

# Control Directo de Par del Motor de Inducción Usando un Convertidor Puente Asimétrico

A. Cabello<sup>1</sup>, J. Restrepo<sup>2</sup>, V. Guzmán<sup>2</sup>, M. Giménez<sup>2</sup>, J. Lara<sup>1</sup> y J. Aller<sup>2</sup>

(1) UNEXPO -L.C.M, Caracas, Venezuela

(2) Universidad Simón Bolívar, Caracas 1080A, Venezuela

**Resumen**—En este trabajo se presenta un esquema de control directo de par para el motor de inducción utilizando un convertidor unidireccional de corriente del tipo puente asimétrico, el cual solo permite la circulación de corrientes positivas en el motor y donde las fases del motor son alimentadas de forma independiente, lo que hace al convertidor menos propenso a fallos. El uso de este convertidor permite generar un mayor número de vectores espaciales de tensión que se pueden utilizar en el control del motor con mejor aprovechamiento de la barra de Corriente Continua. Las simulaciones realizadas y la comprobación experimental permiten evaluar las ventajas y desventajas encontradas cuando se utiliza la topología del convertidor propuesta como un actuador para el motor de inducción.

## I. INTRODUCCIÓN

Existen diversas topologías de convertidores que permiten a los inversores convencionales ser menos propensos a fallos[1]. En estas configuraciones se utiliza generalmente un mayor número de componentes electrónicos que entran en operación en caso de fallas. Estos componentes adicionales aumentan el costo y la complejidad del sistema. En este trabajo se presenta el uso de un convertidor puente asimétrico que posee la misma cantidad de componentes que un inversor convencional para controlar un motor de inducción. En este convertidor las fases del motor son alimentadas de forma independiente y no es posible un corto circuito franco de la barra de corriente continua por operaciones indebidas de los transistores o por fallos en estos dispositivos. En el trabajo se investiga, a través de simulaciones y pruebas experimentales, el comportamiento del convertidor en el 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 mediante los sistemas de procesamiento disponibles actualmente[2].

Tanto las simulaciones como las pruebas experimentales fueron realizadas utilizando una tarjeta de procesamiento basada en el procesador digital de señales DSP-21364 de Analog Devices. Se utilizó un modelo de la máquina de inducción en vectores espaciales para la simulación del esquema y se empleó una plataforma de pruebas desarrollada en el laboratorio de investigación de la Universidad Simón Bolívar (PLATAFORMA III)

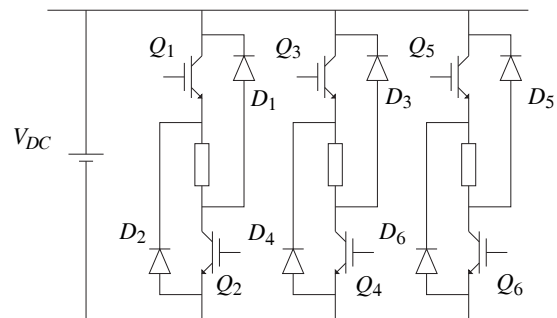


Figura 1. Convertidor puente asimétrico.

[3], para verificar la operación real del convertidor.

## II. CONVERTIDOR UNIPOLAR

Normalmente se utiliza un inversor trifásico de tensión para controlar el motor de inducción. Este convertidor es capaz de controlar bidireccionalmente la corriente utilizando los ocho vectores espaciales de tensión posibles, de los cuales dos casos corresponden al vector espacial nulo. Este tipo de convertidor tiene que poseer enclavamientos que impidan encender a un transistor si no se ha garantizado el apagado del transistor complementario de la misma rama.

En el convertidor puente asimétrico mostrado en la Fig. 1, cada una de las fases del motor se encuentra alimentada de forma independiente, donde la configuración de los transistores IGBT y de los diodos sólo permite la circulación unidireccional de la corriente.

