(19) OFICINA ESPAÑOLA DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 369 503**

(51) Int. CI.:
H02P 21/00 (2006.01)

(12) TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA T3

(96) Número de solicitud europea: **04763273 .2**
(96) Fecha de presentación: **15.07.2004**
(97) Número de publicación de la solicitud: **1652289**
(97) Fecha de publicación de la solicitud: **03.05.2006**

(54) Título: **MÉTODO PARA LA APLICACIÓN CONTROLADA DE UN VALOR TEÓRICO DE UNA CORRIENTE ESTATÓRICA Y DE UN MOMENTO DE TORSIÓN, PARA UNA MÁQUINA DE INDUCCIÓN ALIMENTADA POR CONVERTIDOR ESTÁTICO.**

(30) Prioridad:
06.08.2003 DE 10336068

(45) Fecha de publicación de la mención BOPI:
01.12.2011

(45) Fecha de la publicación del folleto de la patente:
01.12.2011

(73) Titular/es:
SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
WITTELSBACHERPLATZ 2
80333 MÜNCHEN, DE

(72) Inventor/es:
HOFFMANN, Frank;
SPERR, Franz y
STANKE, Georg

(74) Agente: **Carvajal y Urquijo, Isabel**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Método para la aplicación controlada de un valor teórico de una corriente estatórica y de un momento de torsión, para una máquina de inducción alimentada por convertidor estático

La presente invención hace referencia a un método para la aplicación controlada de un valor teórico de una corriente estatórica y un valor teórico de un momento de torsión, para una máquina de inducción alimentada por un convertidor estático.

Para la alimentación de máquinas de inducción, cuyo momento se puede ajustar de manera altamente dinámica en los valores deseados, dentro de un margen de velocidad amplio, se emplean generalmente convertidores de pulsos con una tensión de entrada constante, frecuentemente combinado con un proceso de regulación orientado al campo. Un sistema motriz de esta clase cumple generalmente también con los requerimientos técnicos elevados de la calidad estándar. Ante la condición de que las corrientes de los terminales se puedan aplicar de la forma que se desee, se pueden regular en principio de manera continua el flujo magnético y el momento de torsión de una máquina de inducción, en los valores deseados, sin embargo, sólo cuando todos los parámetros electromagnéticos del sistema se conocen a partir de un modelo descriptivo de la máquina lo suficientemente exacto. Con la ayuda de un sistema de procesamiento de señal, se pueden determinar ininterrumpidamente las tensiones correspondientes de terminales, partiendo de las variables de medición de las corrientes de terminales y de las velocidades, de acuerdo con una variable teórica, por ejemplo, para el momento de torsión. Ante requerimientos dinámicos particularmente elevados para la regulación de la máquina de inducción, la frecuencia de pulsos también debe ser elevada. Esto representa una desventaja para el rendimiento y los costes del convertidor.

Los convertidores para la tracción en vehículos sobre carriles no permiten frecuencias de conmutación elevadas, debido a la densidad de potencia elevada y a los requerimientos de eficiencia elevados. Por ejemplo, la frecuencia de conmutación se encuentra en un margen de ajuste de tensión de sólo 300Hz - 800 Hz en el caso de las locomotoras, trenes automotores y trenes tranvías pesados, y en un margen de 800Hz - 2kHz para trenes de corta distancia. Además, la tensión de circuito intermedio disponible se debe aprovechar de manera óptica, es decir, que no se pueden requerir reservas de tensión debido a razones técnicas en relación con la regulación. Para evitar los efectos de retroalimentación inadmisibles en el circuito, el espectro estable de oscilación armónica debe estar definido y se debe poder modificar. Esto requiere, junto con la frecuencia de conmutación limitada y la capacidad de modulación máxima, procesos de temporización para el convertidor de pulsos.

Los requerimientos dinámicos en el convertidor de tracción resultan también elevados. Tanto el comportamiento de las perturbaciones, por ejemplo, en el caso de saltos de tensión en la línea de contacto, así como el comportamiento de guía, por ejemplo, la dinámica elevada deseada del momento de torsión, deben ser altamente dinámicos en relación con un accionamiento estable normal, para el control de los procesos de deslizamiento y de derrape, así como de las vibraciones de accionamiento mecánicas.

Por otra parte, las cargas de corriente máximas proyectadas del convertidor se mantienen estrictamente, para evitar un sobredimensionamiento de la unidad de potencia. También en el caso de modificaciones en las variables de perturbaciones y de guía, la corriente predeterminada se debe poder aplicar mediante el proceso de regulación.

Por lo tanto, resulta necesario un proceso de regulación que presente la aplicación de la corriente estatórica. Dicho proceso permite al mismo tiempo un comportamiento estable y dinámico para la especificación del momento de torsión.

Hasta el momento, una regulación exacta y altamente dinámica de la corriente estatórica ha fallado directamente en las oscilaciones armónicas considerables generadas por la temporización, y en los parámetros considerablemente no lineales de las máquinas para las oscilaciones armónicas (inductancia de dispersión e inductancia principal).

A partir de la revelación “la regulación del accionamiento del dispositivo de control, en relación con el convertidor, para sistemas de automatización de vehículos sobre carriles SIBAS 32”, revelada en la revista técnica del ferrocarril alemana "eb - Elektrische Bahnen”, volumen 90 (1992), fascículo 11, páginas 344 a 350, se conoce una regulación del accionamiento en relación con el convertidor, para máquinas asíncronas, de acuerdo con el método que consiste en la orientación del campo con las funciones esenciales que consisten en la detección de los valores de medición, el modelo de flujo, la estructura de regulación, así como el dispositivo de control.

Para la regulación de accionamiento de acuerdo con el método probado de la orientación del campo, se requiere la detección de variables de medición analógicas. Se miden dos corrientes de la máquina y la tensión de entrada del convertidor de pulsos, también denominada tensión de circuito intermedio. En una variante también se miden dos tensiones de conductores. Como otra variable de medición se determina la velocidad del motor. En el caso que un convertidor alimente dos motores de tracción conectados en paralelo, se detectan ambas velocidades de motor, y para la regulación se utiliza el valor medio aritmético.

Como base de la regulación orientada al campo, se utiliza el conocimiento del valor y de la posición angular del flujo del rotor. Dado que dichas variables no se pueden medir directamente, se emplean generalmente modelos de cálculo que reproducen la estructura interior de la máquina asíncrona. Para la determinación del flujo del rotor a partir de los valores reales medidos de la tensión, la corriente y la velocidad, se utiliza un modelo de flujo. Está compuesto de dos modelos parciales conocidos de las máquinas asíncronas, es decir, el modelo de tensión y el modelo de corriente. En el caso de velocidades reducidas, prevalece la influencia del modelo de corriente, mientras que en el caso de velocidades mayores prevalece el modelo de tensión. De esta manera, la estructura utilizada combina las ventajas de ambos modelos parciales y se puede considerar como un modelo de tensión guiado por el modelo de corriente. El modelo de corriente comprende el parámetro de la constante de tiempo del rotor. Durante el funcionamiento, se modifica considerablemente la resistencia del rotor de la máquina con la temperatura del rotor. Resulta necesario conocer la resistencia actual del rotor para una operación exacta del modelo de corriente.

La tarea central del sistema procesador de señales, reside en la selección del convertidor de pulsos, de manera tal que el motor de tracción siga los valores teóricos requeridos. Ambas tensiones entre conductores, así como las tres corrientes de la máquina, se convierten en dos componentes ortogonales en transformadores de coordenadas. Con el ángulo de flujo, ambos componentes de corriente ortogonales son transformados por un sistema de coordenadas fijo del estator, en un sistema variable de acuerdo con el vector de espacio del flujo del motor, es decir, que se realiza la orientación del campo de los componentes de corriente. Después de un filtrado, se presentan los valores reales del componente de corriente que conforma el campo y el que conforma los momentos. En un punto de funcionamiento estable, dichos componentes de corriente presentan la misma magnitud.

Con el fin de determinar las variables de salida para la regulación a partir de las variables de guía, del flujo teórico y del momento teórico, se reproduce generalmente la estructura inversa de la máquina asíncrona en un denominado circuito de desacoplamiento. Dicho circuito calcula los componentes de tensión requeridos, a partir del valor teórico del flujo, del valor teórico de la corriente magnetizante obtenida de las curvas características de magnetización, a partir del valor teórico de la corriente efectiva y de la velocidad angular del flujo del rotor. Para la estabilización, en las salidas del desacoplamiento se adicionan dos reguladores de corriente para los componentes de corriente que conforman el campo y los momentos.

La adaptación de la regulación a la tensión de circuito intermedio actual se realiza en el dispositivo de control. A partir de la tensión teórica y del valor real de la tensión de circuito intermedio, se calcula el grado de modulación para el modulador de la duración de pulsos. El dispositivo de control cumple la función de generar, mediante la conmutación alternada de los tres pares de fases del convertidor en el motor, la oscilación fundamental requerida de la tensión, regulable en frecuencia y amplitud.

Los tiempos de conmutación se calculan según el estado de funcionamiento, de acuerdo con dos procesos de modulación diferentes. En el caso de frecuencias y tensiones reducidas en la puesta en marcha, y en el caso de una velocidad reducida, se utiliza una modulación sinusoidal asíncrona. Dado que en este caso se realizan una pluralidad de conmutaciones en un periodo de la frecuencia fundamental, el vector de conmutación y el ángulo de conmutación correspondiente deben ser determinados fuera de línea por el procesador. En el caso que la relación de la frecuencia de conmutación con la frecuencia fundamental, el denominado número de pulsos, ascienda a un valor de aproximadamente 10 a 8, el convertidor se debe temporizar sincronizadamente en relación con la frecuencia fundamental. Ante una frecuencia fundamental ascendente, como consecuencia de la frecuencia de conmutación limitada del convertidor, se debe reducir gradualmente el número de pulsos. En este caso, se utilizan modelos de pulsos optimizados fuera de línea. Un criterio de optimización importante, es el valor efectivo de la corriente de armónicos, dado que dicha corriente genera principalmente las pérdidas adicionales en el motor mediante la alimentación del convertidor.

Por lo tanto, como segunda etapa después de la optimización se debe realizar la selección del modelo de pulsos. Además, para la selección del sistema de pulsos adecuado para el procesador, se crea un campo característico en el cual se encuentra registrado el modelo de pulsos más adecuado para todos los valores discretos posibles de la frecuencia fundamental y del grado de modulación, que cumple con la condición límite de la frecuencia de conmutación máxima y respeta la duración mínima de pulsos, así como el valor máximo de la corriente. Los niveles de selección del modelo de pulsos, así como el ángulo de pulso optimizado fuera de línea para cada sistema de pulsos y para cada grado de modulación, se almacenan en tablas en la unidad procesadora de señales. En el dispositivo de control del módulo de programa se determinan en primer lugar, a partir de los niveles de selección, el modo de modulación y el sistema de pulsos, que además corresponde al punto de funcionamiento requerido por la regulación. En el área del modelo optimizado, se calculan los tiempos de conmutación en relación con la frecuencia instantánea del estator, a partir de los ángulos de conmutación almacenados para el grado de modulación correspondiente. En el caso de modificaciones en el sistema de pulsos, se deben seleccionar los instantes de manera tal que no se presenten procesos de compensación o picos de corriente no deseados.

Con dicho dispositivo de control de tensión, se puede predeterminar la variable de ajuste de la tensión sólo como una oscilación fundamental en un valor y un ángulo, por consiguiente, los valores instantáneos de las variables eléctricas restantes se pueden predeterminar mediante el modelo de pulsos, y ya no se pueden modificar en línea.

En el caso de una dinámica demasiado elevada, se presentan procesos de compensación que conducen a oscilaciones del momento de torsión demasiado elevadas.

En la revelación "regulación automática directa para accionamientos mediante campo giratorio altamente dinámicos con alimentación por convertidor estático" revelada en la revista alemana "etzArchiv", volumen 7 (1985), fascículo 7, páginas 211 a 218, se describe una regulación automática directa de una máquina asíncrona alimentada por convertidor estático, que opera sin modulación de la duración de pulsos, que resulta poco susceptible a los parámetros, y además presenta propiedades dinámicas muy buenas. Cuando se alimenta una máquina de inducción mediante un convertidor trifásico con una tensión de entrada constante, el vector de espacio de la tensión del estator sólo puede admitir siete valores discretos. En el caso que se desatienda la tensión en el área de reducción del campo, generalmente reducida en relación con la tensión del estator, que decrece en las resistencias de cobre de las bobinas del estator, de esta manera el respectivo valor instantáneo del vector de espacio de la tensión, determina de manera inequívoca la modificación de la disposición instantánea del vector de espacio para el flujo total en relación con la velocidad y el sentido. En el caso de una sincronización estable de la frecuencia fundamental, el valor máximo del vector de espacio del flujo pasa simultáneamente, por lo tanto, por un hexágono con una velocidad de trayectoria constante y una velocidad angular que emite pulsos débiles.

En el caso de una sincronización de frecuencia fundamental, la única opción para modificar el momento de torsión de la máquina asíncrona, consiste en controlar los intervalos de tiempo entre las conmutaciones del vector de espacio de la tensión. En el caso que se desatiendan las tensiones proporcionales a la corriente en la resistencia de cobre de las bobinas del estator, en un convertidor trifásico con una tensión de entrada constante, se puede reducir de manera muy simple la velocidad de trayectoria al valor cero, es decir, mediante la inserción del séptimo vector de espacio de la tensión de la máquina, cuyo valor equivale a cero. Mediante un juego de pulsos compuesto de un primer intervalo parcial con una velocidad de trayectoria constante del vector de espacio del flujo, y de un segundo intervalo con un vector de espacio del flujo estacionario en relación con los ejes del estator, se puede ajustar cualquier valor intermedio de la velocidad de trayectoria promediada para el juego de pulsos, como se conoce, mediante la selección de la duración de ambos intervalos parciales.

El procesamiento de señales para la regulación automática directa del flujo, presenta un comparador de flujos y un comparador de momentos. A partir de los valores de tensión medidos, reducidos a una caída de tensión en las resistencias de cobre de las bobinas del estator de la máquina asíncrona, se generan componentes ortogonales del flujo del estator mediante un integrador, que se convierten en variables de flujo de cada uno de los ejes de la bobina del estator de la máquina asíncrona. Dichas variables de flujo se comparan respectivamente con una variable de guía del flujo que pueden derivar de una regulación del momento de torsión. Por consiguiente, se obtiene una regulación muy simple dentro del margen de la velocidad básica, de acuerdo con la siguiente especificación:

En el caso que el valor real del momento exceda el valor teórico por encima de una tolerancia admitida, entonces en lugar del valor del vector de espacio actual determinado mediante la regulación automática del flujo, a partir de los seis valores exteriores del vector de espacio de la tensión de la máquina, se inserta el séptimo valor del vector de espacio con el valor cero, hasta que el valor real del momento sea inferior al valor teórico de tolerancia admitido. La regulación automática del flujo determina después nuevamente el estado de conmutación del convertidor. El séptimo valor del vector de espacio de la tensión con el valor cero puede actuar, de la manera conocida, mediante dos estados de conmutación diferentes. Mediante los criterios de selección correspondientes, se puede cumplir con las condiciones secundarias, por ejemplo, la frecuencia de conmutación, la garantía de los tiempos mínimos del estado de conmutación.

