora esencial del aparato estabilizador mejorado de la presente, se retiene y, cuando el sistema está operando a pares de torsión superiores, que se aproximan al nivel de par de torsión desnivelador, se evita los problemas de regulación debido a los ángulos de doble valor.

Con el fin de obtener una señal de realimentación de ángulo significativa al arranque o bajo condiciones de operación anormales, los divisores -llo- y -lll- en la modalidad del procesador de ángulo mostrada en la figura 9, debe equiparse con limitadores no lineales que fijen valores de denominador mínimos apropiados a modo de evitar la división por cero. Para evitar la pérdida de señal de realimentación de ángulo cuando el motor está operando a un par de torsión de cero, la señal de comando para la espira reguladora de magnitud de excitación -30- del sistema impulsor de motor, tiene preferiblemente un límite mínimo predeterminado que evitará una condición de flujo magnético cero, para cuyo propósito se provee el limitador -39- previamente descrito (figura 1).

En resumen, lo que se ha descrito es un método nuevo y mejorado para estabilizar un sistema impulsor de motor

de c-a, el cual método comprende los pasos de derivar una señal de realimentación de ángulo representativa del ángulo de fase real entre la corriente desarrollada de par de torsión y el flujo magnético, interactuantes, en el motor cuando éste se excita, y controlar la excitación del motor como una función de la señal de realimentación de ángulo de par de torsión. Más particularmente, el paso de control de excitación incluye los pasos adicionales de proveer una señal de comando representativa de un ángulo de fase deseado, que compara la señal de realimentación de ángulo con esta señal de comando para derivar una señal de error representativa de la diferencia entre ellos, y variar la excitación del motor según sea necesario, para disminuir a un mínimo el valor de la señal de error de ángulo. El efecto autosincrónico de este aparato estabilizador básico, da como resultado un sistema más fácilmente controlado. Consecuentemente, la invención tiene utilidad en una amplia escala de aplicaciones de impulsor de motor. Puede usarse con una variedad de espiras reguladoras exteriores diferentes que aquellas ilustradas en la figura 1. Es útil en un sistema impulsor de motor alimentado a voltaje, mantener los pulsos de encendido del inversor alineados en la fase correcta con respecto al flujo magnético del motor, permitiendo así una transición no escalonada entre los modos de frenaje y de operación del motor (tal como se muestra en la figura 5) sin una transitoria.

REIVINDICACIONES

5 1ª.- Aparato mejorado para estabilizar un sistema impulsor de motor eléctrico de c-a, comprendiendo el motor, un estator y un rotor y estando provisto con una fuente de excitación que comprende un aparato de conversión de energía eléctrica que suministra energía de c-a de frecuencia variable a dicho estator, dicho motor siendo capaz de desarrollar una fuerza electromagnética que tiende a mover el rotor con respecto al estator debido a la interacción de la corriente y el flujo magnético en el motor cuando se excita, dicho aparato - estando caracterizado porque comprende: a) primeros medios acoplados al motor para derivar una señal de realimentación de ángulo representativa del ángulo de fase real entre dicha corriente y dicho flujo magnético interactuantes en el motor cuando se excita éste y b) segundos medios que responden a dicha señal de realimentación de ángulo para controlar la excitación del motor como una función de dicha señal de realimentación de ángulo.

15 20 2ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 1ª, caracterizado además porque comprende terceros medios conectados a dichos segundos medios para proveer una señal de comando representativa de un ángulo de fase deseado, dichos segundos medios estando dispuestos para variar la excitación del motor según sea necesario, para disminuir a un mínimo cualquier diferencia entre dicha señal de realimentación de ángulo y dicha señal de comando.

25 3ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 2ª, caracterizado además porque dichos segundos medios contro

6

lan el aparato de conversión y responden a cualquier diferencia no mínima entre la señal de realimentación de ángulo y dicha señal de comando para variar, en un sentido de corrección, la frecuencia de energía de c-a suministrada a dicho estator.

5
10
15
20
25

4ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 3ª, para un motor de inducción de velocidad ajustable y caracterizado porque comprende medios adicionales acoplados a dicho motor para derivar una señal de realimentación de velocidad de motor representativa de la velocidad real de dicho rotor con respecto a dicho estator, los segundos medios incluyendo medios conectados al primero y tercer medios para producir una señal de frecuencia de deslizamiento que tiene un valor que es una función de cualquier diferencia entre la señal de realimentación de ángulo y dicha señal de comando, y medios para sumar la señal de frecuencia de deslizamiento y la señal de realimentación de velocidad de motor para derivar una señal de control de frecuencia que determine la frecuencia de excitación del estator.