Cada fase puede tener tres estados, por lo que se dispone de veintisiete posibles configuraciones[4]. Sin embargo, tal cual como en el Control Directo de Par (DTC) convencional, para este primer estudio se escogen los seis vectores de voltaje de igual magnitud mostrados en la Fig. 2.

### II-A. Modelo de la Máquina de Inducción

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 estatóricas que contienen un valor medio diferente de cero en las fases del motor.

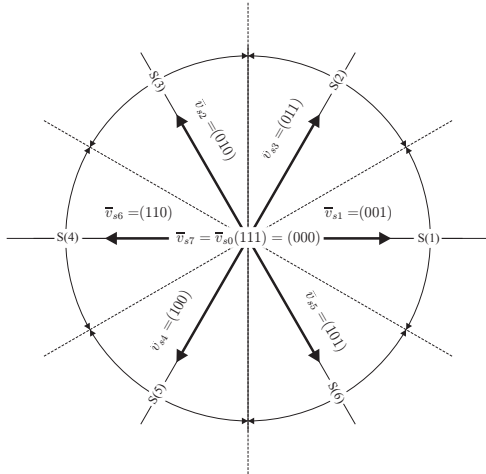


Figura 2. Definición de los vectores espaciales de voltaje .

Las ecuaciones completas de la máquina de inducción en este marco de referencia son:

$$v_s = \frac{d\lambda_s}{dt} + R_s i_s \quad (1)$$

$$v_r = \frac{d\lambda_r}{dt} + R_r i_r - j\omega_r \lambda_r \quad (2)$$

$$T_e - T_m = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_s \times i_s) \quad (4)$$

donde:

$$\lambda_s = (L_s + L_m) i_s + L_m i_r \quad (5)$$

$$\lambda_r = L_m i_s + (L_r + L_m) i_r \quad (6)$$

$$\lambda_{0s} = L_s i_{0s} \quad (7)$$

$$\lambda_{0r} = L_r i_{0r} \quad (8)$$

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

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

donde:

$$x \in \{i, v, \lambda\} \quad (10)$$

TABLA I

TABLA DE SELECCIÓN DE LOS VECTORES ESPACIALES.

	$\Psi \uparrow$		$\Psi \downarrow$	
	$\tau \uparrow$	$\tau \downarrow$	$\tau \uparrow$	$\tau \downarrow$
S=1	V <sub>3</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>4</sub>
S=2	V <sub>2</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub>
S=3	V <sub>6</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>1</sub>
S=4	V <sub>4</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>3</sub>
S=5	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
S=6	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>

TABLA II

ESTADOS DE LA CONMUTACIÓN

Estado	Vector Espacial	Q <sub>1</sub> *	Q <sub>2</sub> *	Q <sub>3</sub> *	Q <sub>4</sub> *	Q <sub>5</sub> *	Q <sub>6</sub> *
0	V <sub>s0</sub> = 000	0	1	0	1	0	1
1	V <sub>s1</sub> = 001	1	1	0	1	0	1
2	V <sub>s2</sub> = 010	0	1	1	1	0	1
3	V <sub>s3</sub> = 011	0	1	1	1	1	1
4	V <sub>s4</sub> = 100	0	1	0	1	1	1
5	V <sub>s5</sub> = 101	1	1	0	1	1	1
6	V <sub>s6</sub> = 110	1	1	1	1	0	1
7	V <sub>s7</sub> = 111	1	1	1	1	1	1

\*1=encendido, 0=apagado

## II-B. Control Directo de Par

Al igual que en el esquema de Control Directo de Par (DTC) utilizado convencionalmente, se selecciona uno de los seis posibles vectores espaciales de tensión en cada período de control para mantener el enlace de flujo de estator y el par eléctrico dentro de una banda de histéresis. 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. La selección de los vectores se presenta en la Tabla I, una representación de los estados de conmutación se presenta en la Tabla II y el esquema de control se muestra en la Fig. 3. El esquema propuesto necesita acceso a la caja de terminales del motor, y tres cables adicionales, lo cual podría ser un inconveniente frente a la alimentación con un inversor convencional.

