

SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN EMPLEANDO LA TÉCNICA DE CAMPO ORIENTADO

Carlos Rodríguez Valdez, Víctor Sotelo, Alberto Soto, Rodolfo Moreno Martínez.
Centro de Investigación y Desarrollo, Laboratorio de Electrónica de Potencia,
Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
E-mails: ingoditrustrcd@hotmail.com, manongo@hotmail.com,
asoto@uni.edu.pe, rmoreno@uni.edu.pe

RESUMEN

En este trabajo se desarrolla un esquema de Control por Campo Orientado(FOC) para la velocidad de un motor de inducción. Se empieza con una breve historia de las ideas fundamentales que permitieron el desarrollo de este tipo de control; lo que sigue es el estudio de los principios generales del FOC. A continuación, se presenta un modelo equivalente del motor de inducción asociada al sistema FOC; seguidamente, se muestra resultados de simulación y de implementación en los que se espera observar el desacoplamiento de las corrientes en coordenadas de campo, el comportamiento de las corrientes estáticas, la rapidísima respuesta del torque eléctrico y el comportamiento estable de la velocidad, tanto en vacío como en la presencia de carga. Finalmente, se brinda observaciones y conclusiones pertinentes a esta investigación.

ABSTRACT

In this paper, a Field Oriented Control(FOC) for speed control of an induction machine is developed. It begins with a brief introduction to the fundamental ideas that allowed the development of this type of control; what follows is the study of the fundamentals of FOC. After that, it is introduced an equivalent model of the induction machine-FOC system; then, it is shown the results of the simulation and the implementation of this control system in which it is expected to observe the decoupling of the motor currents in field coordinates, the stator currents behavior, the very fast response of the electric torque and the speed steady behavior with load and without it. Finally, observations and conclusions related to this research is given.

INTRODUCCIÓN

El control por campo orientado de la velocidad de los motores de inducción es de tipo vectorial; instantáneo para los motores AC, razón por la cual deja de lado el pobre desempeño dinámico característico de los controles escalares.

Entre las ventajas más significativas del control por campo orientado, tenemos:

Facilidad para alcanzar a las referencias (componente del torque y componente del flujo de la corriente del estator).

Facilidad para aplicar control de torque directo debido a que la expresión del torque en el marco de referencia d-q, donde d(eje directo) corresponde a la dirección del flujo rotórico y q(eje en cuadratura) corresponde al torque, está dado por la ecuación 1.

$$T_e \propto \phi_R' i_{sq} \quad (1)$$

Así, al mantener la amplitud del flujo del rotor(ϕ_R) en un valor fijo, se tendrá una relación lineal entre el torque y la componente de la corriente del estator en el eje en cuadratura(i_{sq}). Entonces, se podrá controlar al torque con tan sólo controlar a la componente i_{sq} .

En la Fig. 1 se observa el esquema general del sistema

de control a simular e implementar. Se espera observar el desacoplamiento de las corrientes en coordenadas de campo, el comportamiento de las corrientes de fase, la rapidísima respuesta del torque eléctrico, el control de la velocidad, tanto en vacío como con carga una vez concluida la simulación y la implementación.

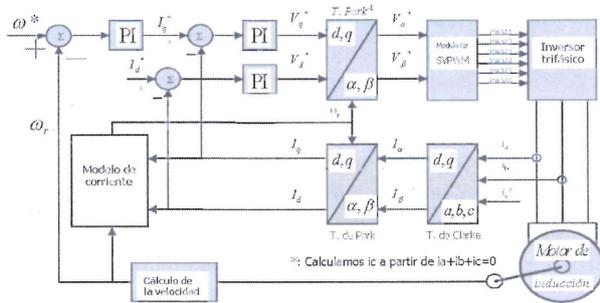


Fig. 1 Esquema general del sistema FOC

PRINCIPIOS DE FOC

Principio de control por campo orientado(FOC)

El control por campo orientado para un motor AC consiste en controlar las corrientes del estator representadas por un vector espacial [1]. Este control se basa en proyecciones que transforman a un sistema trifásico dependiente de la velocidad y del tiempo en uno de dos coordenadas (d(eje directo) – q(eje en cuadratura)) invariante en el tiempo en estado estable.

Estas proyecciones conducen a un esquema que permite que la máquina de inducción se comporte como una máquina DC. Esto se consigue mediante la transformación de Clarke, la transformación de Park y el modelo de corriente

El control por campo orientado necesita dos referencias como entrada: El torque (alineado con el eje en cuadratura) y el flujo del rotor (alineado con el eje directo). Por lo tanto, puesto que el FOC se basa, tan sólo, en proyecciones sobre coordenadas, la estructura de control maneja magnitudes eléctricas instantáneas. Esto hace a este tipo de sistema de control preciso en cada etapa de operación (transitoria y estable) de la máquina eléctrica controlada; y lo hace independiente del ancho de banda limitado del modelo matemático.

La transformación de Clarke [3]

El querer controlar la velocidad de un motor AC a partir de las corrientes estáticas componentes I_a , I_b e I_c , entraña una gran dificultad; es por ello que se opta por llevar la corriente equivalente a estas tres a otro marco de referencia que permita un mejor control. La transformación de Clarke tiene la misión de ser el eslabón entre el sistema que forman las tres corrientes de fase del estator y uno en el que la resultante de las tres corrientes del estator es representada por un par de componentes de magnitud constante (en estado estable) que giran desarrollando un ángulo teta.

