

CONTROL VECTORIAL DIRECTO DE MOTORES DE INDUCCIÓN CON DSP

VECTORIAL CONTROL (FOC) OF INDUCTION MOTOR USING DSP

Alberto Soto Lock¹, Richard M. Stephan².

RESUMEN

Este artículo, además de ilustrar los fundamentos teóricos del Control Vectorial por campo orientado FOC, muestra cómo el Procesador Digital de Señales DSP, puede controlar el Motor de Inducción IM por este método, a fin de que se obtenga un alto rendimiento dinámico.

Palabras clave: FOC, DSP, IM.

ABSTRACT

In this paper, it is show fundamentals of Field Oriented Control FOC, it is show also how Digital Signal Processors DSP can handle the problem of controlling Induction Motors IM in order to obtain a high performance

Key words: FOC, DSP; IM.

INTRODUCCIÓN

Dada la no linealidad de la MI desde su invención por Tesla (1888), la MI ha sido considerada como una máquina complicada y difícil de controlar.

Gracias a los esfuerzos de Blasche (Alemania 1972), que la MI comenzó a ser mejor considerada al inventar el control vectorial, principalmente después del desarrollo de los microprocesadores de estado sólido.

Las ecuaciones de la máquina de inducción pueden ser expresadas como [7]:

$$[V] = [r][i] + [L] \frac{d[i]}{dt} + \frac{d[L]}{d\theta} [i] \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (1.a)$$

$$[r] = \text{Diag} [r_s, r_s, r_s, r_r, r_r, r_r] \quad (1.b)$$

$$[V] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}, V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T \quad (1.c)$$

$$[i] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^T \quad (1.d)$$

Donde:

ε es el ángulo de giro del rotor

$$L = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{a,a} & L_{b,a} & L_{c,a} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} & L_{a,b} & L_{b,b} & L_{c,b} \\ L_{ac} & L_{bc} & L_{cc} & L_{a,c} & L_{b,c} & L_{c,c} \\ L_{a,a} & L_{a,b} & L_{a,c} & L_{a,a} & L_{a,b} & L_{a,c} \\ L_{b,a} & L_{b,b} & L_{b,c} & L_{a,b} & L_{b,b} & L_{b,b} \\ L_{c,a} & L_{c,b} & L_{a,b} & L_{a,c} & L_{b,b} & L_{c,c} \end{bmatrix} \quad (1.e)$$

Si en la ec. (1.a) se reemplazan las ecs. (1.b), (1.c), (1.d) y (1.e), se verá que en la expresión de los voltajes del rotor aparecen las corrientes del estator y viceversa.

Tal acoplamiento hace que la MI sea una máquina muy difícil de controlar, cuando se definen los vectores espaciales de modo que:

¹ M.Sc., Profesor de la Sección de Postgrado, Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad Nacional de Ingeniería. ² Dr. Ing. Universidade Federal do Rio de Janeiro.

$$i_s(t) = i_{sd}(t) + i_{sb}(t)e^{j\gamma} + i_{sc}(t)e^{j2\gamma} \quad (2.a)$$

$$u_s(t) = u_{sd}(t) + u_{sb}(t)e^{j\gamma} + u_{sc}(t)e^{j2\gamma} \quad (2.b)$$

$$i_r(t) = i_{ra}(t) + i_{rb}(t)e^{j\gamma} + i_{rc}(t)e^{j2\gamma} \quad (2.c)$$

$$u_r(t) = u_{ra}(t) + u_{rb}(t)e^{j\gamma} + u_{rc}(t)e^{j2\gamma} \quad (2.d)$$

donde $\gamma=120^\circ$

Se tendrá el siguiente sistema de ecuaciones [3]:

$$u_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + M \frac{d}{dt} (i_r e^{j\epsilon}) \quad (3.a)$$

$$u_r = R_r i_r + L_r \frac{di_r}{dt} + M \frac{d}{dt} (i_s e^{j\epsilon}) \quad (3.b)$$

$$m_d = \frac{2}{3} M [i_s \otimes (i_r e^{j\epsilon})] \quad (3.c)$$

donde m_d es el torque del motor.