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

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Controlando la tensión de secuencia cero  $v_0$ , se regula el valor medio de la corriente para que sea siempre positiva. El valor de  $v_0$  se puede determinar mediante la expresión siguiente:

$$v_0 = I_s R_s \quad (12)$$

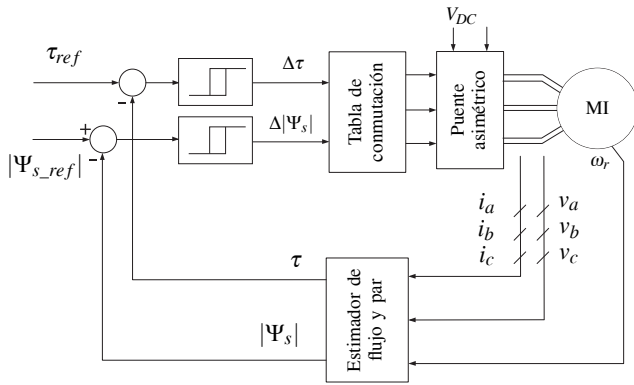


Figura 3. Esquema de control directo de par (DTC).

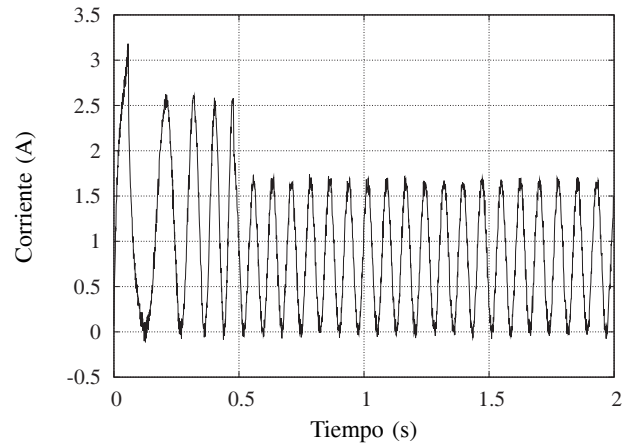


Figura 4. Corriente de estator en la fase 'a' de la máquina de inducción obtenida en la simulación.

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

### III. SIMULACIONES

Las simulaciones se han realizado utilizando un procesador Digital de Señales (ADSP-21364), que opera a 320MHz y en el que se han programado los modelos 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. Aun 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. La Figs. 4, 5, 6, 7 y 8 muestran la corriente de estator de la fase 'a', la magnitud del flujo de estator, el vector espacial de flujo de estator, el par eléctrico y el vector espacial de corriente del estator obtenidos en la simulación. En estas figuras se puede observar que el rizado de las variables de la máquina, al utilizar el controlador propuesto, es mucho menor que el obtenido en un controlador DTC clásico, lo cual es debido a los estados adicionales introducidos por las etapas de control difuso.

### IV. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En la Fig. 9 se muestra 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.

En la Fig. 10 se muestra la corriente medida experimentalmente en la fase 'a' del estator. El resultado

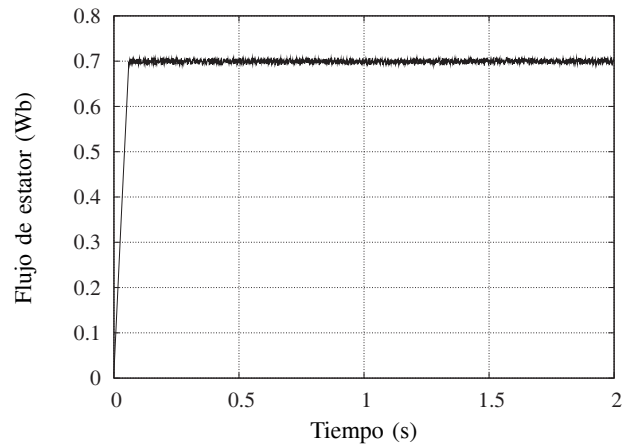


Figura 5. Magnitud del flujo obtenido en la simulación.