20
25

5ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 2ª, para un motor de inducción de velocidad ajustable que tiene una fuente de excitación que comprende un aparato de conversión de energía eléctrica que suministra energía de c-a de frecuencia y amplitud variables a dicho estator, caracterizado además porque los terceros medios responden a una primera señal de control para variar dicha señal de comando como una función de la primera señal de control, y porque se proveen también cuartos medios que responden a una segunda

E

señal de control para controlar dicho aparato de conversión a modo de controlar la amplitud de la energía de c-a suministrada a dicho estator como una función de la segunda señal de control.

5 6ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 5ª, caracterizado además porque se proveen quintos medios acoplados al motor para derivar una señal de realimentación de par de torsión representativa de la magnitud y relación relativa de dicha fuerza que tienda a mover el rotor, porque los terceros medios están dispuestos para variar la señal de comando según sea necesario para disminuir a un mínimo cualquier diferencia entre la señal de realimentación de par de torsión y la primera señal de control, y porque dichos segundos medios están dispuestos para controlar el aparato de conversión en respuesta a cualquier diferencia no mínima entre dicha señal de realimentación de ángulo y dicha señal de comando, a modo de variar, en un sentido de corrección, la frecuencia de una energía de c-a suministrada a dicho estator.

10
15
20 7ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 6ª, caracterizado además porque se provee una señal de realimentación de magnitud de excitación representativa del nivel de excitación en dicho estator de motor, y porque los cuartos medios están dispuestos para variar la amplitud de excitación de estator según sea necesario, para disminuir a un mínimo cualquier diferencia entre dicha señal de realimentación de magnitud de excitación y dicha segunda señal de control.

25

40

5 8a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 7a, caracterizado además porque dicha señal de realimentación de magnitud de excitación es representativa de la magnitud de flujo magnético producida a través del entrehierro de estator-rotor en dicho motor.

10 9a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 1a, caracterizado además porque dichos primeros medios incluyen medios procesadores de par de torsión acoplados al motor, - para derivar una señal de realimentación de par de torsión representativa de la magnitud de dicha fuerza que tiende a mover el rotor, y porque dichos primeros medios incluyen - además medios procesadores de ángulo conectados a dichos me
15 dios procesadores de par de torsión para producir una señal, que es dicha señal de realimentación de ángulo, que tiene un valor que varía directamente con el valor de dicha señal de realimentación de par de torsión, pero inversamente con el valor de una señal representativa de la magnitud de dicha - corriente, e inversamente con el valor de una señal repre--
20 sentativa de la magnitud de dicho flujo magnético.

25 10a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 1a, caracterizado además porque el motor tiene un estator y un rotor, el estator tiene ejes directo y de cuadratura efectivos y el rotor está separado del estator por un entrehierro, caracterizado además porque los primeros medios comprenden - primeros medios derivadores de señal acoplados al motor y -- efectivos, cuando el motor se excita, para derivar una prime
ra señal periódica sincronizada con la componente fundamental del flujo magnético real producido a través de dicho entre--

lp

5 hierro de estator-rotor, en uno de dichos ejes de estator;
 segundos medios derivadores de señal para derivar una se-
 gunda señal periódica sincronizada con una componente de
 frecuencia fundamental de la corriente de estator en el -
 10 otro eje de estator; y medios discriminadores de fase que
 responden a dichas primera y segunda señales periódicas pa-
 ra producir la señal de realimentación de ángulo anterior-
 mente mencionado de modo que es representativa del comple-
 mento de desplazamiento de fase eléctrica entre dichas se-
 ñales periódicas.

15 11ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 5ª,
 caracterizado además porque dicha segunda señal de control
 es variable, y los cuartos medios incluyen medios para evi-
 tar la desviación de la segunda señal de control por deba-
 jo de un límite mínimo predeterminado.

20 12ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 9ª,
 caracterizado además porque dicha señal representativa de
 la magnitud de la corriente se deriva de corrientes alter-
 nas en los devanados de estator del motor y representa la
 magnitud promedio de la misma, y dicha señal representati-
 va de la magnitud de flujo magnético se deriva del flujo
 magnético producido a través del entrehierro de estator-ro-
 tor en el motor, y representa su magnitud promedio.

25 13ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 9ª,
 caracterizado además proque dicha señal representativa de la
 magnitud de flujo magnético comprende la suma algebraica de
 una señal que varía con la magnitud de dicho flujo magnético
 y una señal compensadora que es una fracción predeterminada

6

de dicha señal representativa de la magnitud de la corriente.