Cuando se utiliza el sistema rotatorio referido al flujo del rotor, [1] tal como se muestra en la Fig. 1, se tendrá el sistema de ecs. (4):

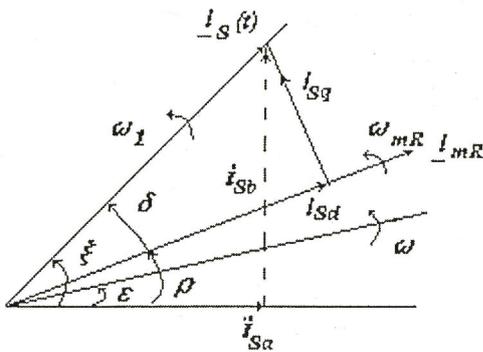


Fig. 1 Descripción de las corrientes vectoriales.

$$m_d = k \cdot i_{mR} \cdot i_{sq} \quad (4.a)$$

$$T_R \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} = i_{sd} \quad (4.b)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega + \frac{i_{sq}}{T_R \cdot i_{mR}} \quad (4.c)$$

Donde i_{mR} es la corriente de magnetización en vacío del motor, T_R es la constante de tiempo del rotor, ρ el ángulo de i_{mR} con respecto al eje del estator. La corriente del estator es expresada como:

$$i_s e^{-j\rho} \equiv i_{sd} + j \cdot i_{sq} \quad (5)$$

La constante de tiempo del rotor es igual a $T_R=L_R/R_R$, donde L_R y R_R , son la inductancia y la resistencia del rotor respectivamente. Este es el planteamiento del control vectorial: por medio de una transformación de coordenadas se puede eliminar el acoplamiento natural que existe entre rotor y estator de la MI.

Como se puede ver, la ecuación (4.a), guarda semejanza con las ecuaciones de la máquina de corriente continua (DC), siempre que se pueda cumplir con el estimador del ángulo ρ planteado en las ecuaciones (4.b) y (4.c).

La ecuación (5) expresa la corriente del estator en los ejes giratorios que están referidos al ángulo ρ . Luego, se podrá armar un sistema de control semejante al de la Fig.2.

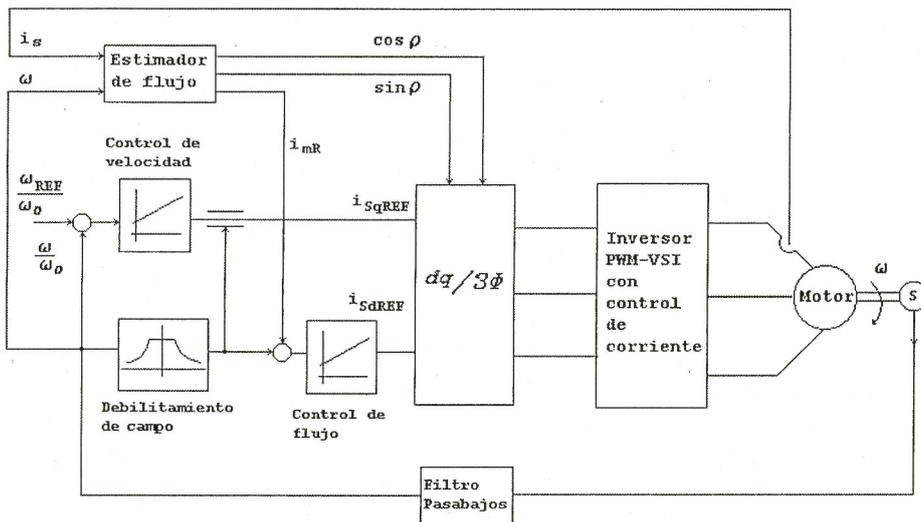


Fig. 2 Diagrama de bloques del control vectorial directo de Motor de Inducción.

Control vectorial directo de motores de inducción con DSP

Este sistema de control enfoca la MI como si fuese la máquina DC de excitación independiente, controlándola en rangos por la armadura y control por el campo.

ARQUITECTURA DEL DSP UTILIZADO

Se utilizó el *DSP AD 2101* de la *Analog Devices* y un coprocesador matemático *ADMC201* de la misma marca.

El *DSP* utilizado [6], es de punto fijo, 16 bits, expandible a 32 bits y trabaja a 20 MHz de *clock*.

Posee dos generadores de direcciones, un administrador de programa y tres unidades para realizar cálculos: El *ALU*, el *MAC* responsable de la multiplicación y el *SHIFTER*.

El *DSP* posee un bus de direcciones de memoria de programa, memoria de datos y buses de datos de memoria de programa y memoria de datos de 14 bits. Además, el *DSP* posee dos canales de transmisión recepción serial. El diagrama de bloques se muestra en la Fig. 3. El *DSP*, es responsable por el algoritmo de control vectorial, es decir, se encarga del control de corriente del inversor VSI, las transformaciones de coordenadas bifásico a trifásico ($dq/3\phi$), el filtro pasabajos del sensor de velocidad, los controladores PI de flujo y velocidad, el estimador de flujo, el debilitamiento de campo, la lectura del sensor de velocidad mediante la sincronización de un circuito Paralelo Serial (P/S) y el monitoreo del control mediante teclado.