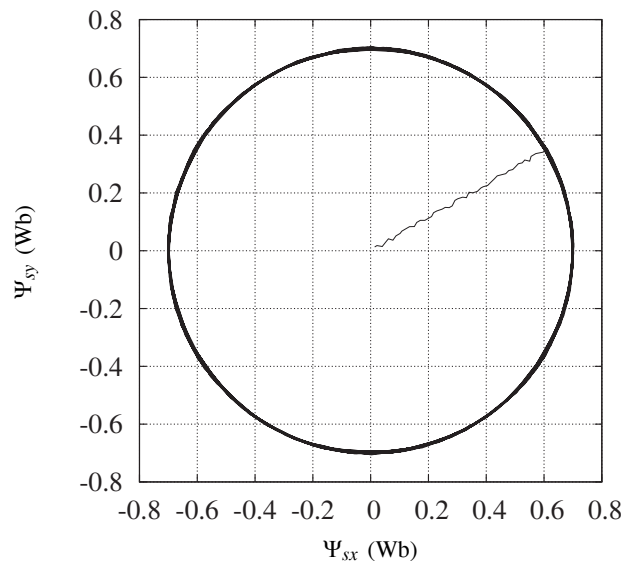


Figura 6. Flujo del estator obtenido en la simulación.

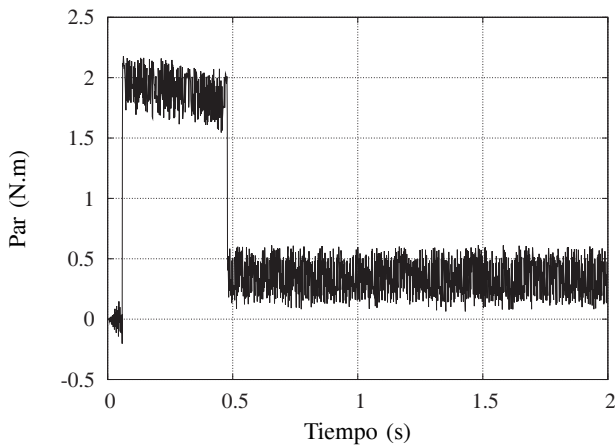


Figura 7. Par eléctrico obtenido en la simulación.

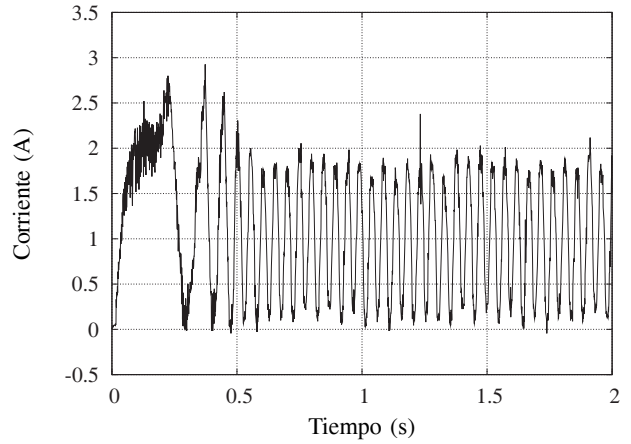


Figura 10. Corriente de estator en la fase 'a' de la máquina de inducción obtenida experimentalmente.

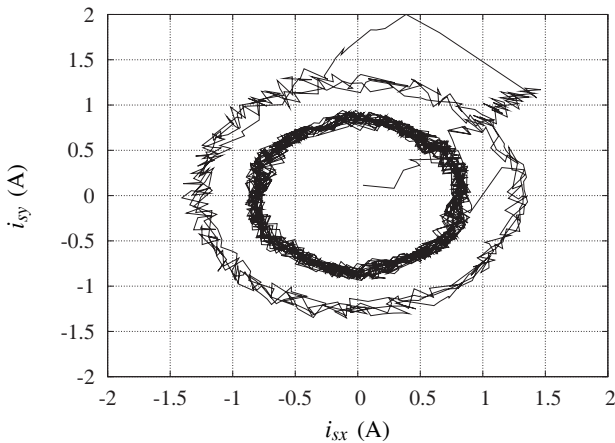


Figura 8. Vector de corriente del estator obtenido en la simulación.

