

NUEVO CONTROL DE CORRIENTE PARA MOTORES DE C.A. CON BAJA ONDULACIÓN DE CUPLA

Benedetti, Mario. ^{*,**}
Fernández Rovira, Joaquín ^{*,***}
Sanfelice, Ricardo G. ^{*,****}

^{*} *L.I.C., Universidad Nacional de Mar del Plata*

^{**} *benedetti@fi.mdp.edu.ar*

^{***} *juaco@fi.mdp.edu.ar*

^{****} *rgsanfe@fi.mdp.edu.ar*

Resumen: En este trabajo se presenta una estrategia de control que además de minimizar la ondulación de cupla electromagnética en un 50 % respecto del control de corriente por histéresis de dos niveles, reduce la complejidad del mismo en cuanto a necesidades de recursos de hardware y software. Esta reducción en complejidad trae aparejada una mayor velocidad de respuesta, no aumenta las pérdidas de conmutación y minimiza las perturbaciones y vibraciones sobre la carga del motor. Los resultados de simulación y experimentación son analizados.

Abstract: In this paper a current-control strategy for AC induction motors is presented, that besides of minimizing the electromagnetic torque ripple in 50 % respect to the two-level hysteresis current-control, reduces the complexity of the same one as far as hardware and software resources. This complexity reduction causes a higher speed response, doesn't increase the commutation losses, and minimizes the perturbations and vibrations on the load of the motor. The simulation results and experimentation are analyzed.

Palabras Clave: Motor de inducción, control de corriente, PWM, vectores espaciales, control óptimo.

1. INTRODUCCIÓN

El motor de inducción de corriente alterna (MI) es la máquina eléctrica más utilizada en la industria debido a que presenta (Sobrevila, n.d.):

- Construcción simple y robusta.
- Rangos de velocidad y potencia amplios.
- Mantenimiento casi nulo, dada la ausencia de escobillas.
- Alto rendimiento.

En las aplicaciones donde la velocidad o la posición del MI deben ser controladas en un amplio intervalo, se requiere un sistema de control sofisticado. Este tipo de controladores combinan electrónica de potencia con hardware y software de control complejos.

De todas las técnicas de control para motores de inducción que existen hoy en día, la técnica más utilizada es la que usa la realimentación de corriente debido a que aporta una notable simplificación de la planta a controlar (Vas, 1990).

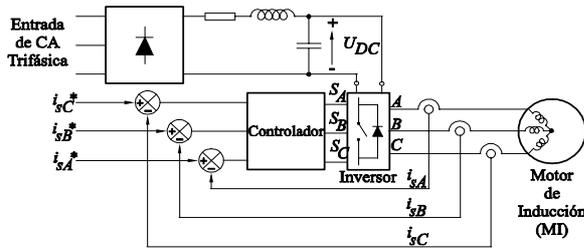


Figura 1. Sistema de control de corriente con inversor de tensión.

Los controles de corriente para motores de inducción (CCMI) que se utilizan actualmente constan de un DSP o un microprocesador de alta velocidad, el cuál supervisa a un inversor, que alimenta al MI (Kazmierkowski and Malesani, 1998). Existen dos tipos de perturbaciones sobre la cupla generada por el motor:

1. Debido a que el inversor esta formado por transistores que trabajan en conmutación, sólo se dispone de un número limitado de estados, a partir de los cuales se generará la tensión deseada mediante la técnica de PWM. Aprovechando la característica pasabajo del MI, dicha tensión es filtrada, aunque no completamente. Esto se traduce en rizado de corriente y a su vez en una ondulación de cupla de alta frecuencia generada por el motor
2. La estrategia de control utilizada provoca también un rizado de más baja frecuencia. Esta perturbación no llega a ser filtrada por el MI, traduciéndose en una ondulación de corriente que a su vez culmina en ondulación de cupla electromagnética. Este último se visualiza en la carga del motor como vibraciones y perturbaciones indeseadas en el movimiento.