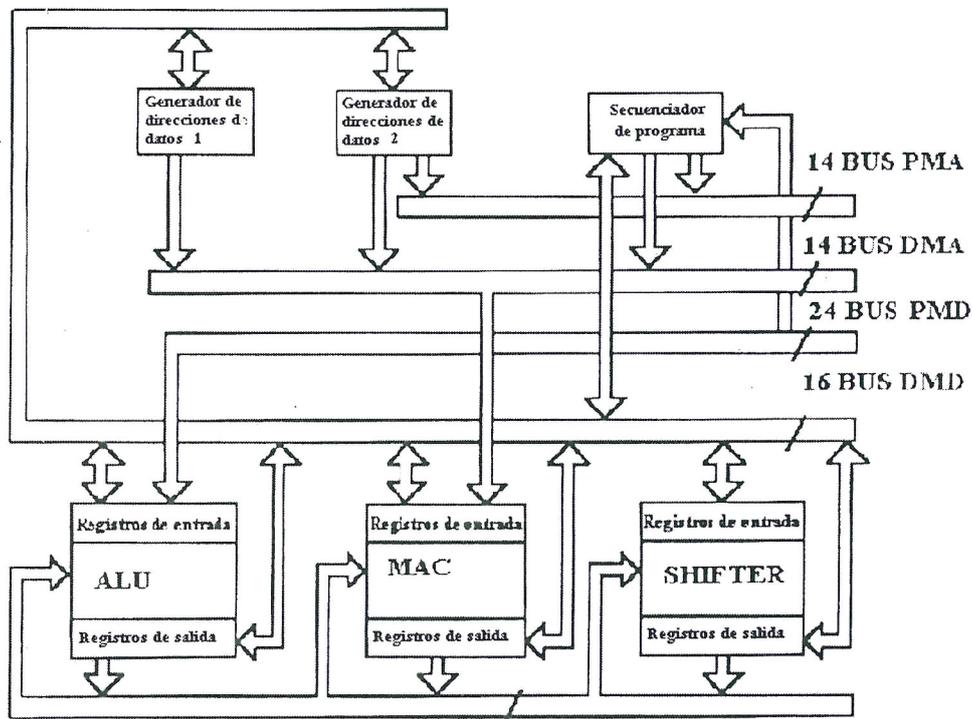


Fig. 3 Diagrama de bloques del DSP

El coprocesador matemático *ADMC201* [8], posee 7 canales para conversión analógico digital A/D y 4 conversores para conversión D/A, además de temporizadores propios para la generación PWM.

Este coprocesador funciona en paralelo con el DSP, sus funciones generan interrupciones enmascarables

y guardan sus resultados en registros para ser leídos en la rutina de servicio de cada interrupción.

EL coprocesador matemático es responsable por la generación de la onda de corriente PWM, y los conversores Analógico Digital A/D y Digital Analógico D/A.

El Diagrama de bloques de este coprocesador se muestra en la Fig. 4.

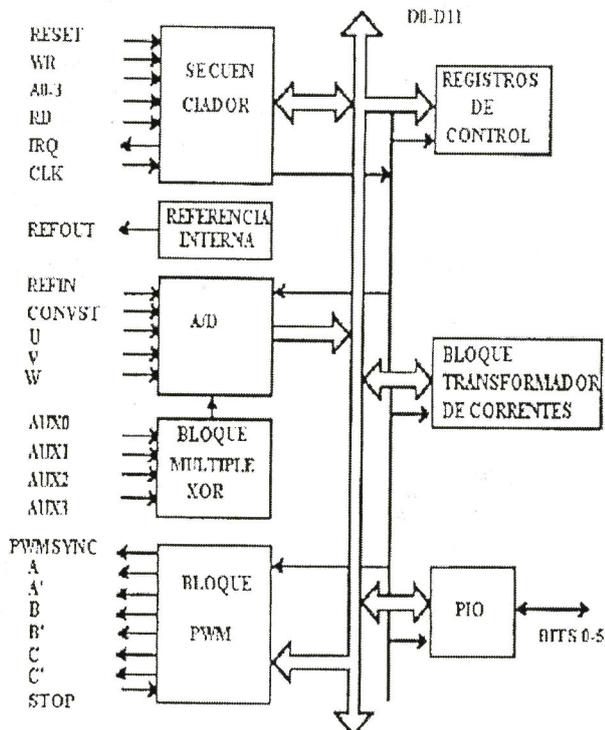


Fig. 4 Diagrama de bloques del coprocesador matemático.

SINCRONIZACION DE TAREAS DEL DSP

En el DSP la sincronización de tareas es realizada mediante las rutinas de servicio de las interrupciones. La interrupción de mayor prioridad es la generada por el conversor A/D, con una conexión auxiliar del bloque PWM. El ciclo PWM es definido para actuar a 75 kHz (13,33us), por lo tanto, su rutina de interrupción es leída a esta frecuencia.