De la manera descrita, la velocidad angular promediada en un juego de pulsos, de la fracción giratoria del acoplamiento inductivo resultante, se ajusta naturalmente en un valor requerido para generar el momento de torsión deseado, es decir, sin la necesidad de conocer cada información en relación con la velocidad del eje y los valores actuales de inductancias, de la resistencia del rotor, así como en relación con otras variables y parámetros que se deben conocer en el caso de un método de regulación orientado al campo. Las fluctuaciones lentas y rápidas, en general siempre presentes, de la tensión continua de entrada del convertidor, se consideran automáticamente mediante la regulación automática directa y, de esta manera, no producen efecto alguno en el momento de torsión conducido en un margen de tolerancia predeterminado.

Dicha regulación automática directa resulta adecuada para un sistema de accionamiento de tracción, y proporciona un comportamiento dinámico óptimo, sin embargo, no proporciona ningún comportamiento estable reproducible. Además, dicha regulación automática directa no permite ninguna relación demasiado reducida de la frecuencia de conmutación con la frecuencia fundamental.

En la revelación "regulación directa del momento de torsión de accionadores trifásicos", revelada en la revista alemana "ABB Technik", número 3, 1995, páginas 19 a 24, se presenta una nueva regulación directa desarrollada del momento de torsión. Dicha regulación directa del momento de torsión, denominada también control directo de momento de torsión (DTC), se basa en las teorías de la regulación orientada al campo de máquinas asíncronas, y de la regulación automática directa. En el caso de la regulación directa del momento de torsión, se integran en gran

parte el motor y el convertidor. Todos los procesos de conmutación del convertidor dependen del estado electromagnético del motor. Como en el caso de las máquinas de corriente continua, el control directo del momento de torsión permite una regulación por separado del momento de torsión y del flujo. No resulta necesario un modulador de la duración de pulsos entre el motor y la unidad de control del convertidor.

Las unidades de núcleo del sistema de control directo del momento de torsión, son las unidades constructivas para la regulación por histéresis del momento de torsión y del flujo magnético, así como la unidad lógica para optimización de la conmutación. Otro componente importante del sistema es el modelo exacto del motor. Mediante las mediciones de dos corrientes de motor y de la tensión en el circuito intermedio de corriente continua, el modelo del motor genera señales para el valor real del momento de torsión, del flujo del estator, de la frecuencia y de la velocidad del eje. Los valores teóricos para el momento de torsión y para el flujo se comparan con los valores reales, y se generan las señales de ajuste mediante la regulación de dos posiciones de la histéresis. La lógica para optimización de la conmutación determina el vector de tensión más adecuado mediante los valores teóricos para el momento de torsión y para el flujo. La regulación del flujo del estator se realiza mediante la tensión de salida del convertidor. En el control directo del momento de torsión se mantienen el flujo del estator y el momento de torsión dentro del límite de histéresis, es decir, dentro del margen de tolerancia seleccionado. Por consiguiente, los valores teóricos del estado sólo se modifican cuando los valores reales del momento de torsión y del flujo del estator difieren de sus valores teóricos, excediendo la histéresis admitida. Cuando el vector giratorio de flujo del estator alcanza el límite de histéresis superior o inferior, se utiliza un vector de tensión adecuado, con el fin de modificar el sentido del flujo del estator y, de esta manera, de mantener dicho flujo dentro del margen de histéresis. El momento de torsión requerido se logra mediante la regulación del vector del flujo del estator.

También dicha regulación directa del momento de torsión proporciona un comportamiento dinámico óptimo, así como la regulación automática directa. Sin embargo, el comportamiento estable no reproducible y dicha regulación directa del momento de torsión tampoco permiten una relación demasiado reducida de la frecuencia de conmutación con la frecuencia fundamental.

En la revelación “regulación automática directa, un nuevo método de regulación para sistemas de accionamiento de tracción en la primera aplicación en locomotoras dieseleléctricas”, revelada en la revista alemana “eb - Elektrische Bahnen”, volumen 89 (1991), fascículo 3, páginas 79 a 87, se describe la realización de una regulación automática directa (DSR).

El objeto de la presente invención consiste en proporcionar un método para la aplicación controlada de un valor teórico de corriente estatórica y un valor teórico de momento de torsión, que evite las desventajas de los métodos conocidos, y que permita la expansión del área de aplicación en máquinas sincrónicas.

Dicho objeto se resuelve, conforme a la presente invención, mediante las características de la reivindicación 1.

Mediante dicho método conforme a la presente invención, la regulación orientada al campo se combina con un dispositivo de control para las áreas de tiempo de la tensión para modelos de pulsos optimizados fuera de línea. Es decir, como variable de ajuste ya no se predetermina ninguna tensión del estator, sino su integral, es decir, las áreas de tiempo de la tensión. Dado que dichas áreas de tiempo de la tensión presentan la dimensión de un flujo, dichas áreas de tiempo se denominan, a modo ilustrativo, como flujo de terminales. De esta manera, a partir de un dispositivo de control de tensión, un dispositivo de control de las áreas de tiempo de la tensión, con el cual se puede seguir exactamente una curva de trayectoria seleccionada estable y dinámica, con el fin de ajustar de esta manera, directamente con cada conmutación posible, la posición de un flujo de terminales determinado para el flujo del rotor de una máquina de inducción, tanto de acuerdo con el valor como con el ángulo. De esta manera, debido al control previo estable y exacto con el flujo de terminales, en el estado estable se aplican también el flujo del estator y, de esta manera, el momento de torsión, que se determina a partir de la posición del flujo del estator en relación con el flujo del rotor. Además, se aplica la corriente estatórica indirectamente mediante dicho control previo del flujo de terminales, con lo cual se evitan las desventajas de una regulación directa de la corriente.

Dado que en el caso de una temporización sincrónica, no se puede lograr una diferenciación del flujo continua en el tiempo para la tensión, con el fin de lograr un control previo estable y dinámico correcto, debido al conocimiento de la presente invención, dicha diferenciación se traslada al dispositivo de control de tiempos discretos y de pulsos sincrónicos. De esta manera, la variable de entrada del dispositivo de control ya no es la tensión, sino que es su integral en relación con el tiempo, que corresponde a un área de tiempo de tensión, que debe realizar el dispositivo de control en el respectivo intervalo discreto de exploración. El traslado de la diferenciación del flujo de terminales al dispositivo de control, condiciona ampliamente las modificaciones en el tratamiento y la emisión de los modelos de pulsos optimizados en el dispositivo de control.

En un método ventajoso, el flujo de terminales se detecta mediante un desvío a través del cálculo de la tensión del estator estable. De esta manera, se obtiene al mismo tiempo un grado de modulación que se puede utilizar en la selección de un modelo de pulsos. En el área de reducción del campo, el grado de modulación se debe limitar, hecho que se puede realizar en este punto mediante el desvío a través de la tensión del estator.

En otro método ventajoso, se determina un valor real del flujo de terminales, que en el control dinámico de un flujo de terminales determinado, se utiliza en una curva de trayectoria del flujo seleccionada. De esta manera, se compensan ampliamente las divergencias, que pueden generar como consecuencia procesos de compensación. Por lo tanto, se traslada la divergencia dinámica desde el flujo del estator al flujo del terminal, con lo cual también se puede aplicar dinámicamente un valor teórico del momento de torsión. Con la aplicación de un valor teórico del momento de torsión, se aplica exactamente la posición del flujo del estator en relación con el flujo del rotor, con lo cual se determina también la corriente estatórica. Por lo tanto, se aplica indirecta y dinámicamente un valor teórico de una corriente estatórica.

Para una explicación adicional de la presente invención, se remite a los dibujos en los cuales se visualiza esquemáticamente el método conforme a la presente invención.

FIG. 1 muestra una estructura de una regulación completa de un accionador de una máquina de inducción, sin un generador de velocidad,

FIG. 2 se visualiza un diagrama vectorial de una máquina asíncrona en el sistema de coordenadas estable en relación con el flujo del rotor,

FIG. 3 muestra un tramo de regulación representado de manera simplificada, de una máquina asíncrona,

FIG. 4 muestra un control previo de la tensión de una máquina asíncrona, orientado al flujo del rotor,

FIG. 5 se representa una estructura del control previo para un dispositivo de control de la tensión, mientras que en la

FIG. 6 se visualiza una estructura del control previo para un dispositivo de control de áreas de tiempo de la tensión,

FIG. 7 muestra las posibles tensiones de salida de un convertidor de pulsos, en el sistema de coordenadas del vector de espacio estable en relación con el estator,

FIG. 8 se representa una evolución del flujo de terminales en un sector, con valores de flujo y valores umbrales angulares,

FIG. 9 muestra la realización de un método ventajoso de acuerdo con la presente invención,

FIG. 10 se visualiza una realización de un regulador de flujo y de momento de torsión, de acuerdo con la FIG. 9,

FIG. 11 muestra una realización del control previo, de acuerdo con la FIG. 9,

FIG. 12 se representa en detalle un esquema de bloques de un dispositivo para calcular un valor real del flujo de terminales,

FIG. 13 muestra la estructura de un dispositivo de control de áreas de tiempo de la tensión, dentro del margen de velocidad básica,

FIG. 14 se visualiza la función de una reducción de la curva de trayectoria en el bloque completo,

FIG. 15 se visualiza la función de una reducción de la curva de trayectoria en un modelo de pulsos con flancos, mientras que en la

FIG. 16 se visualiza la disposición del vector cero en una reducción dinámica de la curva de trayectoria, y

FIG. 17 se representa una estructura de un dispositivo de control de áreas de tiempo de la tensión, dentro del margen de reducción del campo y de la velocidad básica.

Con el fin de garantizar claridad, a continuación se representa el método conforme a la presente invención, en el ejemplo de la máquina asíncrona.

En la FIG. 1 se representa una estructura de la regulación completa del accionador 2 de una máquina de inducción 4, sin un generador de velocidad. Un dispositivo 6, en particular un microprocesador, es responsable de la ejecución de una parte esencial del método conforme a la presente invención. Mediante dicho dispositivo 6, a partir de los componentes de corriente detectados I_{sqteo} y I_{Sdteo}, y una frecuencia angular del estator ω_s, se calcula como una variable de ajuste un área de tiempo de la tensión que en este caso se indica como flujo de terminales Ψ_{Kteo}. Los

componentes de corriente que conforman el momento de torsión I_{Sqteo} de un valor teórico de la corriente estatórica I_{Steo} a aplicar, se calcula mediante un regulador de momento de torsión 8 en relación con un valor teórico de momento de torsión M_{teo}, mediante un valor real del flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$ y un valor real del momento de torsión M. Además, en la salida de frecuencia de dicho regulador de momento de torsión 8 se obtiene una frecuencia de deslizamiento del rotor ω_R que se asocia mediante una unidad sumadora 10 con una frecuencia angular calculada ω, que es proporcional a la velocidad mecánica de la máquina de inducción 4. Para la determinación de los componentes de corriente I_{Sdteo} que conforman el flujo, del valor teórico I_{Steo} de la corriente estatórica a aplicar, se proporciona un regulador de flujo 12. En sus entradas existe un valor teórico predeterminado del flujo del rotor $\underline{\Psi}_{Rteo}$ y un valor real detectado del flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$. Ambos componentes de corriente I_{Sdteo} y I_{Sqteo} son componentes de un sistema de coordenadas d, q estable en relación con el flujo del rotor. El regulador del momento de torsión y el regulador del flujo 8 y 12 se conocen lo suficiente a partir de la regulación orientada al campo. Además, a partir de la regulación orientada al campo se conocen los demás dispositivos 14, 16 y 18. Con 14 se indica un modelo de motor, con 16 una adaptación de velocidad y de parámetros, y con 18 un formador de valores. Mediante el dispositivo 16 se calculan un valor de velocidad y valores de parámetros de la máquina de inducción 4, como la resistencia del estator R_s, la inductancia de dispersión L_σ y la inductancia principal L_h. Además se utiliza, por una parte, un valor real del flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$ y, por otra parte, una diferencia de corriente estatórica $\underline{I}_{se}$ que se obtiene de un valor modelo de corriente estatórica $\underline{I}_{smod}$ y un valor real de corriente estatórica $\underline{I}_s$, que se existe en la salida de un transformador de coordenadas 20. El valor modelo de la corriente estatórica $\underline{I}_{smot}$ es suministrado por el dispositivo 14 que genera un flujo de rotor $\underline{\Psi}_R$. y un valor real del momento de torsión M. Además, dicho dispositivo 14 requiere, al menos, de los parámetros y del valor real detectado de la velocidad ω. Con 22 se indica un modelo de convertidor inversor al cual se le suministra el valor modelo de la corriente estatórica $\underline{I}_{smot}$. Del lado de la salida en el modelo de convertidor inversor 22, existen señales de control S_v para un convertidor estático 24 del lado de carga, en particular, un convertidor de pulsos que alimenta la máquina de inducción 4. Como una máquina de inducción 4 se puede utilizar una máquina asíncrona o una máquina sincrónica.

En la FIG. 2 se visualiza a modo de ejemplo un diagrama vectorial de una máquina asíncrona en el sistema de coordenadas d, q estable en relación con el flujo del rotor. Dicho diagrama vectorial muestra, como es usual, el vector de la tensión estatórica $\underline{U}_s$ para el caso estable y para el caso dinámico. También se representa el vector de la corriente estatórica $\underline{I}_s$ con sus componentes ortogonales de corriente I_{sd} y I_{sq}. En dicho diagrama vectorial conocido se representan como nuevos los vectores de flujo $\underline{\Psi}_K$ y $\underline{\Psi}_s$. El vector de flujo $\underline{\Psi}_K$ corresponde al vector U_{Sestab} de la tensión del estator rotado 90°. De esta manera, el vector de flujo $\underline{\Psi}_K$ es la integral del vector de tensión del estator $\underline{U}_{Sestab}$ y se indica como un vector de flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$. Dicho vector de flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$ corresponde a la adición vectorial del vector del flujo del estator $\underline{\Psi}_s$ y a un vector de flujo que corresponde con la caída de tensión en la resistencia del estator R_s.

La estructura del tramo de regulación debe reproducir de manera inversa un control previo estable y dinámico correcto, con el fin de compensar su comportamiento estable y dinámico. En la FIG. 3 se representa de manera básica la distribución de la estructura de una máquina de inducción, particularmente de una máquina asíncrona, con las variables eléctricas que se modifican rápidamente, de la malla del estator 26, y con variables eléctricas que sólo se pueden modificar lentamente, de la malla del rotor 28. El control previo y la regulación del flujo del rotor $\underline{\Psi}_K$ y del momento de torsión M (en el caso de una máquina sincrónica permanentemente activa, sólo el momento de torsión), se puede dividir en el control previo y la regulación lentos del flujo de rotor $\underline{\Psi}_K$, y el control previo y la regulación altamente dinámicos de los componentes de corriente que conforman el campo y los momentos I_{sd} y I_{sq}. En el caso del método conforme a la presente invención, sólo resultan de interés el control previo y la regulación de los componentes de corriente I_{sd} y I_{sq} mediante la malla del estator 26. En el caso de una máquina sincrónica permanentemente activa, en principio sólo existe la malla del estator 26.

En la FIG. 4 se representa la estructura requerida para el control previo de la malla del estator 26. Además, los componentes de tensión U_{sd} y U_{sq} se dividen en las fracciones estables y dinámicas $U_{Sdestab}$, $U_{Sqestab}$ y U_{Sddin}, U_{sqdin}. En este punto se puede prescindir de una descripción de dicha estructura del control previo, dado que para un especialista dicha estructura resulta clara. Los problemas de dicho control previo de la tensión resultan de los componentes de tensión dinámicos U_{Sddin} y U_{Sqdin} que se deben determinar a partir de la diferencia del valor teórico del flujo del estator Ψ_{Sdteo} y Ψ_{sqteo}.

