

Aplicación del conjunto de vectores “de recuperación” al esquema de Control Directo de Par para el Motor de Inducción usando un Convertidor Puente Asimétrico

J.A. Restrepo, M.I. Giménez, V.M. Guzmán, J.M Aller, J.C. Viola

Universidad Simón Bolívar, Caracas 1080A, Venezuela

Resumen — En este trabajo se presenta el comportamiento de un motor de inducción manejado por un Puente Asimétrico, cuando se aplica uno de los cuatro posibles conjuntos de vectores para esta topología, denominado “de recuperación”, para realizar el control de la máquina mediante la estrategia de Control Directo de Par. Los resultados, tanto simulados como experimentales, se comparan con los obtenidos con otro de los conjuntos, denominado “conjunto menor”, cuyo desempeño fue reportado en un trabajo anterior. La topología del Puente Asimétrico alimenta las fases del motor de forma independiente, lo que hace a este convertidor menos propenso a fallos, por lo que resulta conveniente conocer en detalle el desempeño de los sistemas que utilizan esta topología y analizar todas las posibilidades que ofrecen, para establecer las ventajas y desventajas entre dichas posibilidades y con el comportamiento de los sistemas cuando se utiliza un convertidor trifásico convencional.

I. INTRODUCCIÓN

El problema de las posibles fallas en la operación de los convertidores inversores clásicos usados para controlar el funcionamiento de los motores de inducción ha llevado a estudiar nuevas topologías a fin de evitar estos eventos[1]. Entre las diversas topologías de convertidores diseñadas para este fin se encuentra el Convertidor Puente Asimétrico. En el Convertidor Puente Asimétrico, presentado en la Fig. 1, las fases del motor, alimentadas de forma independiente, se intercalan entre los conmutadores principales de cada una de las tres columnas inversoras, lo cual naturalmente impide la ocurrencia de un corto circuito franco en la barra de corriente continua por operaciones indebidas de los dispositivos o por fallos en los mismos. Gracias a esta configuración, el Conversor Puente Asimétrico emplea la misma cantidad de componentes que un inversor convencional para controlar un motor de inducción, lo que le da una ventaja importante sobre las otras configuraciones que soportan fallas, las cuales utilizan un número de componentes electrónicos adicionales que entran en operación en caso de fallas, aumentando el costo y la complejidad del sistema. Esta topología ya ha sido estudiada por los autores en un trabajo anterior [7], aplicándola al control de la máquina de inducción utilizando la técnica de control directo de par, la cual permite un ajuste rápido del par y

del flujo de estator, es prácticamente independiente de los parámetros de la máquina de inducción y es de fácil implantación con los sistemas de procesamiento disponibles actualmente [2]. Como se explica en el siguiente punto, las características especiales de esta topología dan lugar a que se disponga de veintisiete vectores de control básicos, en lugar de los ocho vectores característicos de un inversor trifásico de tensión clásico, de los cuales dos casos corresponden al vector espacial nulo. Los veintisiete vectores correspondientes a la topología del Convertidor Puente Asimétrico se pueden clasificar en varios grupos, de acuerdo a sus características. En el trabajo anterior se hacía uso de uno de dichos grupos, identificado como “conjunto menor” [7]. En el presente trabajo se analiza el comportamiento del sistema cuando se aplica el conjunto de vectores que se ha denominado “de recuperación”. Para ello se presentan las simulaciones, planteadas con un modelo de la máquina de inducción en vectores espaciales y realizadas utilizando una tarjeta de procesamiento basada en el procesador digital de señales DSP- 21364 de Analog Devices, y las pruebas experimentales, hechas en la plataforma de pruebas desarrollada en el laboratorio de investigación de la Universidad Simón Bolívar (PLATAFORMA III) [3], para verificar la operación real del convertidor.

