

TÉCNICA COMBINADA DE CONTROL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN SIN SENSORES DE VELOCIDAD

J. M. ALLER¹, A. BUENO², J. A. RESTREPO³, V. M. GUZMÁN³ Y M. I. GIMÉNEZ³

¹ Universidad Simón Bolívar, Dpto. de Conversión y Transporte de Energía, Apartado 89000
Valle de Sartenejas, Edo. Miranda, Caracas 1080A, Venezuela.

² Universidad Simón Bolívar, Dpto. de Tecnología Industrial, Camurí Grande
Edo. Vargas, Naiguatá, Venezuela.

³ Universidad Simón Bolívar, Dpto. de Electrónica y Circuitos, Apartado 89000
Valle de Sartenejas, Edo. Miranda, Caracas 1080A, Venezuela.

Recibido: Mayo de 2003

Revisado y recibido en forma final: Junio de 2004

RESUMEN

En este trabajo se presenta un esquema de control directo de par para la máquina de inducción. La estimación de la velocidad del rotor se realiza utilizando el modelo de campo orientado. Se utilizan métodos espectrales tiempo-frecuencia para una estimación precisa de la velocidad, a partir de la información contenida en la corriente estatórica. Combinando estas técnicas de estimación, se obtiene una adaptación precisa de la constante de tiempo del rotor T_r . El método propuesto reduce la dependencia de los parámetros del modelo de la máquina de inducción en el controlador, y elimina la necesidad de sensores de velocidad en el eje mecánico. Las características de control dinámico alcanzadas con esta técnica son comparables a las obtenidas utilizando sensores ópticos de velocidad.

Palabras Claves: Máquina de inducción, estimación de velocidad, campo orientado, control directo de par, tiempo-frecuencia.

HYBRID CONTROL OF INDUCTION MACHINE WITHOUT SPEED SENSORS.

ABSTRACT

In this paper, a Direct Torque Control (DTC) scheme for the induction machine is presented. The rotor speed estimation is performed using the field oriented model. Time frequency spectral methods are used for accurate speed estimation, using the stator current information. Combining these estimation techniques, a precise T_r adaptation in real time is achieved. The proposed method reduces parameter dependence of the induction machine model in the controller, and removes the need for a speed sensor in the mechanical shaft. The dynamic control performance achieved with this technique is comparable to the one obtained using optical encoders.

Keywords: Induction machine, speed estimation, direct torque control, field-oriented, time-frequency.

INTRODUCCIÓN

Durante las últimas décadas, el control de la máquina de inducción utilizando las transformaciones a vectores espaciales y a campo orientado ha sido desarrollado en profundidad (Blaschke, 1972, Leonhard, 1985). Con esta técnica, los controladores de velocidad y posición de la máquina de inducción han reproducido, en buena medida, el comportamiento dinámico de los accionamientos utilizados en las máquinas de corriente continua. La principal limitación práctica, al utilizar este método de control consiste en la dependencia de los parámetros que describen el modelo de la máquina de inducción en las transformaciones de coordenadas que requiere el controlador. Estos parámetros varían principalmente durante la operación del convertidor electromecánico debido a

cambios en la temperatura y al grado de saturación magnética. Muchos autores (Garcés, 1980, Bellini et al., 1980, Moons & B. Moor, 1995, Aller & Bueno, 1997) han propuesto varias técnicas de estimación paramétricas en tiempo real para reducir los problemas de los controladores y mejorar la respuesta dinámica de estos sistemas. Depenbrock propuso y patentó el Direct Selft Control (DSC) (Depenbrock, 1985). Esta técnica reduce considerablemente la dependencia del controlador de velocidad con los parámetros del modelo de la máquina de inducción. Takahashi y Noguchi propusieron una estrategia de control similar al DSC denominada control directo de par (DTC) (Noguchi & Takahashi, 1986). El control directo de par se fundamenta en una tabla de activación para un puente inversor que utiliza una estrategia que combina un control *bang-bang* con compara-

dores de histéresis de dos y tres niveles que permiten ajustar el enlace de flujo magnético del estator de la máquina de inducción y el par eléctrico instantáneo con sus respectivas referencias. El control directo de par mejora las características dinámicas de los controladores de velocidad de la máquina de inducción y reduce la dependencia de la variación de los parámetros durante la operación (Nash, 1997).

