

USO DEL CONJUNTO DE VECTORES ESPACIALES DE AMPLITUD MEDIA GENERADO POR UN PUENTE CONVERSOR ASIMÉTRICO TOLERANTE A FALLAS PARA EL CONTROL DIRECTO DE PAR DE MOTORES DE INDUCCIÓN

ALEXIS CABELLO, JOSÉ RESTREPO, VÍCTOR MANUEL GUZMÁN, MARÍA ISABEL GIMÉNEZ,
JORGE LARA, JOSÉ MANUEL ALLER, ALEXANDER BUENO

Universidad Simón Bolívar, Grupo de Sistemas Industriales de Electrónica de Potencia,
Valle de Sartenejas, Edo. Miranda, Caracas 1080A, Venezuela.

Recibido: noviembre de 2007

Recibido en forma final revisado: abril de 2009

RESUMEN

Cuando se emplea un puente convertidor asimétrico para alimentar un motor polifásico, cada devanado del motor se encuentra conectado de forma independiente al punto central de una de las columnas del puente convertidor, aumentando la tolerancia del sistema a fallas de conmutación. En el caso trifásico, esta estructura convertidora permite definir tres conjuntos diferentes de seis vectores espaciales de voltaje no nulos, en contraposición al único conjunto de seis vectores espaciales no nulos disponible en el convertidor estándar. Estos conjuntos difieren en su magnitud, pudiendo clasificarse como “conjunto menor”, “conjunto medio” y “conjunto mayor”. El “conjunto menor” de vectores espaciales del puente asimétrico es equivalente al conjunto único de vectores espaciales del puente simétrico. En el presente trabajo se analiza en detalle el comportamiento del sistema propuesto cuando se emplea el “conjunto medio” de vectores espaciales, para realizar control directo de Par de un motor de inducción. Las simulaciones y los resultados experimentales obtenidos demuestran las ventajas y desventajas de este sistema frente al sistema convencional.

Palabras clave: Control directo de par, Convertidor puente asimétrico, Motor de inducción, Controlador difuso, Convertidores robustos.

USE OF THE MEDIUM AMPLITUDE SPACE VECTOR SET BY A FAULT-TOLERANT ASYMMETRIC BRIDGE FOR DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTORS

ABSTRACT

When an Asymmetric Converter Bridge is used to drive a polyphase motor, each motor winding is independently connected to one converter's leg central point, increasing the system tolerance to commutation faults. In the three-phase case, this converter structure allows for the definition of three different sets composed by six non-zero voltage space vectors, as opposed to the single set of six non-zero voltage space vectors available in the standard converter. These sets differ in magnitude, and can be classified as “small set”, “medium set” and “big set”. The “small set” of space vectors in the asymmetric bridge is equivalent to the single set of space vectors in the symmetric bridge. The present work analyzes in detail the proposed system behaviour when the “medium set” of space vectors is used to implement direct torque control in an induction motor. Simulated and experimental results prove this system advantages and disadvantages when compared with the conventional one.

Keywords: Direct Torque Control, Asymmetric bridge converter, Induction motor, Fault-tolerant converters.

INTRODUCCIÓN

Los convertidores inherentemente tolerantes a fallas de ope-

ración son convenientes en un número creciente de aplicaciones, y requieren generalmente el uso de topologías novedosas (Welchko & Lipo, 2004). Estos convertidores

usualmente tienen algunos componentes que entran en operación cuando se presentan las condiciones de falla, por lo que requieren más componentes que las topologías estándar que no son capaces de tolerar fallas. Esto influye tanto en el costo como en la complejidad del sistema.

Este trabajo analiza la operación de un sistema integrado por un motor de inducción alimentado por un puente convertidor con topología asimétrica. La figura 1 presenta el sistema, constituido por los mismos componentes de conmutación que utiliza un puente convencional, organizados en una topología diferente. Como se observa en esta figura, el convertidor propuesto alimenta cada una de las bobinas del motor de inducción en forma independiente, lo cual elimina la condición de falla de cortocircuito directo de la barra de corriente continua en todos los posibles estados de operación del puente.