Dicha estructura representa en la FIG. 4 del control previo de la tensión del estator U_s, se puede ampliar a una estructura completa de un control previo, con un dispositivo de control de tensión. Una estructura de esta clase se representa esquemáticamente en la FIG. 5. En un dispositivo de control 30 se realiza la adaptación a una tensión

instantánea de circuito intermedio U_D, así como la transformación inversa de sincronismos de flujo en un sistema de coordenadas estables en relación con el estator, para la emisión de los instantes de conmutación. En dicha estructura del control previo para un dispositivo de control de tensión, con 32 se indica una tabla con modelos de pulsos optimizados, con 34 el parámetro de la inductancia por dispersión L_σ, con 36 el parámetro de la resistencia del estator R_s, con 38 un dispositivo para la diferenciación, y con 40 respectivamente un punto de adición. Para un control previo exacto y dinámico, se debe considerar la dependencia de la frecuencia del parámetro de la inductancia de dispersión L_σ, es decir, la reducción en el caso de frecuencias elevadas. De acuerdo con dicha estructura, se diferencia la variable intermedia del flujo del estator $\underline{\Psi}_s$ obtenida a partir del flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$ y del flujo de dispersión $\underline{\Psi}_\sigma$ generado por la corriente estatórica $\underline{I}_s$, con el fin de obtener la tensión del estator $\underline{U}_s$. Esto se puede realizar sin problemas en la modulación asíncrona, dado que en un ciclo de conmutación cada vector de tensión posible U_S se puede ajustar como un valor medio.

La fracción dinámica de la diferenciación de variaciones del flujo, no se puede considerar lo suficientemente rápido en los modelos de pulsos sincrónicos, dado que la discretización de tiempo mediante los modelos de pulsos para un tratamiento casi continuo resulta demasiado elevada. Esto se puede explicar mediante el hecho de que en la temporización sincrónica se define de manera fija la secuencia de conmutación del vector de espacio de la tensión. De esta manera, no se puede modificar de manera discrecional la tensión de acuerdo con el valor y el ángulo, de manera tal que la diferenciación del flujo del estator $\underline{\Psi}_s$ no se pueda convertir en el vector de espacio $\underline{U}_s$ deseado de la tensión del estator. Es decir, que en el caso de modelos de pulsos optimizados, el control previo sólo puede actuar de manera estable.

Dado que en el caso de una temporización sincrónica, no se puede lograr una diferenciación del flujo continua en el tiempo para la tensión, con el fin de lograr un control previo estable y dinámico correcto, dicha diferenciación se traslada, conforme a la presente invención, a un dispositivo de control de tiempos discretos y de pulsos sincrónicos. Por consiguiente, la variable de entrada de un dispositivo de control correspondiente, ya no se trata de la tensión del estator $\underline{U}_s$, sino de su integral en relación con el tiempo, es decir, un área de tiempo de la tensión que se debe realizar en el respectivo intervalo discreto de exploración de un dispositivo de control 42. La estructura del control previo para un dispositivo de control 42 que debe convertir el área de tiempo de la tensión, se representa esquemáticamente en la FIG. 6. Dado que las áreas de tiempo de tensión de la dimensión corresponden a un flujo, dichas áreas de tiempo de tensión se indican a continuación como flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$. La diferenciación de tiempos discretos del flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$ en el dispositivo de control 42, se debe realizar naturalmente después de la transformación inversa en el sistema de coordenadas estable en relación con el estator. La determinación de los momentos de conexión y desconexión de los estados de tensión discretos, en base a la posición del vector de espacio del flujo del estator $\underline{\Psi}_s$ en relación con el vector de espacio del flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$, condiciona naturalmente las modificaciones considerables en el tratamiento, y la emisión del modelo de pulsos optimizado en el dispositivo de control 42.

Los modelos de pulsos optimizados se disponen como ángulos de conmutación previamente calculados, que se calculan en relación con el grado de modulación y en etapas discretas, y se almacenan. Además, la tensión de circuito intermedio U_D se considera como una constante para un intervalo de exploración. La conversión de la tensión teórica en el grado de conmutación a para la tensión actual de circuito intermedio U_D, así como de los ángulos de conmutación en tiempos de conmutación, se realiza en el dispositivo de control 42.

En el caso de un convertidor de dos puntos, existen seis vectores de tensión U_0, ...,U_5 con la longitud 2/3 U_D y dos vectores cero U_6, U_7 con la longitud cero. Dichos vectores de tensión U_0,...,U_7 se representan en la FIG. 7 en un sistema de coordenadas α, β del vector de espacio, estable en relación con el estator. Cuando se consideran las áreas de tiempo de tensión como un flujo (flujo de terminales), en el sistema de vectores de espacio se pueden describir también como vectores, como las tensiones U_0,...,U_7. Un vector de flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$ de esta clase se desplaza cuando se encuentra conectado uno de los seis vectores de tensión U_0,...,U_5, con la velocidad 2/3 U_D por segundo en el sentido del vector de tensión, y en el caso de un vector cero conectado U_6, U_7, dicho vector de flujo de terminales permanece estable. Cuando en la temporización de la oscilación fundamental, los vectores de tensión U_0,...,U_5 se encuentran conectados en serie, se logra un evolución hexagonal del vector del flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$.

El concepto básico del dispositivo de control 42 de las áreas de tiempo de tensión, consiste en la superposición del control previo estable y dinámico, con la corrección de errores para las áreas de tiempo de tensión, de manera que se apliquen dichas áreas de tiempo de la tensión.

Cuando las áreas de tiempo de la tensión o bien, el flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$ se encuentra en el valor estable y válido para el estado actual, se ajustan con exactitud las variables a regular en primer lugar, es decir, el momento de

torsión y los componentes de la corriente estatórica. Resulta necesario que el valor se pueda realizar de manera estable con la tensión máxima a disposición.

En el caso de los modelos de pulsos sincrónicos, se controla previamente la tensión estable incluidas las oscilaciones armónicas, en comparación con el caso de la modulación asíncrona, mediante el empleo del dispositivo de control de flujo, aún cuando la regulación suministra naturalmente también sólo valores teóricos de las oscilaciones fundamentales. A partir de los valores teóricos de oscilaciones fundamentales de la regulación, se determina la curva teórica del flujo para el dispositivo de control, a partir de la cual en el dispositivo de control se determinan las conmutaciones orientadas al valor instantáneo, con lo cual se determinan las oscilaciones fundamentales.

Mientras que la tensión teórica sólo es válida cuando es estable, la curva de trayectoria teórica del flujo puede ser estable y dinámica. De esta manera, se ha logrado el traslado del control previo dinámico con la diferenciación requerida, al dispositivo de control 42 que opera con tiempos discretos. En este caso, por discretización de tiempo se entiende la temporización mediante el modelo de pulsos sincrónico.

Mediante el seguimiento controlado de la curva de trayectoria teórica del flujo, se garantiza el seguimiento de la constante de integración de la tensión con el flujo, y ya no se pueden generar los procesos de compensación.

En las tablas de modelos de pulsos del dispositivo de control 42, se deben predeterminar los vectores de tensión y los valores del flujo de terminales (= integrales de tensión), en lugar de los vectores de tensión y de los ángulos de conmutación, que se convierten en el tiempo de conmutación. Los valores teóricos del flujo $\underline{\Psi_{Kteo}}$ generan un valor umbral de conmutación a alcanzar, a partir del cual se calcula nuevamente el tiempo de conmutación T_{conm}, con la tensión instantánea del circuito intermedio U_D y el valor real del flujo terminales $\underline{\Psi}_K$ alcanzado hasta el momento. De esta manera, se corrigen todos los errores del flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$ cuando se alcanza el respectivo valor umbral de conmutación. Por consiguiente, el proceso de regulación del corrector de errores presenta un comportamiento de reposo (Dead Beat).

Dado que el flujo de terminales $\underline{\Psi}_{Kteo}$ no resulta adecuado directamente como una variable de ajuste para la aplicación del momento de torsión, dado que las caídas de tensión en la resistencia óhmica del estator R_s, sólo se pueden considerar de manera estable, para la corrección también se puede utilizar sólo un valor real del flujo de terminales $\underline{\Psi_K}$ casi estable.

Las medidas de corrección en los modelos de pulsos para respetar la curva de trayectoria predeterminada del flujo de terminales, de acuerdo con la FIG. 8, conducen a los diferentes valores umbrales de conmutación presentados a continuación.

Tipos de conmutaciones:

1. “Ángulo” (cambio de un vector de tensión a otro):

Valor umbral del flujo: El eje de proyección se dispone perpendicular en relación con un vector nuevo, el valor umbral de conmutación corresponde con el punto de intersección de la nueva trayectoria del flujo con el eje de proyección.

Acción: Mediante la determinación del valor real del flujo de terminales en base a las corrientes estatóricas teóricas, se puede centrar también dinámicamente el valor real del flujo del estator, y simultáneamente se puede compensar mediante un control previo el valor incorrecto del flujo debido a la caída de tensión en la resistencia del estator R_s, con una muy buena aproximación. El flujo se centra, y se corrige el valor incorrecto del flujo.

2. “Cero conectado” (cambio de un vector de tensión a un vector cero, el siguiente vector de tensión es el mismo):

El eje de proyección se dispone perpendicular en relación con el vector de tensión precedente (primer sector parcial) o bien, con el siguiente vector de tensión (segundo sector parcial).

3. “Ángulo cero” (cambio de un vector de tensión a un vector cero, el siguiente vector de tensión se trata de otro vector):

El eje de proyección se dispone perpendicular en relación con el siguiente vector de tensión.

4. “Cero desconectado” (cambio del vector cero a un vector de tensión):

Valor umbral del ángulo de flujo: El vector cero se desconecta y se conecta con el siguiente vector de tensión, cuando el ángulo teórico actual del flujo de terminales resulta igual al ángulo de conmutación del modelo de pulsos.

Acción: Dado que el vector de espacio del flujo real, ha seguido la trayectoria del flujo en la conexión del vector cero en el punto predeterminado por el modelo de pulsos, a continuación, al alcanzar el ángulo teórico de desconexión, mediante el vector de espacio del flujo teórico se ajusta de manera muy exacta el ángulo teórico entre el flujo del estator y el vector de espacio del flujo del rotor y, de esta manera, el momento de torsión. Un error de ángulo se compensa de la mejor manera posible mediante la conexión del vector cero a través del valor real, y mediante la desconexión debida al valor teórico.

Por consiguiente, las tablas de modelos de pulsos están conformadas por una sucesión de dichas conmutaciones, en donde además del valor umbral del flujo, se almacenan el tipo de conmutación, el estado de conmutación (vector de tensión) y el eje de proyección.

En la FIG. 9 se representa esquemáticamente la realización de un método ventajoso de acuerdo con la presente invención. De acuerdo con dicha representación, se determina un componente de corriente I_{Sdteo} que conforma el flujo, a partir de un valor del flujo del rotor predeterminado $|\underline{\Psi}_{Rteo}|$, mediante un regulador de flujo 12. A partir de un valor teórico del momento de torsión M_{teo}, se calcula un componente de corriente I_{sqteo} que conforma los momentos, mediante un regulador del momento de torsión 8 y con el valor real del flujo del rotor $|\underline{\Psi}_R|$ determinado a partir del modelo de motor 14. Además, con una frecuencia de deslizamiento del rotor ω_R estable calculada, se determina una frecuencia angular estable y válida del estator ω_s (= velocidad angular del flujo del estator) controlada previamente, requerida para la selección del modelo de pulsos y para los cálculos previos. Ambos componentes de corriente I_{Sdteo} y I_{Sqteo} se limitan respectivamente de acuerdo con el valor, antes de que dichos componentes se multipliquen como en la estructura de acuerdo con la FIG. 6, con un dispositivo 34 y 36. En la salida del dispositivo 34, existe un valor teórico del flujo de dispersión $\underline{\Psi}_\sigma$ que se suma a un valor real del flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$, de manera tal que en la salida de la unidad sumadora 40 exista un valor teórico del flujo del estator $\underline{\Psi}_{Steo}$. Dicho valor teórico del flujo del estator $\underline{\Psi}_{Steo}$ se multiplica por una frecuencia angular imaginaria del estator ω_s, cuyo producto se suma mediante otra unidad sumadora 40, al valor de tensión presente en la salida del dispositivo 36. De esta manera, se obtiene un valor teórico estable de la tensión del estator U_{sestab}. Dicho valor teórico del valor de tensión estable del estator U_{sestab} se normaliza en la tensión de circuito intermedio U_D. Los componentes ortogonales de dicha tensión estable normalizada del estator $\underline{U}'_{Sestab}$ se convierten en componentes polares que consisten en el grado de modulación a y el ángulo de tensión δ_u. Además, se utiliza un transformador de coordenadas 46. El componente polar que consiste en el grado de modulación a se utiliza, por una parte, directamente para el direccionamiento de una tabla de ángulos de modelos de pulsos optimizados, y nivelado para el direccionamiento de un plano de selección del modelo de pulsos, y por otra parte, para la determinación de un valor del flujo de terminales para las oscilaciones armónicas $|\underline{\Psi}_K|$. Además, se suministra para una unidad de multiplicación 48 el componente polar que consiste en el grado de modulación a. En la segunda entrada de la unidad de multiplicación 48 se encuentra la tensión de circuito intermedio U_D. De esta manera, se genera una desnormalización. El valor en la salida de dicha unidad de multiplicación 48 se divide a continuación por la frecuencia angular del estator ω_s, de manera tal que se presente el valor del flujo de terminales para las oscilaciones armónicas $|\underline{\Psi}_K|$.

A partir del componente polar que consiste en el ángulo de tensión δ_u (ángulo entre la tensión $\underline{U}'_{Sestab}$ y el flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$ de acuerdo con la FIG. 2), se determina un ángulo $\delta_{\psi K}$ (o bien, χ_{teo}) entre el flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$ y el flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$, mediante la sustracción de 90°. A dicho ángulo $\delta_{\psi K}$ se suma el ángulo actual del flujo del rotor $\gamma_{\psi K}$ del modelo de motor 14, mediante otra unidad sumadora 50, y se obtiene el ángulo teórico actual del flujo de terminales $\gamma_{\psi Kteo}$ para un dispositivo de control de las áreas de tiempo de la tensión.

En la FIG. 10 se representan explícitamente y a modo de ejemplo la regulación del momento de torsión y del flujo 8 y 12, mientras que en la FIG. 11 se observa a continuación el control previo estable y dinámico.

Mediante el desvío a través del cálculo de la tensión estable del estator $\underline{U}'_{Sestab}$, por una parte, se obtiene el grado de modulación a y, por otra parte, se puede limitar dicho grado de modulación a dentro del margen de reducción del campo. El grado de modulación a se requiere para la selección de un modelo de pulsos. Dicho grado de modulación a se utiliza directamente para el direccionamiento de la tabla de ángulos del modelo de pulsos, y nivelado para el direccionamiento del plano de selección del modelo de pulsos (plano U/f). En la limitación del grado de modulación a dentro del margen de reducción del campo (FIG. 11) se debe realizar el cálculo del ángulo de tensión δ_u, de manera

tal que el componente de tensión estable $u_{Sdestab}$ que conforma los momentos (FIG. 11) corresponda además con su valor teórico. Dicho ángulo de tensión δ_u se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$\delta_u = \arcsin \frac{u_{Sdestab}}{a_{limit}} + 90° = \arcsin \frac{USdestab}{a_{limit} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot U_D} + 90°$$

De acuerdo con la FIG. 11, el valor teórico del componente de corriente I_{Sdteo} que conforma el campo, para el cálculo de la caída de tensión óhmica en la resistencia del estator R_s que actúa en el canal del componente de tensión $U_{Sdestab}$ que conforma los momentos, se debe limitar al valor que corresponde al flujo que se puede realizar en el estado de funcionamiento actual. Esto resulta necesario para que en la limitación del grado de modulación, no se presenten errores estacionarios del momento de torsión controlado previamente.