Los controladores de velocidad y/o posición de la máquina de inducción requieren lazos de realimentación de estas variables mecánicas. Por esta razón, es una práctica frecuente utilizar sensores mecánicos acoplados directamente al eje del rotor. En las últimas décadas, un gran número de investigadores han centrado sus esfuerzos en resolver el problema de la medición de velocidad angular del rotor sin utilizar sensores mecánicos (Riese, 1997, Cameron et al., 1983, Restrepo & Bowler, 1995, Aller et al., 2002). Algunos métodos utilizados realizan estimaciones de estado que ajustan los parámetros del modelo de la máquina de inducción a los valores medidos de las variables eléctricas (Riese, 1997). En esta técnica, la precisión es reducida debido a la variación de los parámetros con la temperatura y grado de saturación magnética durante la operación. Otros métodos de estimación de velocidad se fundamentan en el análisis espectral del vector espacial de la corriente del estator (Cameron et al., 1983). El contenido armónico de las corrientes del estator contienen información sobre la velocidad del rotor, debido a la presencia del ranurado estático y rotórico, así como por las excentricidades estáticas y/o dinámicas del rotor. Sin embargo, estos métodos no pueden ser utilizados durante la operación dinámica de los controladores, debido a que los requerimientos de velocidad de procesamiento son demasiado altos para los DSP convencionales. Para resolver esta limitación, los autores han propuesto en trabajos previos la utilización de transformaciones tiempo-frecuencia para resolver este problema (Restrepo & Bowler, 1995, Aller et al., 2002). La estimación de velocidad utilizando métodos espectrales es independiente de los parámetros del modelo de la máquina de inducción.

En este trabajo se propone un método de estimación de la velocidad del rotor de la máquina de inducción, sin sensores acoplados al eje que utiliza las técnicas combinadas de estimación de estado y análisis espectral. El modelo de campo orientado se utiliza para estimar la velocidad durante la operación en régimen transitorio, y los análisis espectrales tiempo-frecuencia o de ondículas (*wavelet*) se utilizan para ajustar la constante de tiempo del rotor (T_r) en régimen permanente. Esta combinación permite calcular la constante de tiempo del rotor, T_r , en tiempo real y reducir los errores en la estimación

de velocidad del rotor. Combinando este método de estimación de velocidad con la técnica del control directo de par se obtiene una mejora importante en las características dinámicas del sistema, sin necesidad de utilizar sensores mecánicos en el eje. El sistema de control directo de par también puede utilizar la técnica de modulación delta en corriente para establecer con mayor rapidez el enlace de flujo del estator, limitando sensiblemente de esta forma las corrientes exigidas al inversor durante este proceso. El esquema de control propuesto y el método de estimación de velocidad han sido modelados para verificar las predicciones teóricas. Una plataforma experimental que utiliza DSP está siendo desarrollada para comprobar las características dinámicas de estos sistemas de control. En este trabajo se presentan algunos resultados de las simulaciones para ilustrar el comportamiento de este esquema combinado de control.

CONTROL DIRECTO DE PAR

Este esquema, como su nombre lo indica, se fundamenta en el control del par eléctrico de la máquina y del enlace de flujo en el estator, a través de la selección del vector espacial de tensión más apropiado obtenido de una tabla, que permite seguir la referencia de estas señales. La información de activación de las componentes del inversor para cada vector espacial de tensión está contenida en la tabla de control. Se utiliza solamente como señales las medidas instantáneas de tensión y corriente obtenidas en los terminales eléctricos de la máquina de inducción. El enlace de flujo del estator se estima integrando la fuerza electromotriz en el devanado estático:

$$\mathbf{\lambda}_e = \int (\mathbf{v}_e - R_e \mathbf{i}_e) dt \quad (1)$$

donde:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_e &\equiv \sqrt{\frac{2}{3}} [1 \quad e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad e^{j\frac{4\pi}{3}}] \cdot [x_{a_e}(t) \quad x_{b_e}(t) \quad x_{c_e}(t)]^T = \\ &= x_{a_e}(t) + jx_{b_e}(t) = x_e(t)e^{jz(t)}; \quad \forall x \in \{v, i, I\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_e &= \frac{\sqrt{2}e^{-j\frac{\pi}{6}}}{3} [1 \quad e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad e^{j\frac{4\pi}{3}}] \cdot [x_{ab_e}(t) \quad x_{bc_e}(t) \quad x_{ca_e}(t)]^T = \\ &= x_{a_e}(t) + jx_{b_e}(t) = x_e(t)e^{jz(t)}; \quad \forall x \in \{v\} \end{aligned}$$

El par eléctrico instantáneo, T_e , se obtiene realizando el producto vectorial de los vectores espaciales del enlace de flujo y de la corriente estática:

$$T_e = \mathbf{\lambda}_e \times \mathbf{i}_e = (L_e \mathbf{i}_e + L_{er} \mathbf{i}_r^e) \times \mathbf{i}_e = L_{er} (\mathbf{i}_r^e \times \mathbf{i}_e) \quad (2)$$

donde:

$$\mathbf{i}_r^e = \mathbf{i}_r e^{jq}$$

El único parámetro de la máquina involucrado en esta estimación es la resistencia del estator, R_e . Los errores introducidos por las variaciones de este parámetro debidos a la temperatura o al grado de saturación magnética son muy pequeños y pueden ser reducidos utilizando estimación paramétrica en tiempo real.