Al estudiar la operación de los convertidores asimétricos se observa que es posible obtener tres conjuntos de seis vectores espaciales de voltaje no nulos sobre la carga. Estos tres conjuntos se diferencian entre sí por la magnitud de los vectores que los componen, resultando que, en función de su magnitud relativa, se puede considerar la existencia de un conjunto menor, un conjunto medio y un conjunto mayor de vectores espaciales de las tensiones de salida. El “conjunto menor” de vectores espaciales que se obtiene en el puente asimétrico coincide con el producido por un puente trifásico estándar, alimentado con la misma tensión de entrada. La existencia de los dos conjuntos de vectores espaciales adicionales permite desarrollar estrategias diferentes del control directo de par clásico (Takahashi & Noguchi, 1986), para poder aplicarla a motores de inducción alimentados con puentes convertidores asimétricos. De esta forma es posible combinar la tolerancia a las fallas inherente al inversor asimétrico con todas las ventajas de esta estrategia de control, la cual permite un ajuste rápido del par y del flujo del estator, independientemente de los parámetros de la máquina de inducción, y cuya implementación es simple, considerando los sistemas de procesamiento disponibles en la actualidad. Para probar esta posibilidad, se presentó (Cabello *et al.* 2006) el comportamiento del motor de inducción accionado mediante un esquema de control directo de par (DTC) aplicado a un puente asimétrico, utilizando los vectores espaciales correspondientes al “conjunto menor” del inversor.

Para seguir analizando las nuevas posibilidades que aparecen cuando se utiliza el esquema de control DTC en combinación con un inversor asimétrico, en este trabajo se presenta el análisis teórico, las simulaciones y los resultados experimentales obtenidos cuando se utiliza el “conjunto medio”, y en un trabajo futuro se estudiará la respuesta del

sistema cuando se aplican los vectores del “conjunto mayor”.

Las simulaciones y los resultados experimentales demuestran que con el sistema propuesto se obtienen unas respuestas del par y del flujo en la máquina, similares a las producidas con el DTC convencional. La estrategia de control es de fácil aplicación y su operación es independiente de los parámetros del circuito del rotor. Todo esto hace al sistema propuesto una alternativa recomendable cuando la máquina opera en ambientes industriales hostiles, donde existe un elevado ruido eléctrico, que puede alterar la secuencia de operación del sistema de control produciendo fallas en la conmutación.

Tanto las simulaciones como los ensayos experimentales del esquema propuesto se realizaron mediante un procesador digital de señales de Analog Devices, modelo DSP-21364. Para las simulaciones se utilizó el modelo de la máquina de inducción en vectores espaciales. Los resultados experimentales para verificar la operación real del sistema se obtuvieron utilizando un sistema de pruebas versátil denominado PLATAFORMA III (Restrepo *et al.* 2002), desarrollado en el laboratorio de investigación del Grupo de Sistemas Industriales y Electrónica de Potencia (GSIEP) de la Universidad Simón Bolívar.

DESARROLLO

Convertidor unipolar

La figura 1 muestra la topología del puente convertidor asimétrico utilizado en este trabajo como etapa de manejo del motor de inducción. De modo que puede observarse, con esta topología, que cada uno de los arrollados del motor está intercalado en una de las ramas del puente. La forma en que están conectados los transistores de compuerta aislada (IGBT) y los diodos de potencia en cada rama fuerza a que la corriente circule en una sola dirección y hace imposible que se produzca un cortocircuito directo de la barra de corriente continua.

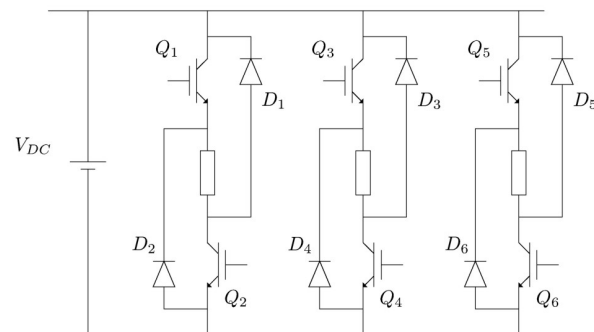


Figura 1. Puente convertidor asimétrico.

Cada fase puede tener tres estados:

Estado 1: Voltaje positivo entre los terminales del arrollado, obtenido activando simultáneamente los dos IGBTs de la fase.

Estado -1: Voltaje negativo entre los terminales del arrollado, produciendo recuperación de energía hacia el bus DC, para lo cual no se aplica señal de encendido a ninguno de los IGBTs de la fase, por lo que la corriente circula a través de los dos diodos.

Estado 0: Voltaje cero entre los terminales del arrollado, obtenido al activar indistintamente uno solo de los IGBT's de la fase; el camino para circulación de la corriente se completa a través del diodo complementario.