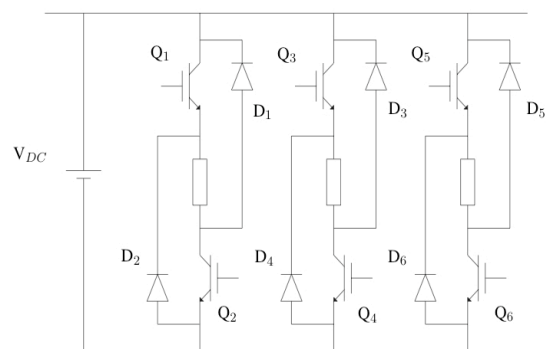


Fig. 1. Convertidor Puente Asimétrico

II. CONVERTIDOR PUENTE ASIMÉTRICO

Como se indicó en la Introducción, en el Convertidor Puente Asimétrico diseñado con IGBTs, el cual se

muestra en la Fig. 1, las fases del motor se alimentan de forma independiente. Una de las características resaltantes de esta topología es que debido a su especial configuración, cada fase puede tener los siguientes tres estados: En el primer estado los dos dispositivos están encendidos, con lo cual la bobina queda conectada directamente a la barra CC, estado que se va a identificar como 1. El segundo estado, o estado de recuperación, se obtiene apagando los dos dispositivos de la rama y la conducción ocurre a través de los diodos de dicha rama, estado que se va a identificar como -1. En el tercer estado se enciende un dispositivo mientras el otro se apaga, con lo cual los dos extremos de la bobina se conectan al mismo punto de la barra CC, dando lugar al estado 0. De forma alternativa, el estado 0 se puede sintetizar promediando durante tiempos iguales la aplicación de los estados 1 y -1. 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 veintisiete posibles estados para los vectores espaciales [4], mostrados en las Fig. 2 y 3, que se pueden clasificar de la siguiente manera de acuerdo a su magnitud:

a) Seis vectores de menor magnitud, identificados como “conjunto menor”, los cuales utilizan exclusivamente los estados 1 y 0 de las fases, sin incluir en ningún caso el estado -1.

b) Seis vectores de magnitud intermedia, identificados como “conjunto medio”, para los cuales a un arrollado se le aplica el estado 0, a otro arrollado se le aplica el estado 1 y al tercero se le aplica el estado -1.

c) Seis vectores de mayor magnitud, identificados como “conjunto mayor”, que se obtienen al utilizar solamente los estados 1 y -1 para las fases.

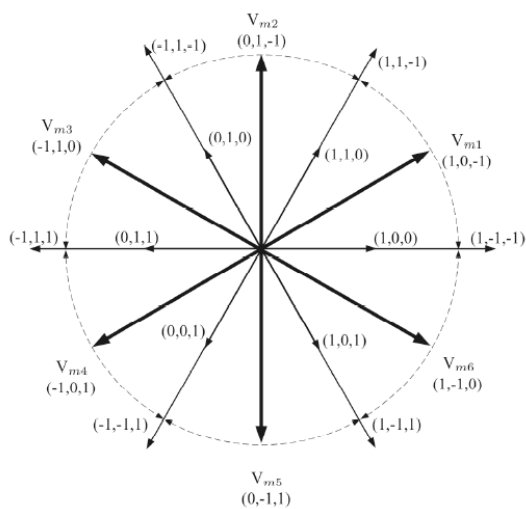


Fig. 2. Conjuntos de vectores espaciales de voltaje menores, medios y mayores para el Puente Asimétrico

