

**DEVELOP ADVANCE IN NEW STRATEGIES FOR ELECTRIC MACHINE CONTROL
BASE ON DTC****AVANCES EN EL DESARROLLO DE NUEVAS ESTRATEGIAS DE CONTROL
BASADAS EN DTC PARA MAQUINAS ELECTRICAS****PhD. María Isabel Giménez de Guzmán****Universidad Simón Bolívar, Caracas, Venezuela**

Grupo de Sistemas Industriales de Electrónica de Potencia GSIEP

Tel.: (+58) 212 906 3677, Fax: (+58) 212 906 3631

E-mail: mgimenez@usb.ve

Abstract: The integration of the existent developments in the areas as power electronics devices (as IGBTs), digital systems for supervision and control (microcontrollers, DSPs), new control procedures (Fuzzy Logic) and new electric machine control strategies (as Direct Torque Control, DTC), they allow us to develop novel applicable systems to the control of different electric machines. The Power Electronic Industrial Systems Group (GSIEP) of the Simón Bolívar University is currently working in several of these systems. To carry out the experimental tests, the GSIEP has developed a modular system called as Platform III whose description is presented in this paper.

Resumen: La integración de los desarrollos existentes en las áreas de dispositivos electrónicos de potencia (IGBTs), sistemas digitales para supervisión y control (microcontroladores, DSPs), nuevos procedimientos de control (Lógica Difusa) y nuevas estrategias aplicables al control de máquinas (Control Directo de Par, DTC), nos permiten desarrollar novedosos sistemas aplicables al control de diferentes máquinas eléctricas. El Grupo de Sistemas Industriales de Electrónica de Potencia (GSIEP) de la Universidad Simón Bolívar está trabajando actualmente en varios de estos sistemas. Para realizar las pruebas experimentales, el GSIEP ha desarrollado un sistema modular llamado Plataforma III, cuya descripción se presenta.

Keywords: DTC, Fuzzy Logic, Induction motor, Reluctance motor, Matrix controllers.

1. INTRODUCCION

El desarrollo de las estrategias de control para máquinas eléctricas surge de la necesidad de contar con sistemas industriales en los que sea posible controlar con precisión tanto la respuesta estática como dinámica de las máquinas utilizadas.

Inicialmente se utilizaron los motores DC, ya que en ellos es posible regular con precisión e independencia tanto la corriente de estator como la del rotor, lo cual se traduce en el control independiente del flujo magnético y del par, dando lugar a una excelente respuesta tanto estática como dinámica. Las máquinas AC presentan varias ventajas en lo que se refiere a su robustez, bajo costo y pocos requerimientos de mantenimiento,

pero los sistemas de control para las máquinas AC resultan mucho más complejos y costosos, debido a que el motor de inducción puede considerarse como una planta de control multivariable altamente no lineal, y lo mismo ocurre con las máquinas síncronas como los motores de reluctancia, los cuales presentan polos salientes tanto en el estator como en el rotor.

Con el advenimiento de los sistemas de control electrónicos se desarrollaron nuevas estrategias de control para los motores de inducción, comenzando por el control escalar, pero esta estrategia tiene un rango de velocidad limitado y poco preciso, y a bajas velocidades presenta una pobre respuesta dinámica del par.

En los años 70, Blaschke [1] presentó el Control por Campo Orientado para los motores de inducción (MI), que controla de forma independiente el flujo del rotor y el par desarrollado, pero su desempeño depende de la precisión con la que se conocen los parámetros del modelo del MI.

A mediados de los años 80 se propuso una nueva técnica para controlar el par de las máquinas AC, el Control Directo de Par (*Direct Torque Control* o DTC) [2]. En esta estrategia, las conexiones de los interruptores del puente inversor se seleccionan a fin de actuar sobre el vector de voltaje del estator para controlar directamente el flujo del estator y el par desarrollado por la máquina. Ahora bien, con este esquema se tiene un alto rizado de par aplicado al motor y un rápido crecimiento de la corriente durante el arranque del motor o cuando se modifica la referencia del flujo del estator.

Una de las técnicas de control que está teniendo cada vez mayor grado de aplicación en los sistemas de Electrónica de Potencia es la Lógica Difusa (*Fuzzy Logic*), ya que sus principios se adaptan perfectamente a las estrategias que hay que emplear en este tipo de sistemas altamente no lineales. En este trabajo se presentan dos nuevas configuraciones, basadas en Lógica Difusa, para reducir los efectos no deseados del control DTC sobre los motores de inducción.

Por otra parte, la estrategia DTC también resulta adecuada para manejar motores de reluctancia [3], ya que se obtiene una rápida respuesta dinámica de estas máquinas mientras se mantienen los rizados del flujo y del par dentro de límites pre-establecidos. Ahora bien, el rizado de flujo y de par

junto con el rizado que se presenta en la corriente, constituyen unas de las desventajas de esta estrategia de control, por lo que se han buscado distintas soluciones. Para el caso de los motores de reluctancia (RSM), Li et al [4] presentaron un método para el diseño de un controlador difuso de estructura variable (*Variable Structure Fuzzy Controller* o VSFC) que es fácil de ajustar, es robusto y lo más importante, su estabilidad está asegurada. El segundo desarrollo presentado en este trabajo es un esquema DTC modificado para SRM utilizando un VSFC a fin de obtener un alto grado de regulación del flujo y del par.

Finalmente, uno de los temas que no se ha tratado tan profusamente en la literatura pero que puede tener una utilidad significativa es el uso de los Convertidores Matriciales para controlar máquinas AC. Este tipo de convertidores son capaces de generar directamente las formas de onda de salida requeridas, utilizando las señales alternas disponibles a la entrada de dicho convertidor, sin necesidad de emplear enlaces DC ni filtros DC en el lazo de potencia.