Un puente inversor trifásico puede producir sólo ocho estados diferentes de tensión de acuerdo con la conectividad de los componentes que lo conforman. Cada uno de estos ocho estados define un vector espacial aplicado al devanado del estator. Seis de esos estados producen vectores de magnitud constante y desfasados unos con otros en $p/3$. Los otros dos estados corresponden al vector cero. Estos vectores, de acuerdo con la conectividad del puente se describen en la figura 1.

Para poder ajustar el par eléctrico y el enlace de flujo del estator, el algoritmo del control directo de par selecciona el vector espacial de la tensión del estator que maximiza el cambio necesario.

En la figura 2 se presenta el diagrama de bloques del controlador directo de par que utiliza el esquema propuesto en este trabajo. La magnitud del enlace de flujo y el par eléctrico de referencia son comparados con los estimados de la máquina de inducción. Estas variables se calculan a partir de los valores instantáneos de las corrientes del estator, del vector de interrupciones del inversor y de la tensión de la barra de continua. Los errores de par eléctrico y enlace de flujo son procesados en dos comparadores de histéresis de tres y dos niveles respectivamente, a partir de estos resultados y de la posición angular del enlace de flujo del estator, se determina el vector de interrupciones del inversor. El algoritmo del controlador directo de par se fundamenta en escoger el vector espacial de tensión que maximice el cambio necesario en el enlace de flujo del estator, para ajustar el par eléctrico a partir de la expresión (2). Cuando la referencia de par se encuentra dentro de la banda de histéresis se selecciona el vector de tensión cero para reducir al mínimo el número de conmutación de los interruptores del puente (Noguchi & Takahashi 1986).

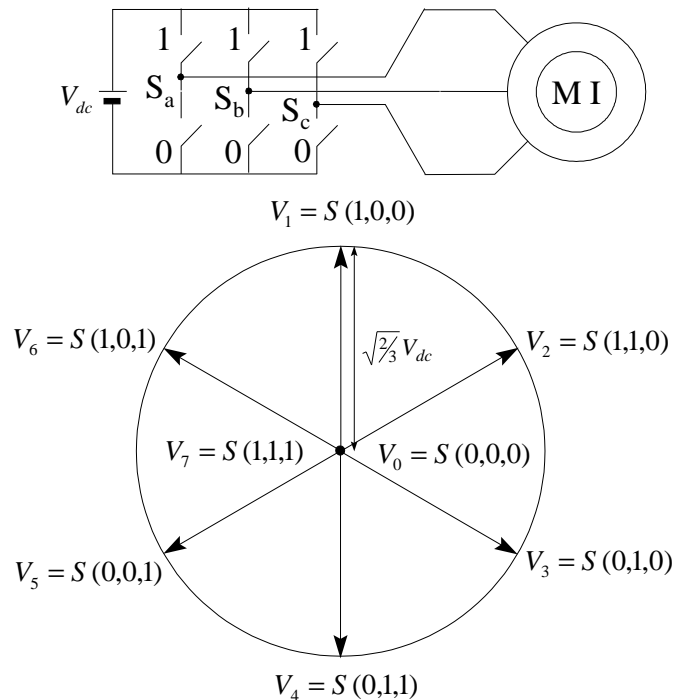


Fig. 1.- Vectores espaciales de tensión en función de la conectividad del puente inversor.