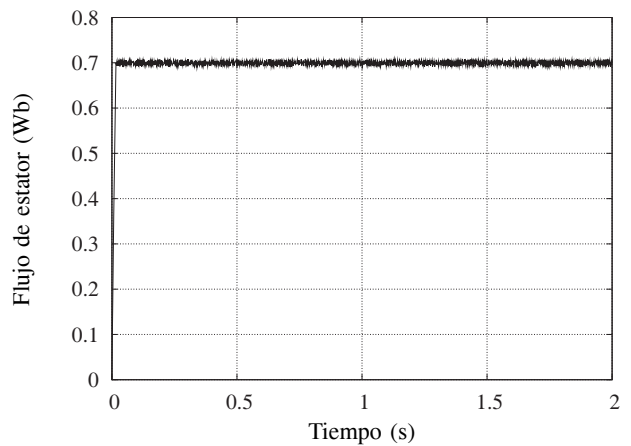


Figura 11. Magnitud del flujo obtenido experimentalmente.

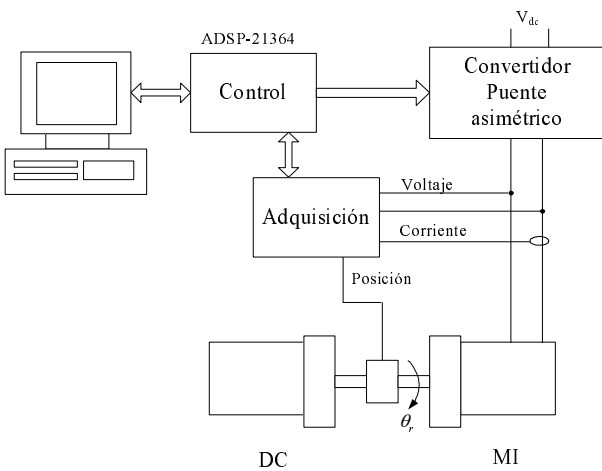


Figura 9. Diagrama de la plataforma de Pruebas.

obtenido es similar al obtenido en el caso de la simulación, con un nivel de rizado ligeramente superior. La Fig. 11 muestra la magnitud del flujo de estator y la Fig. 12 muestra el vector espacial de flujo de estator, donde el nivel de rizado es similar al obtenido en las simulaciones. Este resultado en el flujo se debe a la característica tipo pasa bajos de la máquina de inducción, la cual suaviza la señal de flujo de estator. En las Figs. 13 y 14 se muestra el par eléctrico y el vector espacial de corriente de estator respectivamente. 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 del sistema y los parámetros utilizados en la simulación, especialmente los correspondientes a la parte mecánica.

## V. CONCLUSIONES

Los resultados de las simulaciones y pruebas experimentales demuestran la posibilidad de utilizar el convertidor unipolar en configuración de puente asimétrico para el control de la máquina de inducción. Este

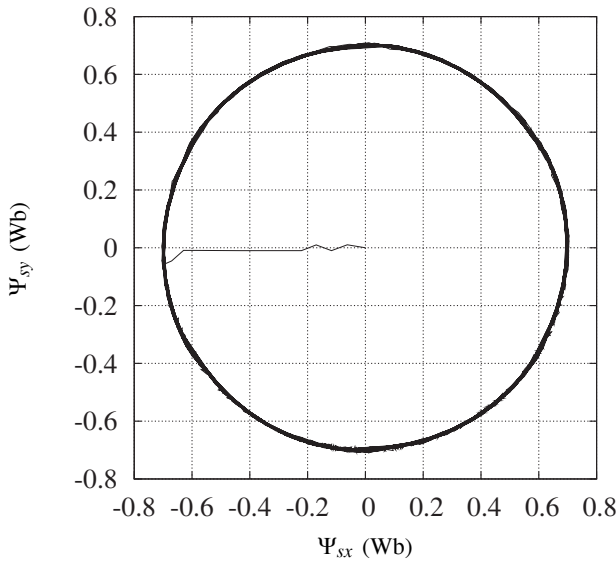


Figura 12. Flujo del estator obtenido experimentalmente.