El DTC también puede aplicarse a este tipo de convertidores para controlar los MI. A fin de reducir el rizado del par y la magnitud de la corriente de arranque, puede utilizarse el error de par para seleccionar el vector de voltaje de salida apropiado para el convertidor matricial, técnica presentada en el último caso de este trabajo.

Para poder realizar los experimentos necesarios a fin de probar las nuevas estrategias de control, el Grupo de Sistemas Industriales de Electrónica de Potencia (GSIEP) de la Universidad Simón Bolívar desarrolló un sistema de prueba modular, denominado Plataforma III, que puede adaptarse a una gran cantidad de experimentos. En la última parte del trabajo se realiza la presentación de este sistema.

2. NUEVA ESTRATEGIA DTC PARA MOTORES DE INDUCCION UTILIZANDO UN CONTROLADOR DE LOGICA DIFUSA

La representación de la máquina de inducción utilizando vectores espaciales en un sistema de referencia estacionario está dada por las ecuaciones (1)-(3).

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ -R_r L_m / L_r & R_r - j\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s - L_m^2 / L_r & L_m \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_s \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$t = \frac{L_m}{L_s} (i_{sy} \Psi_{rx} - i_{sx} \Psi_{ry}) \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = t - t_L \quad (3)$$

Cuando se aplica la estrategia DTC, el estado de los interruptores del inversor debe determinarse en función del valor actual del vector espacial del flujo y de la acción de control requerida. La tabla de selección de los interruptores se obtiene dividiendo el área de localización de los posibles vectores espaciales del flujo del estator en seis sectores. El vector espacial del voltaje de estator óptimo se codifica entonces dependiendo del sector donde se encuentra el vector espacial del flujo del estator y la acción que se quiere ejercer: aumentar o disminuir la magnitud del flujo del estator y aumentar o disminuir el par eléctrico. Dado que cada una de las tres fases del motor puede conectarse al rail positivo o al negativo, hay ocho combinaciones posibles, de las cuales dos de ellas (todas las fases a positivo o todas a negativo) corresponden al estado en que no se ejerce acción sobre el vector espacial de flujo. Por lo tanto el DTC básico cuenta con siete estados disponibles para el vector espacial del voltaje de estator. Despreciando la resistencia del estator, el cambio en el flujo del estator depende fundamentalmente del voltaje de estator aplicado, y de acuerdo al algoritmo de DTC original [5], puede obtenerse un incremento en el par eléctrico con un cambio angular rápido del flujo del estator en la dirección de rotación. Con estas premisas se obtiene la tabla de selección mostrada en la tabla 1. La aplicación directa de esta tabla produce la aparición de sobrecorrientes muy elevadas durante el arranque de la máquina.

Tabla 1. Tabla de conmutación del voltaje de estator

$\Delta \Psi_s $	$\Delta\tau_e$	S(1)	S(2)	S(3)	S(4)	S(5)	S(6)
+	+	\bar{v}_{21}	\bar{v}_{22}	\bar{v}_{23}	\bar{v}_{24}	\bar{v}_{25}	\bar{v}_{26}
	0	\bar{v}_{27}	\bar{v}_{28}	\bar{v}_{29}	\bar{v}_{30}	\bar{v}_{31}	\bar{v}_{32}
	-	\bar{v}_{33}	\bar{v}_{34}	\bar{v}_{35}	\bar{v}_{36}	\bar{v}_{37}	\bar{v}_{38}
-	+	\bar{v}_{41}	\bar{v}_{42}	\bar{v}_{43}	\bar{v}_{44}	\bar{v}_{45}	\bar{v}_{46}
	0	\bar{v}_{47}	\bar{v}_{48}	\bar{v}_{49}	\bar{v}_{50}	\bar{v}_{51}	\bar{v}_{52}
	-	\bar{v}_{53}	\bar{v}_{54}	\bar{v}_{55}	\bar{v}_{56}	\bar{v}_{57}	\bar{v}_{58}

2.1 Nuevo esquema propuesto

Para mejorar la respuesta de todo el sistema, puede usarse un controlador de Lógica Difusa (Fuzzy Logic Controller, FLC) como el mostrado en la figura 1. El FLC actúa sobre la magnitud del voltaje seleccionado mediante la tabla de conmutación para mantener la corriente del estator por debajo de un límite prefijado. El sistema FLC empleado es un controlador de orden cero tipo Takagi-Sugeno [6] que cuenta con tres entradas: la magnitud de la corriente de estator, el valor absoluto del error del par eléctrico y la magnitud del voltaje de flujo. La tabla 2 muestra los conjuntos de reglas, obtenidos heurísticamente, que se usan para modular la magnitud del voltaje de estator.

2.2 Simulaciones

Las simulaciones se realizaron en lenguaje C y se ejecutaron en el DSP de Plataforma III, cuya descripción se encuentra al final del trabajo.