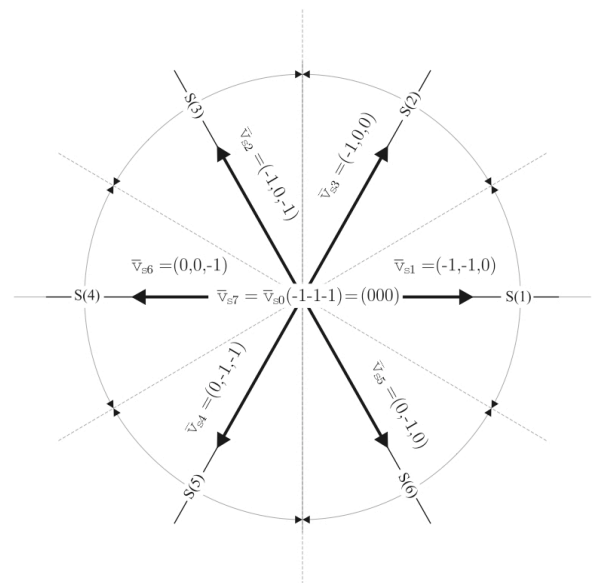


Fig. 3. Conjunto de vectores espaciales de recuperación para el Puente Asimétrico

d) Seis vectores adicionales, equivalentes a los de menor magnitud, que utilizan los estados 0 y -1 de las fases, y que se van a identificar como “vectores de recuperación.”

e) Tres vectores correspondientes al vector espacial nulo, dados por las combinaciones (1,1,1), (0,0,0) y (-1,-1,-1) respectivamente.

Los vectores del “conjunto menor”, mostrado en la Fig. 2, son los equivalentes a los empleados en los inversores trifásicos de tensión clásicos, y fueron los utilizados en un estudio previo realizado por los autores [7]. En el presente trabajo se utilizan los “vectores de recuperación”, mostrados en la Fig. 3, tanto para realizar simulaciones como para obtener resultados experimentales, los cuales se comparan con los obtenidos en el trabajo indicado anteriormente.

III. MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

Al igual que en [7], para la simulación del controlador se ha empleado el modelo de la máquina de inducción en el marco de referencia del estator, en el sistema de coordenadas d-q-0 [1], [5], el cual permite hacer un seguimiento directo a las corrientes estáticas que contienen un valor medio diferente de cero en las fases del motor.

A continuación se presentan las ecuaciones completas en este marco de referencia:

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

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

$$T_e = \frac{3}{2} P (\vec{\lambda}_s \times \vec{i}_s) \quad (3)$$

donde:

$$\vec{\lambda}_s = (L_s + L_m) \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r$$

$$\vec{\lambda}_r = L_m \vec{i}_s + (L_r + L_m) \vec{i}_r$$

$$\lambda_{os} = L_s i_{os}$$

$$\lambda_{or} = L_r i_{or}$$

La transformación de los valores instantáneos de las fases a los valores de las coordenadas d-q-0 se realiza utilizando la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4)$$

donde:

$$f \in \{i, v, \psi\} \quad (5)$$

IV. APLICACIÓN DEL CONTROL DIRECTO DE PAR

Para la aplicación del esquema de Control Directo de Par (DTC) sobre el Convertidor Puente Asimétrico a fin de manejar un motor de inducción, se utilizan en este caso los “vectores de recuperación” como el conjunto básico de los vectores espaciales a partir de los cuales va a trabajar el sistema de control. El proceso de control se lleva a cabo seleccionando uno de los seis posibles vectores espaciales de tensión en cada periodo de control para mantener el enlace de flujo de estator y el par eléctrico dentro de una banda de histéresis. La selección básica de los vectores espaciales se presenta en la Tabla I. El vector de flujo de estator se determina calculando los enlaces de flujo de cada fase a partir de las mediciones de corriente y voltaje de las fases. Luego se efectúa la transformación al sistema de referencia estacionario y finalmente, por medio de modulación de pulsos (PWM), se sintetizan los voltajes aplicados a cada una de las fases del motor. El módulo PWM utilizado en este sistema es capaz de controlar la duración de aplicación de solamente dos estados: ambos interruptores encendidos (estado 1) o ambos interruptores apagados, permitiendo así la conducción de los diodos (estado -1). Debido a esto, el estado 0 se va a sintetizar mediante un ciclo de trabajo de 50%.