En la determinación del modelo de pulsos, la resistencia óhmica del estator R_s resulta irrelevante, dado que dicha resistencia resulta despreciable para las oscilaciones armónicas en relación con la reactancia de dispersión. De esta manera, se puede realizar un cálculo previo de los modelos de pulsos, independientemente de la carga. Mediante dicho cálculo se puede determinar a continuación la curva de la trayectoria del flujo de terminales. Sin embargo, para la oscilación fundamental, mediante la cual se ajusta el momento de torsión M_{teo}, no se puede descuidar la resistencia óhmica del estator R_s. La caída de tensión en dicha resistencia genera la diferencia entre el flujo de terminales $\vec{\Psi}_K$ y el flujo del estator $\vec{\Psi}_s$.

La suposición de que el estado estable requerido en los modelos de pulsos sincrónicos, principalmente en el caso que existan vectores cero U_6, U_7, se pueda alcanzar prácticamente con cada nuevo estado de conmutación, permite tomar como base las caídas de tensión estables en la resistencia óhmica del estator R_s, que corresponde a los valores teóricos de la corriente, considerados como estables, para la comparación de un valor real del flujo de terminales $\vec{\Psi}_K$ con los valores umbrales seleccionados del flujo $\vec{\Psi}_{Kumbr}$.

Además, de acuerdo con la FIG. 12, para el cálculo del flujo actual de los terminales resulta necesario sustraer, antes de la integración de la tensión del estator $\vec{U}_S$, la caída de tensión en la resistencia óhmica del estator R_s generada por la corriente estatórica $\vec{I}_S$ instantánea, y de esta manera, calcular el valor instantáneo del flujo del estator. La integración se realiza convenientemente en coordenadas estables en relación con el estator α, β, los componentes del flujo del estator $\Psi_{S\alpha}$ y $\Psi_{S\beta}$ se rotan en el sistema de coordenadas sincrónico en relación con el flujo del rotor d, q mediante una unidad de rotación de coordenadas 52, para poder determinar mediante los valores teóricos de la corriente I_{sdteo} y I_{sqteo} existentes en las coordenadas del rotor, los componentes estables del flujo de terminales Ψ_{Kq} y Ψ_{Kd}. Para el empleo posterior de dichos componentes del flujo de terminales Ψ_{Kq} y Ψ_{Kd}, dichos componentes se rotan nuevamente mediante otra unidad de rotación de coordenadas 54, a las coordenadas estables $\Psi_{K\alpha}$ y $\Psi_{K\beta}$ en relación con el estator. Por lo tanto, en la salida de dicha unidad de rotación de coordenadas 54, se encuentran los componentes del flujo de terminales $\Psi_{K\alpha}$ y $\Psi_{K\beta}$ estables en relación con el estator. De esta manera, con una aproximación óptima, en lugar del flujo de terminales $\vec{\Psi}_K$ se aplica dinámicamente el flujo del estator $\vec{\Psi}_S$, y de esta manera, directamente la corriente estatórica I_s y el momento de torsión M. Los procesos de compensación se evitan mediante la resistencia óhmica del estator R_s.

En la FIG. 13 se representa en detalle la estructura de un dispositivo de control de áreas de tiempo de la tensión, en el margen de velocidad básica. En dicha estructura se indican con 56, 58 y 60 respectivamente una memoria, con 62 un dispositivo para la linealización del convertidor estático, con 64 un dispositivo para calcular los tiempos de conmutación para los valores umbrales del flujo, con 66 un dispositivo para calcular los tiempos de conmutación para los valores umbrales del flujo, con 68 un dispositivo para la determinación de un valor real del flujo de terminales $\vec{\Psi}_K$, con 70 un dispositivo para la proyección de sectores, con 72 un dispositivo para generar componentes de tensión $U_{s\alpha}$ y $U_{S\beta}$ de un valor real de la tensión del estator $\vec{U}_s$ a partir de los estados de conmutación T1, T2 y T3, y con 74 se indica un contador de tiempo de conmutación. En las memorias 56, 58 y 60 se almacenan los modelos de pulsos PM calculados fuera de línea, en donde en la memoria 56 se almacenan una tabla con valores umbrales del flujo y una tabla con valores umbrales del ángulo del flujo. En la memoria 58 se almacena una tabla con ejes de proyección, y en la memoria 60 se almacena una tabla con los estados de conmutación (vectores de tensión).

En relación con el componente polar que consiste en el grado de conmutación a de la variable de ajuste del valor teórico del flujo de terminales $\vec{\Psi}_{kteo}$, de la memoria 56 se selecciona un valor umbral del flujo normalizado en el flujo teórico, y un valor umbral del ángulo del flujo ψ_{Kumbr}. Dicho valor umbral del flujo normalizado seleccionado, se

multiplica mediante una unidad de multiplicación 76, por el componente polar que consiste en el valor del flujo de terminales para las oscilaciones fundamentales $|\underline{\Psi}_K|$ de la variable de ajuste del valor teórico del flujo de terminales $\underline{\Psi}_{kteo}$. Como resultado, se obtiene un valor umbral del flujo Ψ_{Kumbr} correspondiente al grado de modulación a. Dicho valor umbral del flujo Ψ_{Kumbr} se compara en primer lugar en el dispositivo 64' con un valor real proyectado del flujo de terminales Ψ_{kproy}, que se encuentra en la salida del dispositivo de proyección de sector 70. La diferencia determinada se suministra para una unidad de división 78, en cuya segunda entrada se encuentra un valor $1/\sqrt{3}\,U_D$ que corresponde a una velocidad de trayectoria del flujo de terminales $\underline{\Psi}_K$, relacionada con el eje de proyección. En la salida de dicha unidad de división 78 se dispone de un tiempo de conmutación correspondiente $T_{conm\Psi}$, que se suministra para una entrada de la memoria 60 con la tabla de los estados de conmutación. Mediante dicho tiempo de conmutación $T_{conm\Psi}$ se conecta un vector cero U_6, U_7, un "ángulo" o bien, un "ángulo cero".

El valor umbral del ángulo de flujo $\gamma_{\Psi Kumbr}$ seleccionado de la memoria 56, se compara en el dispositivo 66 con el ángulo teórico actual del flujo de terminales $\gamma_{\Psi Kteo}$, cuya diferencia se divide por la velocidad de trayectoria del ángulo del flujo. La velocidad de trayectoria es proporcional a la frecuencia angular del estator ω_s. En la salida de la unidad de división 78, se encuentra un tiempo de conmutación $T_{conm\gamma}$ para la desconexión de un vector cero, que se suministra también para una segunda entrada de la memoria 60.

En relación con dichos tiempos de conmutación $T_{conm\Psi}$ y $T_{conm\gamma}$, se selecciona el siguiente estado de conmutación (i-te) de la memoria 62, y el tiempo de conmutación se asigna a la fase correspondiente del convertidor. Los tiempos de conmutación que se obtienen T1, T2 y T3, se suministran para el dispositivo 62 para la linealización del convertidor y a un transformador de coordenadas 82 del dispositivo 72 para generar componentes de tensión $U_{s\alpha}$ y $U_{s\beta}$ de un valor teórico de la tensión del estator $\underline{U}_s$. Ambas salidas de dicho transformador de coordenadas 82 se encuentran conectadas respectivamente con una unidad de multiplicación 84 y 86, en cuyas segundas salidas se encuentra respectivamente el factor $2/3U_D$. En las salidas de ambas unidades de multiplicación 84 y 86, se encuentra respectivamente un componente de tensión $U_{S\alpha}$ o bien, $U_{s\beta}$ de un valor teórico de tensión del estator $\underline{U}_s$. A partir de dichos componentes de tensión $U_{s\alpha}$ y $U_{s\beta}$, se calculan con el dispositivo 68 los componentes del valor real del flujo de terminales $\Psi_{K\alpha}$ y $\Psi_{K\beta}$, en donde en la FIG. 12 se observa un ejemplo de ejecución para dicho dispositivo 68. Mediante el dispositivo de proyección de sector 70, se obtiene un valor real del flujo de terminales Ψ_{Kproy} proyectado en el sector cero, a partir de ambos componentes calculados del valor real del flujo de terminales $\Psi_{K\alpha}$ y $\Psi_{K\beta}$.

Mediante el dispositivo 62 se compensan los errores de tensión en relación con la corriente, del convertidor de pulsos 24, también en el caso de modelos de pulsos sincrónicos. Además, a dicho dispositivo 62 se le suministran las corrientes de salida del convertidor I_1, I_2 y I_3. El contador de tiempo de conmutación 74 conectado a continuación, garantiza la emisión exacta de los tiempos calculados previamente y, de esta manera, un comportamiento estable y perfecto del dispositivo de control del flujo de terminales, como un control de tensión. Dado que después de la linealización del convertidor, la secuencia de los estados de conmutación eventualmente ya no corresponde a la secuencia predeterminada por el modelo de pulsos, para evitar una nueva clasificación de la conmutación mediante el soporte lógico, se debe emplear un soporte físico como contador, en el cual la secuencia de la emisión sólo dependa de los tiempos de conmutación cargados y no de la secuencia de la carga.

En el caso que falten vectores cero o que sean demasiado reducidos U_6, U_7, ya no se puede regular un error de ángulo o una fracción del ángulo de tensión, mediante su modificación. Mediante el ángulo se modifica principalmente el momento de torsión, que se ajusta dinámicamente en cada punto de funcionamiento y en relación con el flujo. Por lo tanto, si como en la modulación completa se deben realizar la regulación y el control previo del momento de torsión en este caso antes del control y del control previo del flujo, mayormente las variaciones dinámicas del componente de corriente que conforma el campo, debidas a la constante de tiempo de rotación elevada, sólo actúan sobre el flujo del rotor Ψ_R de manera atenuada. Sin embargo, resulta decisivo que el componente de corriente I_{Sdteo} que conforma el campo, ya no se pueda modificar independientemente, que ya no se pueda incrementar notablemente, dado que la limitación de la corriente que resulta importante para el convertidor de pulsos ya no produce efecto alguno.

El ángulo $\delta_{\psi K}$ del flujo de terminales $\underline{\Psi}_{kteo}$ se debe modificar además mediante los valores umbrales del flujo Ψ_{Kumbr}. Una modificación dinámica de los valores umbrales del flujo Ψ_{Kumbr} genera una prolongación o reducción de la curva de trayectoria del flujo, que ante una tensión constante de circuito intermedio U_D se extiende con una velocidad constante de trayectoria y, de esta manera, se logra una circulación más lenta o más rápida, con lo cual se modifica el ángulo $\delta_{\psi K}$ del flujo de terminales $\underline{\Psi}_{kteo}$ en relación con el flujo del rotor $\underline{\Psi}_R$.

Dicho control de la curva de trayectoria funciona en principio como la reducción dinámica del campo en la modulación asíncrona, sin embargo, en comparación en el caso de la temporización sincrónica se puede controlar

previamente de manera exacta, dado que el margen de variación de la curva de trayectoria de un sector se conoce por el establecimiento del modelo de pulsos para un sector.

Dicha variación de la estructura de regulación comienza dinámicamente debido a la dependencia de los vectores cero U_6 o U_7 justo antes de la modulación completa en los grados de modulación de 0,8 a 0,9, y cuando se alcanza el límite de modulación, dicha estructura actúa también de manera estable, es decir, que el componente de corriente I_{Sdteo} que conforma el campo, y el flujo del rotor $\vec{\Psi}_R$, ya no se pueden modificar de manera estable. En este caso, el control previo estable se ocupa de lograr el ángulo teórico correcto.

Para la modificación de la longitud de la curva de trayectoria del flujo, se modifican los valores umbrales de conmutación de la curva de trayectoria del flujo en el sector actual, de manera tal que se desplace paralelamente a los valores más reducidos o a los más elevados. En la FIG. 14 se muestra una reducción de la curva de trayectoria para el bloque completo, y en la FIG. 16 se muestra una reducción de la curva de trayectoria en un modelo de pulsos con flanco, por ejemplo, un flanco con 3 divisiones. A partir de la geometría se puede deducir que la modificación de la longitud de la trayectoria, y en correspondencia la variación del ángulo, depende linealmente de una variación de los valores umbrales. El factor de adaptación requerido se obtiene de la siguiente manera:

$$K_{umbr} = 1 - \frac{\Delta\delta_{\Psi K}}{60°}$$

En la FIG. 14, con dicho factor de adaptación K_{umbr} a partir de un valor umbral del flujo calculado previamente $\Psi_{KumbrVB}$, se obtiene un valor umbral reducido del flujo Ψ_{Kumred}, con lo cual se reduce la longitud S_0 de la curva de la trayectoria a ΔS.

En los modelos de pulsos con conmutaciones en los flancos (plegados de ángulos) se obtiene la propiedad que consiste en que la longitud S_0 de la curva de trayectoria depende exclusivamente del valor umbral máximo del flujo, y no depende de todos los valores umbrales más reducidos. Las ecuaciones proporcionadas anteriormente cumplen con una modificación simple y proporcional de todos los valores umbrales del flujo. De esta manera, dicha función es independiente del modelo de pulsos.

En principio, mediante la modificación dinámica de la longitud de la trayectoria ΔS, se puede lograr una rotación hacia delante y hacia atrás del ángulo del flujo de terminales $\delta_{\psi K}$ en relación con el flujo del rotor $\vec{\Psi}_K$, en correspondencia con un incremento (en el sentido de la marcha) o con una reducción (en el sentido de frenado) del momento de torsión M_{teo}. Sin embargo, se debe considerar que debido a la reducción del flujo durante la rotación hacia delante, se ajusta una corriente que conforma el campo, como en el funcionamiento estable, en la rotación hacia atrás debida al incremento del flujo, se ajusta sin embargo una corriente mayor. Por consiguiente, se puede realizar una rotación hacia atrás del ángulo $\delta_{\psi K}$ sólo en una medida muy reducida.

Sin embargo, esto no representa un problema de importancia, dado que las modificaciones más importantes del ángulo sólo se requieren durante el incremento del momento de torsión, en la limitación de la modulación. En la reducción del momento de torsión, para el control previo se requiere un grado de modulación menor a uno, que conduzca de manera estable a la selección de un modelo de pulsos con vectores cero U_6, U_7. En este punto, se pueden conectar dinámica y asincrónicamente vectores de espacio de tensión cero. Para ello, se puede parametrizar la cantidad de las tensiones cero admitidas por sector.

Cuando en la zona de transición a la modulación completa se encuentran vectores cero U_6, U_7, que sin embargo resultan demasiado reducidos para las modificaciones requeridas del ángulo, en el caso de una reducción introducida de la curva de trayectoria, se deben considerar las modificaciones en las tensiones cero mediante la compensación del ángulo que se puede lograr, dado que de lo contrario se realiza una sobrecompensación.