14a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 9a, caracterizado además porque dichos medios procesadores de par de torsión están conectados a medios para percibir el flujo magnético real producido a través del entrehierro de estator-rotor en el motor y a medios para percibir la corriente real en los devanados de estator de dicho motor, y porque los medios procesadores de par de torsión comprenden medios de circuitos procesadores de señal de flujo magnético para derivar del flujo magnético real percibido, señales de flujo magnético respectivas en los ejes directo y de cuadratura, medios de circuito procesadores de señal de corriente para derivar de la corriente real percibida, señales de corriente respectivas de los ejes directo y de cuadratura, primeros medios de circuito multiplicador acoplados a dichos medios de circuito procesadores de señal de flujo magnético y a los medios de circuito procesadores de señal de corriente para multiplicar dicha señal de flujo magnético de eje de cuadratura y dicha señal de corriente de eje directo, y derivar una salida representativa de su producto, segundos medios de circuito multiplicadores acoplados a los primeros medios de circuito procesadores de señal de flujo magnético y a los medios de circuito procesadores de señal de corriente para multiplicar dicha señal de flujo magnético de eje directo y dicha señal de corriente de eje de cuadratura, y derivar una salida representati

ep

va de su producto, y medios de circuitos sumadores acoplados a los primeros y segundos medios multiplicadores para sumar conjuntamente sus salidas y derivar una señal de salida resultante, que es la señal de realimentación de par de torsión, proporcional a su diferencia.

15a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 14a, para un motor eléctrico de c-a que tiene devanados de estator suministrados con energía de c-a polifásica de frecuencia variable, caracterizado además porque se conectan primeros medios de circuito rectificadores y sumadores a dichos medios perceptores de flujo magnético real, para derivar dicha señal representativa de magnitud de flujo magnético que representa la magnitud promedio del flujo magnético producido a través de dicho entrehierro de estator-rotor, y porque se conectan segundos medios de circuito rectificadores y sumadores a dichos medios perceptores de corriente real para derivar dicha señal representativa de la magnitud de corriente que representa la magnitud promedio de las corrientes alternas en dichos devanados de estator.

16a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 1a, para un motor eléctrico de c-a de velocidad ajustable, el estator del cual tiene devanados conectados al aparato de conversión de energía eléctrica que comprende un suministro de energía de c-d controlada, que tiene terminales de c-d a través de las cuales se imprime un voltaje de magnitud promedio variable, un inversor

6

de energía eléctrica estática de frecuencia variable que tiene juegos de terminales de c-d y de c-a, y me
5 dios que incluyen un filtro nivelador de corriente pa
ra interconectar las terminales de c-d de dicho sumi
nistro de energía y el juego de terminales de c-d de
dicho inversor, los devanados de estator del motor -
estando conectados al juego de terminales de c-a del
inversor, con lo cual los devanados de estator son -
excitados por la corriente alterna de frecuencia y -
10 amplitud variables, caracterizado además porque dichos
segundos medios están dispuestos para controlar la fre
cuencia de operación del inversor y, por lo tanto, la
frecuencia de la corriente que excita dichos devanados
de estator.

15 17ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación
16ª, caracterizado además porque comprende terceros me
dios conectados a dichos segundos medios para proveer
una señal de comando representativa de un ángulo de fa
se deseado, dichos segundos medios estando dispuestos
20 para variar la frecuencia de operación del inversor se
gún sea necesario, para disminuir a un mínimo cualquier
diferencia entre dicha señal de realimentación de ángu
lo y dicha señal de comando, y cuartos medios que res--
ponden a una señal de control para controlar dicho sumi
25 nistro de potencia de c-d a modo de controlar la magni
tud promedio de dicho voltaje, y por lo tanto la ampli
tud de la corriente alterna que excita dichos devanados
de estator.



18a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 1a, para un motor eléctrico de c-a, el estator del -- cual es suministrado con energía de c-a polifásica, de frecuencia variable.

5 19a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 1a, para un motor de conformidad con la reivindicación 1a, caracterizado además porque dicha corriente es la corriente en los devanados de estator del motor.

10 20a.- Aparato de conformidad con la reivindicación 19a, caracterizado además porque el flujo magnético -- es el flujo magnético producido a través del entrehierro de estator-rotor en el motor, cuando se excita éste.

15 21a.- Aparato de conformidad con la reivindicación -- 20a, caracterizado además porque comprende medios para acoplar dichos primeros medios al motor, medios de acoplamiento que comprenden medios para percibir la corriente real en los devanados de estator, y medios para percibir el flujo magnético real producido a través de dicho entrehierro de estator-rotor.

20 22a.- Aparato de conformidad con la reivindicación -- 21a, caracterizado además porque dichos primeros medios incluyen medios procesadores de par de torsión conectados a dichos medios de acoplamiento para derivar una señal de realimentación de par de torsión que varía con --

25 el producto cruzado de las representaciones vectoriales de la corriente real del devanado de estator y del flujo magnético real de entrehierro de estator-rotor, y -- porque dichos primeros medios incluyen además medios -- procesadores de ángulo conectados a dichos medios proce

de

sadores de par de torsión para producir una señal, que es dicha señal de realimentación de ángulo, que tiene un valor que varía directamente con el valor de dicha señal de realimentación de par de torsión pero inversamente con el valor de una primera señal proporcional a la magnitud de la representación vectorial de dicha corriente real del devanado de estator, e inversamente con el valor de una segunda señal representativa de la magnitud de la representación vectorial de dicho flujo magnético real de entrehierro de estator-rotor.