Las tensiones aplicadas a las fases del motor se obtienen a través de la inversa de la transformación anterior:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix} \quad (6)$$

TABLA I
TABLA DE SELECCIÓN DE LOS VECTORES ESPACIALES

	$\Psi \uparrow$		$\Psi \downarrow$	
	$\tau \uparrow$	$\tau \downarrow$	$\tau \uparrow$	$\tau \downarrow$
S=1	V ₃	V ₅	V ₂	V ₄
S=2	V ₂	V ₁	V ₆	V ₅
S=3	V ₆	V ₃	V ₄	V ₁
S=4	V ₄	V ₂	V ₅	V ₃
S=5	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
S=6	V ₁	V ₄	V ₃	V ₆

La corriente en la máquina siempre debe ser mayor que cero a fin de que se pueda realizar el control DTC, por lo que controlando la tensión de secuencia cero, v_0 , se regula el valor medio de dicha corriente para que sea siempre positiva. El valor de v_0 se puede determinar mediante la expresión siguiente:

$$v_0 = I_s R_s \quad (7)$$

donde I_s es el módulo del vector espacial de la corriente del estator.

El esquema del sistema de Control Directo de Par (DTC), similar al utilizado en [7], se muestra en la Fig. 4. El convertidor Puente Asimétrico necesita acceso a la caja de terminales del motor para poder conectarse a los dos extremos de cada una de las bobinas de las tres fases y tres cables adicionales, lo cual podría ser un inconveniente frente a la alimentación con un inversor convencional.

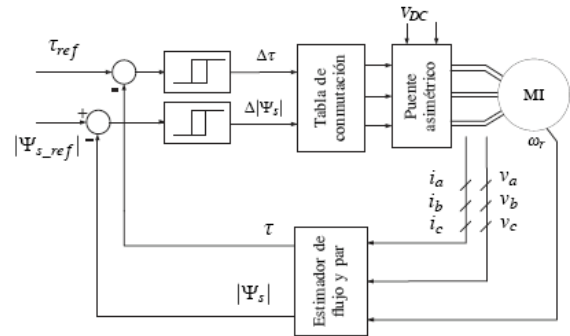


Fig. 4. Esquema del sistema de Control Directo de Par

V. SIMULACIONES

Las simulaciones se realizaron utilizando el sistema ya existente en el laboratorio, constituido por un procesador Digital de Señales (ADSP-21364), que opera a 320MHz y en el que los modelos se programaron en el

ambiente de desarrollo del fabricante, VisualDSP++4.5 [6]. Las simulaciones del controlador utilizan las rutinas de integración de ecuaciones diferenciales ordinarias (ODE) Runge-Kutta de cuarto orden y paso fijo. Aún cuando la estrategia de control es independiente para cada fase, es necesario evitar que el flujo en la máquina se sature. Esto queda asegurado en este controlador por el control directo del flujo que produce el DTC. Las Fig. 5, 6 y 7 muestran respectivamente la corriente de estator de la fase ‘a’, el vector espacial de flujo de estator y el par eléctrico obtenidos en la simulación cuando se utiliza el conjunto de “vectores de recuperación”. A fin de poder establecer comparaciones con los resultados del trabajo anterior [7], las Fig. 8 y 9 muestran respectivamente las gráficas de la corriente de estator de la fase ‘a’ y del par eléctrico obtenidas en la simulación cuando se utiliza el “conjunto menor”, tomadas del trabajo mencionado.

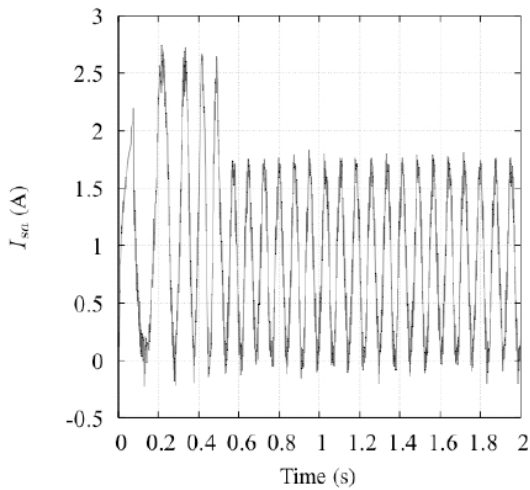


Fig. 5. Corriente de estator de la fase “a” de la máquina de inducción obtenida en la simulación cuando se aplican los “vectores de recuperación”