La rutina de servicio del A/D sincroniza el programa de control. Pero siendo su frecuencia muy alta para generar PWM (se malograrían los IGBTs), la subrutina de control de corriente es ejecutada cada cuatro ciclos PWM. Para sincronizar las tareas se utiliza un contador de rutinas de servicio del A/D.

La lectura y filtraje de datos del sensor de velocidad es realizada cada 34 ciclos PWM (450us). A cada 3 ciclos de lectura de este sensor se ejecuta la subrutina de control vectorial.

La lectura de datos del sensor de velocidad es realizada mediante un canal serial, cuya rutina de servicio es atendida cuando el contador Cont llega a cero.

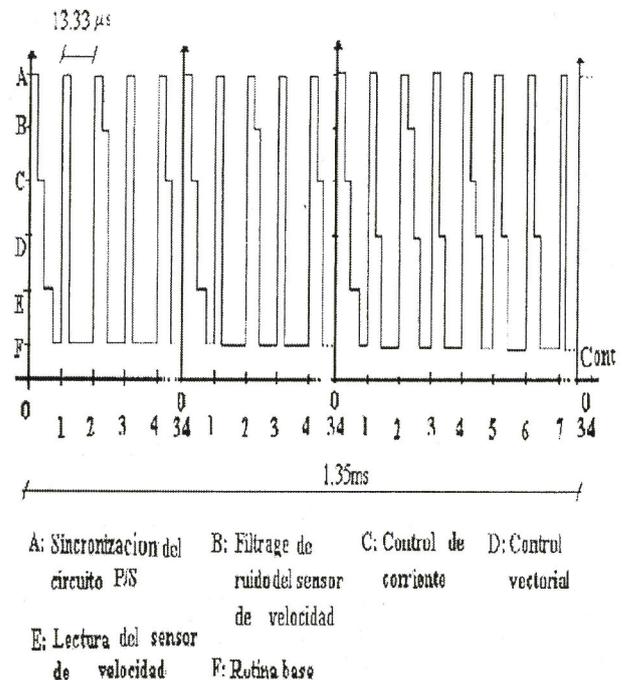


Fig. 5 Sincronización de tareas por medio de la rutina de servicio del conversor A/D.

DESCRIPCIÓN DE LAS TAREAS DEL DSP

Se describirán a continuación las tareas más importantes del sistema DSP-Coprocesador matemático.

El control de corriente.- Este es realizado por medio on-off por histéresis en un inversor de tensión VSI.

La onda de salida del control es comparada con una onda senoidal de referencia, tal como se muestra en la Fig.6.

Si la onda de salida es menor que $A-\Delta$, el IGBT superior de un brazo es activado, permitiendo crecer la corriente. Por otro lado, si la corriente es mayor que $A+\Delta$, el IGBT inferior del mismo brazo, es activado, permitiendo decrecer la corriente.

Repetiendo el procedimiento para las tres fases, se tendrá la fuente de corriente trifásica. Este procedimiento se adopto por medio de una subrutina.

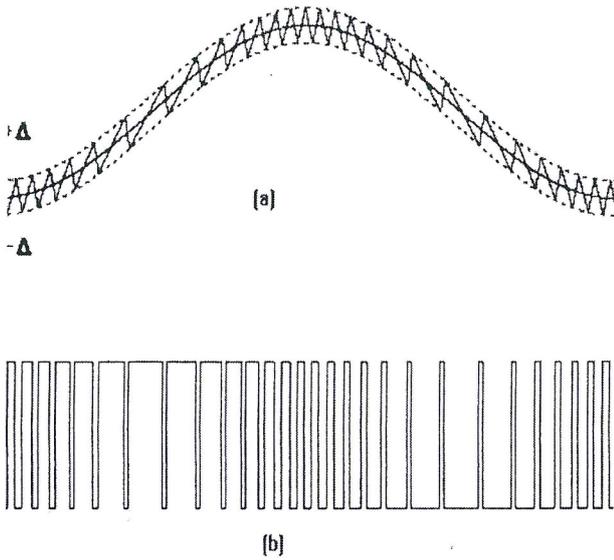


Fig. 6 Control de corriente por histéresis:
(a) Corriente de salida.
(b) Onda de disparo PWM.

Similar al método descrito, se puede adoptar un tiempo fijo para comparar las corrientes con sus referencias. Esto es lo que hace nuestra subrutina.

El diagrama de flujo es mostrado en la Fig. 7. La Fig. 7 I(1), I(2), son corrientes de salida, ref (1), ref (2), son las referencias que vienen del bloque transformador dq/3 φ.

Como se esta trabajando con punto fijo, se debe corregir los valores, caso exista overflow.