Básicamente, la transformación de Clarke consiste en aplicar un par de ecuaciones (ecuación 2 y ecuación 3).

$$i_{s\alpha} = i_a \tag{2}$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \tag{3}$$

Estas ecuaciones permiten obtener las componentes ortogonales de la corriente del estator en un sistema de referencia fijo enmarcado en el primer cuadrante. Estas componentes reciben el nombre de i_{α} (i_α) e i_{β} (i_β). La Fig. 2 permite visualizar esta transformación.

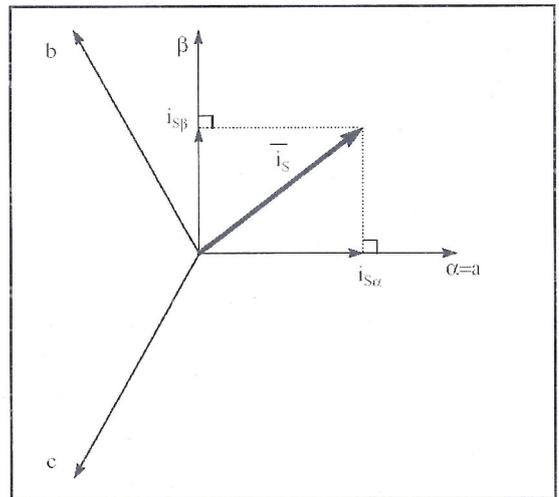


Fig. 2 Sistema de referencia de la Transformación de Clarke.

La transformación de Park [3]

Esta surge ante la necesidad de contar con un sistema de referencia en el que la corriente resultante del

estator esté representada por un par de componentes de magnitud constante (al alcanzar el estado estable).

La transformación de Park permite lograr este objetivo aunque con ello trae un nuevo problema que es el cómo determinar el ángulo de giro del nuevo sistema de referencia. La ecuación 4 y la ecuación 5, permiten obtener estas componentes ortogonales a partir de las corrientes i_{α} (ia) e i_{β} (ib).

$$i_{s_d} = i_{s_\alpha} \cos\theta + i_{s_\beta} \text{sen}\theta \quad (4)$$

$$i_{s_q} = -i_{s_\alpha} \text{sen}\theta + i_{s_\beta} \cos\theta \quad (5)$$

Como se ve, en este nuevo sistema de referencia o sistema de referencia de Park, las nuevas componentes están expresadas en función del ángulo de giro del sistema (theta). Estas nuevas componentes ortogonales reciben el nombre de componente de corriente en el eje directo (i_d) y componente de corriente en el eje en cuadratura (i_q).

La primera de ellas está alineada con el flujo del rotor del sistema mientras que la segunda tiene la misma dirección del torque. En la Fig. 3 observamos este esquema.

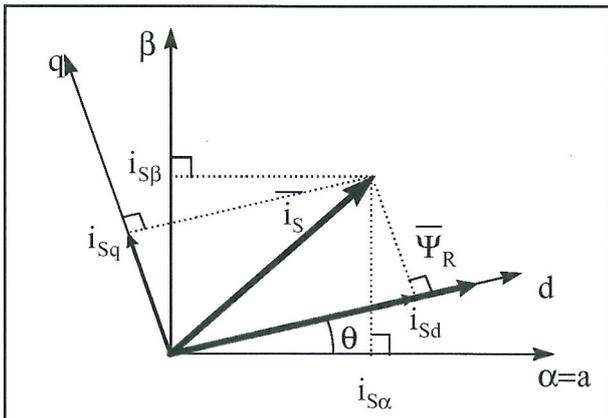


Fig. 3 Sistema de referencia de la Transformación de Park

El modelo de corriente [1]

Debido a la retroalimentación instantánea de corrientes estáticas que un esquema de control por orientación de campo implica, el modelo de corriente resulta de enorme simplicidad; se consigue eliminar

a la tensión del estator como variable. Es aquel sistema de ecuaciones diferenciales el que permite hallar instantáneamente el valor del ángulo con el que gira el sistema de referencia de Park. Esto se observa en las ecuaciones 6, 7, 8 y 9.

$$i_{d_s} = T_r \frac{di_{m_R}}{dt} + i_{m_R} \quad (6)$$

$$\frac{d\theta_{cm}}{dt} = Z_p n + \frac{i_{q_s}}{T_r i_{m_R}} \quad (7)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$i_{m_{R_{k+1}}} = i_{m_{R_k}} + \frac{T_s}{T_r} (i_{d_{s_k}} - i_{m_{R_k}}) \quad (8)$$

$$\theta_{cm_{k+1}} = \theta_{cm_k} + T_s Z_p n_k + \frac{T_s i_{q_{s_k}}}{T_r i_{m_{R_k}}} \quad (9)$$

Donde :

i_{d_s} : Corriente estática en el eje directo

i_{q_s} : Corriente estática en el eje en cuadratura

i_{m_R} : Corriente de magnetización del motor

θ_{cm} : Ángulo del eje del flujo del rotor

n : Velocidad mecánica del motor

T_r : Constante de transitorios del motor

Z_p : Número de pares de polos

T_s : Periodo de muestreo

Nota: Los subíndices k indican instantes de tiempo

El controlador PI de velocidad [3]

Se sabe que un controlador PI discreto puede ser determinado por la ecuación 10.

$$U_k = K_{pi} e_k + K_i e_k + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (10)$$

la cual puede ser representada por el esquema de la Fig. 4.