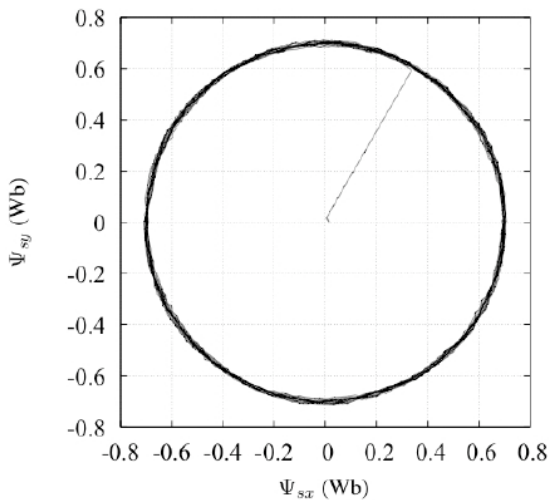


Fig. 6. Vector espacial del flujo de estator obtenido en la simulación cuando se aplican los “vectores de recuperación”

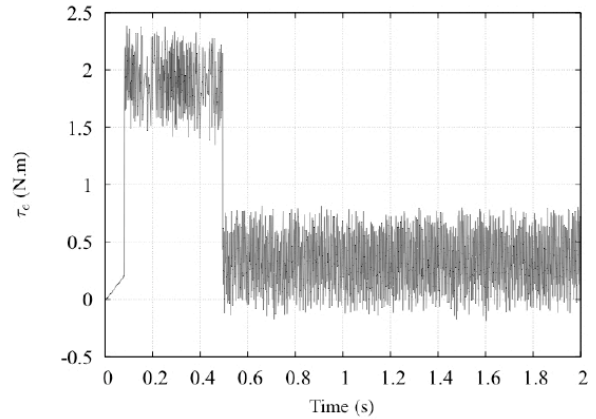


Fig. 7. Par eléctrico obtenido en la simulación cuando se aplican los “vectores de recuperación”

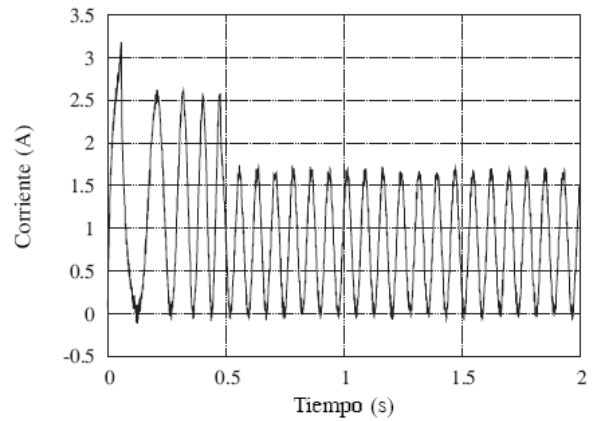


Fig. 8. Corriente de estator de la fase “a” de la máquina de inducción obtenida en la simulación cuando se aplican los vectores del “conjunto menor”

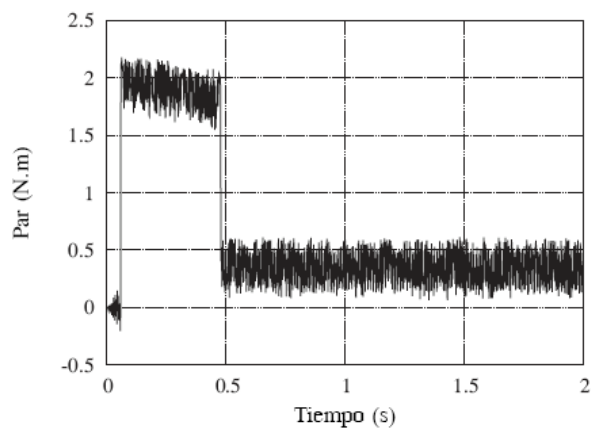


Fig. 9. Par eléctrico obtenido en la simulación cuando se aplican los vectores del “conjunto menor”