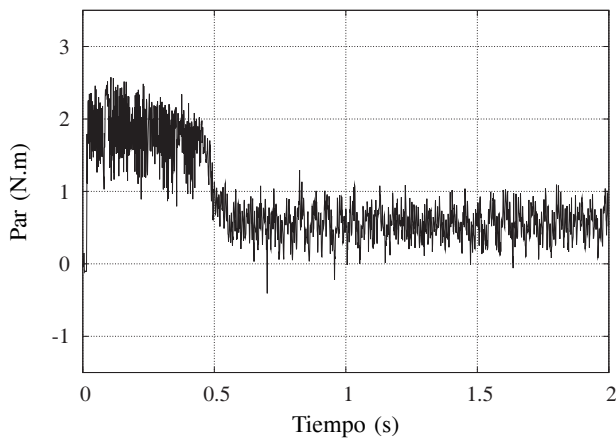


Figura 13. Par eléctrico obtenido experimentalmente.

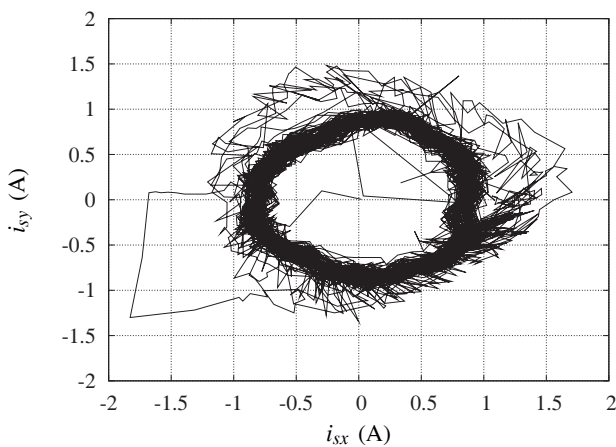


Figura 14. Vector de corriente del estator obtenido experimentalmente.

convertidor es menos propenso a fallos ya que debido a su configuración no es posible establecer un cortocircuito directo entre las barras de alimentación. Esto lo hace robusto ante ambientes hostiles, con mucho ruido eléctrico. La aplicación del principio de DTC a este convertidor, utilizando los seis vectores básicos del DTC clásico, ofrece una respuesta satisfactoria, con un rizado de flujo reducido, tanto en las simulaciones como en los resultados experimentales. Como puede observarse en las figuras 6, 8, 12 y 14, los vectores espaciales de flujo y corriente obtenidos con el convertidor son circulares y están centrados en el origen de coordenadas. Sin embargo, la componente de corriente continua necesaria para la operación del convertidor incrementa la corriente RMS, reduciendo de este modo la potencia nominal.

REFERENCIAS

- [1] Welchko, B. Lipo, T, *Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of features, Cost, and Limitations.* IEEE Transo on power electronics " , Vol 19, No 4, Julio 2004.
- [2] Takahashi I., Noguchi T., *A new quick-respond and high-efficiency 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. Millan, A., *Platform III: A new version for the integrated test system for AC machine drives performance analysis.* Devices, Circuits and Systems, Proceedings of the Fourth IEEE International Caracas Conference on. 2002
- [4] Cheok A.D., Fukuda, Y., *A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives.* IEEE Transactions on power electronics, Vol. 17, No 4, Jul 2002, pp. 543-557.
- [5] Vas, P., *Sensorless Vector and direct torque control de induccion 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.