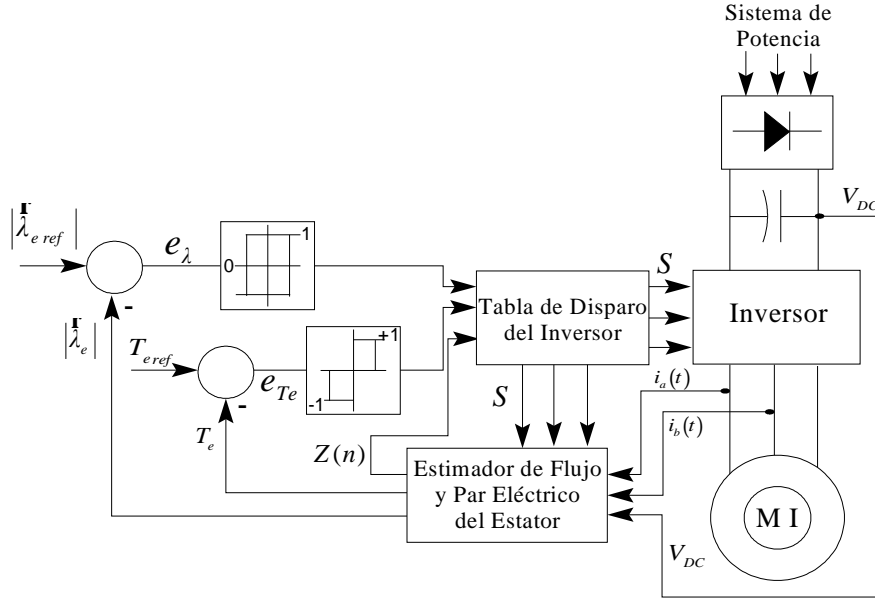


Fig. 2.- Diagrama en bloques del controlador directo de par.

La estrategia del controlador directo de par, se fundamenta en ajustar el par eléctrico al de referencia, mediante el control de la magnitud y sentido de rotación del vector espacial del enlace de flujo del estator. Esta posibilidad de ajuste, define seis zonas de operación dependiendo de la posición del vector espacial del enlace de flujo del estator. Estas zonas de control coinciden con la localización de los vectores espaciales de tensión del inversor. Cada una de estas seis zonas de control tiene un ancho de $p/3$ radianes y vienen dadas por la siguiente expresión:

$$(2n-3) \cdot \frac{p}{6} \leq Z(n) \leq (2n-1) \cdot \frac{p}{6} ; \forall n = \{1, 2, \mathbf{L}, 6\} \quad (3)$$

En la figura 3 se puede observar las seis zonas de operación $Z(n)$. En cada zona de operación, la selección adecuada del vector espacial de tensión permite incrementar o reducir la magnitud del enlace de flujo del estator y alterar su sentido de rotación. Manteniendo las magnitudes de corriente y del enlace de flujo constante, se puede controlar el par eléctrico resultante, modificando el ángulo relativo entre el enlace de flujo y la corriente del estator. Este ángulo relativo se puede variar controlando el sentido de rotación del vector espacial del enlace de flujo del estator.

En la tabla I se presenta la secuencia de disparo del inversor para la estrategia de control directo de par, a partir de la posición del enlace de flujo del estator, y la salida de los comparadores de histéresis del enlace de flujo y del par eléctrico. Con la finalidad de incrementar la velocidad de cambio del par eléctrico y magnitud del

enlace de flujo, no se utiliza el vector espacial de tensión que se encuentra dentro de la zona de localización del enlace de flujo, así como tampoco el localizado en la zona opuesta.

En la figura 3, también se puede observar la trayectoria del vector espacial del enlace de flujo del estator y la variación del enlace de flujo del estator correspondiente a cada uno de los vectores espaciales de tensión del inversor para un instante de tiempo t .

Tabla I.- Secuencia de disparo del inversor para el controlador directo de par.

$H(\lambda_e)$	$H(T_e)$	$Z(1)$	$Z(2)$	$Z(3)$	$Z(4)$	$Z(5)$	$Z(6)$
1	1	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1
	0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0
	-1	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5
0	1	\vec{v}_3	\vec{v}_4	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2
	0	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7	\vec{v}_0	\vec{v}_7
	-1	\vec{v}_5	\vec{v}_6	\vec{v}_1	\vec{v}_2	\vec{v}_3	\vec{v}_4

ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD ANGULAR DEL ROTOR

El método propuesto requiere estimaciones del par eléctrico instantáneo y del enlace de flujo del estator utilizando medidas instantáneas de las variables eléctricas en

los devanados del estator. La estimación de la velocidad del rotor se realiza mediante la utilización del modelo de campo orientado. La corrección de la constante de tiempo del rotor se adapta en línea durante el régimen permanente utilizando transformaciones tiempo-frecuencia.

Estimador del par eléctrico y del enlace de flujo del estator

En la figura 4, se muestra el procedimiento utilizado para estimar el enlace de flujo del estator y el par eléctrico. Con estas variables es posible obtener la estimación de la velocidad angular del rotor.