Estos resultados permiten concluir que el rizado de las variables de la máquina es similar en ambos casos, siendo el rizado de par ligeramente mayor cuando se usan los vectores de recuperación.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTALES

La Fig. 10 presenta un diagrama de la Plataforma de pruebas desarrollada por el grupo de Sistemas Industriales de Electrónica de Potencia (SIEP) de la Universidad Simón Bolívar. El procesamiento utiliza el mismo DSP empleado en las simulaciones. Una tarjeta de interfaz permite la comunicación de las señales y variables medidas entre la tarjeta DSP y el resto del actuador. La interfaz se emplea para transferir las señales de disparo requeridas para controlar los transistores IGBT del convertidor puente asimétrico. El convertidor utiliza seis IGBT de 25A, 600V como dispositivos de conmutación y alimenta a un motor de inducción con rotor de jaula de ardilla de 220 V, 1 HP, 60 Hz.

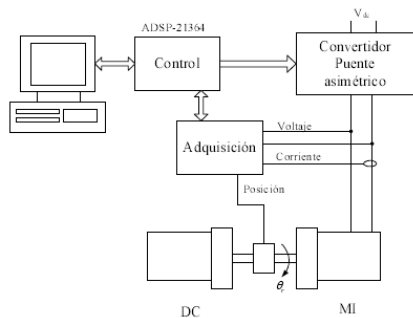


Fig. 10. Diagrama de la Plataforma de Pruebas

En la Fig. 11 se muestra la corriente medida experimentalmente en la fase ‘a’ del estator cuando se aplican los “vectores de recuperación”. El resultado obtenido es similar al de la simulación correspondiente, con un nivel de rizado ligeramente superior y una pendiente de arranque más lenta, ya que en el caso experimental el primer pico negativo se alcanza a los 0,2s mientras que en la simulación aparece a poco más de 0,1s.

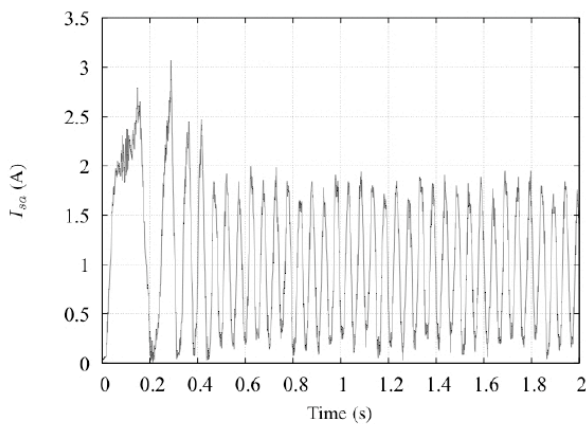


Fig. 11. Corriente de estator de la fase “a” de la máquina de inducción obtenida experimentalmente cuando se aplican los “vectores de recuperación”

A fin de comprobar la confiabilidad de los resultados producidos por la Plataforma de Pruebas, la Fig. 12 presenta la corriente medida en la fase “a” con un osciloscopio Tektronix cuando se aplican los “vectores de recuperación”. Como se puede observar, la correspondencia es exacta entre esta señal y la obtenida experimentalmente para el mismo caso con la mencionada Plataforma (Fig. 11). En el osciloscopio puede determinarse que el primer pico negativo se alcanza a los 0,2s, al igual que lo indicado por el registro gráfico de la Plataforma.