23ª.- Aparato de conformidad con la reivindicación 20ª, caracterizado además porque dicha segunda señal comprende la suma algebraica de una señal proporcional a la magnitud de la representación vectorial de dicho flujo magnético real de entrehierro de estator-rotor, y una señal compensadora que es una fracción predeterminada de dicha primera señal.

24ª.- Por último se reivindica como objeto sobre el que ha de recaer la presente Patente de Invención que por veinte años se solicita registrar para España, -----

p o r

" APARATO MEJORADO PARA ESTABILIZAR UN SISTEMA IMPULSOR DE MOTOR ELECTRICO DE C-A "

Todo conforme queda expresado en la presente Memoria Descriptiva que consta de sesenta y cinco hojas foliadas y escritas a máquina por una sola cara y planos que se acompañan.

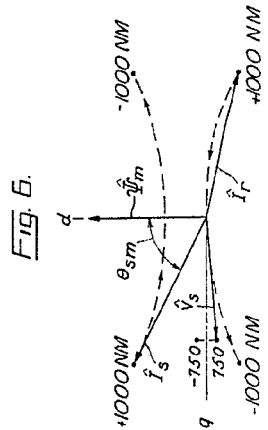
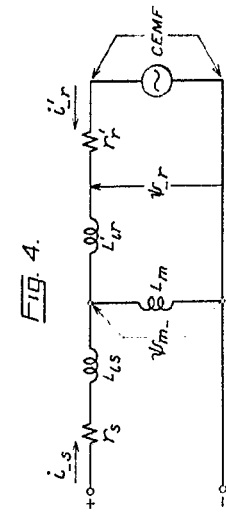
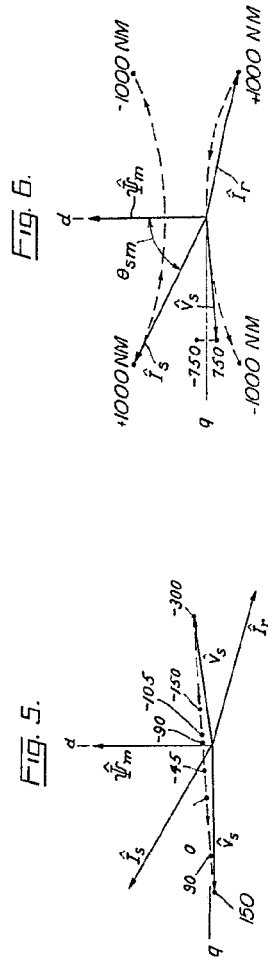
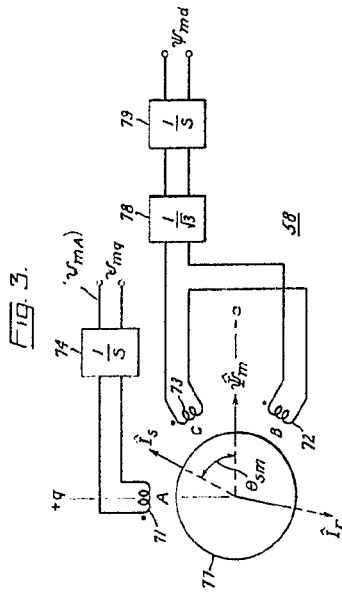
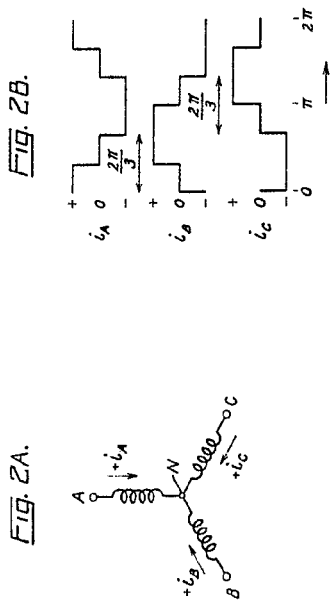
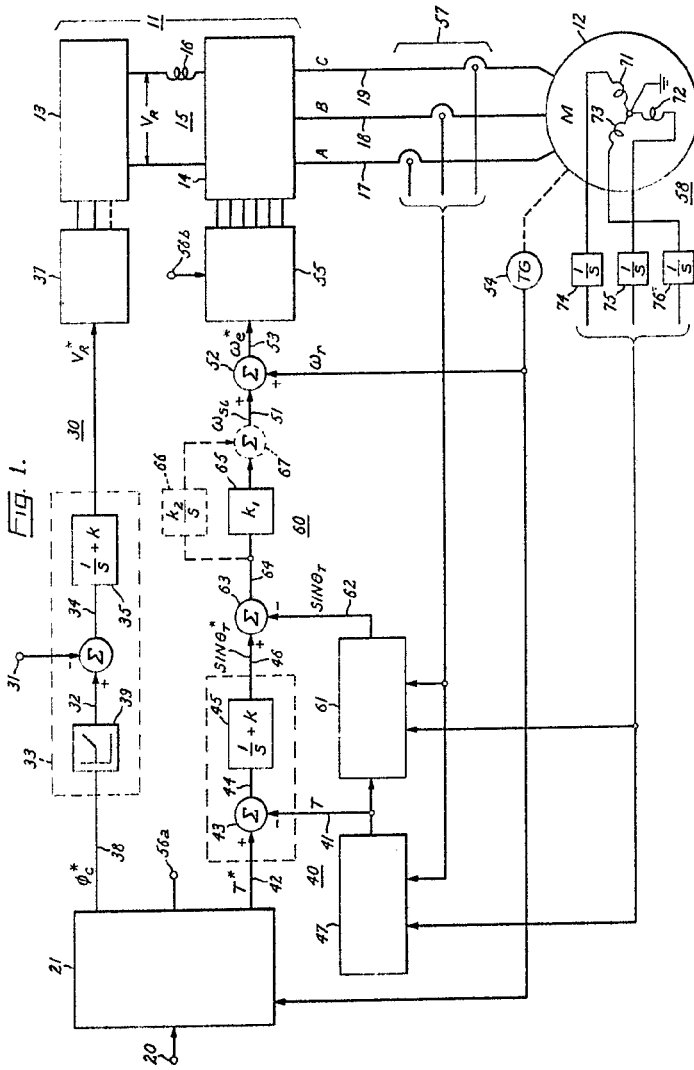
Madrid,