Además, los valores umbrales del flujo Ψ_{Kumbr}, a los cuales se conectan los vectores cero U_6, U_7, no se multiplican por el factor de adaptación K_{umbr}, sino que permanecen sin modificar. Dado que en la primera y en la segunda mitad del sector, los valores umbrales de conexión del vector cero presentan respectivamente otros ejes de proyección, a partir de la FIG. 16 se deduce el vector cero para los valores umbrales de desconexión:

- Vector cero en la primera mitad del sector:

La conexión se prefiere en $\Delta S \approx \Delta_{\gamma\psi K}$, sin corrección del ángulo de desconexión

- Vector cero en la segunda mitad del sector:

No se prefiere la conexión, retraso del ángulo de desconexión en $\Delta_{\gamma\psi K}$.

De esta manera, se impide la función de regulación mediante el vector cero, y las modificación del ángulo sólo resultan efectivas mediante la reducción de la curva de trayectoria.

En la FIG. 17 se representa una estructura de un dispositivo de control de áreas de tiempo de tensión, que se diferencia de la estructura de acuerdo con la FIG. 13 sólo por un dispositivo adicional 88. Dicho dispositivo adicional 88 interviene de manera controlada en el ángulo teórico actual del flujo de terminales $\gamma_{\psi Kteo}$ y en el valor umbral del flujo Ψ_{Kumbr}. La intervención en el ángulo teórico actual del flujo de terminales $\gamma_{\psi Kteo}$ se realiza en la segunda mitad del sector, mientras que la intervención en el valor umbral del flujo Ψ_{Kumbr} se realiza en un “ángulo”. Para dicha influencia controlada, el dispositivo adicional 88 presenta dos conmutadores 90 y 92. En la entrada del conmutador 90 se encuentra la diferencia del ángulo del valor real del flujo de terminales $\Psi_{K\alpha}$, $\Psi_{K\beta}$ en relación con la curva de trayectoria. Dicho valor de diferencia se puede determinar al comienzo y en la mitad de cada sector. La mitad de cada sector se identifica mediante el dispositivo 94. Mediante el dispositivo 96 y 98 se calcula previamente el ángulo de un valor real calculado del flujo de terminales $\Psi_{K\alpha}$, $\Psi_{K\beta}$.

A partir de dicha diferencia angular, a continuación se determina el factor de adaptación K_{umbr}, con el cual se modifica el valor umbral del flujo Ψ_{Kumbr}, además de en la conexión de vectores cero U_6, U_7. En la segunda mitad del sector aún se debe adicionar la diferencia angular al valor umbral del flujo $\gamma_{\psi Kteo}$, para la desconexión de los vectores cero.

Mediante dicho método conforme a la presente invención, se combina la dinámica de regulación elevada de los métodos de conmutación directa, con el método estable y óptimo de los modelos de pulsos optimizados fuera de línea.

REIVINDICACIONES

1. Método para la aplicación controlada de un valor teórico de una corriente estatórica (I_{Steo}) y un valor teórico de un momento de torsión (M_{teo}), para una máquina de inducción (4) alimentada por convertidor estático, en donde de acuerdo con un valor teórico predeterminado del flujo del rotor ($_{Rteo}$) y un valor real del flujo del rotor (Ψ_R) detectado, se calcula un componente de corriente que conforma el campo (I_{Sdteo}) del valor teórico de la corriente estatórica (I_{steo}), y de acuerdo con un valor teórico predeterminado del momento de torsión (M_{teo}), el valor real detectado del flujo del rotor (Ψ_R) y un componente de corriente detectado que conforma el momento de torsión (I_{sq}) de una corriente estatórica medida (I_s), se calcula un componente de corriente que conforma el momento de torsión (I_{Sqteo}) del valor teórico de corriente estatórica (I_{Steo}), en donde de acuerdo con una frecuencia de deslizamiento del rotor detectada (ω_R) y una frecuencia angular (ω), se determina un valor real de la frecuencia angular del estator (ω_S), en donde a partir de dichos valores calculados (I_{Sdteo}, I_{Sqteo}, ω_s, Ψ_R), de acuerdo con los parámetros que consisten en la inductancia de dispersión (L_σ) en función de la frecuencia y la resistencia del estator (R_S), se calcula como variable de ajuste la integral de la tensión del estator (T_{Kteo}), a partir de la cual se desarrolla una curva de trayectoria del flujo seleccionada a partir de las curvas de trayectoria del flujo optimizadas, almacenadas fuera de línea.

2. Método de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado porque** de acuerdo con los componentes de corriente calculados ($I_{Sdteo} \cdot I_{Sqteo}$), los parámetros que consisten en la inductancia de dispersión (L_σ) en función de la frecuencia y la resistencia del estator (R_S), la frecuencia angular del estator (ω_S) y el valor real del flujo del rotor (Ψ_R), se calcula una tensión del estator (U_{Sestab}) estable y normalizada, que se normaliza mediante una tensión medida de circuito intermedio (U_D).

3. Método de acuerdo con una de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** para la determinación de un valor real del flujo de terminales (Ψ_K), antes de la integración de la tensión del estator (U_s) se sustrae de dicha tensión una caída de tensión en la resistencia del estator (R_s), generada por la corriente estatórica instantánea (I_s), y después de la integración se adiciona una caída de tensión en la resistencia del estator (R_s) generada por el valor teórico a aplicar de la corriente estatórica (I_{Steo}), dividida por la frecuencia angular del estator ω_s, después de la transformación en un sistema de coordenadas sincronizado en relación con el flujo del rotor.

4. Método de acuerdo con la reivindicación 2, **caracterizado porque** a partir de la tensión del estator estable normalizada (U_{Sestab}) se calculan como componentes polares, un grado de modulación (a) y un ángulo de tensión (δ_U).

5. Método de acuerdo con la reivindicación 2 y 4, **caracterizado porque** se calcula un valor fundamental del flujo de los terminales de acuerdo con la tensión medida de circuito intermedio (U_D), la frecuencia angular del estator calculada (ω_s) a partir del grado de modulación (a), y mediante la siguiente ecuación:

$$|\underline{\Psi}_K| = \frac{a \cdot U_D \cdot \frac{2}{\pi}}{\omega_s}$$

6. Método de acuerdo con la reivindicación 2 y 4, **caracterizado porque** se calcula un ángulo teórico actual del flujo de los terminales ($\gamma_{\Psi Kteo}$) de acuerdo con un ángulo actual determinado del flujo del rotor ($_{\Psi R}$), y un ángulo determinado ($\delta_{\Psi K}$) entre el flujo de terminales (Ψ_K) y el flujo del rotor (Ψ_R), mediante la siguiente ecuación:

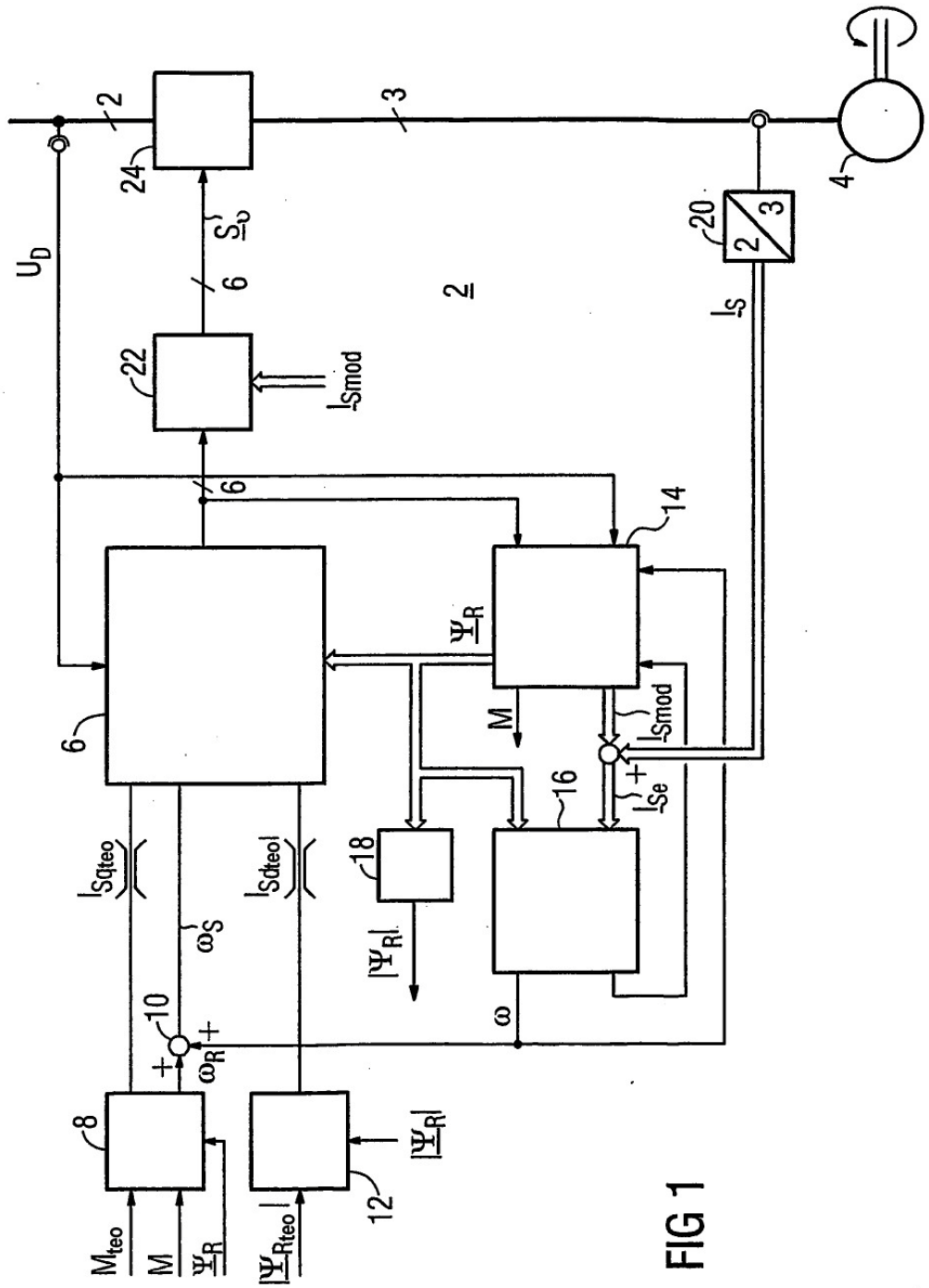
$$\gamma_{\Psi K teo} = \gamma_{\Psi R} + \delta_{\Psi K}$$

7. Método de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizado porque** se calcula el componente polar que consiste en el ángulo de tensión ($_U$) del componente de tensión estable y normalizado del estator ($U_{Sdestab}$), mediante la siguiente ecuación:

$$\delta_U = \arcsin \frac{U_{Sdestab}}{a \cdot U_D \cdot 2/\pi} + 90°$$

8. Método de acuerdo con la reivindicación 7, **caracterizado porque** se calcula el ángulo ($\delta_{\Psi K}$) entre el flujo de los terminales (Ψ_K) y el flujo del rotor (Ψ_R), mediante la siguiente ecuación:

$$\delta_{\Psi K} = \delta_u - 90° = \arcsin \frac{U_{sd\,estab}}{a \cdot U_D \cdot 2/\pi}$$



2
3
4
24
20
2
3
U_D
S_U
6
22
I_{Smod}
I_S
6
14
Ψ_R
6
M
I_{Smod}
I_{Se}
16
18
$|\Psi_R|$
I_{Sqteo}
I_{Sdteo}
ω_S
10
ω_R
ω
8
12
$|\Psi_R|$
M_{teo}
M
Ψ_R
$|\Psi_{Rteo}|$

FIG 1

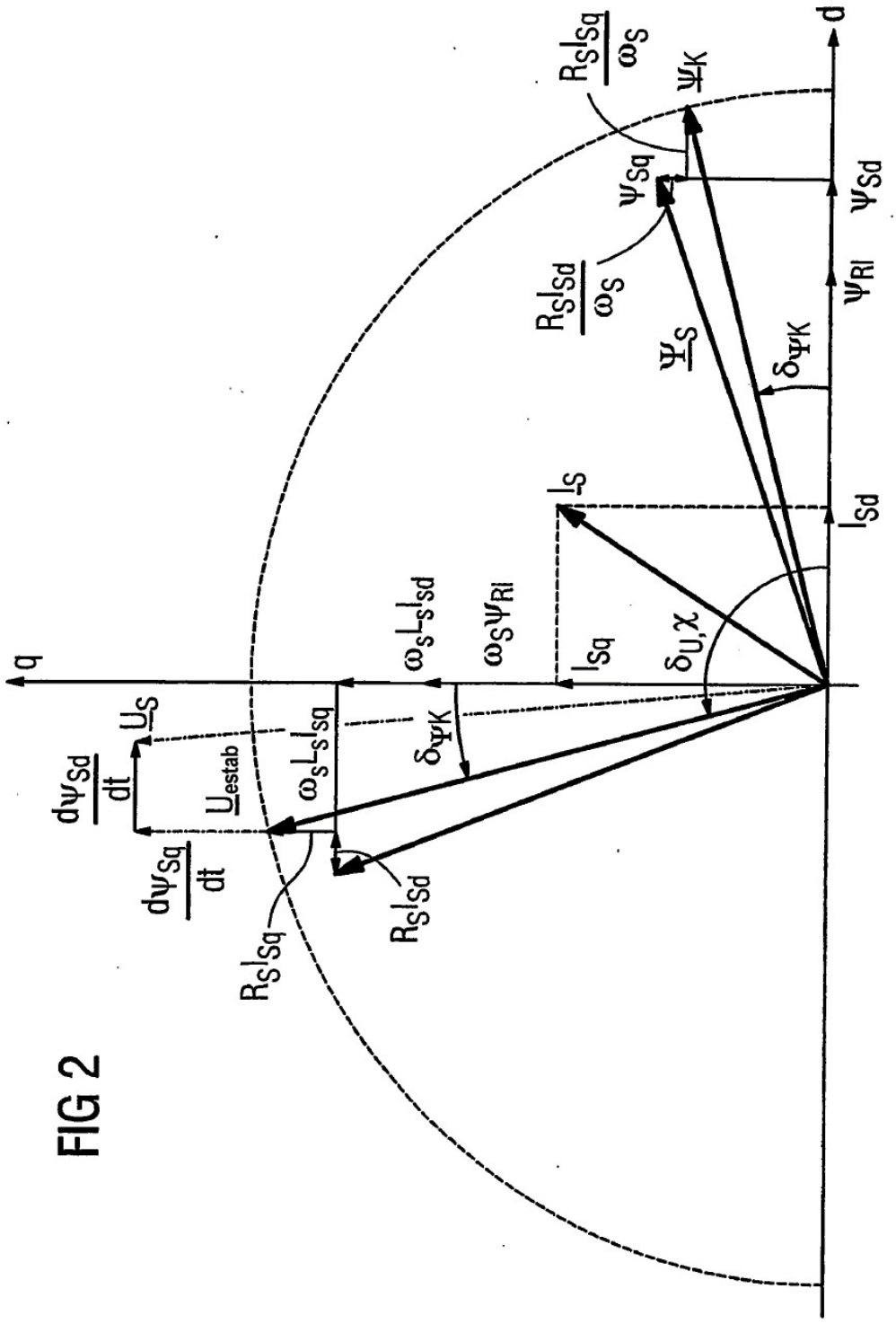

q
d
$\underline{U}_S$
$\underline{U}_{estab}$
$\frac{d\psi_{Sd}}{dt}$
$\frac{d\psi_{Sq}}{dt}$
$R_S I_{Sq}$
$R_S I_{Sd}$
$\omega_S L_S I_{Sq}$
$\omega_S L_S I_{Sd}$
$\omega_S \psi_{RI}$
$\delta_{\psi K}$
$\underline{I}_S$
I_{Sq}
I_{Sd}
$\delta_{U,\chi}$
$\frac{R_S I_{Sq}}{\omega_S}$
$\underline{\psi}_K$
ψ_{Sq}
$\frac{R_S I_{Sd}}{\omega_S}$
$\underline{\psi}_S$
$\delta_{\psi K}$
ψ_{Sd}
ψ_{RI}