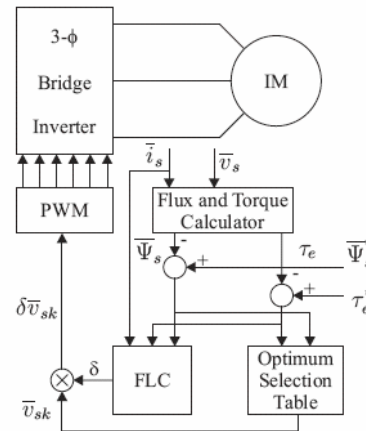


Fig. 1. DTC con controlador de Lógica Difusa

Tabla 2. Conjunto de reglas para modular la magnitud del voltaje del estator

$ \Psi_s $ Small	$ i_s $			$ \Psi_s $ Large	$ i_s $				
	S	M	L		S	M	L		
$ \Delta\tau_e $	S	M	Z	Z	$ \Delta\tau_e $	S	M	S	S
	M	M	M	Z		M	M	M	S
	L	L	M	Z		L	L	L	M

Los parámetros utilizados en las simulaciones son los siguientes: VDC-link = 100 V; Rs = 1.04 Ω; Rr = 1.3 Ω; Lm = 662 mH; Ls = Lr = 14 mH. Se define un período de control de 100 μSeg.

La referencia de par se obtiene de un control PI del lazo de velocidad y está limitada a ± 20 Nm. La referencia de velocidad es 100 rad/seg. Se utiliza una portadora PWM de doble pendiente generada digitalmente con una resolución de siete bits. La máquina se simula en coordenadas *a, b*.

El resultado más significativo es la evolución de las corrientes de estator para el DTC clásico y el DTC-FLC propuesto, presentadas en la figura 2, donde se puede observar la capacidad de regulación de la corriente máxima que tiene el DTC-FLC.

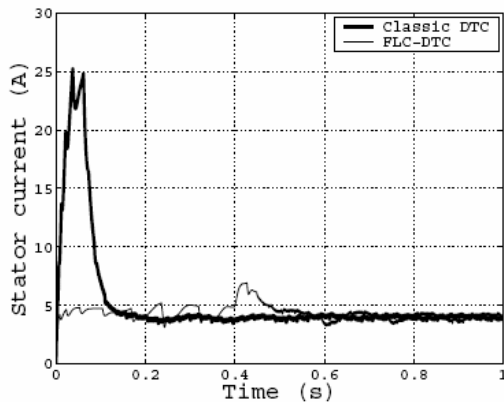


Fig. 2. Corriente en el estator para ambos esquemas

2.3 Resultados experimentales

Los resultados experimentales se obtuvieron utilizando el sistema Plataforma III mencionado anteriormente. La figura 3 muestra la corriente de estator para ambos esquemas, donde puede observarse la capacidad de limitación real del esquema DTC-FLC. Estos resultados siguen las simulaciones realizadas, corroborando la validez de las mismas. El trabajo completo está en [7].

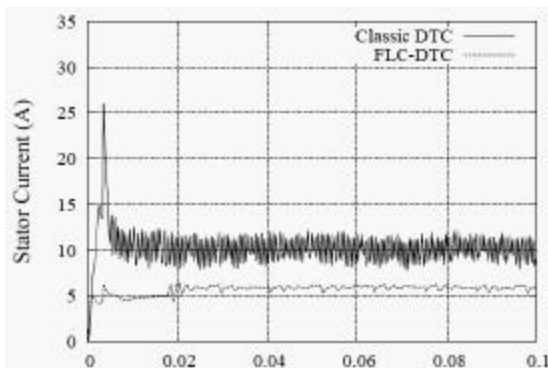


Figura 3. Resultados experimentales de la corriente del estator

3. SEGUNDA ESTRATEGIA DTC UTILIZANDO UN SISTEMA DE INFERENCIA DIFUSO PARA CONTROLAR MOTORES DE INDUCCIÓN

La figura 4 presenta el nuevo esquema de control propuesto, en el que se aplica modulación del ancho del pulso (PWM) para incrementar arbitrariamente el número de estados que puede presentar el vector espacial, permitiendo lograr un mejor desempeño del sistema al seleccionar inteligentemente, mediante la aplicación de un Sistema de Inferencia Difuso (SID), el siguiente estado, con el objetivo fundamental de limitar la corriente de estator. La diferencia fundamental con el esquema anterior es el énfasis en el cálculo de la magnitud y el ángulo del vector espacial del voltaje del estator. Como puede observarse, en este esquema no hay un bloque dedicado a la tabla del DTC, ya que su aplicación se encuentra embebida en la operación del SID, el cual controla el flujo de estator, el par eléctrico y el valor máximo de la corriente de estator, por lo que sus entradas son el error de flujo (ϵ_{ψ_s}), el error de par (ϵ_{τ}), y la magnitud de la corriente de estator (i_s).

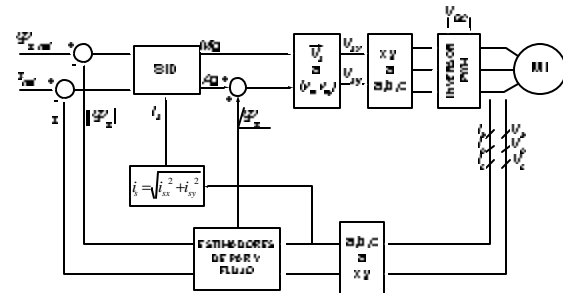


Fig. 4. Nuevo esquema de control con Sistema de Inferencia Difuso

El universo de discurso para la variable ϵ_{ψ_s} es $(-0,1;0,1)$, y para ϵ_{τ} es $(-0,3;0,3)$, ambos divididos en cinco niveles, mientras que el universo de discurso de la magnitud de la corriente es $(0;i_{s,max})$ y está dividido solo en dos niveles. Las salidas del SID son la magnitud (Mg) y la corrección de fase (Ag) del vector de estator que se aplicará en el siguiente ciclo de control. El valor Ag se suma al ángulo del flujo de estator para obtener el ángulo del voltaje de estator. El SID es un controlador de orden cero tipo Takagi-Sugeno, con salidas constantes. El ángulo Ag se determina mediante la ecuación (4) y se aplica para calcular el voltaje de estator utilizando las ecuaciones (5) y (6). Los voltajes de referencia SV-PWM se obtienen

aplicando la transformación $x, y - a, b, c$. Las relaciones entre las entradas y salidas del SID se expresan en forma matricial aplicando reglas heurísticas, basándose en las posibles escogencias mostradas en la figura 5.