Los dos últimos estados de operación requieren que la corriente sea distinta de cero, para forzar el encendido de los respectivos diodos involucrados en el modo de operación. Debido a lo anterior, se dispone de 27 estados de conmutación posibles que pueden aplicarse en la estrategia de Control Directo de Par (Cheok & Fukuda, 2002). La figura 2 presenta la distribución de los vectores espaciales que pueden obtenerse con este arreglo. Como se puede observar, aparte del vector de magnitud cero, hay tres juegos de vectores que se diferencian por su magnitud: los que tienen la menor magnitud (conjunto menor), los cuales utilizan los estados uno y cero; los que presentan una magnitud intermedia (conjunto medio), para los cuales un arrollado utiliza el estado cero, otro arrollado utiliza el estado uno y el restante utiliza el estado menos uno; y los vectores de mayor magnitud (conjunto mayor), que se obtienen al utilizar solamente los estados uno o menos uno.

En un primer estudio de este tipo de sistemas, se aplicó el conjunto de los vectores pertenecientes al "conjunto menor" (Cabello *et al.* 2007), para demostrar la posibilidad de utilizar el convertidor unipolar en el control de máquinas de inducción, y se obtuvieron resultados satisfactorios, tanto en las simulaciones como en los experimentos realizados. En ambos casos se obtuvo un rizado de flujo reducido, lo cual es uno de los principales objetivos cuando se trata de optimizar la operación del control directo de par clásico. Sin embargo, esta aplicación no aprovecha la totalidad del voltaje de la barra de corriente continua del convertidor, lo cual limita, entre otras cosas, la velocidad máxima alcanzable y la potencia suministrada.

En el presente trabajo se utilizan los seis vectores espaciales pertenecientes al "conjunto medio", los cuales están identificados como V_{m1} a V_{m6} en la figura 2.

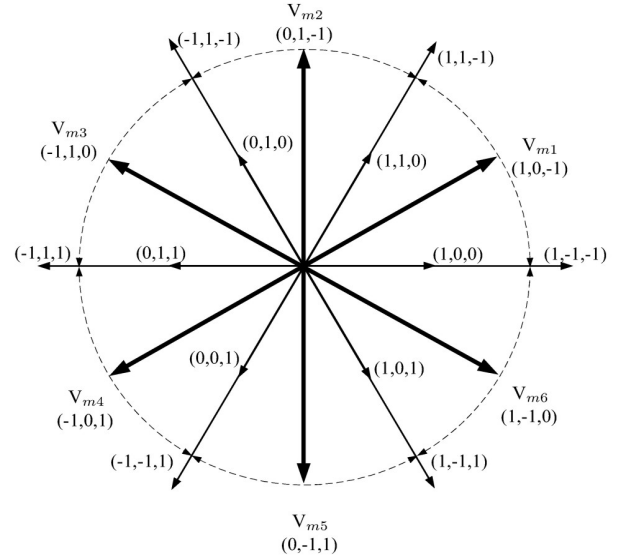


Figura 2. Definición de los vectores de voltaje para el DTC con el convertidor Puesto asimétrico.

Modelo de la Máquina de Inducción

Para las simulaciones es necesario utilizar un modelo de la máquina de inducción definido en el sistema de referencia del estator d-q-0, a fin de aplicar la teoría de vectores espaciales (Welchko *et al.* 2004; Vas, 1998). En este modelo es necesario prestar especial atención a las verdaderas corrientes del estator, debido a que la topología utilizada requiere introducir una componente de corriente continua para operar el convertidor electromagnético con corrientes unipolares. El comportamiento dinámico de las máquinas de inducción se describe mediante las ecuaciones del estator y del rotor como:

$$\vec{V}_s = \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + R_s \vec{i}_s \quad (1)$$

$$\vec{V}_r = \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + R_r \vec{i}_r - j\omega_r \vec{\psi}_r \quad (2)$$

donde:

$$\vec{\psi}_s = (L_s + L_m) \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (3)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + (L_r + L_m) \vec{i}_r \quad (4)$$

$$\psi_{os} = L_s i_{os} \quad (5)$$

$$\psi_{or} = L_r i_{or} \quad (6)$$

Par eléctrico:

$$T_e = \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (7)$$

Los valores instantáneos de las tensiones, corrientes y flujos pueden obtenerse utilizando la transformación $\alpha\beta 0$ tradicional.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (8)$$

donde:

$$f \in \{i, v, \psi\} \quad (9)$$

Control directo de par

En forma similar al esquema clásico del control directo de par, durante cada período de control se selecciona uno de los seis vectores espaciales de tensión, a fin de mantener tanto el par eléctrico como el flujo dentro de sus correspondientes bandas de histéresis. El vector espacial de flujo se obtiene mediante la suma vectorial de los flujos de las tres fases y el flujo de cada fase se determina a partir de los valores medidos de los correspondientes voltajes y corrientes de fase. El diagrama de bloques de este esquema de control se muestra en la figura 3. La tabla 1 presenta los vectores, que se seleccionan en función de la ubicación actual del vector espacial de voltaje, definida por los sectores S_1 a S_6 , y de la necesidad de aumentar o disminuir el flujo (Ψ_s) y el par eléctrico (τ). La tabla 2 muestra los estados de conmutación de los seis IGBT's correspondientes a la aplicación de cada uno de los vectores espaciales definidos en la figura 2.