Por tal razón, este parámetro (la perturbación de cupla) es fundamental a la hora de analizar la calidad de un CCMI. En este trabajo se presenta un nuevo método de control de corriente que minimiza el rizado de cupla electromagnética, a la vez que minimiza la complejidad del controlador para obtener una respuesta suave libre de perturbaciones sobre la carga del mismo.

2. CONTROL DE CORRIENTE CON BAJA ONDULACIÓN DE CUPLA

Los controladores de corriente para motores de inducción presentan una topología como la dada en la figura 1. Mediante una red de rectificación y filtrado se alimenta a un inversor de tensión con una tensión de continua U_{DC} , y así poder generar la tensión necesaria para el funcionamiento del MI. El controlador de corriente supervisa al inversor de tensión en función del error de corriente

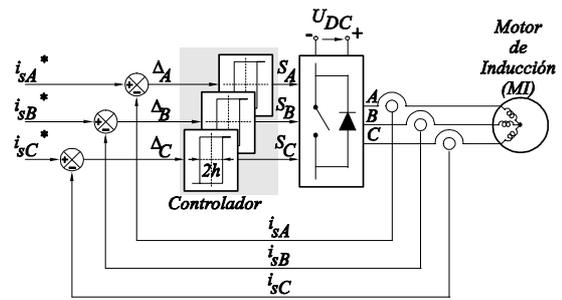


Figura 2. Control de corriente con tres comparadores de dos niveles.

obtenido a partir de la comparación entre las corrientes sensadas y las corrientes de referencia. La performance del sistema depende de las características que posea dicho controlador.

Uno de los primeros trabajos en control de corriente para motores de inducción fue el realizado por Plunkett (Plunkett, 1979). En este trabajo se presenta un CCMI del tipo por histéresis de dos niveles el cual se muestra en la figura 2. Este CCMI se caracteriza por presentar velocidad de respuesta alta y complejidad baja pero el error en régimen permanente no se mantiene dentro de los valores programados y el rizado de corriente y de cupla electromagnética son elevados ya que no tiene ninguna estrategia de control óptimo (Bose, 1997).

Otro tipo de CCMI es el orientado en campo que se muestra en la figura 3. En esta categoría de controles de corriente se utiliza la orientación en campo rotórico para desacoplar al MI y facilitar así su control. En estos sistemas, gracias a la orientación en campo se puede controlar al motor por medio de dos entradas, una de control de cupla, i_{sq} , y otra de control de flujo, i_{sd} , lo que simplifica mucho al control de corriente (DeDonckner and Novotny, 1994). Este CCMI reduce el error en régimen permanente, aumenta la velocidad de respuesta y disminuye el rizado de cupla electromagnético pero a cambio de una gran complejidad determinada por el cambio a coordenadas de campo para realizar el desacoplamiento del MI, la estimación de variables y todos los cálculos que el control involucra.

Sería óptimo obtener un control de corriente con la baja complejidad que tiene el control por histéresis de dos niveles y con la efectividad de reducción del rizado de cupla electromagnético que otorga la orientación en campo. Se desarrolla un CCMI con un mínimo de complejidad y prestaciones similares a las de orientación en campo.

2.1 Orientación en coordenadas $\alpha\beta$

Existen varios métodos para estudiar el comportamiento transitorio de las máquinas eléctricas, por