$$A_g = \frac{\sum_{i=1}^N W_i C_i}{\sum_{i=1}^N W_i} \quad (4)$$

$$V_{st} = M_g \cos(A_g + \Psi_s) \quad (5)$$

$$V_{st} = M_g \cos(A_g + \Psi_s) \quad (6)$$

Para la magnitud M_g se toman en cuenta las tres entradas, por lo que se necesita una matriz de tres dimensiones, desdoblada en dos matrices de dos dimensiones, presentadas en las tablas 3 y 4. La variable M_g tiene tres salidas posibles cuyos valores se muestran en la tabla 5. Para el ángulo Ψ_s solo se toman en cuenta los errores de flujo y par, por lo que las reglas están dadas por la matriz de dos dimensiones de la tabla 6.

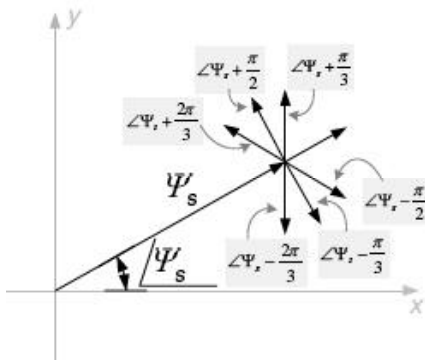


Fig. 5. Vector de flujo de estator y posibles escogencias para la fase del vector de voltaje

Tabla 3. Matriz de reglas para la magnitud del voltaje de estator cuando i_s es pequeña

		ϵ_{Ψ_s}				
		NL	NS	Z	PS	PL
ϵ_{τ}	NL	L	L	M	L	L
	NS	L	M	S	M	L
	Z	S	Z	Z	Z	S
	PS	L	M	S	M	L
	PL	L	L	M	L	L

La simulación de esta estrategia de control se efectuó utilizando el Procesador Digital de Señales de Plataforma, con los parámetros del motor presentados en la tabla 7. Inicialmente se hizo una

prueba aplicando un escalón de par de 4.0 N.m en $t=0$ sin introducir limitación de corriente y se analizó la respuesta del par y la evolución del flujo para un valor de referencia de 0.8 Wb, donde el rizado de flujo es prácticamente inapreciable. El resultado más significativo es la respuesta de la corriente al introducir una limitación de 10 A, que se muestra en la figura 6. El trabajo completo se encuentra en [8].

Tabla 4. Matriz de reglas para la magnitud del voltaje de estator cuando i_s es grande

		ϵ_{Ψ_s}				
		NL	NS	Z	PS	PL
ϵ_{τ}	NL	Z	Z	Z	Z	Z
	NS	Z	Z	Z	Z	Z
	Z	Z	Z	Z	Z	Z
	PS	Z	Z	Z	Z	Z
	PL	Z	Z	Z	Z	Z

Tabla 5. Matriz de reglas para el ángulo del vector

		ϵ_{Ψ_s}				
		NL	NS	Z	PS	PL
ϵ_{τ}	NL	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{3}$
	NS	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{3}$
	Z	0	0	0	0	0
	PS	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$
	PL	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$

Tabla 6. Rangos de valores para las salidas de la magnitud de voltaje

Output Sets			
Z	S	M	L
0.0	0.2	0.5	1.0

Tabla 7. Parámetros del motor de inducción

R_s	R_r	L_{ls}	L_{lr}	L_m	J
1.486 Ω	1.3 Ω	14mH	14mH	662mH	0.089

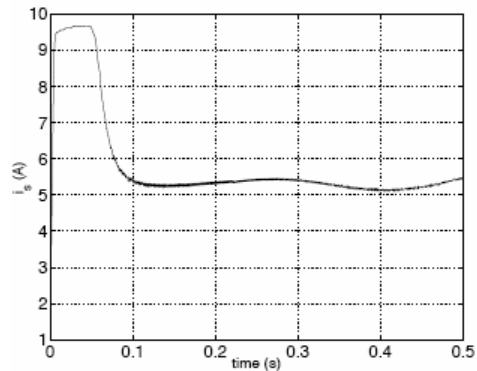


Fig. 6. Limitación de corriente a 10 A

4. DTC PARA MOTOR DE RELUCTANCIA CONMUTADA USANDO UN SID DE ESTRUCTURA VARIABLE

El siguiente punto a tratar es un esquema de control para el motor de reluctancia conmutada, que combina los principios de control directo de par, modulación del vector espacial y control difuso de estructura variable, con lo que se obtiene un actuador sencillo y robusto de alto desempeño. Los resultados de las simulaciones muestran que este esquema reduce significativamente el rizado de flujo, de corriente y de par cuando el motor opera en estado estacionario. Adicionalmente, se obtiene una buena respuesta dinámica ante variaciones de demanda de par.

La técnica DTC puede aplicarse al SRM, de forma que el flujo y el par se controlen directamente a través del voltaje de estator. El esquema ofrece las ventajas del DTC para el motor de reluctancia y, comparado con otros métodos convencionales, reduce el rizado de par a una banda de histéresis. Para mejorar la respuesta del SRM controlado con del DTC clásico, se ha desarrollado un esquema DTC para el motor de reluctancia conmutada, basado en un controlador difuso de estructura variable (VSFC) el cual regula el flujo de estator y el par con mayor robustez, utilizando modulación del vector espacial de voltaje. El esquema DTC puede implementarse con controladores a lazo cerrado que calculen el vector de voltaje requerido, el cual se puede sintetizar por medio de PWM [9]. La figura 7 muestra el nuevo esquema de control propuesto para el SRM.