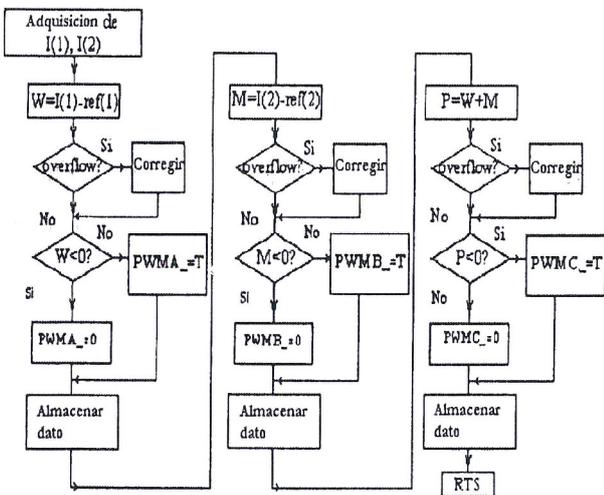


Fig. 7 Diagrama de flujo de la subrutina del control de corriente.

TRATAMIENTO DE LOS CONTROLADORES PI

Cuando se tiene el caso general de un controlador PID, para una señal de error e_{rr} la salida “y” del controlador será:

$$y = K_p e_{rr} + K_I \int e_{rr} dt + K_D \frac{de_{rr}}{dt} \quad (6)$$

Para obtener de esta ecuación (6) un controlador PI, se debe hacer $K_D=0$, ya algunos autores han señalado la suficiencia [2, 3] de usar solamente controladores PI para casos similares, de este modo se tendrá:

$$y = K_p e_{rr} + K_I \int e_{rr} dt \quad (7)$$

En el dominio de la frecuencia:

$$\frac{y}{e_{rr}} = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (8)$$

De otro modo:

$$\frac{y}{e_{rr}} = K \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (9)$$

Los controladores PI de la Fig. 2 no deben tratarse del mismo modo, pues, el controlador PI del eje q, viene relacionado con el flujo, y; el controlador del eje d, viene relacionado con la velocidad. Obviamente, para que este enfoque funcione correctamente, debe asegurarse que el ángulo de giro ρ , esté correctamente sintonizado, para lo cual ρ , se debe expresar por medio de las ecuaciones (4.b) y (4.c).

Las salidas de los controladores de velocidad y de flujo sirven como referencia para el bloque dq/3 φ mostrado en la Fig. 2, el cual, por medio de las transformaciones de Park [3], transforman el sistema de bifásico a trifásico y sirven de referencia para el control de corriente.

RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para los resultados experimentales se utilizó un motor de Inducción de 2CV, velocidad nominal de 1800rpm [4], que fue controlado por medio de DSP, en el cual se programó el control vectorial y el inversor PWM VSI con control de corriente [4, 5]. Las pruebas se

hicieron en el Laboratorio de Electricidad de la COPPE-UFRJ, RJ- Río de Janeiro-Brasil. En la Fig. 8, se muestra la onda de referencia y la onda de corriente del inversor VSI con control de corriente.

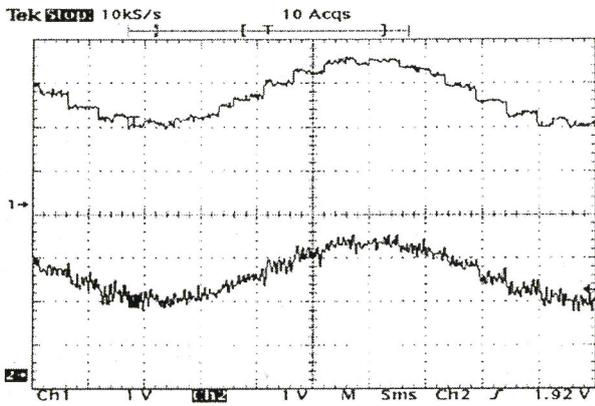


Fig. 8 Formas de onda del inversor VSI con control de corriente.
 Curva superior: (6,25Arms/V, 0,5V/div) Onda de referencia.
 Curva inferior: (6,25Arms/V, 0,5V/div) Onda de salida de corriente.

En la Fig. 9, se muestra la onda de corriente y el patrón PWM para un brazo del inversor.