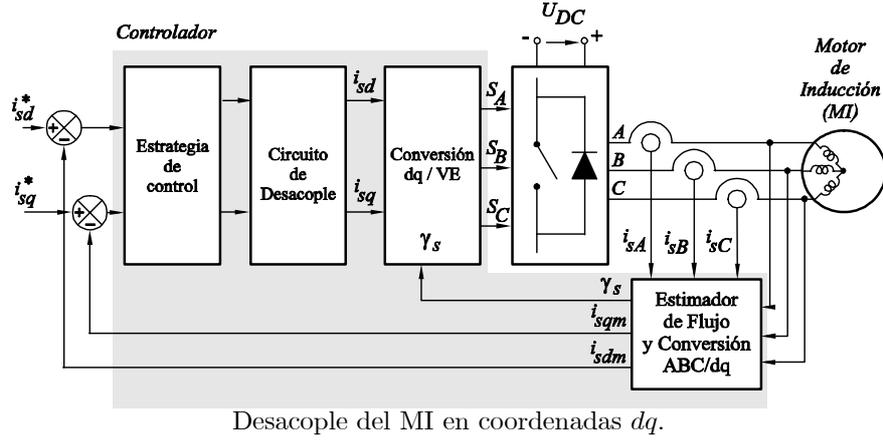


Figura 3. Desacople del MI en coordenadas dq .

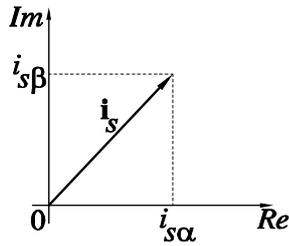


Figura 4. Representación de la corriente estática como un vector espacial. Sistema de coordenadas $\alpha\beta$

ejemplo, el cálculo matricial y el método vectorial. El método vectorial es un método simple y preciso, el cual permite visualizar los fenómenos físicos que explican el funcionamiento de las máquinas eléctricas (Holtz, 1996). Por tal razón, para poder simplificar el número de corrientes a dos, se representa a la corriente estática del MI como un vector espacial como se muestra en la figura 4 (Vas, 1992).

Matemáticamente, la representación de la corriente estática como un vector espacial se expresa en función de las corrientes de fase como:

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3} (i_{sA} + a i_{sB} + a^2 i_{sC}) \quad (1)$$

donde

$$a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$$

i_{sA}, i_{sB}, i_{sC} corrientes de fase trifásicas

Descomponiendo al vector espacial \mathbf{i}_s en dos componentes, $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$, se obtiene un sistema de coordenadas de dos variables. La conversión entre las coordenadas trifásicas (i_{sA}, i_{sB} e i_{sC}) y las coordenadas $\alpha\beta$ ($i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$) es directa y se efectúa de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Esta conversión de coordenadas reduce el número de variables a controlar a dos y define así el tratamiento matemático de la estrategia de control a emplear en el nuevo control de corriente.

2.2 Control de corriente propuesto

Dado que el parámetro que se desea minimizar mediante el CCMI propuesto es la ondulación de cupla electromagnética generada por el MI, primeramente se analiza de qué variable es función dicha magnitud. En un MI la cupla electromagnética viene dada por (Leonhard, 1990):

$$T_e(t) = \frac{2}{3} l_m \text{Im} \left[\mathbf{i}_s(t) [\mathbf{i}_r(t) e^{j\varepsilon}]^* \right] \quad (4)$$

donde

- T_e cupla electromagnética generada
- \mathbf{i}_s corriente estática
- \mathbf{i}_r corriente rotórica
- ε ángulo entre el estator y el rotor
- l_m inductancia mutua

De la ecuación anterior se observa que para reducir la ondulación de cupla electromagnética del MI se debe reducir la ondulación de la corriente estática y rotórica. De ambas corrientes, se tiene control sólo sobre la corriente estática y de esta manera se puede utilizar un controlador de corriente para reducir el rizado presente en la misma debido a las conmutaciones del inversor. Un inversor de tensión es un dispositivo formado básicamente por llaves que conmutan en función