FIG 2

FIG 3

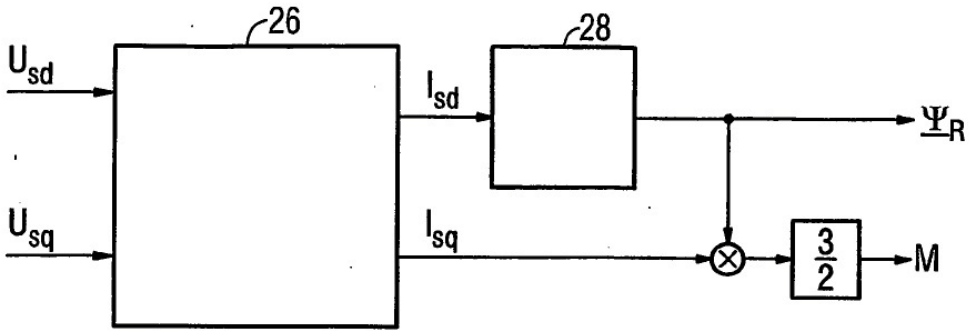
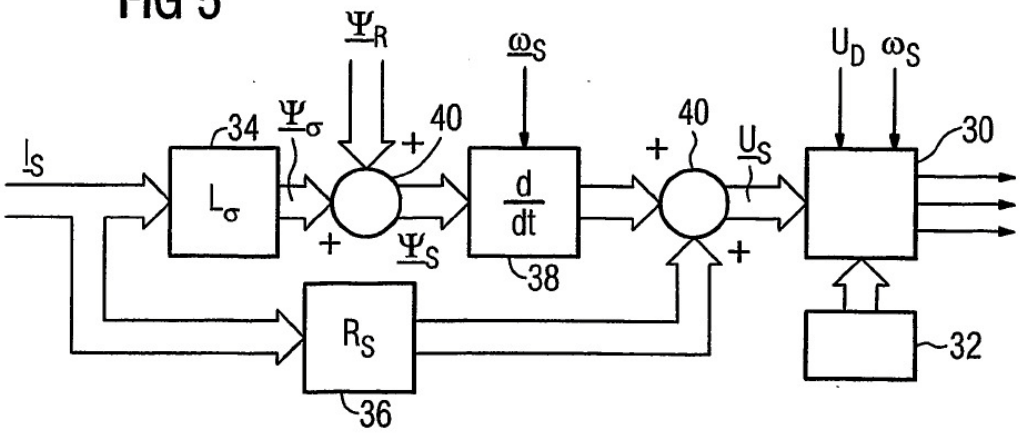

26
28
U_{sd}
U_{sq}
I_{sd}
I_{sq}
Ψ_R
3/2
M

FIG 5


Ψ_R
ω_S
U_D ω_S
Ψ_σ
34
40
40
30
I_S
L_σ
+
+
Ψ_S
d/dt
38
U_S
+
+
R_S
36
32

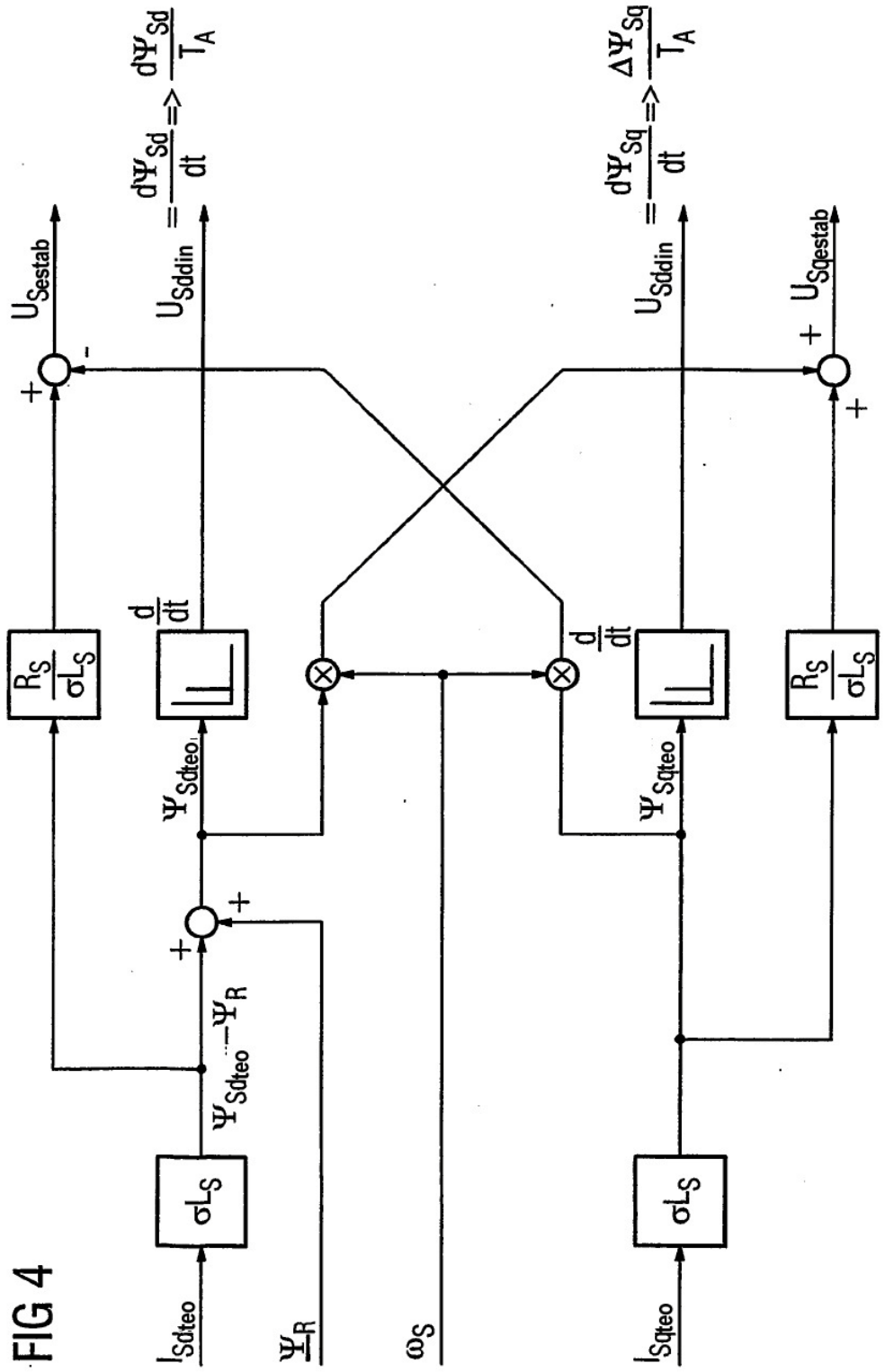


FIG 4
I_{Sdteo}
$\underline{\Psi}_R$
ω_S
I_{SQteo}
σL_S
$\Psi_{Sdteo} - \Psi_R$
Ψ_{Sdteo}
Ψ_{SQteo}
$\frac{d}{dt}$
$U_{Sddin} = \frac{d\Psi_{Sd}}{dt} \Rightarrow \frac{d\Psi_{Sd}}{T_A}$
$U_{SQdin} = \frac{d\Psi_{SQ}}{dt} \Rightarrow \frac{\Delta\Psi_{SQ}}{T_A}$
$\frac{R_S}{\sigma L_S}$
U_{Sestab}
$U_{SQestab}$

FIG 6

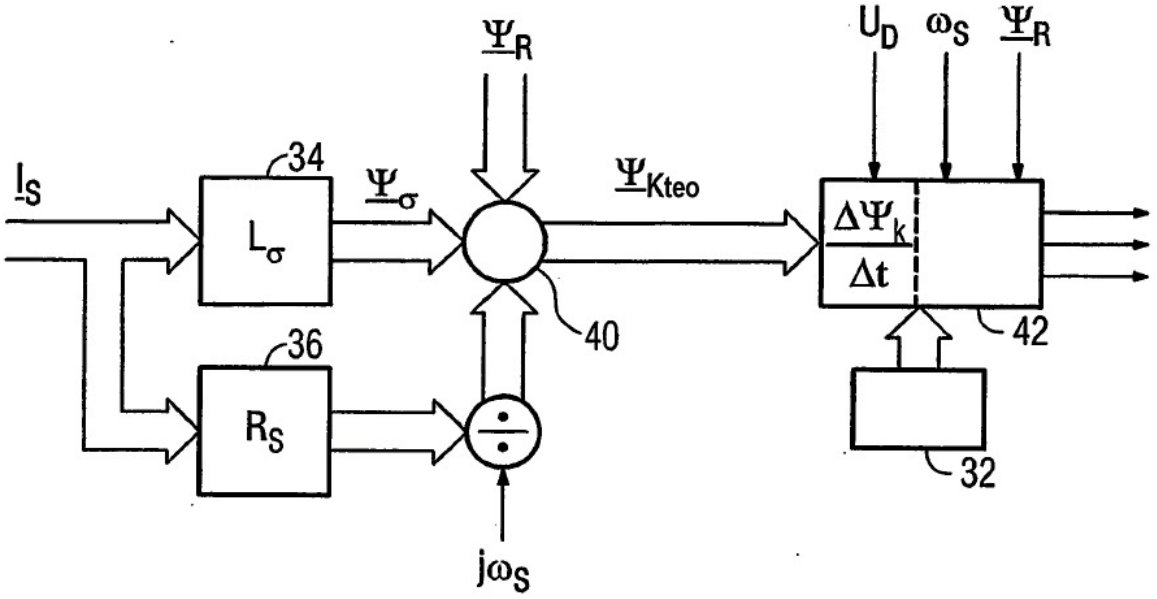

$\underline{\Psi}_R$
U_D ω_S $\underline{\Psi}_R$
$\underline{I}_S$
34
L_σ
$\underline{\Psi}_\sigma$
$\underline{\Psi}_{Kteo}$
$\Delta\Psi_k$
Δt
40
42
36
R_S
32
$j\omega_S$