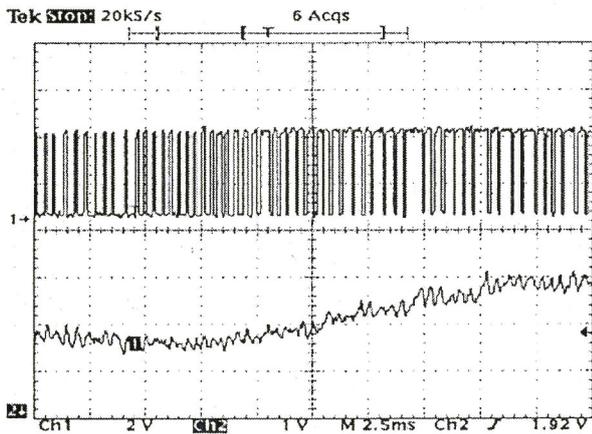


Fig. 9 Formas de onda del inversor VSI con control de corriente.
 Curva superior: (6,25Arms/V, 2V/div) Onda de disparo para un IGBT de un brazo del inversor.
 Curva inferior: (6,25Arms/V, 1V/div) Onda de salida de corriente.

En la Fig. 10, se muestra el resultado de la inversión de velocidad entre -900 rpm y 900 rpm, y la salida del PI de velocidad durante la inversión.

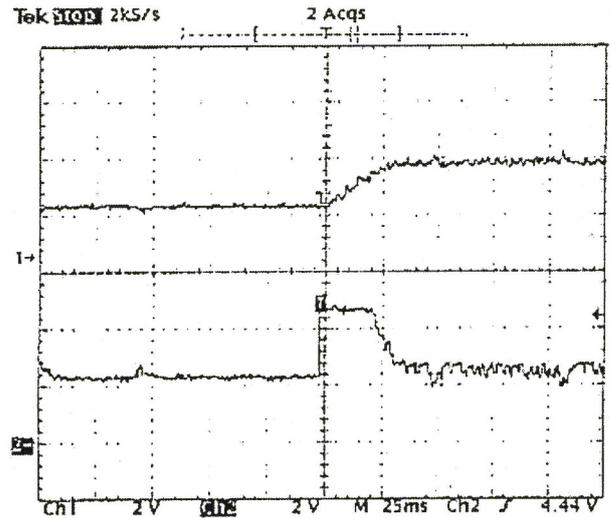


Fig. 10 Resultado experimental de la inversión de velocidad de -900rpm a 900rpm. Curva superior: (1050rpm/V, 2V/div) velocidad. Curva inferior: 6,25Arms/V, 0,5V/div) salida del controlador PI de velocidad i_{SqREF}

Como se puede observar, se obtiene un tiempo de inversión de 30ms. En la Fig. 11, se muestra la corriente de magnetización i_{mR} durante la inversión de velocidad, que el PI de flujo se encarga de regular.

Mientras que en la Fig.12 se muestra la forma de onda de dos fases de la corriente trifásica durante la inversión de velocidad.

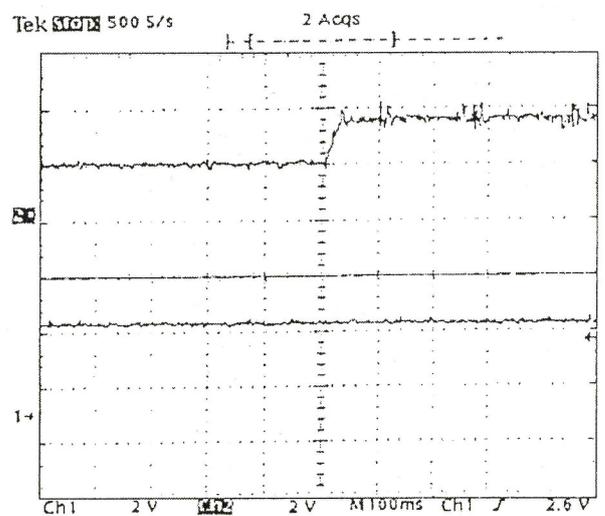


Fig. 11 Resultado experimental de la inversión de velocidad de -900rpm a 900rpm. Curva superior: (1050rpm/V, 2V/div) velocidad. Curva inferior: 6,25Arms/V, 0,5V/div) i_{mR} corriente de magnetización.

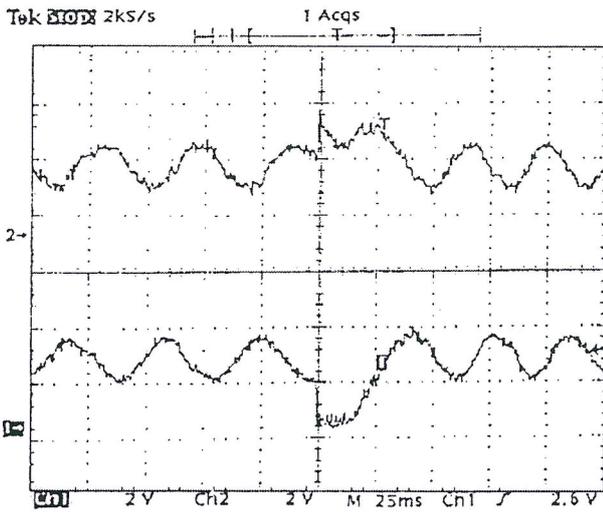


Fig. 12 Resultado experimental de la inversión de velocidad en vacío de -900rpm a 900rpm
 Curva superior: (6,25Arms/V, 0,5V/div) Corriente de la fase a.
 Curva inferior: (6,25Arms/V, 0,5V/div) Corriente de la fase b.