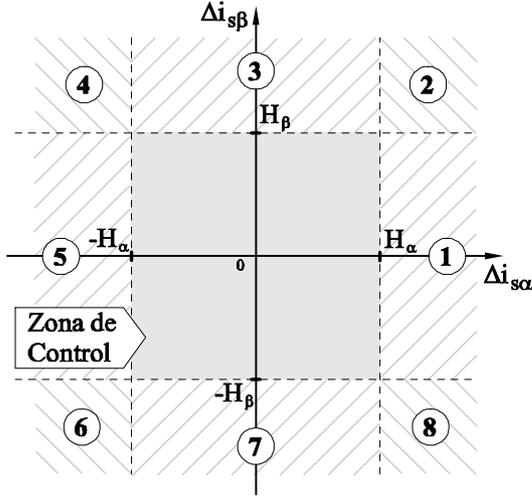


Figura 5. Plano $\alpha\beta$ con zona de control y zonas de decisión.

de sus entradas de control S_A , S_B y S_C ; generando así las tensiones necesarias para el funcionamiento del motor. Por consiguiente, los vectores espaciales posibles de aplicar se reducen a ocho (u_0 , u_1 , u_2 , u_3 , u_4 , u_5 , u_6 y u_7) (Bose, 1997). Esto reduce notablemente la complejidad del sistema ya que existen sólo 8 combinaciones posibles de operación del inversor.

Se encuentra que la reducción del rizado de corriente es mayor cuanto mayor tiempo se aplica el vector espacial nulo (u_0 o u_7), ya que el MI queda en condición libre y no se producen conmutaciones que aumenten el rizado de corriente.

Debido a que se convertirán las mediciones de las corrientes trifásicas a corrientes bifásicas por medio de la conversión a coordenadas $\alpha\beta$ explicada en la sección 2.1, las corrientes de referencias también serán en coordenadas $\alpha\beta$. Por consiguiente, el error de corriente en cada coordenada viene determinado por:

$$\Delta \mathbf{i}_s = \Delta i_{s\alpha} + j \Delta i_{s\beta} \quad (5)$$

$$\Delta i_{s\alpha} = i_{s\alpha}^* - i_{s\alpha} \quad (6)$$

$$\Delta i_{s\beta} = i_{s\beta}^* - i_{s\beta} \quad (7)$$

donde

- $i_{s\alpha}^*$ corriente de referencia en coordenadas α
- $i_{s\alpha}$ corriente medida en coordenadas α
- $i_{s\beta}^*$ corriente de referencia en coordenadas β
- $i_{s\beta}$ corriente medida en coordenadas β

Para que estos errores se mantengan acotados dentro de unos valores máximos predeterminados (H_α y H_β para cada una de las coordenadas), el controlador debe actuar para corregir y mantener el error dentro de la zona de control. (zona sombreada de la figura 5)

Cuadro 1. Definición de las zonas de decisión.

Error de corriente			Nº Zona
$\Delta i_{s\alpha} > H_\alpha$	y	$-H_\beta < \Delta i_{s\beta} < H_\beta$	Zona 1
$\Delta i_{s\alpha} > H_\alpha$	y	$\Delta i_{s\beta} > H_\beta$	Zona 2
$\Delta i_{s\beta} > H_\beta$	y	$-H_\alpha < \Delta i_{s\alpha} < H_\alpha$	Zona 3
$\Delta i_{s\beta} > H_\beta$	y	$\Delta i_{s\alpha} < -H_\alpha$	Zona 4
$\Delta i_{s\alpha} < -H_\alpha$	y	$-H_\beta < \Delta i_{s\beta} < H_\beta$	Zona 5
$\Delta i_{s\alpha} < -H_\alpha$	y	$\Delta i_{s\beta} < -H_\beta$	Zona 6
$\Delta i_{s\beta} < -H_\beta$	y	$-H_\alpha < \Delta i_{s\alpha} < H_\alpha$	Zona 7
$\Delta i_{s\beta} < -H_\beta$	y	$\Delta i_{s\alpha} > H_\alpha$	Zona 8