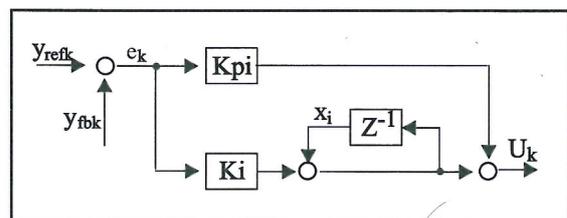


Fig. 4 Regulador PI básico

El algoritmo de integración aquí definido es conocido como Éuler hacia atrás. Debido a que la referencia que podemos establecer puede cambiar muy bruscamente, es muy probable que se genere sobreflujo o saturación.

Estas no linealidades podrían afectar muy seriamente el desempeño dinámico del sistema. Por ello es importante la modificación del esquema de este controlador PI discreto clásico, introduciendo un factor de corrección llamado factor de corrección integral.

El sistema con el que deberíamos trabajar junto con el algoritmo que lo definiría se podría representar en el esquema de la Fig. 5. Se hará un par de modificaciones al esquema presentado.

Primeramente, se implementará una integración tipo trapezoidal en lugar de Éuler hacia atrás. Luego, se incluirá un saturador más en la rama integral.

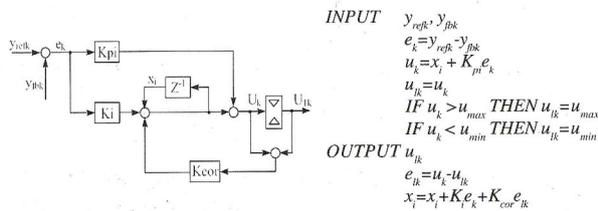


Fig.5 Diagrama de un regulador PI consaturación y componente de corrección del factor integral

En este controlador, las entradas, y , son corrientes; y la salida U , tensión.

A partir de la tensión continua de la cual se dispone a la entrada del inversor, se deberá obtener tres ondas de tensión sinusoidal desfasadas 120° . Esto se conseguirá transformando las componentes de tensión del sistema de referencia Clarke (α - β) en tres pares de pulsos.

El modulador vectorial PWM [5]

Existe varios algoritmos que pueden hacer esto. Se utilizará el llamado Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), el cual aprovecha mejor la tensión DC de línea del inversor y genera menor rizado en la corriente. Lo que se busca con este

algoritmo es mantener el vector resultante de tensión estática dentro de un hexágono (Fig. 6) y aproximarlo instantáneamente mediante la combinación de los vectores base correspondientes.

Una forma de conseguir esto es lograr que, para cualquier pequeño periodo de muestreo T , la salida de tensión promedio del inversor sea igual a la tensión de referencia promedio U_{out}

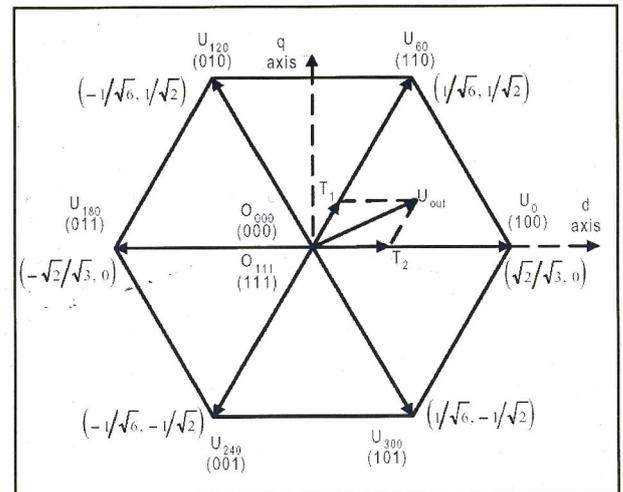


Fig.6 Vectores base utilizados para la modulación SVPWM.

$$\frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} U_{out}(t) dt = \frac{1}{T} (T_1 U_x + T_2 U_{x+60}) \tag{11}$$

$$U_{out}(nT) = \frac{1}{T} (T_1 U_x + T_2 U_{x+60}) \tag{12}$$

ESTABILIDAD Y SINTONIZACIÓN DE LOS CONTROLADORES PI

El sistema de referencia d-q rotando sincrónicamente queda determinado por las siguientes ecuaciones [11]:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_{ss} & \omega_e L_{ss} & pM & \omega_e M \\ -\omega_e L_{ss} & r_s + pL_{ss} & -\omega_e M & pM \\ pM & (\omega_e - \omega_r)M & r_r' + pL_{rr}' & (\omega_e - \omega_r)L_{rr}' \\ -(\omega_e - \omega_r) & pM & -(\omega_e - \omega_r)L_{rr}' & r_r' + pL_{rr}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \tag{13}$$

$$T_e = \frac{3}{4} PM (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \tag{14}$$

Donde :

- r_s, r'_r : Resistencia del estator y resistencia del rotor por fase, referida al estator
- L_{ss}, L'_{rr} : Inductancia del estator e inductancia del rotor por fase, referida al estator
- P : Número de polos
- M : Inductancia de magnetización mutua
- p : Operador diferencial
- $v_{qs}^e (v_{ds}^e)$: Tensión del estator en el eje q (d)
- $i_{qs}^e (i_{ds}^e)$: Corriente del estator en el eje q (d)
- $i_{qr}^e (i_{dr}^e)$: Corriente del rotor referida al eje q (d)
- ω_r : Velocidad angular eléctrica del rotor
- ω_e : Frecuencia del estator (velocidad angular síncrona)
- T_e : Torque eléctrico

El torque generado, la velocidad angular mecánica del rotor (ω_{rm}) y la carga están relacionados por:

$$T_e = J_m p \omega_{rm} + B_m \omega_{rm} + T_L \quad (15)$$

donde J_m es la inercia del rotor, B_m es el coeficiente de viscosidad y T_L es el torque de la carga.