29 SEP. 1977

P.A.,

PEDRO FELIX BARRA
P.A.

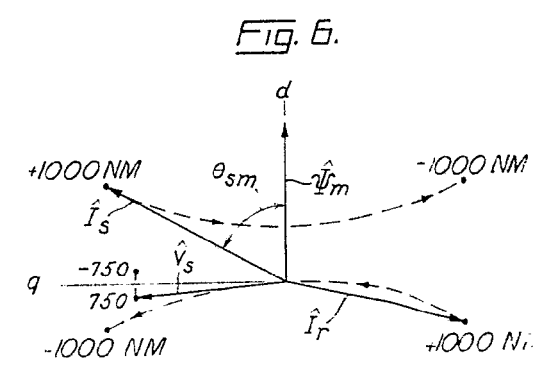
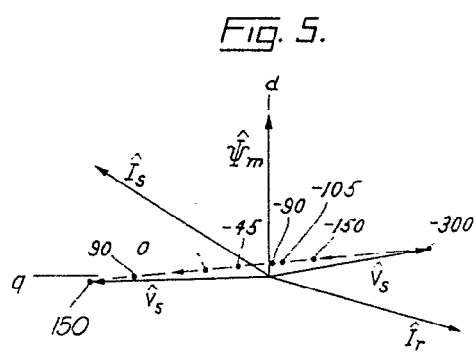
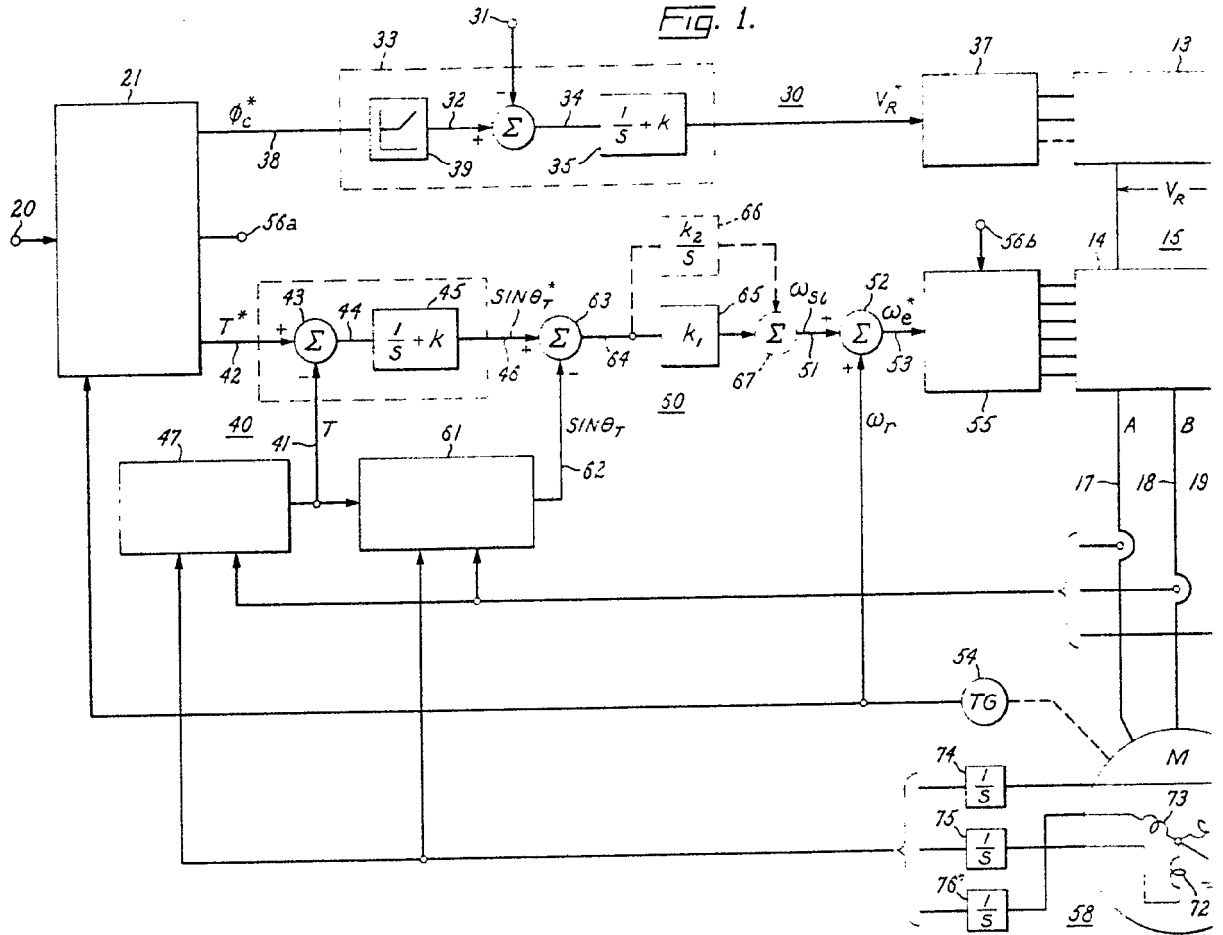
10



