

PROTOTYPE DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN FIELD ORIENTED CONTROL FOR AN INDUCTION MOTOR

DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN PROTOTIPO DE CONTROL POR CAMPO ORIENTADO EN UN MOTOR DE INDUCCION

Ing. Ramón A. Álvarez López, MSc. Jorge Luis Díaz R., PhD. Aldo Pardo García

Universidad de Pamplona

Ciudadela Universitaria. Pamplona, Norte de Santander, Colombia.

Tel.: 57-7-5685303 Ext. 144, Fax: 57-7-5685303.

E-mail: {ralvarez, jdiazcu, apardo13}@unipamplona.edu.co

Abstract: This work deals with the research of several Field Oriented control strategies for the induction motor control, their integration with power switched inverters systems and their implementation in real time. Using electronics devices with great amount of calculation capacity and embedded systems .

Resumen: En el presente trabajo se abordan las estrategias de control por campo orientado para el control del motor de inducción, su integración con los sistemas de inversores conmutados y su implementación en tiempo real. Usando dispositivos electrónicos con gran potencia de cálculo y también, sistemas embebidos.

Keywords : Field Oriented Control, SVPWM Modulation, Embedded Systems.

1. INTRODUCCIÓN

El uso de los motores de inducción se ha incrementado significativamente durante los últimos diez años, lo cual ha sido posible, gracias al desarrollo de los sistemas embebidos, quienes facilitan la extrapolación de la técnica de control de motores de corriente continua al ámbito de los motores de inducción o corriente alterna.

Los estudios realizados durante los últimos años sobre el control de motores de inducción son innumerables, los científicos de todo el mundo diariamente publican resultados, que aportan más desarrollo a la amplia literatura existente sobre el control de motores de inducción. Pero dentro de todos estos desarrollos se pueden resaltar dos métodos que sin lugar a duda han consolidado la base más sólida en la línea de investigación del control de motores de corriente alterna.

Dichos métodos son: el principio de control escalar o relación de voltaje–frecuencia constante en lazo abierto y cerrado; y el Control Vectorial o Control de Campo Orientado. A partir de estas dos técnicas se han derivado otras técnicas que han tenido gran aceptación sobre todo por las industrias desarrolladoras de variadores de velocidad, dentro de las cuales la más sobresaliente es la técnica de Control Directo del Par.

Retomando las técnicas de control que denominaremos básicas la de control escalar y control vectorial, es importante resaltar que esta última presenta grandes ventajas con relación a la primera debido a que permite un eficaz control de la máquina, tanto en regímenes de funcionamiento estables y transitorios, realizando un gran aporte a los intereses propios del control. Por b tanto en este trabajo se centra toda la atención al estudio, simulación e implementación en tiempo real de la

estrategia de control vectorial del motor de inducción.

Por otra parte es importante resaltar que los accionamientos de velocidad variable de control vectorial han existido desde hace años. Sin embargo, sólo en esta última década se han expandido fuertemente hacia un sinnúmero de aplicaciones. La razón se centra en que se requería electrónica costosa y de relativa complejidad para controlar con precisión las corrientes del motor. Esta situación cambió drásticamente con el desarrollo de los procesadores de señales digitales (DSP's), los microprocesadores de aplicación específica de alta velocidad y los inversores reguladores de corriente con modulación de ancho de pulso (Current-Regulated PWM Inverters o simplemente CRPWM).

2. CONTROL POR CAMPO ORIENTADO

Tal y como se mencionó, la estrategia de control vectorial o control por campo orientado consiste en extrapolar la técnica de control de motores de corriente continua al ámbito de los motores de inducción. Para ello, y debido a que una máquina de corriente alterna carece de dos bobinados desacoplados, se recurre a referenciar el sistema trifásico alterno de corrientes estáticas a un sistema de coordenadas no estacionario que gira sincrónicamente con el campo magnético rotórico. En este nuevo sistema de referencia, las corrientes estáticas pueden ser tratadas como vectores giratorios o favores, de ahí el nombre de "control vectorial".