En la Fig. 13, se muestra una descripción de la bancada experimental con carga. En este caso, la carga era un Generador DC acoplado al eje y con carga variable.

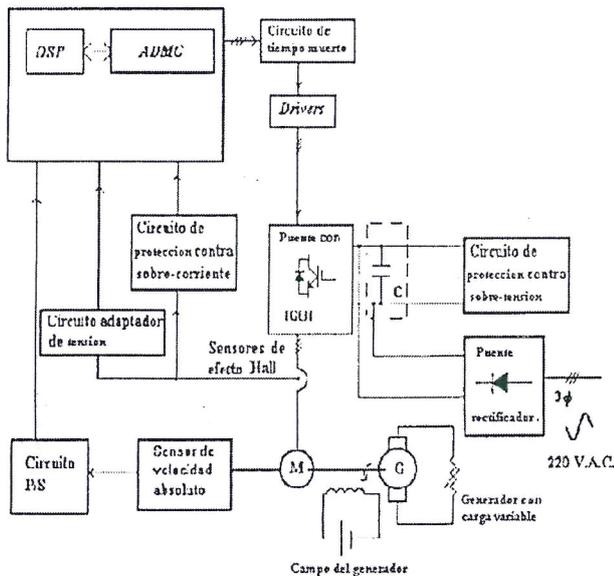


Fig. 13 Diagrama general usado en los ensayos con carga.

En la Fig.14. se muestra la velocidad y la salida del controlador PI de la corriente i_{sqref} , durante una inversión de velocidad con carga entre -900 y 900rpm. Mientras que en la Fig.15, se muestran las corrientes de la fase a y b durante la inversión.

Estos resultados y los siguientes fueron conseguidos con la bancada experimental descrita en la Fig.13 cambiando la carga del generador cc.

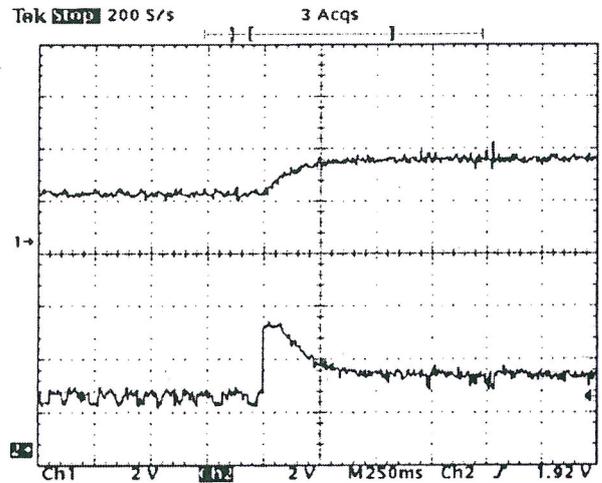


Fig.14 Resultado experimental de inversión de velocidad con carga de -900 a 900rpm
 Curva superior: (1050rpm/V,2V/div) Velocidad.
 Curva inferior: (6,25Arms/V,2V/div) Corriente i_{sqref} .

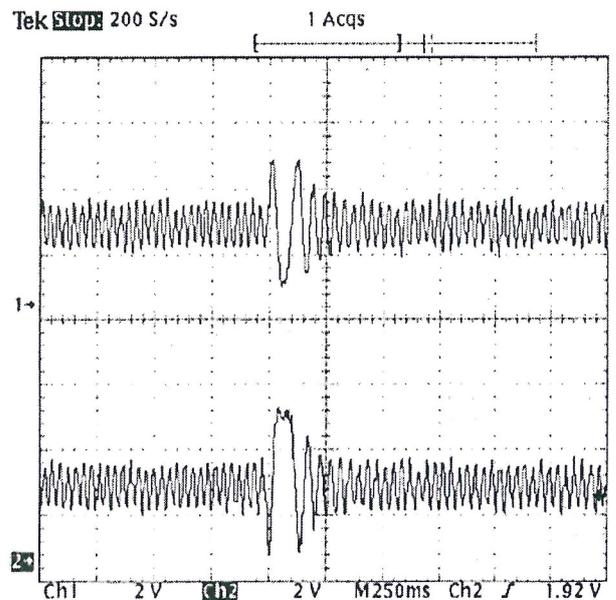


Fig. 15 Resultado experimental de inversión de velocidad con carga de -900 a 900rpm
 Curva superior: 6,25Arms/V,2V/div) Corriente de la fase a
 Curva inferior: (6,25Arms/V,2V/div) Corriente de la fase b.