Cuando el vector de error $\Delta \mathbf{i}_s$ se encuentre dentro de la zona de control, cuyas dimensiones son $2H_\alpha$ y $2H_\beta$, el controlador debe aplicar al MI el vector espacial nulo para lograr reducir así el rizado. En cualquier otra condición el controlador debe aplicar los vectores espaciales que hagan que la corriente ingrese lo más rápido posible a la zona de control para luego volver a aplicar el vector nulo. Para identificar en qué región del plano se encuentra el vector de error de corriente, se divide al mismo en ocho zonas numeradas de 1 a 8, llamadas zonas de decisión, como se muestra en la figura 5 con rayas grises. Las zonas de decisión se definen en la tabla 1.

El problema de la identificación de la zona en la cual se encuentra el error de corriente se puede resolver mediante un comparador de tres niveles. Es decir, colocando un comparador de tres niveles en cada coordenada se puede codificar por medio de dos variables de control, x_α y x_β la zona que el vector espacial de error se encuentra. Debido a que se requiere de este comparador especial, las señales de control pueden adoptar los valores -1 , 0 ó 1 . La característica de los comparadores utilizados para determinar la zona de decisión actual se presenta en la figura 6.

Las entradas a cada comparador son $\Delta i_{s\alpha}$ y $\Delta i_{s\beta}$, señales de error entre la corriente de referencia y la corriente del MI. Se puede observar en la característica de los comparadores que cuando la corriente se encuentra dentro de la zona de control, el valor de la señal de control es cero. Si ambas señales de control adoptan este valor, el vector espacial que se aplica es el vector nulo, cumpliendo así con la estrategia planteada para

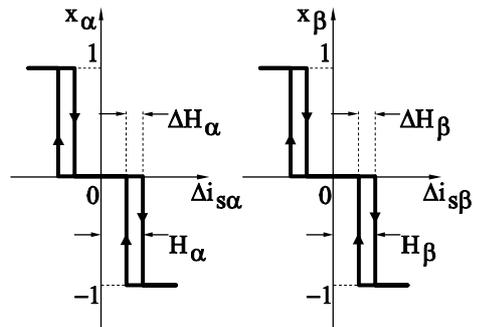


Figura 6. Característica de los comparadores

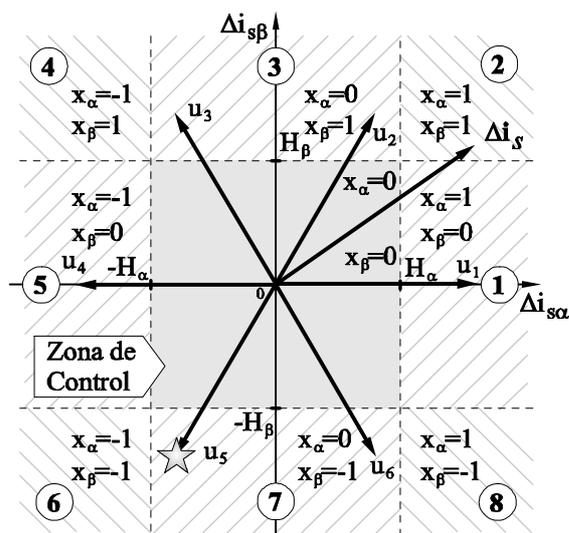


Figura 7. Caso particular de conmutación óptima.

la reducción del rizado de cupla electromagnética. Además, la característica propuesta para los comparadores presenta histéresis al ingresar a la zona de control. Esto evita que se produzcan conmutaciones erróneas o múltiples conmutaciones en los extremos de la zona. El ancho de histéresis está determinado por ΔH_α y ΔH_β , como se indica en la figura 6.