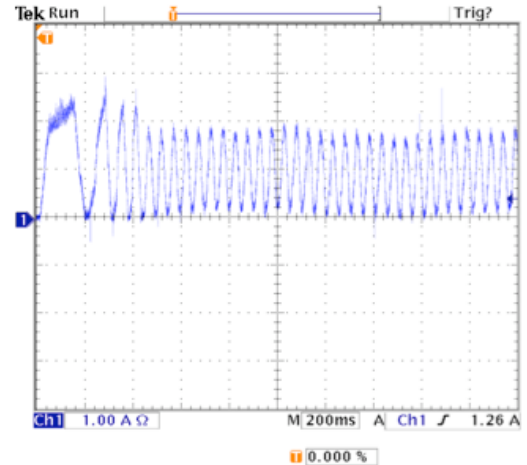


Fig. 12. Corriente de estator de la fase “a” de la máquina de inducción observada con el osciloscopio cuando se aplican los “vectores de recuperación”

Para completar las comparaciones, la Fig. 13 muestra la corriente medida experimentalmente en la fase ‘a’ del estator cuando se aplica el “conjunto menor”, tomada de [7], la cual presenta una gran similitud con la de la Fig. 11, demostrando que la aplicación de los “vectores de recuperación” va a producir efectos similares a los del “conjunto menor” cuando se utilice dentro del esquema de DTC para controlar un motor de inducción utilizando un Puente Asimétrico.

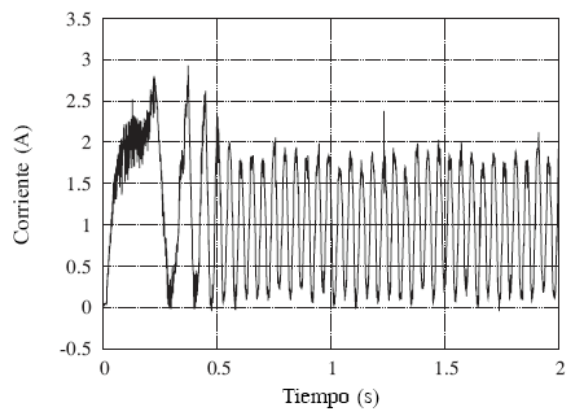


Fig. 13. Corriente de estator de la fase “a” de la máquina de inducción obtenida experimentalmente cuando se aplican los vectores del “conjunto menor”

La Fig. 14 muestra el vector espacial de flujo de estator y la Fig. 15 presenta el par eléctrico, obtenidos experimentalmente cuando se aplican los “vectores de recuperación”. Las diferencias entre las señales obtenidas en la simulación y los resultados experimentales se debe principalmente a los efectos de segundo orden del modelo y a las diferencias existentes entre los parámetros reales exactos del sistema y los parámetros calculados utilizados en la simulación, especialmente los correspondientes a la parte mecánica, pero sigue existiendo una gran similitud entre los resultados obtenidos con este conjunto de vectores y los correspondientes a los vectores del “conjunto menor” reportados en [7].

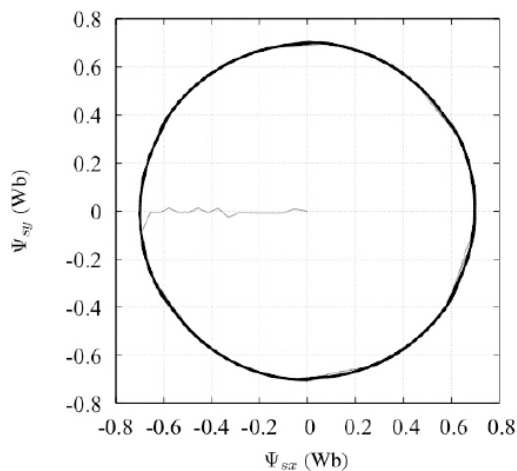


Fig. 14. Vector espacial del flujo de estator obtenido experimentalmente cuando se aplican los “vectores de recuperación”