Sea $\omega_{sl} \triangleq \omega_e - \omega_r$ la velocidad angular de deslizamiento.

Del modelo de corriente se tiene:

$$\omega_{sl} = \frac{r'_r i_{qs}^e}{L'_{rr} i_{ds}^e} \quad (16)$$

Con ello:

$$i_{dr}^e = 0 \quad (17)$$

$$i_{qr}^e = -\frac{M}{L'_{rr}} i_{qs}^e \quad (18)$$

Utilizando la ecuación 17 y la ecuación 18, el torque T_e en la ecuación 14 toma la forma:

$$T_e = \frac{3}{4} P \frac{M^2}{L'_{rr}} i_{ds}^e i_{qs}^e = K_T i_{qs}^e \quad (19)$$

donde: $K_T = \frac{3}{4} P \frac{M^2}{L'_{rr}} i_{ds}^e$

La ecuación para la tensión del estator en el eje q descrita en la ecuación. 13, toma la forma:

$$v_{qs}^e = (r_s + pL_{ss})i_{qs}^e + \omega_e L_{ss} i_{ds}^e + pM \left(-\frac{M}{L'_{rr}} \right) i_{qs}^e \quad (20)$$

En el control por campo orientado para un motor de inducción trifásico, el ω_e puede ser representado por la Ec. 21.

$$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl} = \omega_r + \frac{r'_r i_{qs}^e}{L'_{rr} i_{ds}^e} = \frac{P}{2} \omega_{rm} + \frac{r'_r i_{qs}^e}{L'_{rr} i_{ds}^e} \quad (21)$$

Sustituyendo la ecuación 21 en la ecuación 20, tendremos:

$$v_{qs}^e = R_\sigma i_{qs}^e + L_\sigma \frac{di_{qs}^e}{dt} + K_E \omega_{rm} \quad (22)$$

Donde:

$$R_\sigma = r_s + \frac{L_{ss}}{L'_{rr}} r'_r \quad (23)$$

$$L_\sigma = L_{ss} \left(1 - \frac{M^2}{L_{ss} L'_{rr}} \right) \quad (24)$$

$$K_E = \frac{P}{2} L_{ss} i_{ds}^e \quad (25)$$

El hecho de utilizar el modulador SVPWM puede ser representado por la ganancia $K_A = 2/\sqrt{3}$.

La ganancia del regulador de corriente sería g_1 y la ganancia de retroalimentación de la corriente, K_c . Con todo esto, tendríamos el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 7.

Con este esquema simplificado se puede fácilmente estudiar la estabilidad del sistema y determinar los valores de las constantes para el controlador PI de corriente de torque.

Para ello, se hallará la función de transferencia del sistema en función de la entrada y del torque de carga.

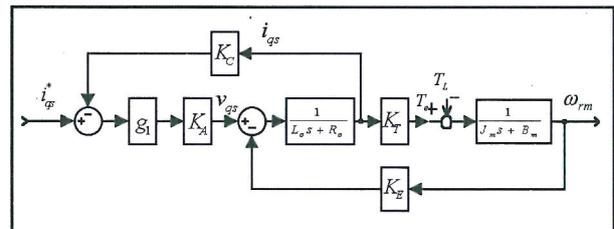


Fig. 7 Diagrama de bloques del diagrama de control por campo orientado con retroalimentación de corriente para un motor de inducción trifásico utilizando modulación SVPWM.

Analizaremos la estabilidad del sistema en vacío (torque de carga nulo.) Para ello, aún falta conocer el momento de inercia del rotor del motor empleado; para su determinación, se hará uso del método llamado run-out test o coasting test descrito en [1].

Run-out test o Coasting test

Previamente, la potencia de entrada $P_M(\omega)$ del motor en vacío y en estado estable se mide a diversas velocidades angulares ω .

De la ecuación $P_M = P_L + J\omega \frac{d\omega}{dt}$, puesto que la

velocidad en estado estable es cero, la potencia suministrada es igual a la potencia de pérdidas (potencia desperdiciada por pérdidas eléctricas y por el pequeño torque negativo del rotor en tales condiciones ($P_M = P_L$)). Puesto que no nos interesa considerar el efecto de las pérdidas eléctricas, modificamos la potencia de pérdidas quedándonos únicamente con la potencia suministrada debido al torque negativo del rotor. De esto, el torque de carga efectivo en estado estable es $T_L = p_L / \omega$. Se repite el proceso a diversas velocidades; e interpolando, se obtiene la curva $T_L'(\omega)$ que se muestra en la Fig. 8. Para el run-out test, se acelera al motor hasta alcanzar una determinada velocidad ω_0 , momento en el cual cortamos la alimentación al motor. Éste desacelerará debido únicamente al torque negativo del rotor con la velocidad como función del tiempo, $\omega(t)$. Y de la ecuación,

$$T_M = T_L + J \frac{d\omega}{dt}$$

obtenemos

$$J \approx -T_L'(\omega) / \frac{d\omega}{dt}(\omega), T_M = 0$$

Por ende, la inercia puede ser determinada de la pendiente de la curva de desaceleración de la velocidad que se muestra en la Fig. 10.

Debido al error de las mediciones y al hecho de trabajar gráficamente, el error es considerable. Por ello, la inercia debe ser calculada a diferentes velocidades, a fin de obtener un promedio.