Madrid, 23 JUN. 1971
P.A.

[Handwritten signature]

Escala variable



Escala variable

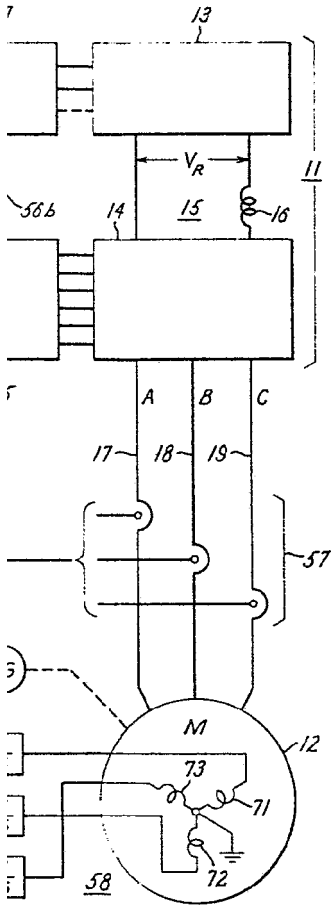


Fig. 2A.

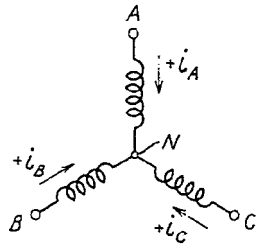


Fig. 2B.

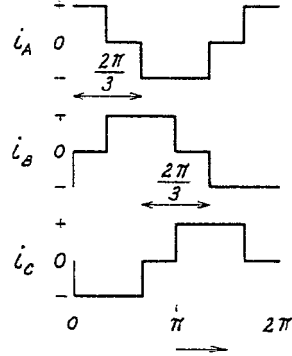
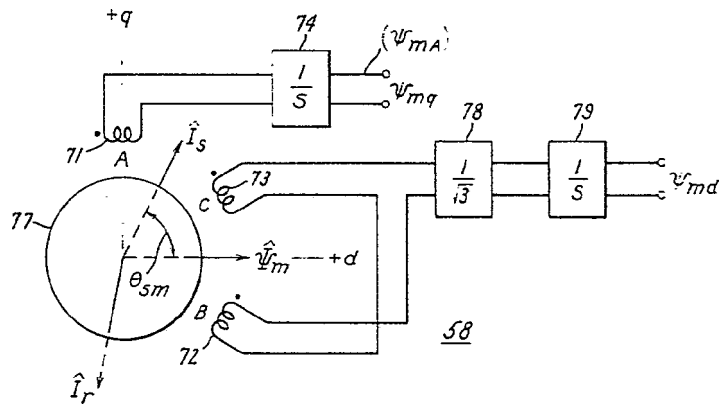


Fig. 3.