La figura 1 muestra el diagrama fasorial donde se representan las componentes de las magnitudes del flujo del rotor y la corriente del estator, en un sistema de ejes fijo en el estator ab , y otro un sistemas de eje dq que gira a la velocidad del flujo magnético del rotor (campo orientado).

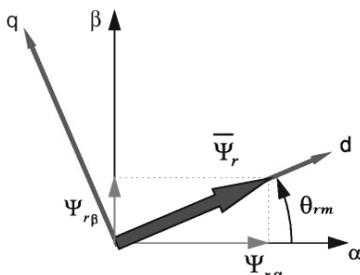


Fig. 1: Sistema de regencia solidario con el fasor de flujo de rotor

Como se conoce de la literatura sobre el motor de inducción las ecuaciones electromecánicas de par electromagnético, voltaje y de concatenaciones de flujo, en un sistema de coordenadas arbitrario son:

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (\bar{\mathbf{y}}_r \times \bar{\mathbf{i}}_s) \quad (1)$$

$$\bar{U}_s = R_s \cdot \bar{\mathbf{i}}_s + \frac{d\bar{\mathbf{y}}_s}{dt} + j w \cdot \bar{\mathbf{y}}_s \quad (2)$$

$$\bar{U}_r = R_r \cdot \bar{\mathbf{i}}_r + \frac{d\bar{\mathbf{y}}_r}{dt} + j (w - w_r) \cdot \bar{\mathbf{y}}_r \quad (3)$$

$$\bar{\mathbf{y}}_s = L_s \cdot \bar{\mathbf{i}}_s + L_m \cdot \bar{\mathbf{i}}_r \quad (4)$$

$$\bar{\mathbf{y}}_r = L_r \cdot \bar{\mathbf{i}}_r + L_m \cdot \bar{\mathbf{i}}_s \quad (5)$$

$$J \frac{dw_m}{dt} + B w_m + t_c = t_e \quad (6)$$

Si elegimos el sistema de referencia generalizado (dq) de forma que el eje real (d) apunte en la dirección del flujo de rotor, se puede verificar que el flujo de rotor en campo orientado, esta dado por:

$$\mathbf{y}_{ryr} = \mathbf{y}_{rd} \quad (7)$$

Se puede afirmar que existe una corriente magnetizante del rotor $\bar{\mathbf{i}}_{mr}$ y que es la única responsable del flujo de rotor, definida por:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{i}}_{mr} &= \frac{\mathbf{y}_{ryr}}{L_m} = \frac{L_r}{L_m} \bar{\mathbf{i}}_{ryr} + \bar{\mathbf{i}}_{syr} \\ &= \bar{\mathbf{i}}_{syr} + (1 + \mathbf{s}_r) \bar{\mathbf{i}}_{ryr} \end{aligned} \quad (8)$$

Donde:

\mathbf{y}_{ryr} : Es el flujo de rotor en campo orientado (magnitud escalar)

$\mathbf{s}_r = L_{rs} / L_m$: Es el coeficiente de dispersión del rotor

Haciendo uso de la definición de corriente magnetizante, se puede expresar el flujo del rotor como:

$$\mathbf{y}_{ryr} = \mathbf{y}_{rd} = L_m \bar{\mathbf{i}}_{rm} \quad (9)$$

El resultado anterior permite deducir la siguiente expresión para el par electromagnético:

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (\bar{\mathbf{y}}_r \times \bar{\mathbf{i}}_s) \quad (10.a)$$

$$= \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (\mathbf{y}_{rd} \bar{\mathbf{i}}_{sq} - \mathbf{y}_{rd} \bar{\mathbf{i}}_{sq}) \quad (10.b)$$

$$= \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \mathbf{y}_{ryr} \bar{\mathbf{i}}_{sq} = p_p k i_m \bar{\mathbf{i}}_{sq} \quad (10.c)$$

Siendo k la constante de par.

$$k = \frac{3}{2} \frac{L_m}{(1 + s_r)} \quad (10.d)$$

La ecuación encontrada para el par electromagnético (Ecu. 9) posee la misma estructura que la de un motor de excitación independiente, disponiendo de i_{rm} para el control del flujo e i_{sq} para el control del par en el motor de inducción.