Por suerte, los requerimientos de la exactitud de la inercia para el diseño de controladores de velocidad no son muy exigentes. Un error de $\pm 10\%$ es bastante aceptable.

Para el coeficiente de fricción viscoso se tomará el calculado para máquinas de similares características.

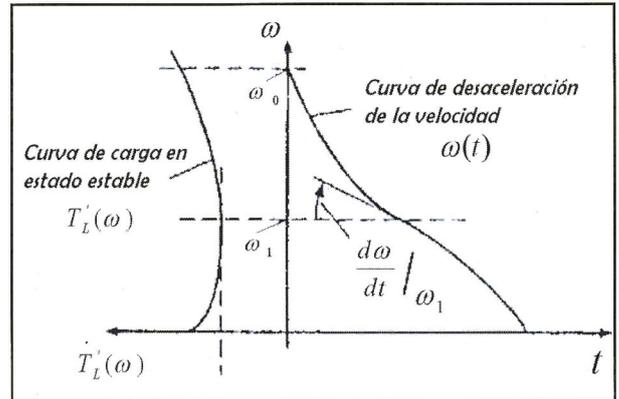


Fig. 8 Curvas para el run-out test

Ahora, haciendo uso de la rltool, se analizará la estabilidad del sistema.

Los polos están en -650 y en -33 . El lugar geométrico de las raíces y los diagramas de Bode nos muestran la estabilidad del sistema. Esto se ve en la Fig. 9.

Vemos que el sistema es estable en el dominio de Laplace. Equivalentemente, en el dominio de Z tendremos la Fig. 10. En este caso, los polos se encuentran en $0,937$ y $0,997$.

Para la obtención del sistema discretizado se hizo uso de un $T_s = 0.0001$ s

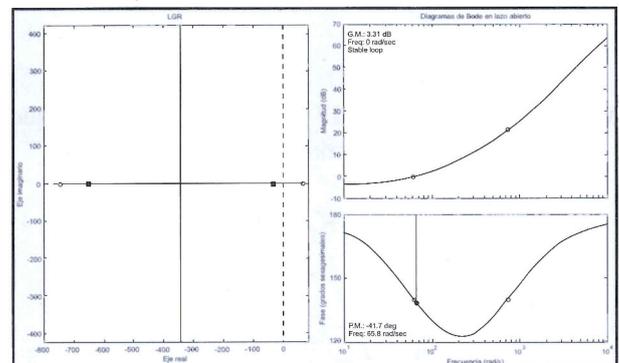


Fig. 9 Lugar geométrico de las raíces del sistema en lazo cerrado para la corriente de torque de referencia en el dominio de Laplace.

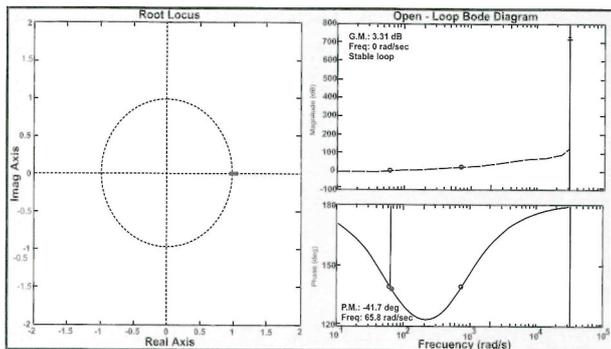


Fig. 10 Lugar geométrico de las raíces del sistema en lazo cerrado para la corriente de torque de referencia en el dominio de Z.

De la misma forma, los diagramas de Bode en lazo cerrado del sistema muestran la estabilidad del sistema.

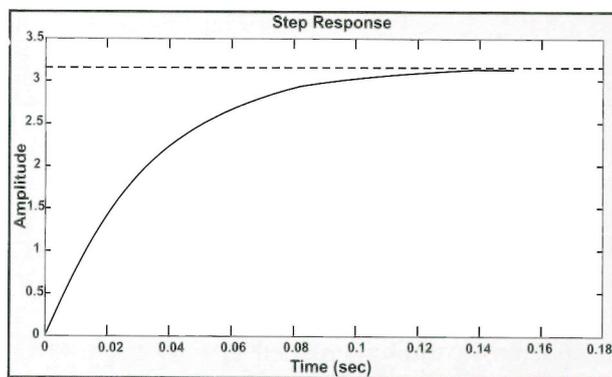


Fig. 11 Respuesta al escalón del sistema en lazo cerrado (comportamiento de la velocidad)

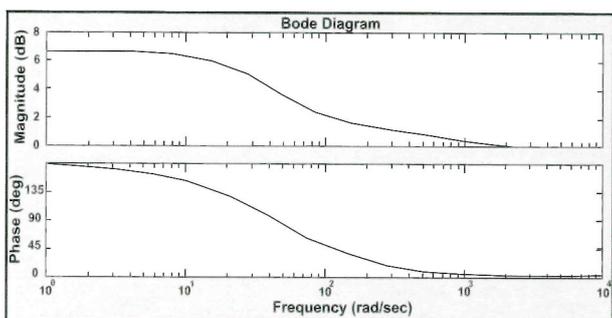


Fig. 12 Diagramas de Bode del sistema en lazo cerrado.

RESULTADOS

Este sistema fue simulado e implementado en el Laboratorio de Electrónica de Potencia del Centro de Investigación y Desarrollo de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad Nacional de Ingeniería.

El motor que se utilizó fue un Siemens Schuckertwerke de 6,7 A rms de corriente nominal a plena carga, 380 Vrms de tensión línea a línea, configuración estrella, 4 HP.