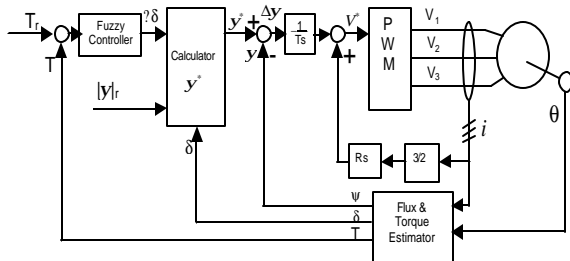


Fig. 7. Esquema de control DTC-VSFC para el motor SRM

El par se controla acelerando o desacelerando el vector de flujo de estator, para lo cual el controlador genera el incremento en el ángulo del vector de flujo de estator $\Delta\delta$, el cual se suma a la posición del flujo de estator δ a fin de determinar el vector de flujo de estator de referencia por medio de

$$(7)-(8). \\ \mathbf{y}_x^* = |\mathbf{y}|_{ref} \cos(\Delta\mathbf{d} + \mathbf{d}) \quad (7)$$

$$\mathbf{y}_y^* = |\mathbf{y}|_{ref} \sin(\Delta\mathbf{d} + \mathbf{d}) \quad (8)$$

El vector de voltaje de estator que se aplica en el próximo período de control se determina a partir de la ecuación del voltaje de estator (9), que en cuya forma discreta está dada por (10). El voltaje de estator requerido se transforma nuevamente para obtener los voltajes de referencia de cada fase, que se sintetizan utilizando PWM.

$$\vec{V} = R_s \cdot \vec{i} + \frac{d\vec{y}}{dt} \quad (9)$$

$$\vec{V}^* = \left(\frac{\vec{y}^* - \vec{y}}{T_s} \right) + R_s \cdot \vec{i} \quad (10)$$

Los sistemas de control de estructura variable en modo deslizamiento fueron propuestos por Utkin en 1977 [10]. Su operación se basa en emplear un esfuerzo de control para llevar el sistema hacia una superficie de deslizamiento y luego conmutar sobre esta superficie hasta alcanzar el objetivo del control. Los enfoques de control basados en lógica difusa presentan una operación similar, pero son más robustos. La figura 8 muestra el diagrama en bloques para el controlador difuso de tercer orden utilizado en este trabajo. La superficie de conmutación se obtiene de forma jerárquica utilizando una base de reglas de dos dimensiones.

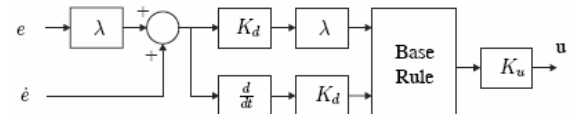


Fig. 8. Controlador difuso de estructura variable de tercer orden

4.1 Resultados de las Simulaciones

Para simular el sistema se desarrolló un modelo del motor de reluctancia utilizando las características no lineales del motor [11]. Las simulaciones se realizaron utilizando el Procesador Digital de Señales de Plataforma, tanto para el DTC original como para el esquema propuesto. El flujo de referencia es de 0.35 Wb y el comando de par es de 0.8 N.m, mientras que la frecuencia de muestreo es de 20 kHz. Los resultados más significativos son los presentados en las figuras 9 y 10, donde se puede observar el rizado del par para ambos esquemas.

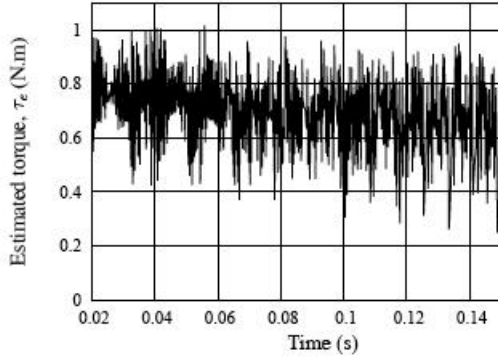


Fig. 9. Par eléctrico con el DTC convencional

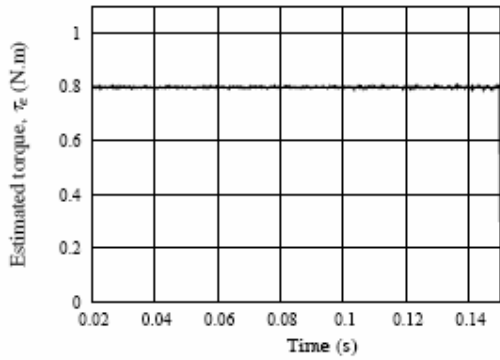


Fig. 10. Par eléctrico con el DTC-VSFC

Se comprobó también que la respuesta permanece prácticamente inalterada cuando se introduce una variación de 60% entre los parámetros de la máquina y los del modelo, lo cual demuestra que el control propuesto es robusto, una de las principales características del DTC convencional que se desea preservar. El trabajo completo se encuentra en [12].

5. APLICACION DEL DTC A LOS MOTORES DE INDUCCIÓN UTILIZANDO CONVERTIDORES MATRICIALES

Los convertidores matriciales son un arreglo de nueve interruptores bi-direccionales que conforman una matriz 3x3, como se muestra en la figura 11. El convertidor matricial conecta su entrada a la fuente trifásica y su salida al motor de inducción, eliminando la necesidad de componentes pasivos intermedios [13]. Por razones evidentes de seguridad, en la operación del CM es imprescindible evitar las combinaciones que producen cortocircuitos en el convertidor y también las que producen circuitos abiertos para la corriente de carga.