Por obvias razones se hace necesario tratar de escribir la ecuación obtenida para la corriente de magnetización i_{rm} , en relación a las magnitudes del estator, puesto que en un motor de jaula de ardilla, las corrientes de rotor no son accesibles.

Con el fin de encontrar una relación entre i_{rm} con las magnitudes del estator, procedemos a reemplazar el valor de y_{ryr} e i_{rm} en las ecuaciones de voltaje de rotor, resultando:

$$R_r \bar{i}_{ryr} + L_m \frac{di_{rm}}{dt} + j(w_{rm} - w_r)L_m i_{rm} = 0 \quad (11)$$

Sustituyendo en esta última el fasor \bar{i}_{ryr} ,

$$\frac{L_m R_r}{L_r} (i_{rm} - \bar{i}_{ryr}) + L_m \frac{di_{rm}}{dt} + j(w_{rm} - w_r)L_m i_{rm} = 0 \quad (12)$$

Descomponiendo la Ecuación 11, en parte real y parte imaginaria y definiendo la constante de tiempo del rotor t_r como:

$$t_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (13)$$

Llegamos a:

$$t_r \frac{di_{rm}}{dt} + i_{rm} = i_{sd} \quad \text{y} \quad w_{rm} = w_r + \frac{i_{sq}}{t_r i_{rm}} \quad (14)$$

De estas dos ecuaciones se deducen importantes conclusiones: nos indica que el control de flujo, o lo que es lo mismo, de la corriente i_{rm} se realiza a través de la proyección del fasor espacial de corriente de estator sobre el eje real d (i_{sd}). Esto va a permitir un control completamente desacoplado, disponiendo de la corriente i_{sd} para controlar el flujo, quedando la corriente i_{sq} para controlar el par.

2. ESTRATEGIAS DE CONTROL POR CAMPO ORIENTADO

Los resultados obtenidos hasta el momento y en los cuales se basa el control vectorial requieren del conocimiento preciso de la posición del flujo de rotor ($q_{rm} = \int w_{rm} dt$). La técnica seguida para la obtención de dicha magnitud va dar lugar a dos tipos de control, denominados, control directo e indirecto: el control directo se basa en la medida del flujo del rotor mediante la utilización de sondas de efecto Hall o de devanados especiales insertados en las ranuras del estator del rotor, lo cual no resulta lo suficientemente práctico ni económico; el esquema de control indirecto no mide la posición del fasor espacial de flujo de rotor ni lo estima mediante un modelo de flujo, sino que lo obtiene a partir de la posición del rotor y de las referencias de corrientes proporcionadas por el control. Se hace necesario por tanto un sensor de posición de una precisión relativamente elevada.

En el presente trabajo se aborda el control vectorial utilizando la técnica de control indirecto para aprovechar la simplicidad que este presenta sin perder de vista que esto implica que el sistema de control estará susceptible a los parámetros del motor, principalmente a la constante de tiempo del rotor.

2.1 Esquema de Control Indirecto

En la presente sección se presenta el esquema de control vectorial usado en este trabajo, y se plantean algunos requerimientos especiales para el desarrollo de esta técnica de control.

Los controles indirectos han alcanzado una gran difusión debido a su simplicidad, al necesitar solamente el sensor de velocidad - posición. Sin embargo el hecho de no realimentar otras variables, realizando la orientación del flujo de rotor en lazo cerrado, les hace especialmente sensibles a errores en los parámetros del motor. Siendo notable el esfuerzo de investigación desarrollado en la identificación y adaptación de parámetros en este tipo de control.

Para determinar el ángulo del flujo del rotor, lo primero que necesitamos calcular es el deslizamiento usando la siguiente ecuación:

$$w_{sl} = w_{rm} - w_r = \frac{i_{sq}}{t_r i_{rm}} \quad (15)$$

2.2 Diagrama de bloques del motor de inducción de jaula de ardilla en un control vectorial por campo orientado

Con base en los resultados obtenidos y usando las ecuaciones 6, 10 y 15, es posible plantear el esquema de control vectorial indirecto, que se muestra en la figura 2.