Resultados de la simulación

Primeramente, aplicaremos una referencia de velocidad tal como se muestra en la Fig. 13. Las unidades de esta referencia están en rad/s.

En la Fig. 14 visualizamos el comportamiento de las corrientes estáticas ante este comportamiento de la velocidad, así como el de la velocidad retórica. Notamos que existe un pequeño error de estado estable.

En la Fig. 15 visualizamos el comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque. El desacoplamiento de ambas corrientes es evidente y óptimo.

Viendo las figuras 13-15 podemos decir que tanto el desempeño dinámico como el desempeño de estado estable de nuestro sistema implementado son bastante buenos; sin lugar a dudas, nos encontramos frente a un esquema de control de alto desempeño.

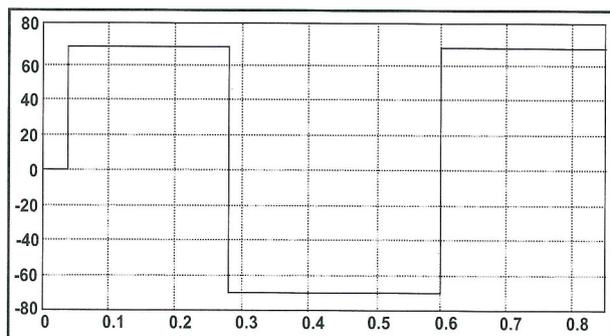


Fig. 13 Definición de la velocidad de referencia de nuestro esquema de control sin carga.

Mostraremos el comportamiento de la corriente de campo, de la corriente de torque, de la velocidad, de las corrientes de fase, del torque eléctrico. Todo esto lo veremos en las figuras 16, 17 y 19.

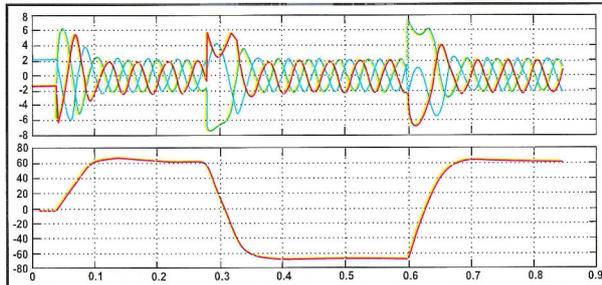


Fig. 14 Comportamiento de las corrientes estáticas y de la velocidad del rotor.

La Fig. 16, muestra el comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque. El comportamiento de tal corriente de torque en estado estable, es indicativo de la presencia de carga.

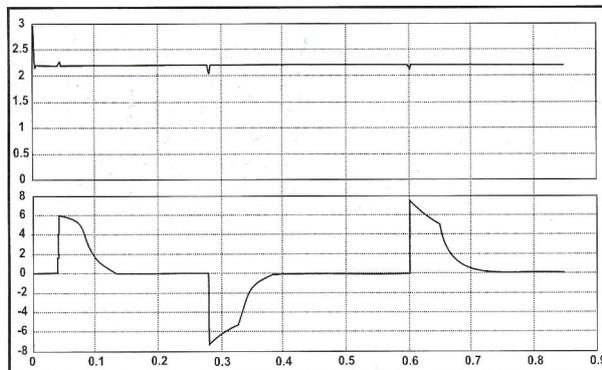


Fig. 15 Comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque.

La Fig. 17 muestra el comportamiento de las corrientes estáticas y de la velocidad. Notamos que ésta presenta un error en estado estable ligeramente mayor que cuando el rotor no estaba afectado por una carga.

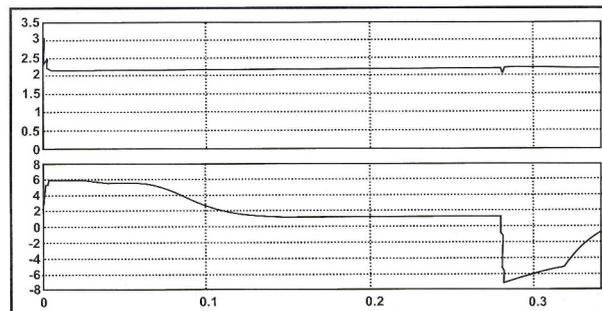


Fig. 16 Comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque.

Observamos que los resultados obtenidos son satisfactorios. Todos nuestros requerimientos han sido satisfechos: Altísimo desempeño dinámico y muy buen desempeño en estado estacionario.

Tenemos que la inversión de la velocidad tuvo una duración de cuatro ms habiendo sido aplicado un torque de carga de 5 Nm al rotor.

La siguiente parte mostrará los resultados de la implementación.

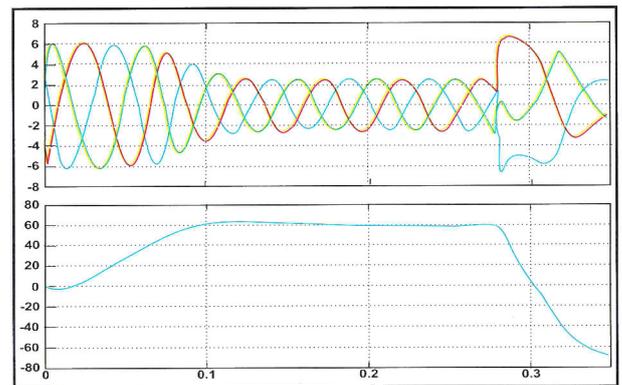


Fig.17 Comportamiento de las corrientes estáticas y de la velocidad rotórica.