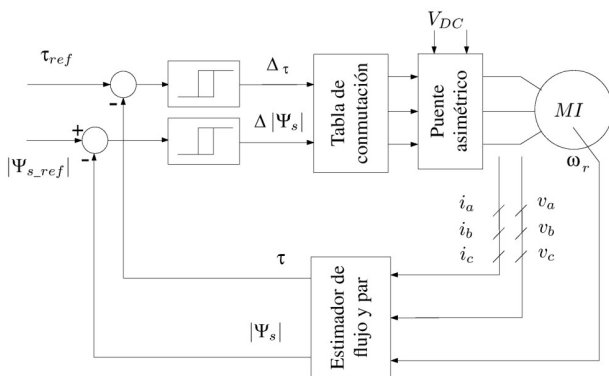


Figura 3. Diagrama de bloques del esquema de control directo de par.

Tabla 1. Selección de las conmutaciones para el control directo de par aplicado utilizando un convertor unipolar.

	$\Psi \uparrow$		$\Psi \downarrow$	
	$\tau \uparrow$	$\tau \downarrow$	$\tau \uparrow$	$\tau \downarrow$
S_1	V_2	V_6	V_3	V_5
S_2	V_3	V_1	V_4	V_6
S_3	V_4	V_2	V_5	V_1
S_4	V_5	V_3	V_6	V_2
S_5	V_6	V_4	V_1	V_3
S_6	V_1	V_5	V_2	V_4

Si se utiliza adecuadamente el voltaje de secuencia cero V_0 , es posible controlar el nivel de corriente continua requerida para obtener sólo corrientes positivas en cada uno de los arrollados. El valor V_0 puede obtenerse mediante la expresión $V_0 = R_S I_S$, donde I_S es la magnitud de la corriente de estator.

Tabla 2. Estados de conmutación de los seis IGBT's correspondientes a la aplicación de cada uno de los vectores espaciales.

V_s	Q_1^*	Q_2^*	Q_3^*	Q_4^*	Q_5^*	Q_6^*
V_0	0	1	0	1	0	1
V_{m1}	1	1	0	1	0	0
V_{m2}	0	1	1	1	0	0
V_{m3}	0	0	1	1	0	1
V_{m4}	0	0	0	1	1	1
V_{m5}	0	1	0	0	1	1
V_{m6}	1	1	0	0	0	1
V_{m7}	1	1	1	1	1	1

*1 = Encendido, 0 = Apagado

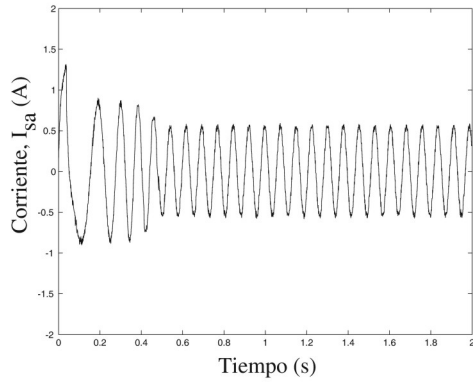
Simulaciones

Las simulaciones se ejecutaron en un procesador digital de señales (ADSP-21364), con una frecuencia de reloj de 320 MHz, lo cual proporciona una capacidad de cómputo de aproximadamente 2 GFLOPS. Dicho procesador se programó utilizando el ambiente de programación integrado (IDE), VisualDSP++4.5, definido por el fabricante (Analog Devices, 2005). La simulación utiliza un integrador de ecuaciones diferenciales ordinarias tipo Runge-Kutta de cuarto orden y paso fijo.