En los diagramas de control de estos sistemas (figura 2), los reguladores son del tipo PI, seguido de un limitador de señal en el lazo de velocidad para evitar que la salida del regulador tienda a hacer que el motor proporcione el par máximo, con el fin de seguir a la consigna. Para dar el par máximo, la máquina consume una corriente varias veces superior a la nominal, que de mantenerse un cierto tiempo, llegaría a destruir tanto el motor como el convertidor de potencia.

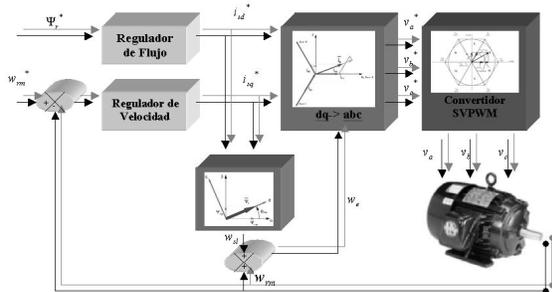


Fig. 2: Esquema de control vectorial indirecto

2.3 Referencia de Flujo

Con el limitador se consigue que la corriente no supere en ningún caso un valor prefijado que habitualmente está comprendido entre un 150% o un 200% de la corriente nominal. Lógicamente esta limitación disminuye la velocidad de respuesta.

Para alcanzar altas velocidades, la frecuencia actual del estator debe ser incrementada. Dado que el voltaje del estator es directamente proporcional al flujo del motor y a la velocidad angular en condiciones normales de trabajo el flujo del motor se mantiene constante (zona de funcionamiento con flujo constante). La velocidad máxima de salida se alcanza con el voltaje límite del estator y por ende del convertidor de energía. Para alcanzar una velocidad más alta el flujo se debe reducir conforme se incrementa la velocidad angular para mantener el voltaje del estator constante e igual a su valor máximo (zona de funcionamiento con debilitamiento de flujo). En la figura 3 se pueden apreciar las regiones en cuestión.

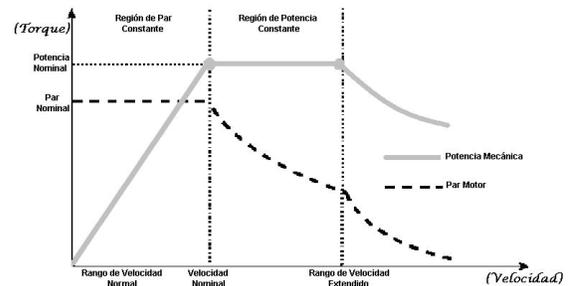


Fig. 3: Regiones de trabajo del motor de inducción

Resulta importa resaltar el compromiso que se debe establecer a la hora de asignar una referencia de velocidad en lo que corresponde al flujo del motor y por ende a las corrientes de estator, procurando la operación de las corrientes i_{sd} e i_{sq} , dentro de la región descrita por la circunferencia:

$$i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad (16)$$

Por otra parte se debe verificar la condición de corriente de estator máxima,

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq i_{s_max} \quad (17)$$

Es claro que para obtener velocidades que se encuentren por encima de la velocidad nominal, es necesario establecer una ley de mando que permita compensar la referencia de flujo, para evitar que el sistema de control demande una potencia imposible de manejar por sistema de conversión, así como por el motor.

En este trabajo se utiliza una ley de control ampliamente utilizada en la literatura ($1/\omega$). Dicha ley de mando se caracteriza por su relativa sencillez matemática y por reducir significativamente la complejidad del algoritmo de control. La ley de mando en cuestión indica que para velocidades ligeramente superiores a la nominal, la consigna de flujo se debe debilitar a razón de la velocidad nominal ($1/\omega$). Para mayor comprensión nos referimos a la figura 4.