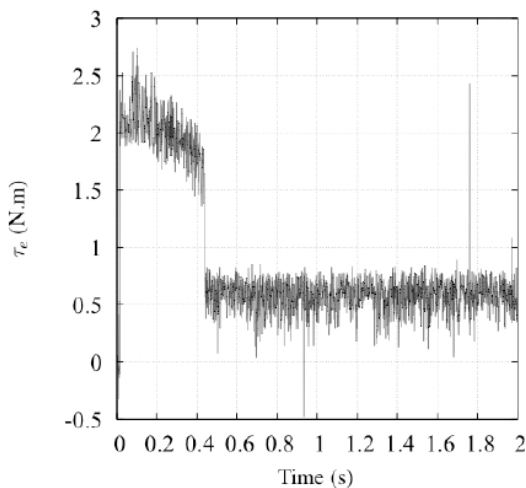


Fig. 15. Par eléctrico obtenido experimentalmente cuando se aplican los “vectores de recuperación”

VII. CONCLUSIONES

Los resultados de las simulaciones y pruebas experimentales demuestran que el conjunto de “vectores de recuperación” tiene un comportamiento similar al

“conjunto menor” de los vectores disponibles cuando se usa la topología del Puente Asimétrico para controlar un motor de inducción aplicando la estrategia de Control Directo de Par, y que dicho comportamiento se asemeja igualmente al obtenido cuando se utiliza un convertidor trifásico convencional, lo cual abre la posibilidad de considerar el uso de la topología estudiada cuando las condiciones de seguridad ante posibles fallas por cortocircuito de los dispositivos así lo ameriten. Adicionalmente esta topología ofrece la posibilidad de trabajar con cuatro conjuntos de vectores en lugar del conjunto único inherente al convertidor trifásico convencional, de los cuales ya se han estudiado los dos primeros y se están realizando trabajos para reportar el comportamiento del sistema cuando se aplican los vectores del “conjunto medio” y los del “conjunto mayor”. Una vez que se tengan los datos experimentales del comportamiento del sistema con cada uno de los cuatro conjuntos de vectores, puede estudiarse la posibilidad de utilizar en el mismo control vectores pertenecientes a diferentes grupos para mejorar el desempeño del motor de inducción controlado por el Puente Asimétrico aplicando DTC. Sin embargo, la componente de corriente continua necesaria para la operación del convertidor incrementa la corriente RMS, reduciendo de este modo la potencia nominal, por lo que en cada caso hay que analizar las ventajas y desventajas de las diferentes topologías para aplicar la más conveniente al sistema específico.

REFERENCIAS

- [1] Welchko, B. Lipo, T., “Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of features, Cost, and Limitations”. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, No 4, Julio 2004.
- [2] Takahashi I., Noguchi T., “A new quick-respond and highefficiency control strategy of an induction motor”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol IA-22, No 5 Sept/Oct 1986.
- [3] Restrepo, J. Giménez, M.I. Guzmán, V.M. Aller, J.M. Bueno, A. Millán, A., Platform III: “A new version for the integrated test system for AC machine drives performance analysis”. *Proceedings of the Fourth IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, ICCDCS-2002*, pp. IO36.1-6, Abril 2002.
- [4] Cheok A.D., Fukuda Y., “A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives”. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 17, No 4, Jul 2002, pp. 543-557.
- [5] Vas, P., *Sensorless Vector and direct torque control of induction machines*. Oxford University Press. 1998, pp. 30-53.
- [6] VisualDSP++4.5, *C/C++ Compiler and library, Manual for ADSP-21xxx DSPs*. Analog Devices Inc., 2005.
- [7] Cabello, A.; Restrepo, J.A; Guzmán, V.M; Giménez, M.I.; Lara, J.; Aller, J.M., “Control Directo de Par del Motor de Inducción Usando un Convertidor Puente Asimétrico”. *Memorias del Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación, SAAEI 2007*, CD. pp. 177 – 181, Sept. 200