B.

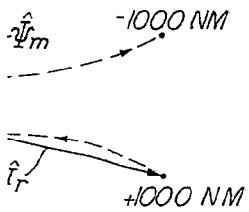
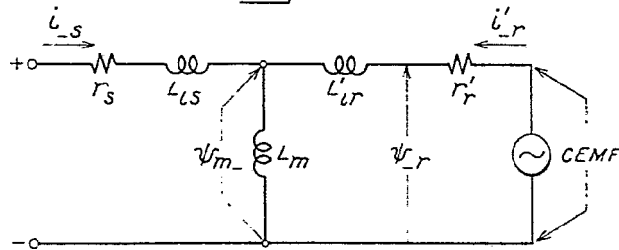


Fig. 4.



Madrid, 23/12/1977
P.A.

[Handwritten signature]

Fig. 7.

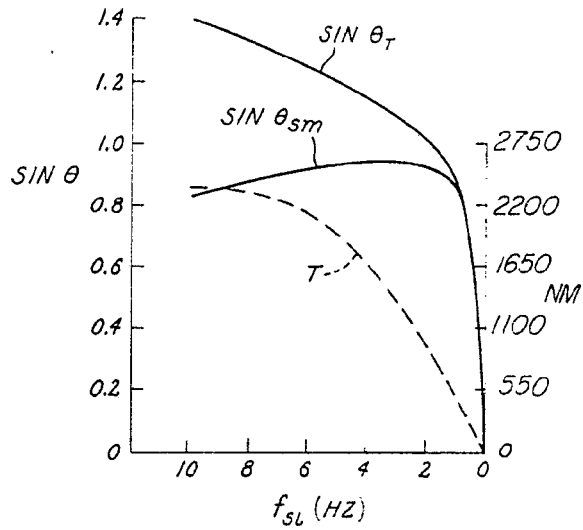