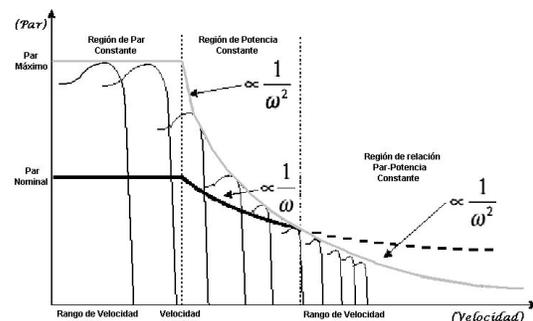


Fig. 4: ley de mando $1/\omega$

3. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO

Para validar el sistema de control propuesto es necesario obtener los parámetros asociados al mismo. Una forma sencilla de obtener dichos parámetros es aplicando los ensayos de vacío y rotor bloqueado, al motor que será utilizado para contrastar los modelos y esquemas de control planteados.

Una vez obtenidos los parámetros necesarios para el desarrollo del sistema de control, se procede a seleccionar la topología de sistema convertidor a utilizar. Para así, posteriormente hacer la implementación en tiempo real del sistema; ya sea, utilizando un circuito de aplicación específica o un procesador digital de señales.

En la figura 5 se puede apreciar el inversor controlado por voltaje que utiliza la técnica de modulación por vector espacial. El modulador SVPWM esta compuesto por un temporizador que se encarga de controlar los tiempos requeridos para generar el voltaje de referencia y una llave selectora que se encargan de seleccionar los transistores que estarán activos durante cada periodo de conmutación.

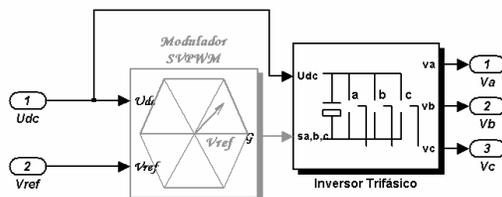


Fig. 5: Modelo en simulink del inverso controlado por SVPWM

Un aspecto importante que siempre se debe tener en cuenta en el desarrollo del sistema de control es el retardo incorporado por los transistores del bloque inversor. Ya que este limita la frecuencia máxima de operación del modulador. Para contrarrestar dicho retardo se incorpora un desfase en el vector de referencia.

Por otra parte en la figura 6 se muestran las respuestas del esquema de control vectorial indirecto, ante una consigna de velocidad y una carga dada. Se puede observar como la velocidad del motor sigue la consigna mientras que el par se modifica al mismo tiempo que el flujo permanece constante. Lo pone en evidencia que existe un desacople entre la variable de flujo y el par.

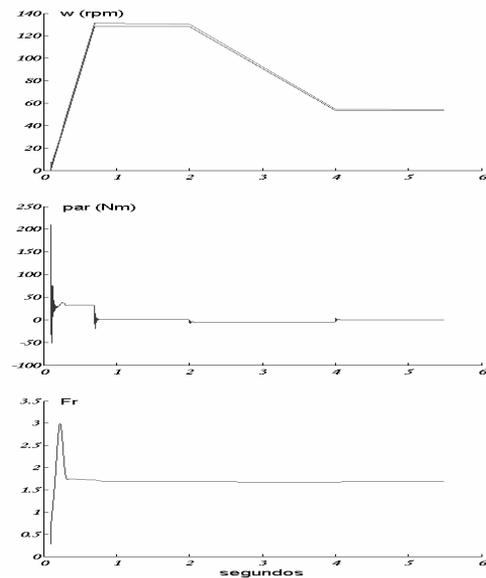


Fig. 6: Respuestas del control vectorial indirecto

El esquema de la figura 7, muestra el sistema de control vectorial indirecto integrado con el inversor SVPWM, que produce una señal discreta con voltaje y fase similar a la señal sinusoidal de referencia. En la figura 8 se puede apreciar dicha señal discreta de salida (se muestran simultáneamente los voltajes de fase y de línea).