Resultados de la implementación del sistema FOC

El sistema se implementó en el CID-FIEE-UNI estuvo basado en un DSP TMS320F240, seis IGBT de SEMIKRON, un codificador incremental de IVO y un motor de inducción de Siemens Schuckertwerke – Figura 18.



Fig. 18 Sistema implementado CID-FIEE-UNI.

Los resultados que tienen importancia para comprobar el correcto funcionamiento del sistema de control implementado son la respuesta dinámica del sistema y la respuesta de estado estable del mismo. En tres pruebas se podría visualizar esto:

- Desacoplamiento de la corriente de torque y de la corriente de flujo.- Para esto se abrirá el lazo de velocidad; y se establecerá una referencia de corriente de torque, tal y como se muestra en la Fig. 19. de 3,6621 amperios (formato 4.12) inicialmente.
- Verificación de la velocidad al establecer una referencia en presencia de carga.- Esto lo apreciamos en la Fig. 20. La referencia de velocidad que se ha aplicado es 150 rad/s (formato 9.7). El comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque es el esperado. La corriente de torque se eleva casi instantáneamente (1,5 ms); y empieza a decaer conforme se va alcanzando la velocidad de referencia; y permanece estable a un determinado nivel, asegurando que el torque sea el conveniente para la carga que se aplica sobre el rotor. Además, la Fig. 21, muestra el comportamiento en estado estable de dos corrientes de fase.
- Inversión de giro.- La figura correspondiente a esta situación es la Fig. 22. Aquí hubo un problema que luego se verificó; el QEP del DSP presentaba un comportamiento extraño, ya que sólo contaba positivamente en ambos sentidos de giro. Por lo tanto, sólo se presenta el comportamiento de la corriente de flujo y de torque.

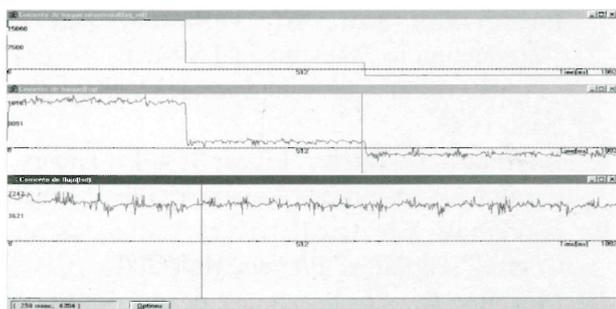


Fig. 19 Comportamiento de la corriente de torque y de la corriente de flujo al modificar la referencia de corriente de torque.

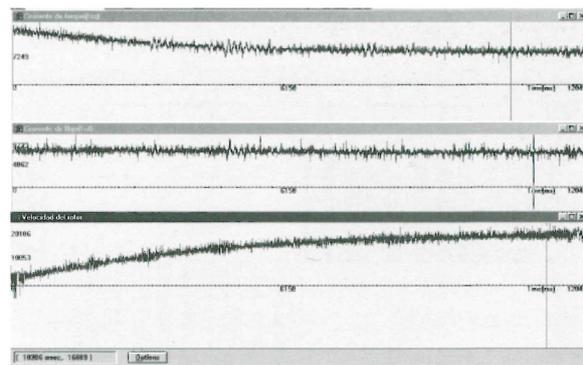


Fig. 20 Respuesta dinámica y respuesta de estado estable de la corriente de torque, de la corriente de flujo y de la velocidad con carga.

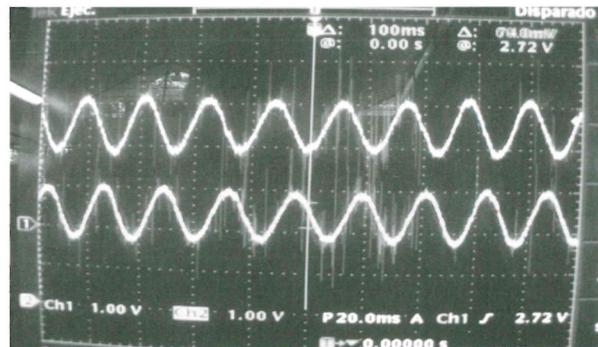


Fig. 21 Corrientes de fase en estado estable para una referencia de velocidad de 150 rad/s.

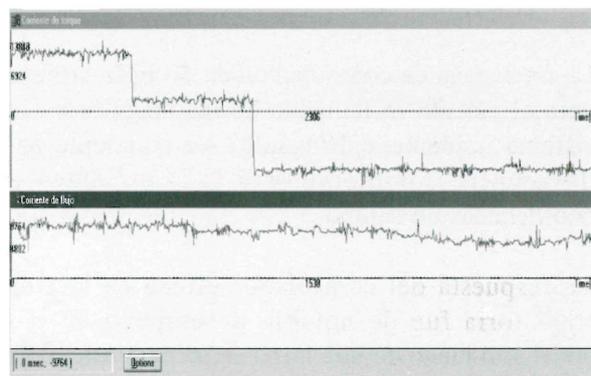


Fig. 22 Comportamiento de la corriente de flujo y de la corriente de torque al producirse la inversión de giro.

Resultados del Modulador SVPWM

En esta sección se presenta los resultados de la

simulación y de la implementación del modulador SVPWM.