Para determinar que vector espacial aplicar en cada condición de las señales de control de forma de minimizar el rizado cuando el error cae fuera de la zona de control, se debe determinar qué vector produce que el sistema entre en la zona de control lo más rápidamente posible para luego aplicar cualquiera de los vectores nulos, u_0 ó u_7 , según convenga para reducir el número de conmutaciones. Esto se puede visualizar en la figura 7, donde se representan todos los vectores posibles (u_0 a u_7) y se observa la condición cuando el vector de error se encuentra en la zona 2 ($x_\alpha = 1, x_\beta = 1$). En esta condición se ve que es necesario aplicar el vector u_5 ya que es el vector que más rápidamente llevará a $\Delta \mathbf{i}_s$ a la zona de control. Suponiendo que el error ingresa luego a la zona 1, es necesario aplicar el vector u_4 , y así sucesivamente hasta que el error entre a la zona de control.

Siguiendo el análisis de las señales de control se obtiene la tabla 2 para todas las condiciones.

Mediante esta estrategia de control, la corriente en la coordenada α se mantiene dentro de la banda establecida por $i_{s\alpha}^* \pm H_\alpha$ y la corriente en la coordenada β se mantiene dentro de la banda establecida por $i_{s\beta}^* \pm H_\beta$.

El sistema de control de corriente completo se presenta en la figura 8.

Cuadro 2. Selección de vectores espaciales.

Zona	x_α	x_β	Vector Espacial
6	-1	-1	u_2
5	-1	0	u_1
4	-1	1	u_6
7	0	-1	u_3
control	0	0	u_0, u_7
3	0	1	u_6
8	1	-1	u_3
1	1	0	u_4
2	1	1	u_5

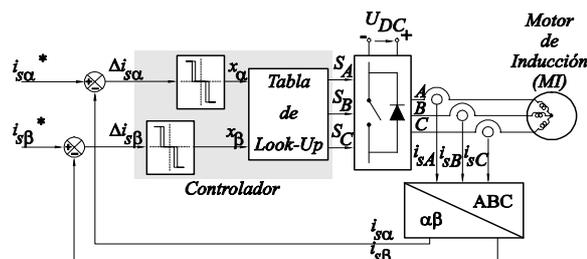


Figura 8. Topología del CCMI propuesto

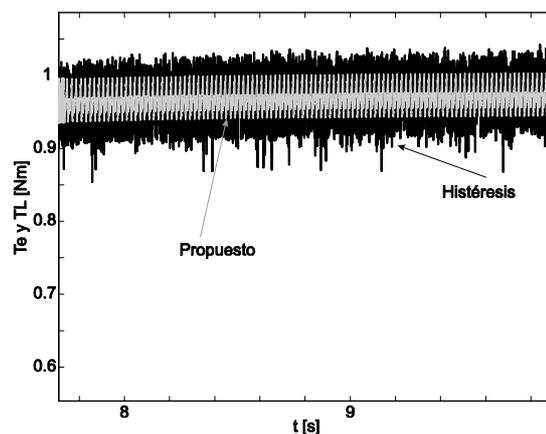


Figura 9. Comparación entre la cupla electromagnética generada por el CCMI por histéresis y el propuesto.

Como se puede observar, la conexión al MI se realiza directamente a la salida del inversor de tensión. En este punto se sensan las corrientes trifásicas y se realiza la conversión de trifásica a bifásica mediante la ecuación (2). Luego se calculan las señales de error $\Delta i_{s\alpha}$ y $\Delta i_{s\beta}$ mediante los dos restadores a la entrada las que finalmente ingresan al controlador, cerrando así el lazo.

3. RESULTADOS

Se realizó la simulación por computadora del nuevo control de corriente y se lo comparó con el control de corriente por histéresis de dos niveles (Plunkett, 1979), obteniendo los gráficos de cupla electromagnética que se muestran en la figura 9 para los dos sistemas.

Cuadro 3. Comparación de los resultados obtenidos.