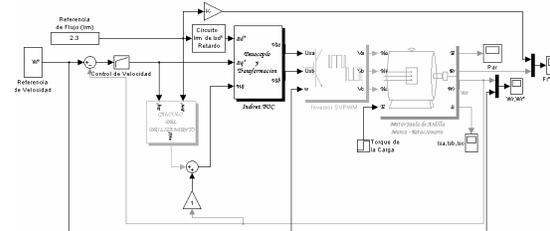


Fig. 7: Esquema de control vectorial indirecto con inversor SVPWM

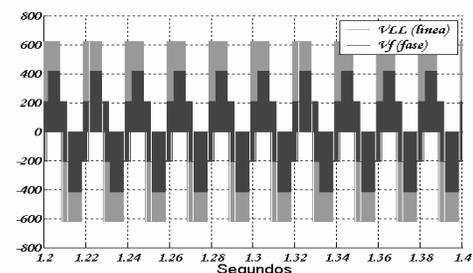


Fig. 8: Voltajes de fase y línea, producidos por el inversor SVPWM

4. CONCLUSIONES

Después de estudiada la teoría asociada al sistema de control por campo orientado, las variantes de integración con los sistemas convertidores y las alternativas de implementación se puede concluir lo siguiente:

- Dado que para la estimación de la posición del rotor y para el cálculo de la componente de corriente de flujo intervienen los parámetros de la máquina (inductancias y resistencias), una discrepancia entre estos valores y los reales ocasiona una diferencia entre el valor del ángulo calculado y el real, con lo que el cambio de sistemas de ejes de referencia no es el adecuado y no se consigue el desacople deseado. En estas condiciones el sistema de regulación pierde sus óptimas características dinámicas y además provoca errores en régimen permanente.
- El desarrollo de sistemas de control vectorial del motor de inducción se puede optimizar de forma sustancial, si su implementación la llevamos a cabo utilizando herramientas de desarrollo que incluyan paquetes de subprogramas que faciliten su adaptación a los requerimientos propios de cada aplicación.
- El sistema de control por campo orientado indirecto se hace exclusivo para aplicaciones que no requieran tiempos de respuesta extremadamente cortos, al igual que regímenes de operación muy variados.

REFERENCIAS

- Aparicio, J. L. *Criterios de Diseño de Convertidores Estáticos para Accionamientos Regulados en Corriente Alterna con Motores de Inducción*. Tesis doctoral, Universidad de Oviedo, 1987.
- Blaschke, F. "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control Systems for Rotating-Field Machines", *Siemens Review*, Vol. XXXIX, No. 5, 1972, pp. 217-220.
- Bose, B. K. "Power Electronics – A technology review". *Proceedings of IEEE*, Vol. 82, No. 8, 1992.
- Bose, B. K. *Power Electronics and AC drives*, Prentice-Hall, NJ, 1986.
- Briz, F. *Control Vectorial del Motor de Inducción con Identificación y Adaptación a los Parámetros de la carga*. Tesis doctoral, Universidad de Oviedo, 1995.
- Díaz Rodríguez, J. L. *Control por campo orientado del motor de inducción con adaptación de parámetros por modelo de referencia*. Tesis de Maestría, UCLV, 2000.
- Field Orientation and High Performance Motion Control*, WEMPEC, University of Wisconsin-Madison, Summary of Publications, Madison, 1981-1988.
- Leonhard, W. "Adjustable-speed AC Drives", *Proceedings of IEEE*, Vol. 76, No. 4, 1988, pp. 455-470.
- Leonhard, W. "Microcomputer Control of high Dynamic Performance ac-Drives – A Survey", *Automática*, Vol. 22, No. 22, 1986, pp. 1-19.
- Leonhard, W. *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag, Heidelberg, 1985.
- Pardo, A; Díaz, J. L. *Fundamentos en Sistemas de Control Automático*. Universidad de Pamplona. 2004.
- Pardo, A; Díaz, J. L. *Aplicaciones de los convertidores de frecuencia. Estrategia PWM*. Universidad de Pamplona. 2005.
- Vas, P. *Vector Control of AC Machines*, Oxford Science Publications, New York, 1990.