FIG 7

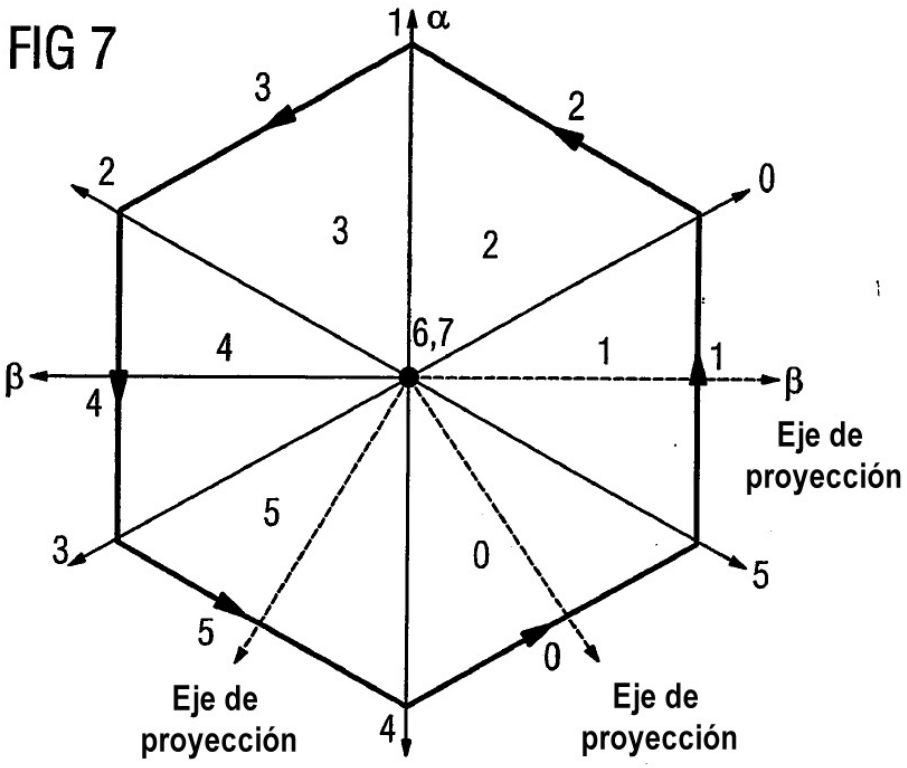

α
β
1
2
3
4
5
0
6,7
Eje de proyección
Eje de proyección
Eje de proyección

FIG 8

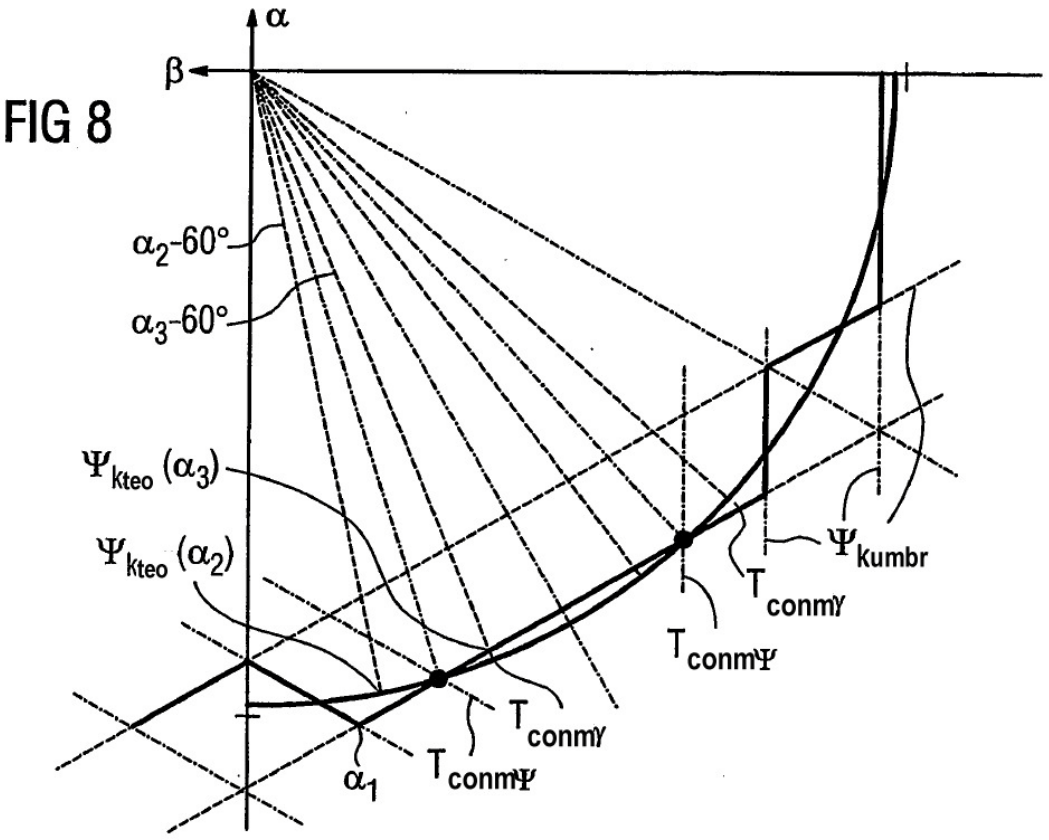
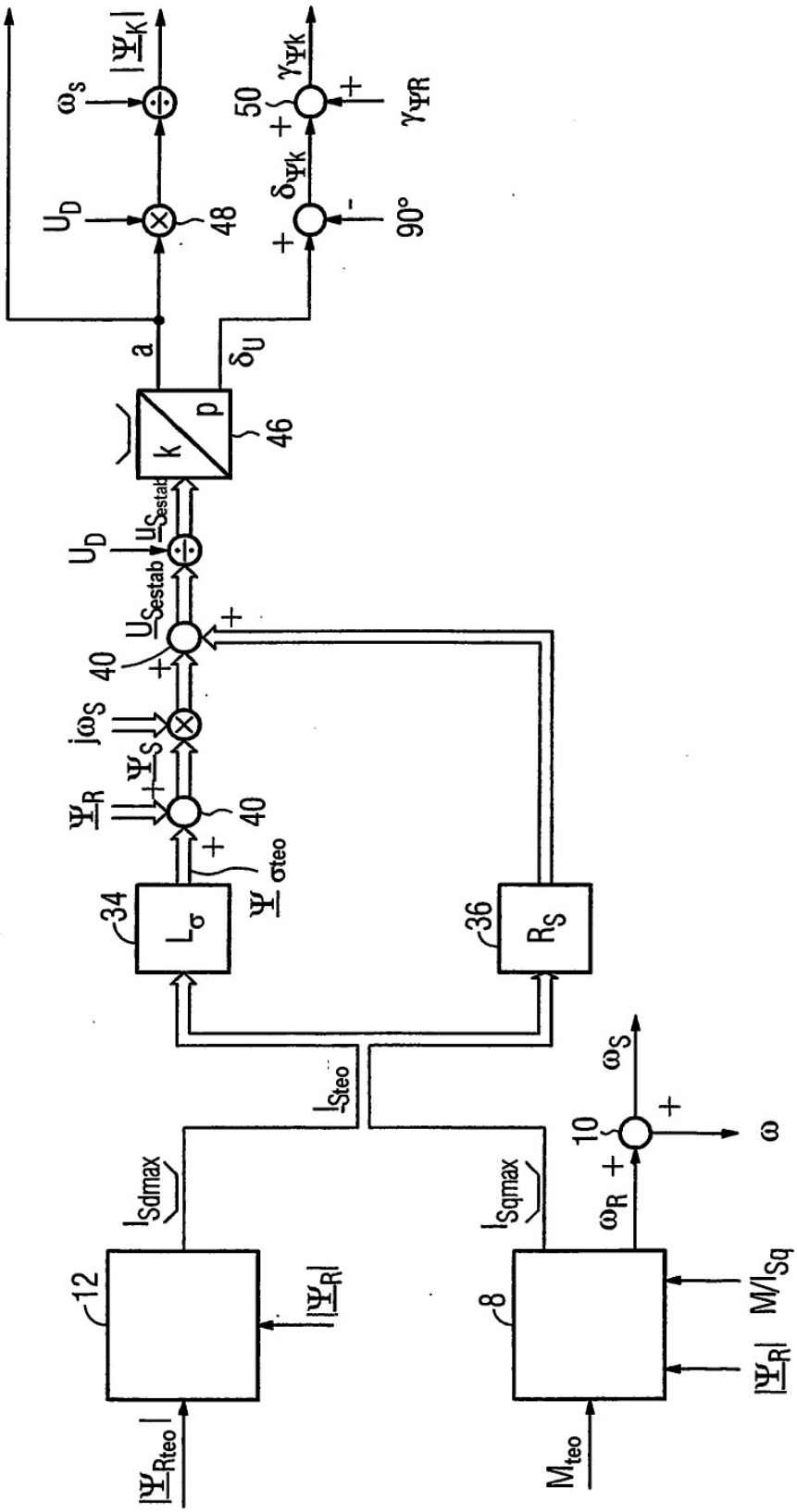

α
β
α2-60°
α3-60°
Ψkteo (α3)
Ψkteo (α2)
α1
Tconmγ
TconmΨ
Tconmγ
TconmΨ
Ψkumbr

FIG 9


$|\underline{\Psi}_{Rteo}|$
12
$|\underline{\Psi}_R|$
I_{Sdmax}
M_{teo}
8
$|\underline{\Psi}_R|$ M/I_{Sq}
I_{Sqmax}
I_{Steo}
ω_R +
10
+
ω_S
ω
36
R_S
34
L_σ
$\underline{\Psi}_{\sigma teo}$
+
40
$\underline{\Psi}_R$
$\underline{\Psi}_S$
$j\omega_S$
40
+
+
U_D
$\underline{U}_{Sestab}$
$\underline{U}_{Sestab}$
46
k
p
a
δ_U
U_D
48
ω_S
$|\underline{\Psi}_K|$
+
$\delta_{\Psi K}$
90°
-
50
+
$\gamma_{\Psi K}$
$\gamma_{\Psi R}$

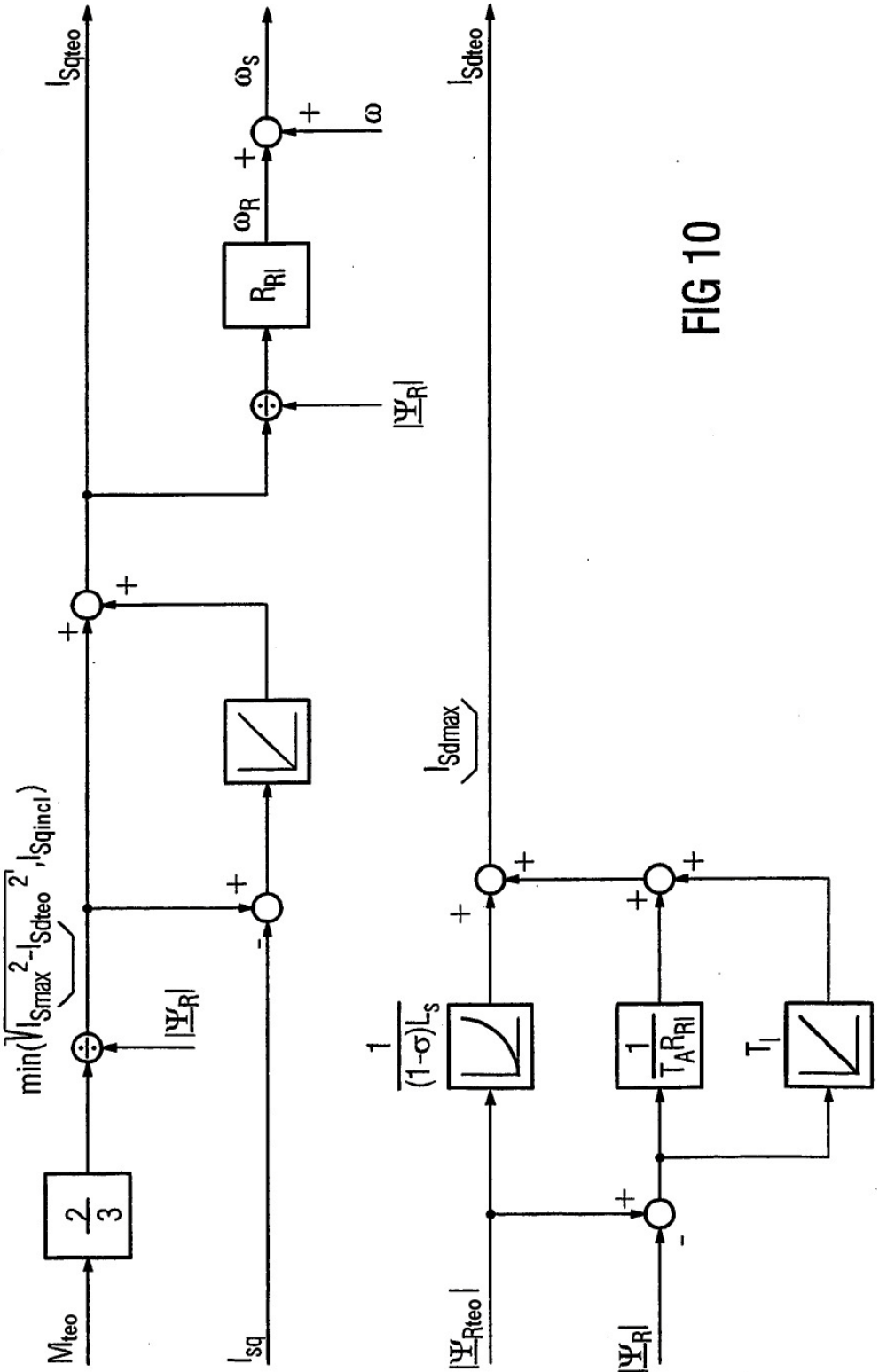

I_{Sqteo}
ω_S
ω
ω_R
R_{RI}
$|\underline{\Psi}_{RI}|$
I_{Sdteo}
$\min(\sqrt{I_{Smax}^2 - I_{Sdteo}^2}, I_{Sqincl})$
I_{Sdmax}
$\frac{2}{3}$
M_{teo}
I_{sq}
$\frac{1}{(1-\sigma)L_s}$
$\frac{1}{T_A R_{RI}}$
T_I
$|\underline{\Psi}_{Rteo}|$

FIG 10

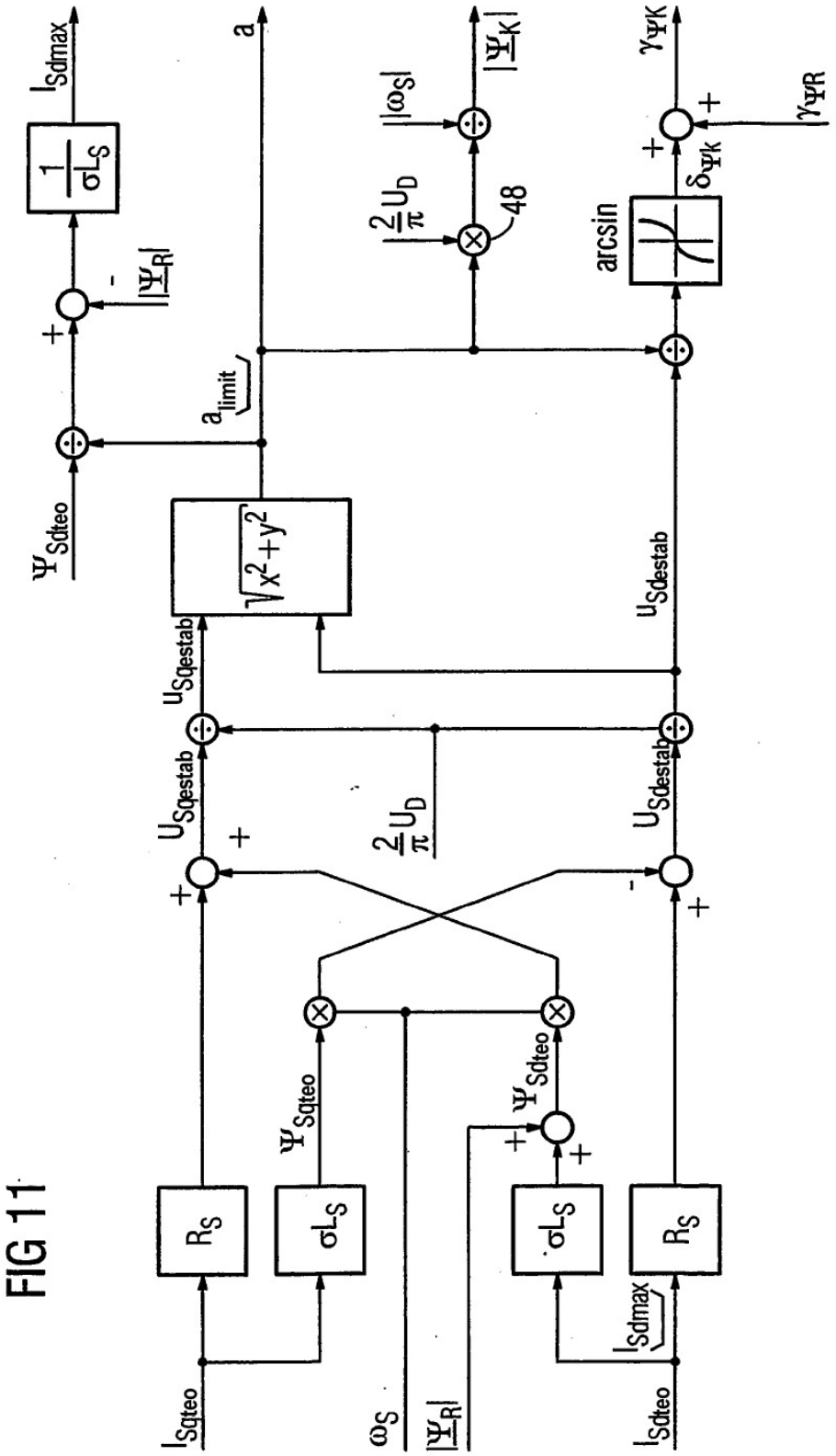

I_{Sdmax}
$\frac{1}{\sigma L_S}$
$|\underline{\Psi}_R|$
Ψ_{Sdteo}
a
a_{limit}
$\sqrt{x^2+y^2}$
$|\omega_S|$
$|\underline{\Psi}_K|$
$\frac{2}{\pi}U_D$
48
arcsin
$\gamma_{\Psi K}$
$\delta_{\Psi K}$
$\gamma_{\Psi R}$
$U_{Sdestab}$
$U_{Sqestab}$
$\frac{2}{\pi}U_D$
Ψ_{Sqteo}
Ψ_{Sdteo}
R_S
σL_S
$\cdot\sigma L_S$
R_S
I_{Sqteo}
ω_S
$|\underline{\Psi}_R|$
I_{Sdmax}
I_{Sdteo}

FIG 11

FIG 12

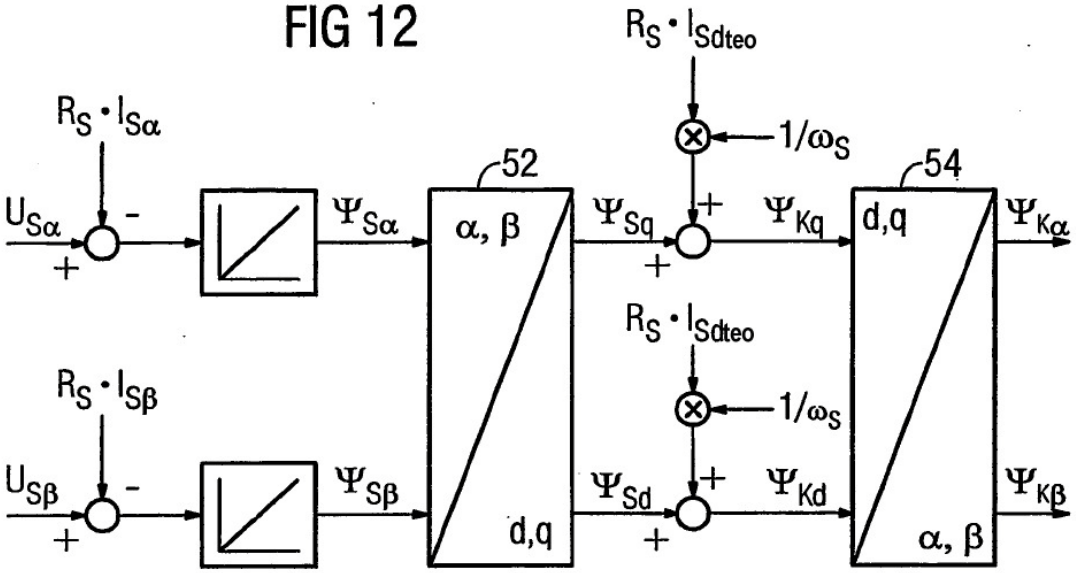

$R_S \cdot I_{Sdteo}$
$1/\omega_S$
$R_S \cdot I_{S\alpha}$
52
54
$U_{S\alpha}$
$\Psi_{S\alpha}$
α, β
Ψ_{Sq}
Ψ_{Kq}
d,q
$\Psi_{K\alpha}$
$R_S \cdot I_{Sdteo}$
$1/\omega_S$
$R_S \cdot I_{S\beta}$
$U_{S\beta}$
$\Psi_{S\beta}$
d,q
Ψ_{Sd}
Ψ_{Kd}
α, β
$\Psi_{K\beta}$