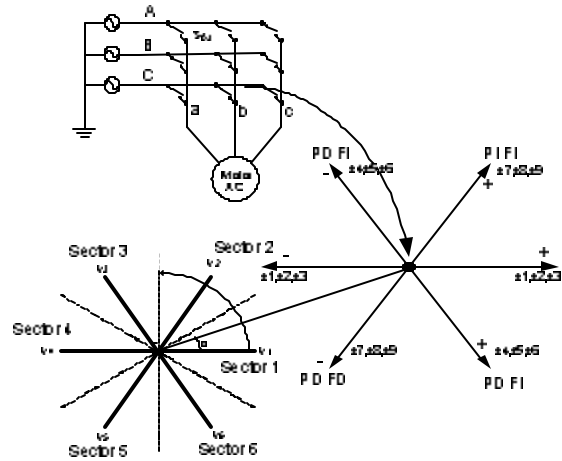


Fig. 11. Convertidor matricial

Si se definen los estados posibles para cada conmutador bidireccional como se indica en (11), las restricciones de seguridad se cumplen si solo se aceptan los estados que cumplan con la condición expresada en (12).

$$S_{Kj} = \begin{cases} 1, \text{conmutador } S_{Kj} \text{ cerrado} \\ 0, \text{conmutador } S_{Kj} \text{ abierto} \end{cases} \quad K = \{A, B, C\} \quad j = \{a, b, c\} \quad (11)$$

$$S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \quad j = \{a, b, c\} \quad (12)$$

En el CM existen veintisiete modos de conexión permitidos, clasificados en tres grupos. El grupo 1 está formado por seis vectores rotantes, que no son útiles para este proceso de control. El grupo 2 está formado por dieciocho vectores espaciales que no rotan, pero varían su magnitud en el tiempo y tienen una dirección determinada, conduciendo a seis direcciones en el plano geométrico, como se muestra en la figura 11. El grupo 3 está formado por tres vectores de magnitud cero.

El diseño del controlador DTC aplicado a CM se basa en la selección acertada de los vectores que cumplan con los requerimientos que permitan guiar el flujo del estator y lograr simultáneamente la regulación del par a partir de la técnica de vectores espaciales.

Para la aplicación del control, la corriente del estator se mide directamente. Las variaciones del par están determinadas por el ángulo α , cuyo valor está controlado por el vector de voltaje del estator. Este esquema de control desacopla el módulo del vector de flujo del estator y el par eléctrico, mediante una cuidadosa selección de las componentes tangencial

y radial del vector espacial de flujo del estator. Estas componentes son directamente proporcionales a las componentes tangencial y radial del vector espacial de voltaje del estator. La tabla 8 presenta la selección óptima para el controlador DTC, utilizando los vectores del MC identificados como ± 123 , ± 456 y ± 789 .

Tabla 8. Selección óptima de vectores para DTC aplicado a MC

	Te	S1	S2	S3	S4	S5	S6
Ψ_+	+	$\pm 789+$	$\pm 456-$	$\pm 123-$	$\pm 789-$	$\pm 456+$	$\pm 123+$
	0	V0	V0	V0	V0	V0	V0
	-	$\pm 456+$	$\pm 123+$	$\pm 789+$	$\pm 456-$	$\pm 123-$	$\pm 789-$
Ψ_-	+	$\pm 456-$	$\pm 123-$	$\pm 789-$	$\pm 456+$	$\pm 123+$	$\pm 789+$
	0	V0	V0	V0	V0	V0	V0
	-	$\pm 789-$	$\pm 456-$	$\pm 123+$	$\pm 789+$	$\pm 456-$	$\pm 123-$

La figura 12 presenta el esquema propuesto para aplicar DTC a un convertidor matricial. Se utilizan dos lazos de realimentación, uno para el flujo del estator y otro para el par electromagnético. El lazo de control del par proporciona la información necesaria para determinar el vector espacial que tiene la mejor influencia sobre el par. Para aplicar la técnica de DTC se requiere la estimación del flujo y del par. Esto se realiza midiendo al menos dos corrientes del estator y la tensión aplicada al estator. El módulo del par y del flujo del estator se estiman mediante un algoritmo que contempla el modelo de la máquina en coordenadas dq .

Las estimaciones se comparan con sus correspondientes valores deseados y el error resultante alimenta a los comparadores de histéresis de tres niveles para el par y de dos niveles para el flujo del estator. Luego de pasar por los comparadores de histéresis, el error del módulo del flujo del estator puede tomar dos valores y el error del par puede tomar tres. Las salidas de los errores del flujo del estator y del par se usan, junto con la posición del flujo del estator, para alimentar la tabla de selección de vectores. La posición del flujo del estator se divide en seis sectores. De acuerdo con el esquema propuesto, los módulos de los errores del flujo del estator y del par electromagnético tenderán a restringirse dentro de sus respectivas bandas de histéresis. Ahora bien, como en el CM hay tres configuraciones de conmutadores para

cada una de las regiones definidas, a fin de seleccionar la mejor combinación de conmutadores, se incluye como entrada del MC la señal de error de par y la demanda del factor de desplazamiento. Adicionalmente se limita la corriente del estator para evitar los picos de corriente durante el arranque y en los cambios de demanda de flujo.