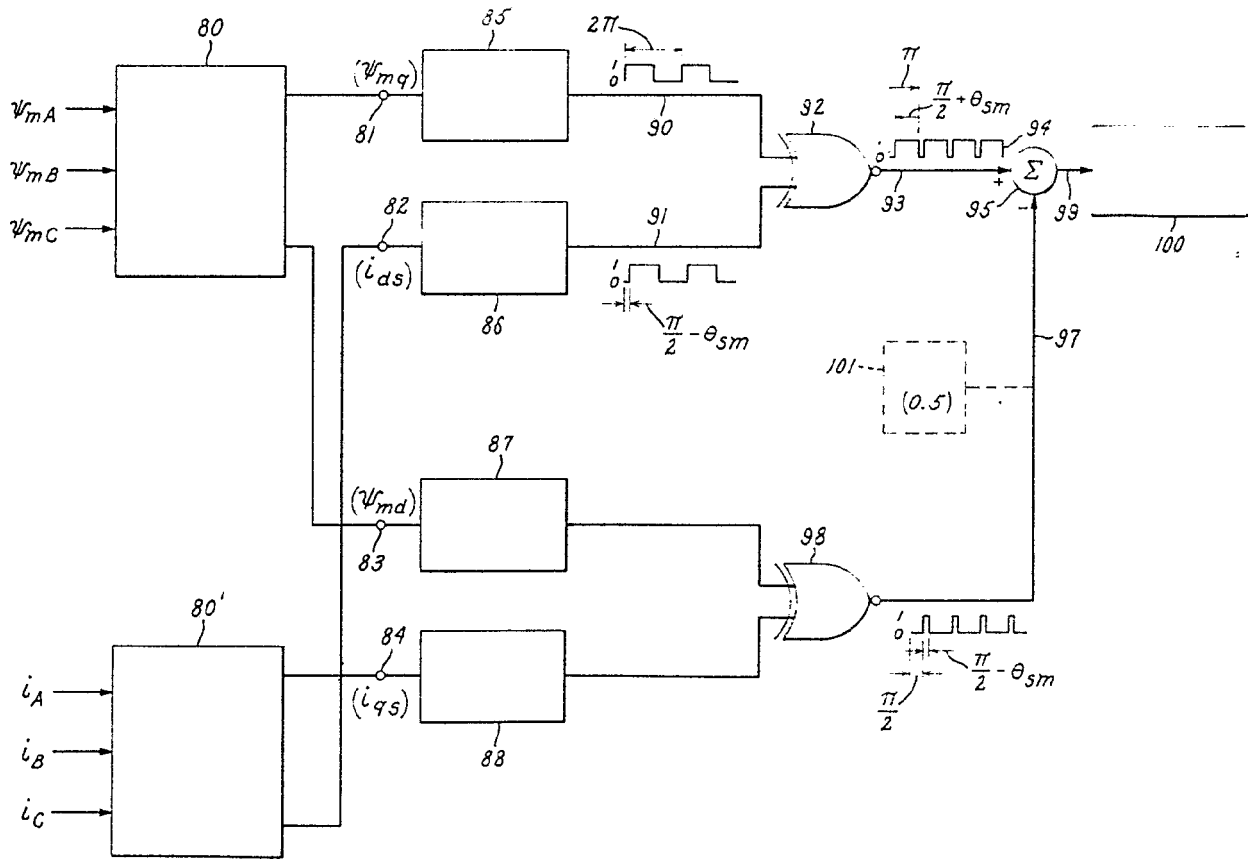
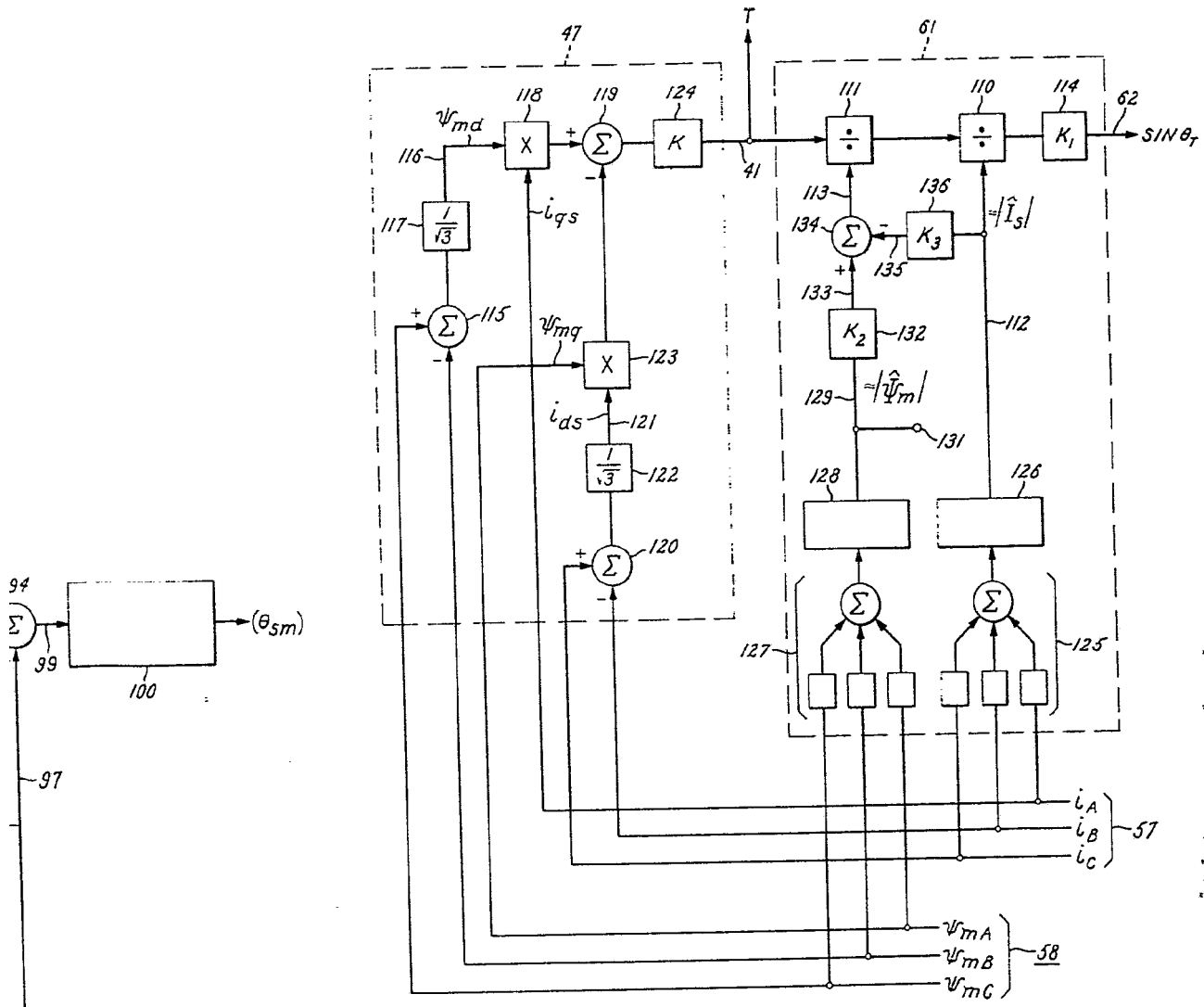


Fig. 8.



Escala variable

FIG. 9.



θ_{sm}

Madrid, 29.3.1977
 P.A.
[Signature]