Parámetro	CCMI	Histéresis de dos niveles	Propuesto
Complejidad		Muy Baja	Baja Tabla $9 \times 2 \times 2$
Ripple de torque		0,154 N m	0,061 N m
Porcentaje de ripple de torque		80 %	42 %

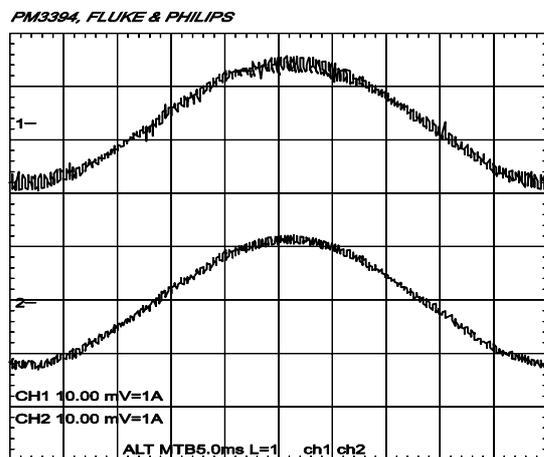


Figura 10. Corrientes de fase A obtenidas en la experimentación. (CH1) CCMI por histéresis de dos niveles, (CH2) CCMI propuesto.

Ambos gráficos se obtuvieron bajo las mismas condiciones de simulación. Los resultados se comparan en la tabla 3 para una más fácil visualización. La reducción de rizado obtenida con el nuevo método confirma así la efectividad del controlador propuesto. Esta reducción de rizado se debe principalmente a que el controlador tienen una estrategia de control que aplica el vector espacial u_0 con preponderancia sobre todos los otros vectores espaciales, dejando al motor en estado libre el mayor tiempo posible y eligiendo óptimamente el vector espacial que regresa al vector de error de corriente a la zona de control.

La reducción obtenida del rizado de corriente estática es aproximadamente 50% y el mismo porcentaje de reducción se refleja en la cupla electromagnética dada la relación existente entre cupla y corriente en la ecuación (4). Todo esto se obtiene sin aumentar la complejidad ni disminuir la velocidad de respuesta.

Se implementó el sistema con un MI de 1CV y el kit de desarrollo ADMC401-ADVKIT reproduciéndose en forma práctica las simulaciones y en la figura 10 se muestran los resultados, observándose que cumple satisfactoriamente con lo esperado.

4. CONCLUSIONES

El nuevo control de corriente reduce significativamente el rizado de cupla electromagnética res-

pecto del control por histéresis de dos niveles (Plunkett, 1979). Los resultados de las simulaciones evidencian la reducción del rizado y validan el nuevo método de control. Además se mantuvo la complejidad del controlador en un mínimo, siendo necesario dos comparadores de tres niveles con doble histéresis y una tabla de look-up de $9 \times 2 \times 2$.

REFERENCIAS

- Bose, B.K. (1997). *Power Electronics and Variable Frequency Drives - Technology and Applications*. IEEE Press.
- DeDonckner, R. W. and D.W. Novotny (1994). The universal field oriented controller. *IEEE Transactions On Industrial Applications* **30**(1), 92-100.
- Holtz, Joachim (1996). On the spatial propagation of transient magnetic fields in AC machines. *IEEE Transactions On Industry Applications* **32**, 927-936.
- Kazmierkowski, M.P. and L. Malesani (1998). Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. *IEEE Transactions On Industrial Electronics* **45**, 691-700.
- Leonhard (1990). *Control of Electrical Drives*. Spriengler. Berlin-Heiderlberg-New York.
- Plunkett, A. B. (1979). A current controlled PWM transistor inverted drive. *IEEE-IAS, Ann. Mtg., Conf. Rec.* pp. 785-792.
- Sobrevila (n.d.). *Cons. Industrial de la Energía Eléctrica, Tomo I Y II*.
- Vas, Peter (1990). *Vector Control of AC Machines*. Oxford Science Publications.
- Vas, Peter (1992). *Electrical Machines and Drives - A Space Vector Theory Approach*. Oxford Science Publications.