En la Fig. 16 se coloca carga en el instante A. La corriente i_{sqref} aumenta para evitar que la velocidad disminuya. En la Fig. 17 retira la carga en el instante A. La corriente i_{sqref} , disminuye para evitar que la velocidad aumente.

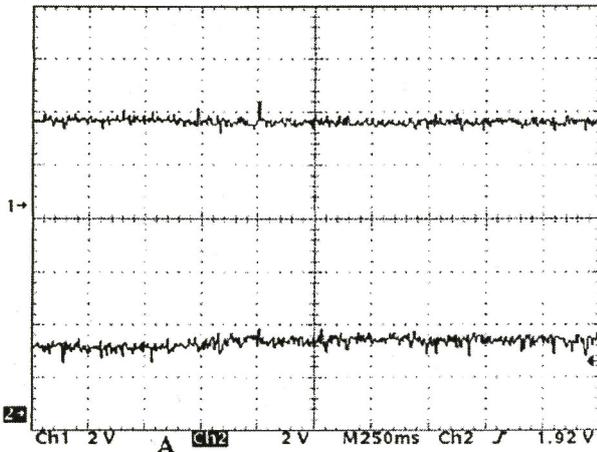


Fig. 16 Respuesta a un escalón de carga. La carga es colocada en el instante A.
Curva superior: (1050rpm/V, 2V/div) Velocidad.
Curva inferior: (6,25Arms/V, 2V/div) Corriente i_{sqref} .

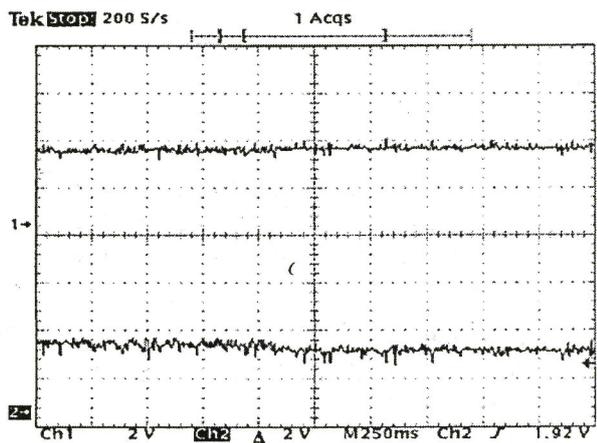


Fig. 17 Respuesta a un escalón de carga. La carga es retirada en el instante A.
Curva superior: (1050rpm/V, 2V/div) Velocidad.
Curva inferior: (6,25Arms/V, 2V/div) Corriente i_{sqref} .

CONCLUSIONES

Es posible implementar el control vectorial de manera compacta usando Circuitos Integrados de propósitos generales y alguna circuitería externa.

Fue posible implementar el control de corriente por histéresis en el DSPAD2101 aun cuando el fabricante no diseñó el DSP para este fin.

La ventaja del control vectorial radica en la mejora de la respuesta dinámica del control. Por ejemplo, en la inversión de velocidad o respuesta con carga.

AGRADECIMIENTO

Mi agradecimiento al Centro Nacional de Pesquisa CnPQ del Brasil por el apoyo económico prestado.

REFERENCIAS

1. **Kiel, E.**, VeCon: "High performance digital control of AC drives by one chip servo controller". EPE'95, Vol. 3. pp. 3005-3010, Sevilla – España, 1995.
2. **Krishnan R.**, "Electric Motor Drives. Modeling, Analysis and Control", Prentice Hall, USA. 2001.
3. **W. Leonhard.** "Control of Electrical Drives", Springer, Germain, 1997.
4. **Soto Lock, A.**, "Controle Vectorial Direto de Motor de Inducao usando DSP", Tese de Mestrado, COPPE-UFRJ, Brasil.
5. **Soto Lock, A., Sthepan, R. M.**, "Controle Vetorial Direto de Motor de Inducao usando DSP", XII Congresso Brasileiro de Automática CBA, V.6 pp. 2226 – 2230, Minas Gerais, Brasil, 1998.
6. **Analog Devices.** ADSP-2101/ADSP-2103/ADSP-2105/ADSP-2115: ADSP-2100 Family DSP Microcomputers Data Sheet, pp. 10
7. **Boldea, Ion, Nasar S.A.**, "Electric Drives" CRC Press, pp.142-150. USA. 1999.
8. **Analog Devices**, "Motion Coprocessor ADMC201", Manual del fabricante pp.4

Recepción de Originales: Octubre 2004

Aceptación de Originales: Enero 2005

Correspondencia: asoto@uni.edu.pe