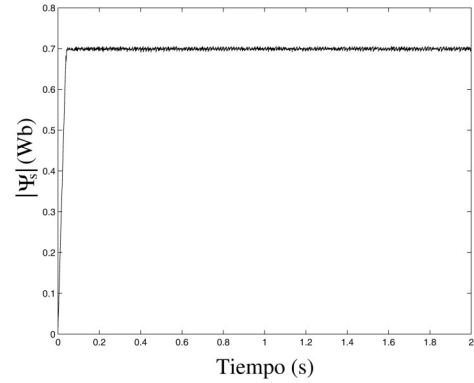
La figura 4 muestra el vector de flujo y el par eléctrico obtenidos mediante las simulaciones realizadas para el control directo de par clásico aplicado al inversor puente trifásico, y la figura 5 muestra las simulaciones correspondientes para el sistema propuesto, utilizando el puente convertor asimétrico. La referencia para la magnitud de flujo de es-

tator se fijó en 0.7 Wb. La referencia de par se seleccionó inicialmente en 2 Nm hasta que se alcanza una velocidad de 80 rad/s y luego se mantiene el par necesario para seguir operando a dicha velocidad. Como puede observarse, los resultados de ambos sistemas pueden considerarse similares. Al igual que para el DTC clásico con puente trifásico, el vector de flujo del sistema con puente asimétrico describe una trayectoria circular. Inicialmente se mantiene el par

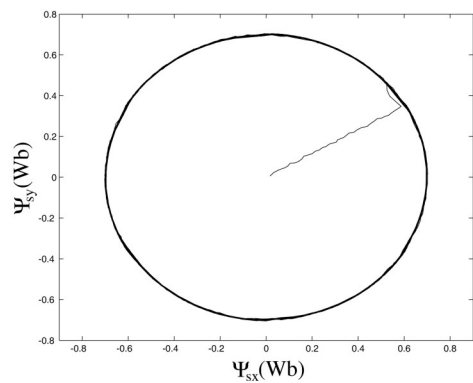
en cero mientras se establece el flujo, luego se mantiene en la referencia hasta que se alcanza el valor de velocidad establecido y finalmente se ajusta al valor necesario para seguir la referencia de la velocidad. Una vez analizados estos resultados se pasó a la etapa de pruebas experimentales para comprobar el funcionamiento del sistema con puente asimétrico, y comparar los resultados con los obtenidos mediante la simulación.



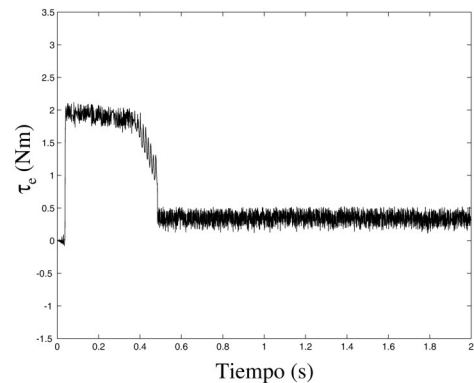
(a) Corriente en la fase 'a' del estator.



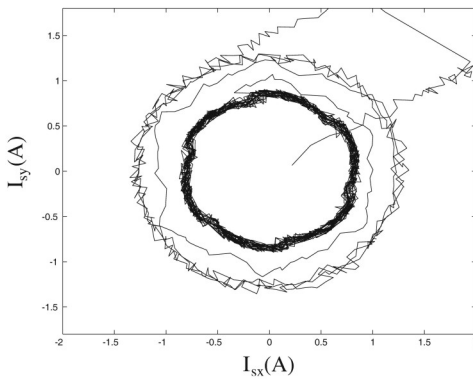
(d) Magnitud del flujo de estator.



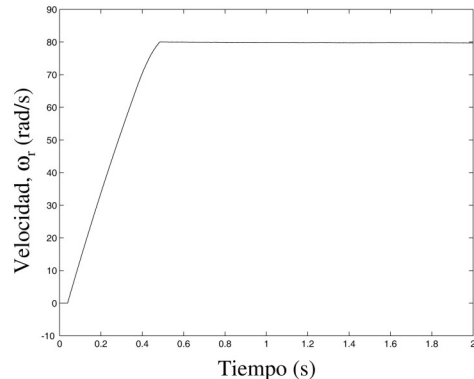
(b) Vector de flujo de estator.



(e) Par electromagnético.

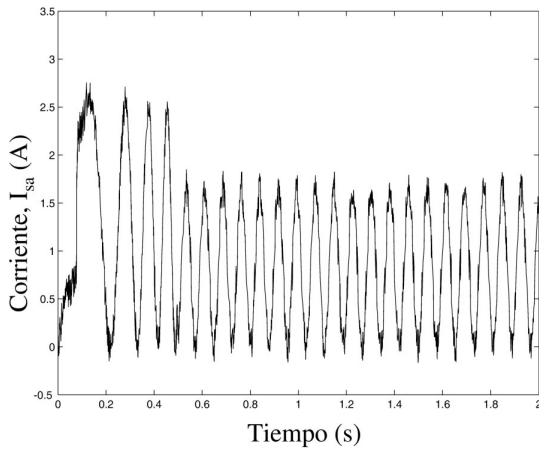


(c) Vector de corriente de estator.