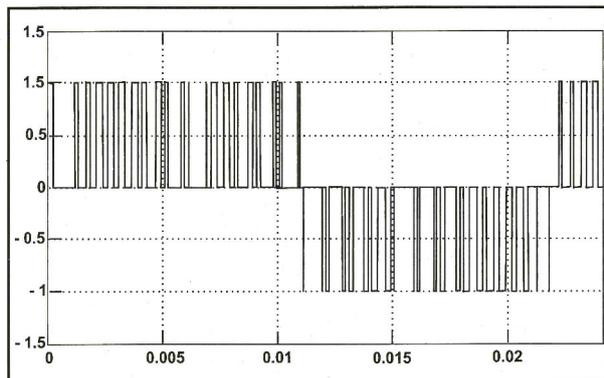


Fig. 23 Salida de la simulación del modulador SVPWM implementado.

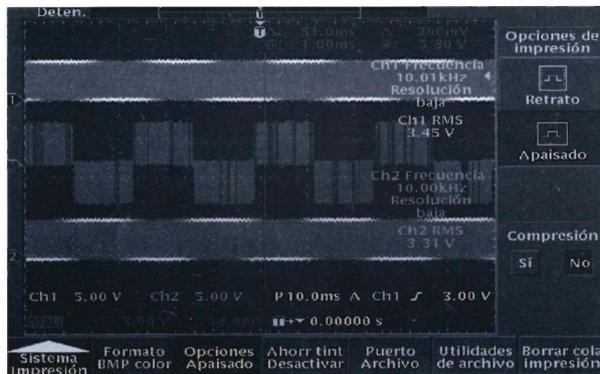


Fig. 24 Comportamiento de una fase de tensión a la salida del modulador implementado.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La frecuencia de conmutación de 10 KHz utilizada para el cálculo instantáneo de las magnitudes del sistema implementado resultó ser suficiente para desacoplar completamente las corrientes en coordenadas de campo.

La respuesta del controlador difuso en la etapa transitoria fue de notable desempeño, esto se consiguió luego de una larga etapa de ajuste de los límites de las funciones de membresía utilizadas.

La rapidez de respuesta del sistema de control implementado que para una inversión de velocidad fue de unos cuantos milisegundos hace creíble que el control por campo orientado sea uno de los sistemas más avanzados y de más alto desempeño que pudiera implementarse para el control de máquinas trifásicas.

El ruido generado por la magnetización del motor principalmente, la falta de estabilidad del driver utilizado para alcanzar el offset requerido por el convertor AD de nuestro DSP, el pequeño rango sobre el que tuvo que traducirse corrientes relativamente grandes fueron obstáculos difíciles de sortear antes de la conclusión satisfactoria de este trabajo.

La enorme capacidad de cálculo del DSP utilizado que sobradamente cubrió todas las necesidades de nuestro algoritmo hace posible pensar en implementar sistemas de control mucho más complejos, tal vez con modelos de referencia del motor, neuronas artificiales, observadores; lo que será motivo de próximos trabajos y publicaciones.

REFERENCIAS

1. **Werner, Leonhard.** "Control of Electrical Drives," Ed. Springer-Verlag, capítulos 2-7, 10-12. Ed: Springer - Verlag, 1997.
2. **Matlab,** "Power System Blockset Manual," The MathWorks, TransÉnergie Technologies Inc., capítulos 1-10, 1998-2002.
3. **AC-Motors** "Fiel Orientated Control of 3-Phase", Texas Instruments Europe, February 1998.
4. **Zheng Yu,** "Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns," Digital Signal Solutions, Texas Instruments Inc., 1999.
5. **Implementation of a Speed Field Orientated** "Control of Three Phase AC Induction Motor using" TMS320F240, Texas Instruments Europe, 1998.
6. **Chen, Chi-Tsong,** "Linear System Theory and Design," Oxford University Press, New York, Third Edition, capítulos 1-7.
7. **Polderman Jan, W., Willems, Jan C.** "Intoduction to Mathematical Systems Theory" - A behavioral approach- Springer-Verlag, New York, 1998.
8. **Raymond, De Carlo,** "Linear Systems Theory," Capítulos 1-18, Purdue University Press, 1983.
9. **Khriksan,** Electrical Drives "Analysis and Control", capítulo 8 Pretince Hall, 2001.
10. **Moreno, R.,** "Aplicaciones de electrónica de potencia," páginas 51-64, publicación independiente, Lima 2000.
11. **Chern - Liu - Jong - Yan,** "Discrete integral variable structure model following control for

- induction motor drives”, IEE Proc - Electr., 1. Power Appl., Vol 143, No. 6, noviembre 1996.
12. **Seifert D.**, “Stromregelung der Asynchronousmaschine,” ETZ-Archiv, 1993.
 13. **Schumacher, W., Heinemann, G.** “Fully digital control of induction motor,” Proceedings of the 1st European Power Electronics Conference, Aachen, Germany, 1987.
 14. **Boldea, Ion, Nasar S. A.**, “Electric Drives,” CRC Press, capítulo 7, páginas 142 – 150.
 15. **Von Zuben, F.**, “Redes Neurais Aplicadas ao Controle de Máquina de Indução” Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica Departamento de Engenharia da Computação e Automação Industrial. Tesis de maestría, 1993.
 16. **Córcoles López, F.**, “Estudio y caracterización de la máquina de inducción – Aplicación de métodos analíticos y aproximados para el análisis transitorio,” Barcelona, 1998.
 17. **Oppenheim, A., Willsky, A.**, “Señales y sistemas” Prentice Hall, 1994.
 18. **Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx** “Texas Instruments documentation Inc”. 1997.
 19. **Ramsden, Ed.**, Cherry Electrical Products, Pleasant Prairie, Wisconsin, “Hall effect speed sensor offer reliable operation in severe environments,” PCIM Magazine, 1998.