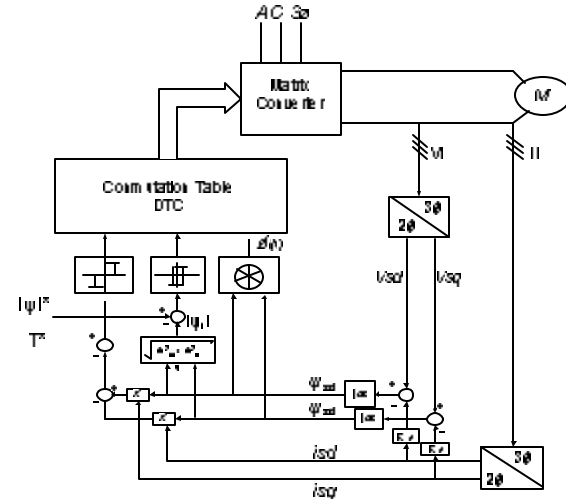


Fig. 12. Sistema DTC aplicado al convertidor matricial

5.1 Resultados de la Simulación Digital

Con el objeto de probar la técnica de control directo de par en las máquinas de inducción alimentadas por un convertidor matricial, se utilizó un Procesador Digital de Señales ADSP-21364. El convertidor matricial se simula como un arreglo de nueve conmutadores bidireccionales ideales, con las veintiuna combinaciones permitidas, lo cual produce dieciocho vectores espaciales de magnitud variable y tres vectores en el origen de magnitud cero.

Se analizaron tres casos: DTC con referencia de par $T_{ref} = 20$ N.m y par de la carga de $T_L = 2$ N.m; DTC con referencia de $T_{ref} = 20$ N.m y lazo de realimentación de velocidad; y DTC con referencia de par $T_{ref} = 20$ N.m y cambio a $T_{ref} = -20$ N.m con par de la carga $T_L = 20$ N.m, comprobándose que el funcionamiento del sistema es satisfactorio. La figura 13 presenta uno de los resultados más significativos: el comportamiento del par en función del tiempo para el segundo caso, en el que el efecto de la realimentación del lazo de velocidad hace que el par se mantenga constante, independientemente de la velocidad mecánica.

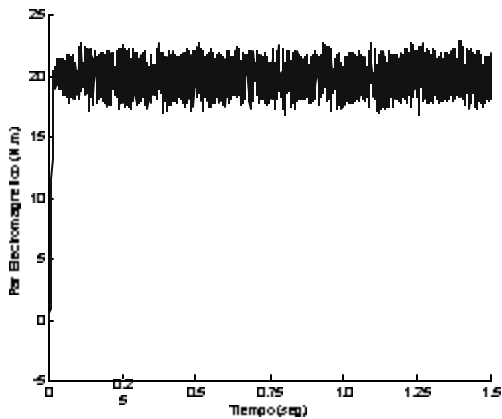


Fig. 13. Curva de par vs tiempo para una referencia $T_{ref} = 20 \text{ N.m}$

Para todos los casos, el flujo de estator está controlado durante todo el ciclo de operación dentro de la banda de histéresis, como se muestra en la figura 14, que corresponde al tercer caso. En todas las simulaciones se consideró que se cuenta con un sistema de alimentación trifásico ideal, balanceado, de 280V a 60Hz, y que los parámetros del motor de inducción la son: $L_m = 0.662 \text{ H}$; $L_{lr} = L_{ls} = 0.014 \text{ H}$; $L_s = L_m + L_{ls}$; $L_r = L_m + L_{lr}$; $R_r = 1.3 \ \Omega$; $R_s = 1.04 \ \Omega$, $J = 0.089 \text{ Kg.m}^2$; $B = 0.001 \text{ Kg.m}^2.\text{seg}$. El trabajo completo se encuentra en [14].

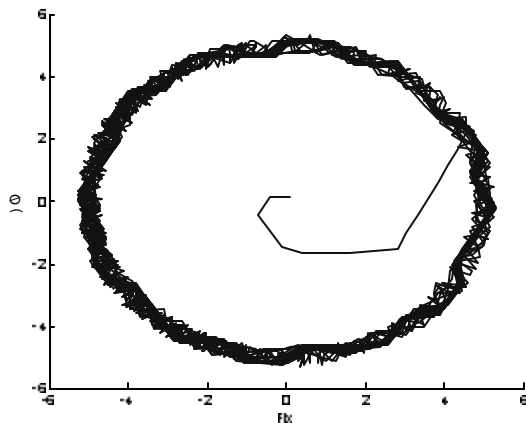


Fig. 14. Flujo de estator en el plano geométrico, para un cambio de par electromagnético de $T_{ref} = 20 \text{ N.m}$ a $T_{ref} = -20 \text{ N.m}$, con $T_i = 20 \text{ N.m}$

6. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA DE PRUEBAS PLATAFORMA III

“Plataforma III” es la tercera versión del sistema de pruebas desarrollado por el Grupo GSIEP de la Universidad Simón Bolívar [15]. Es un sistema

modular, flexible e instrumentado, con el que pueden realizarse experimentos de simulación y validación dinámica de diferentes estrategias de control.

Cada módulo de Plataforma está constituido por tres bloques: El Sistema de Potencia, en el que se encuentra un convertidor trifásico tipo puente diseñado con IGBTs y los correspondientes circuitos de manejo para estos dispositivos electrónicos; el Sistema de Instrumentación, integrado por sensores efecto Hall para medir dos corrientes y un voltaje, y los correspondientes circuitos de procesamiento de las señales medidas; y la etapa de Control, conformada por un Procesador Digital de Señales, ADSP-21061, el cual se programa utilizando el compilador suministrado por el propio fabricante, en una PC compatible. El archivo ejecutable se carga en el DSP a través de una interfaz serial, y cuando la operación termina, la información adquirida por el DSP se grafica utilizando GNU PLOT.