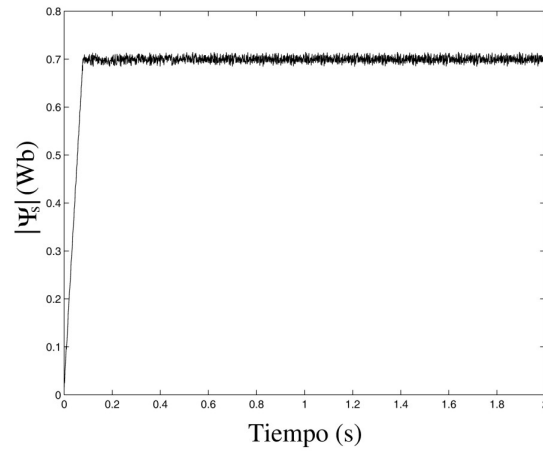


(f) Velocidad del rotor.

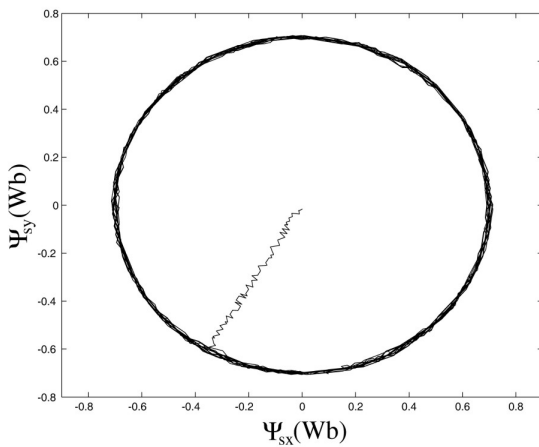
Figura 4. Variables de estado obtenidas mediante la simulación usando la estrategia DTC convencional con el convertidor puente trifásico.



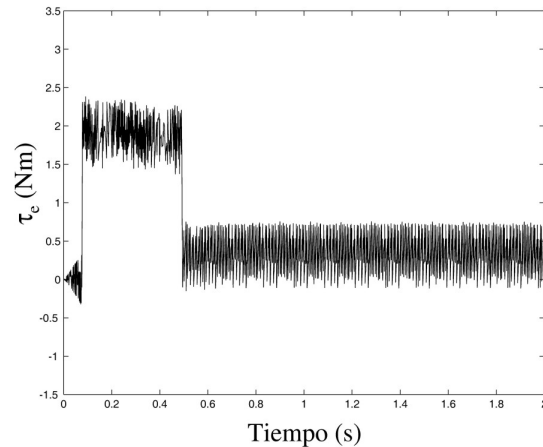
(a) Corriente en la fase 'a' del estator.



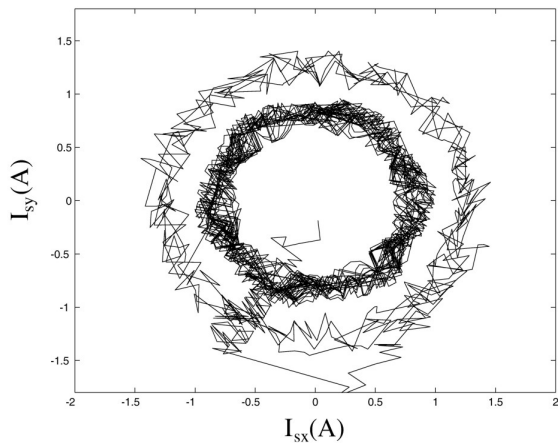
(d) Magnitud del flujo de estator.



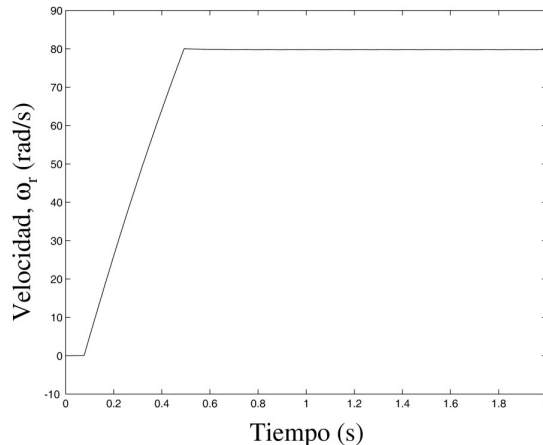
(b) Vector de flujo de estator.



(e) Par electromagnético.



(c) Vector de Corriente de estator.



(f) Velocidad del rotor.