FIG 14

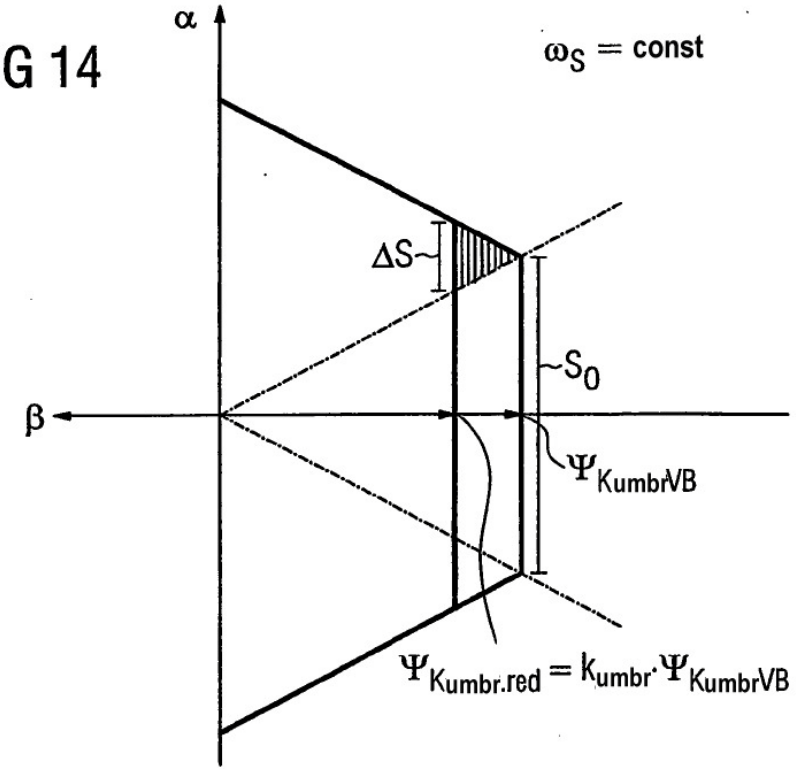
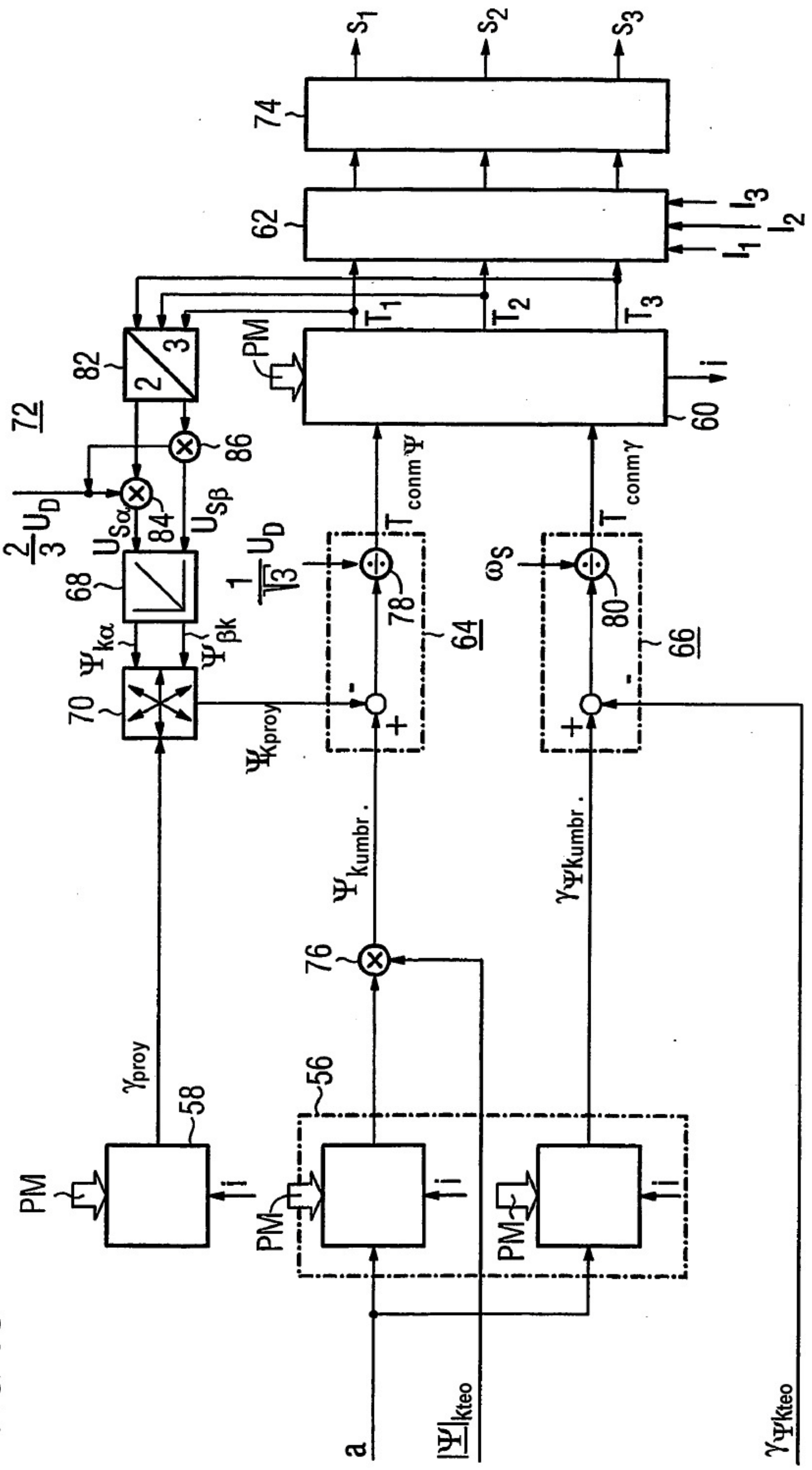

α
ω_S = const
ΔS
S_0
β
$\Psi_{KumbrVB}$
$\Psi_{Kumbr.red} = k_{umbr} \cdot \Psi_{KumbrVB}$

FIG 13



56
58
60
62
64
66
68
70
72
74
76
78
80
82
84
86
PM
i
a
γ_{proy}
$\Psi_{kumbr.}$
$\gamma_{\Psi kumbr.}$
Ψ_{Kproy}
$\Psi_{k\alpha}$
$\Psi_{\beta k}$
$U_{S\alpha}$
$U_{S\beta}$
$\frac{2}{3}U_D$
$\frac{1}{\sqrt{3}}U_D$
ω_S
$T_{conm\Psi}$
$T_{conm\gamma}$
T_1
T_2
T_3
I_1
I_2
I_3
S_1
S_2
S_3
$|\Psi|_{kteo}$
$\gamma_{\Psi kteo}$

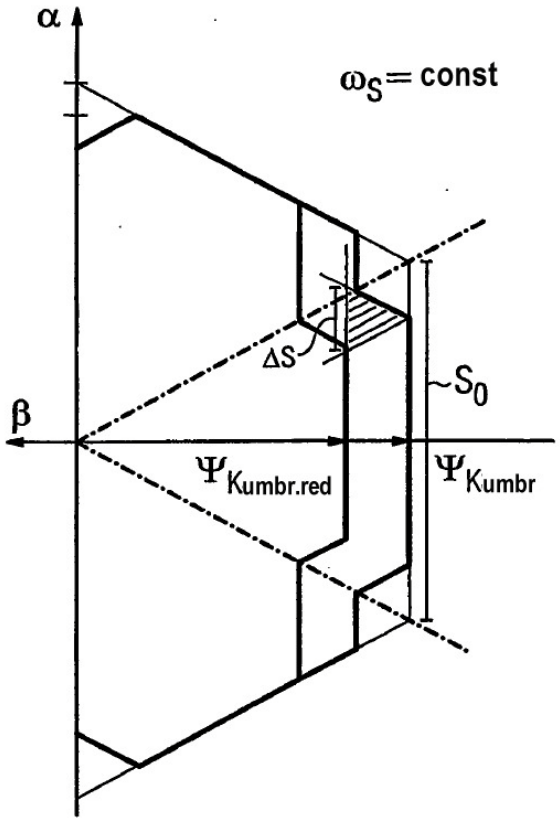

α
ωS = const
ΔS
S0
β
ΨKumbr.red
ΨKumbr

FIG 15

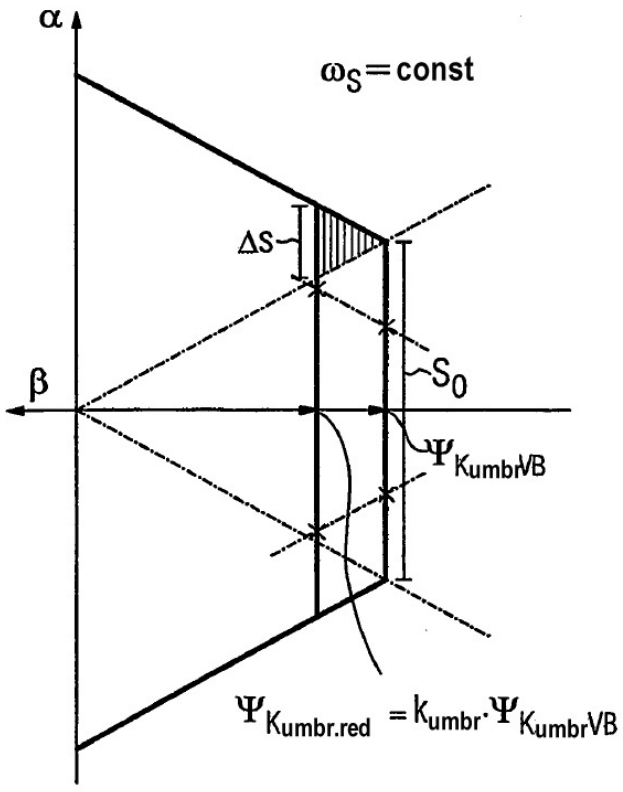
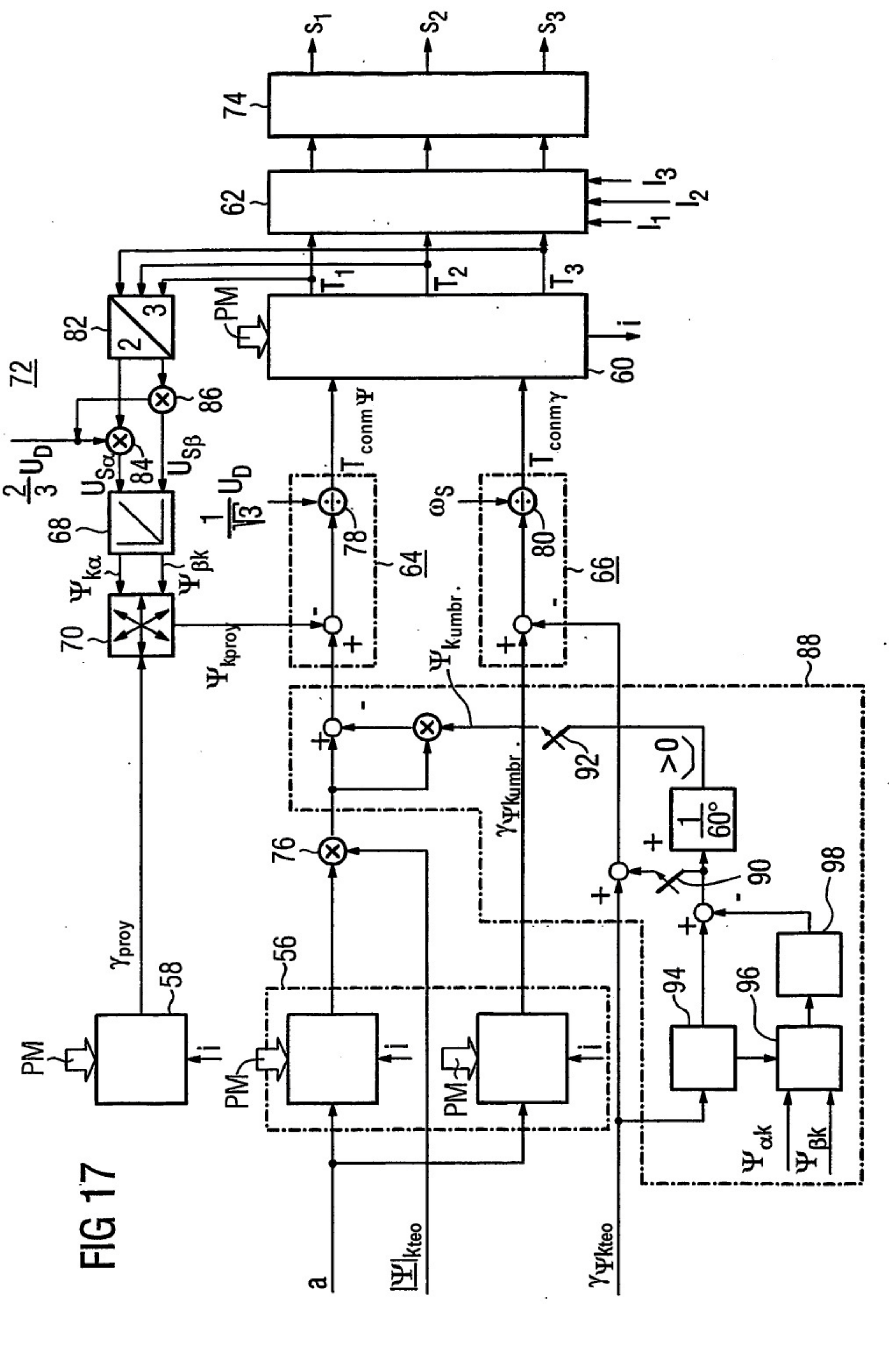

α
ωS = const
ΔS
S0
β
ΨKumbrVB
ΨKumbr.red = kumbr · ΨKumbrVB

FIG 16


s1
s2
s3
74
62
I1
I2
I3
T1
T2
T3
PM
i
60
82
2
3
72
86
84
USα
USβ
2/3 UD
68
Ψkα
Ψβk
70
Ψkproy
1/√3 UD
Tconm Ψ
78
64
ωS
Tconm γ
80
66
Ψkumbr.
88
92
γΨkumbr.
>0
1/60°
90
98
76
56
94
96
γproy
58
PM
a
|Ψ|kteo
γΨkteo
Ψαk
Ψβk
FIG 17