En la tercera versión de Plataforma se realizaron mejoras en la etapa de instrumentación y se incluyó la posibilidad de utilizar un módulo como carga dinámica, controlando el par eléctrico de un motor DC conectado como carga. De esta forma, para estudiar por ejemplo el comportamiento de un motor de inducción ante una nueva estrategia, considerando diferentes cargas y tomando en cuenta el efecto del sistema sobre la línea de alimentación, puede implementarse un sistema con tres módulos: uno para el rectificador controlado que se conecta a la línea, otro para el inversor que maneja el motor de inducción, y un tercero para controlar el motor DC que emula la carga del sistema. Si no se quiere utilizar un rectificador controlado, algunos de los módulos cuentan también con puentes rectificadores con diodos.

La figura 15 presenta el esquema que se implementó para la primera estrategia presentada, el cual incluye el MI, controlado por una Plataforma configurada como inversor y alimentada por un rectificador no controlado, y el motor DC utilizado como carga, controlado por otra Plataforma configurada como troceador (*chopper*). El sistema de control, que incluye la tarjeta del DSP y toda la circuitería asociada se encuentra sobre la mesa de laboratorio.

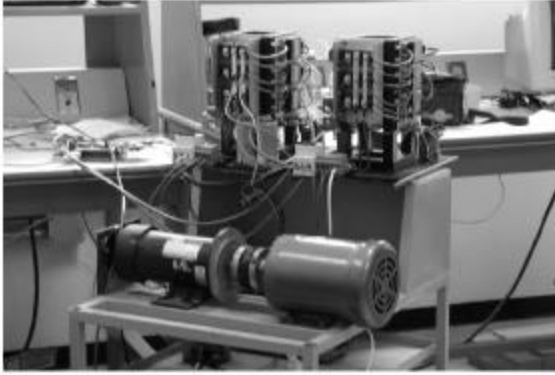


Fig. 15. Configuración de Plataforma III para las pruebas del sistema con la nueva estrategia DTC para motores de inducción utilizando un Controlador de Lógica Difusa

7. CONCLUSIONES

La aplicación de la técnica DTC en combinación con algoritmos de Control de Lógica Difusa ofrece grandes posibilidades de optimización de los sistemas de control para diferentes máquinas eléctricas. El Grupo GSIEP está perfeccionando diferentes aplicaciones, utilizando como base de pruebas el Sistema Plataforma III desarrollado por sus integrantes.

REFERENCIAS

- [1] Blaschke, F. "A New Method for the Structural Decoupling of A.C. Induction Machines". Conf. Rec. IFAC, Duesseldorf, Germany, Oct. 1971.
- [2] Takahashi, I, Noguchi, T. "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol IA-22, N° 5, Sept./Oct. 1986, pp. 820-827.
- [3] A. D. Cheok, Y. Fukuda. "A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, N° 4, Jul 2002, pp. 543-557.
- [4] H.X. Li, H.B. Gatland, A.W. Green. "Fuzzy Variable Structure Control", IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, Part B, Vol 27, No. 2, April 1997, pp. 306-312.
- [5] Matsuo, T., Lipo, T.A. "A rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, 1985.
- [6] Takagi T., Sugeno M., "Fuzzy identification of system and its application to modelling and control", IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, Vol. SMC-15, No. 1, Jan-Feb. 1985.
- [7] Restrepo, J., Viola, J., Ortega, M., Guzmán, V.M., Giménez, M.I. "A Fuzzy PWM Direct Torque Control of Induction Machines for Current Limitation and Reduced Torque Ripple". Proc. 11th European Conf. on Power Electronics and Appl., EPE 2005, C.D.
- [8] Viola, J, Restrepo, J., Guzmán, V.M., Giménez, M.I., "Direct Torque Control of Induction Motors using a Fuzzy Inference System for Reduced Ripple Torque and Current Limitation", Proc. 12th Int. Power Elect. And Motion Cont. Conf., EPE-PEMC 2006, C.D.
- [9] Tang L. et al. "A Novel direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive with low ripple in flux and torque and fixed switching frequency", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol 19, No 2, Mar 2004, pp. 346-354.
- [10] Utkin V.I. "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Transactions on Automatic control, Vol AC-22, Feb. 1977. pp. 212-222.
- [11] Cabello, A. Restrepo J. et al. "Modelo dinámico de la máquina de reluctancia conmutada para simulaciones en procesadores digitales de señales", Universidad, Ciencia y Tecnología, Vol. 10, Marzo 2006
- [12] Cabello, A., Restrepo, J., Guzmán, V.M., Giménez, M.I., Lara, J. "Direct Torque Control for the Switched Reluctance Machine using a Variable Structure Fuzzy Controller", Proc. 41st Int. Univ. Power Eng. Conf., UPEC 2006, C.D.
- [13] A. Alesina and M. Venturini, "Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis", IEEE Trans. on Circuits and Systems Vol. Cas-28 No.4, April 1981, pp. 319-330.
- [14] Lara, J., Cabello, A., Guzmán, V.M., Giménez, M.I., Restrepo, J. "Induction Motor Direct Torque Control using Matrix Converters", Proc. 41st Int. Univ. Power Eng. Conf., UPEC 2006, C.D.
- [15] Giménez, M.I., Restrepo, J., Millán, A., Guzmán, V.M, Viola, J., Aller, J.M., Bueno, A. "Nuevos desarrollos para el sistema Plataforma III", Memorias IV Congreso Venezolano de Ingeniería Eléctrica, CVIE 2004, vol. 2, pp. 475 – 480.