Figura 5. Variables de estado obtenidas mediante la simulación usando la estrategia DTC con el convertor puente asimétrico.

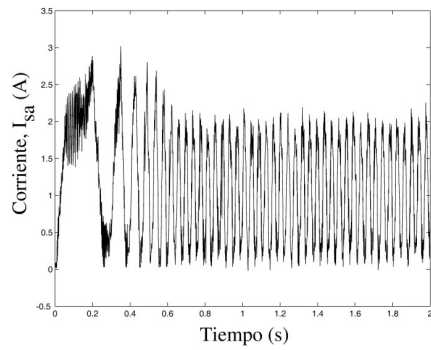
Resultados experimentales

Las pruebas experimentales se realizaron utilizando el sistema de pruebas denominado PLATAFORMA III (Restrepo *et al.* 2002), desarrollado en el laboratorio de investigación del Grupo de Sistemas Industriales y Electrónica de Potencia de la Universidad Simón Bolívar. El sistema de control

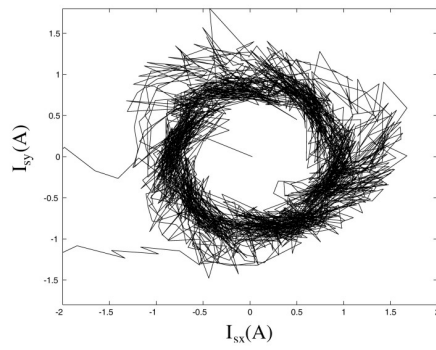
de PLATAFORMA III utiliza el mismo DSP empleado en las simulaciones. Dicho sistema de control cuenta también con una tarjeta de interfaz para comunicar el DSP con el circuito de potencia. El circuito de potencia está constituido por el convertor integrado por seis IGBTs de 50 A, 1200 V, el circuito de disparo, el sistema de sensores de voltaje, corriente y velocidad y la tarjeta de protecciones. En este

trabajo la plataforma experimental utiliza un motor de inducción de 220 V, 1 HP.

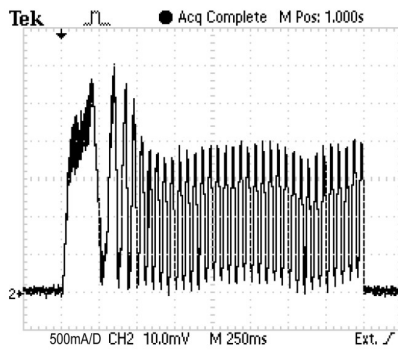
Las figuras 6.a y 6.b muestran la corriente de una fase medida con el sistema PLATAFORMA III y mediante una



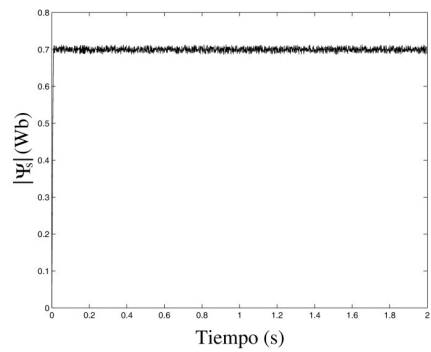
(a) Corriente en la fase 'a' del estator, obtenida con la plataforma.



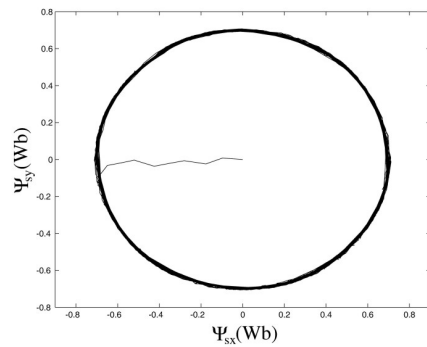
(d) Vector de Corriente de estator.



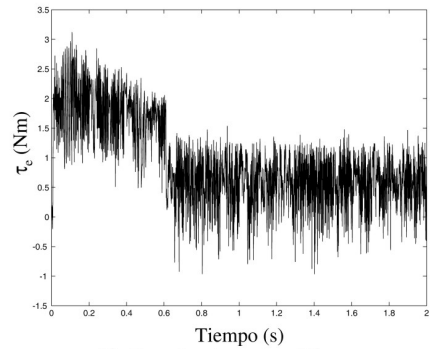
(b) Corriente en la fase 'a' del estator obtenida con una punta de corriente.



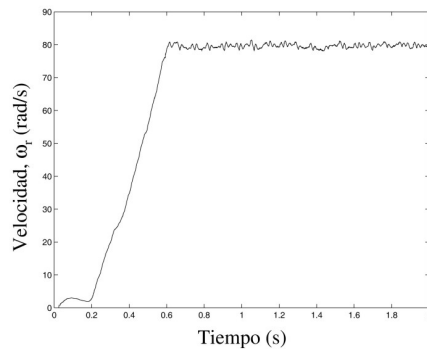
(e) Magnitud del flujo de estator.



(c) Vector de flujo de estator.



(f) Par electromagnético.



(g) Velocidad del rotor.

Figure 6. Variables de estado obtenidas experimentalmente usando la estrategia DTC con el convertor puente asimétrico.

conjunto punta de prueba – osciloscopio, respectivamente. Adicionalmente, las figuras 6.c a 6.g muestran el vector de flujo, el par eléctrico y la velocidad medidos sobre el motor de inducción con el sistema PLATAFORMA. Como puede observarse, efectivamente la corriente de estator en la fase es unipolar. La respuesta de par presenta un mayor rizado que el observado en las simulaciones debido a las no linealidades del sistema, lo que influye en la velocidad, produciendo ligeras fluctuaciones, como puede observarse en la gráfica correspondiente. El vector de flujo del estator presenta la trayectoria circular esperada.

CONCLUSIONES

En este trabajo se ha demostrado la factibilidad de utilizar un grupo de vectores espaciales para aplicar la estrategia de control directo de par a un motor de inducción alimentado con un puente asimétrico, los cuales no están disponibles en los inversores de voltaje convencionales. Esto se ha logrado mediante el uso de pruebas tanto a nivel de simulaciones como de ensayos sobre una plataforma experimental, las cuales permiten validar los resultados. El sistema propuesto se presenta como una alternativa conveniente para desarrollar sistemas de control dedicados a este tipo de máquinas eléctricas, ya que ofrece la ventaja de ser tolerante a fallas de operación porque puede mantener el sistema operativo, aun cuando algunos de los dispositivos electrónicos de potencia se encuentren cortocircuitados. Los vectores espaciales de corriente y flujo obtenidos con este convertidor manejado utilizando la estrategia de control directo de par son perfectamente circulares y se encuentran centrados exactamente en el origen.

Si se comparan los resultados obtenidos con el conjunto de vectores utilizado con los presentados en Cabello *et al.* (2007), donde se utilizó un conjunto de vectores de menor magnitud, puede concluirse que el comportamiento del sistema es mejor en este segundo caso, ya que el rizado en el par es menor. Sin embargo, hay que tener en cuenta que el sistema presentado en este trabajo aprovecha mejor el voltaje de la barra de corriente continua del convertidor, lo cual permite obtener mayores velocidades y una mejor respuesta dinámica.

Por otra parte, es necesario considerar que la componente de corriente continua necesaria para poder operar con un convertidor asimétrico incrementa las corrientes efectivas en las bobinas, aumentando las pérdidas del estator y reduciendo por lo tanto la potencia nominal de operación de la máquina. Por lo tanto, la decisión sobre el convertidor más apropiado para una aplicación específica debe tomarse considerando tanto el desempeño de cada sistema en lo que respecta a nivel de rizado en el flujo, el par y la corriente, como su capacidad para ser tolerante a fallas.

REFERENCIAS

- ANALOG DEVICES (2005). VisualDSP++4.5, C/C++ Compiler and library, Manual for ADSP-21xxx DSPs. Analog Devices Inc.
- CABELLO, A., RESTREPO, J., GUZMÁN, V., GIMÉNEZ, M.I., LARA, J. (2007). Control directo de par del motor de inducción usando un convertidor puente asimétrico. XIV Seminario Anual de Automática y Electrónica Industrial e Instrumentación. (SAAEI), Puebla, México.
- CHEOK, A.D. & FUKUDA, Y. (2002). A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives. IEEE Transactions on Power Electronics, 17(4); 543-557.
- NAGUCHI, T. & TAKAHASHI, I. (1986). A New Quickresponse and High-efficiency Control Strategy of an Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-22; 820-827.
- RESTREPO, J., GIMÉNEZ, M.I., GUZMÁN, V.M., ALLER, J.M., BUENO, A., MILLÁN, A. (2002). Platform III: A new version for the integrated test system for AC machine drives performance análisis. Devices, Circuits and Systems, Proceedings of the Fourth IEEE International Caracas Conference, 1036; 1-6.
- VAS, P. (1998). Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press. 30-38.
- WELCHKO, B., LIPO, T.A., JAHNS, T.M., SCHULZ, S. E. (2004). Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of features, Cost, and Limitations. IEEE TRANS. ON POWER ELECTRONICS, 9(4); 1108-1116.