Estimación de Velocidad Utilizando el Modelo de Campo Orientado

Para realizar la estimación de velocidad del rotor de la máquina de inducción se pueden utilizar modelos en diferentes sistemas de coordenadas. El modelo en campo orientado puede realizar este trabajo eficientemente. El modelo de campo orientado, utiliza como referencia una combinación lineal de los vectores espaciales de las

corrientes del estator y rotor, definida como corriente de magnetización, \mathbf{i}_m , (Leonhard, 1996).

$$\mathbf{i}_m = \mathbf{i}_e + \frac{L_r}{L_{er}} \mathbf{i}_r^e = i_m e^{jd} \quad (4)$$

Remplazando el vector especial de la corriente del rotor referida al estator, \mathbf{i}_r^e , de la ecuación (4) en la expresión del enlace de flujo del estator (1) se obtiene:

$$\mathbf{i} \lambda_e = L_e \mathbf{i}_e + L_{er} \mathbf{i}_r^e = \hat{L}_e \mathbf{i}_e + \frac{L_{er}^2}{L_r} \mathbf{i}_m \quad (5)$$

donde:

$$\hat{L}_e = L_e - \frac{L_{er}^2}{L_r}$$

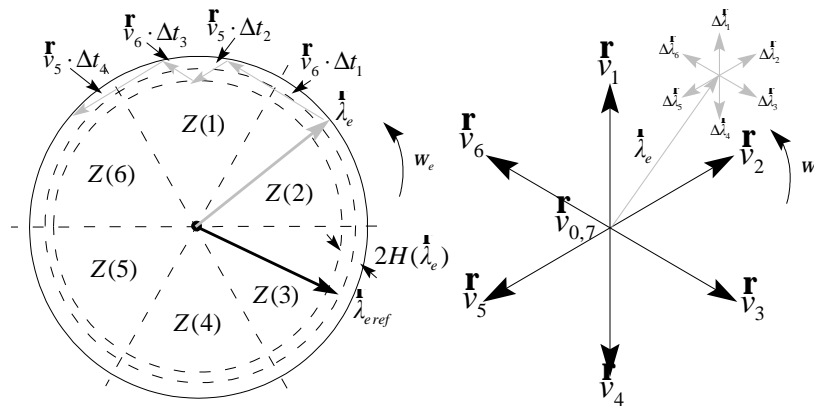


Fig. 3.- Trayectoria del vector espacial del enlace de flujo del estator y variación del enlace de flujo en función del vector espacial de tensión del inversor.

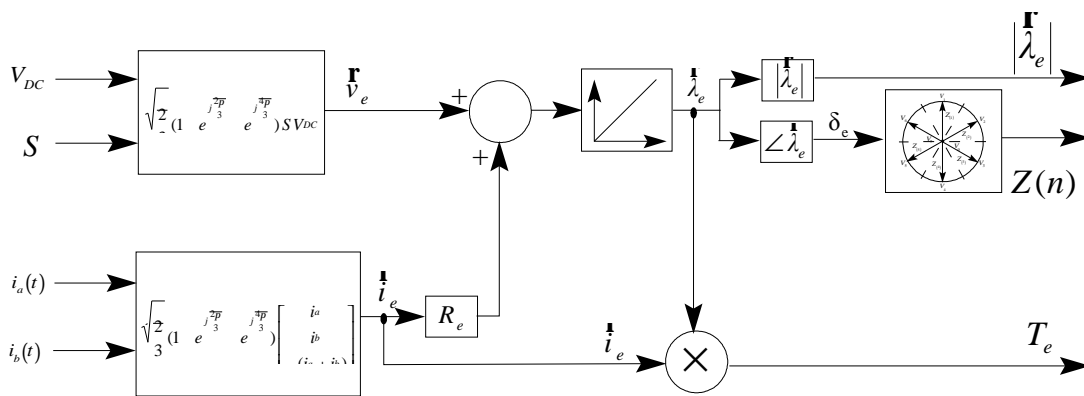


Fig. 4.- Estimador del enlace de flujo del estator y del par eléctrico instantáneo de la máquina de inducción.

Utilizando las expresiones del enlace de flujo del estator (5) y la ecuación (4) se puede obtener la magnitud, i_m , y posición, δ , del vector espacial de la corriente de magnetización, \dot{i}_m . La expresión del par eléctrico instantáneo en el sistema de coordenadas de campo orientado, puede ser expresada como:

$$T_e = \frac{L_{er}^2}{L_r} i_{qe} i_m \quad (6)$$

donde:

$$\dot{i}_{de} + j\dot{i}_{qe} \equiv \dot{i}_e e^{-jd} = (i_a + ji_b) e^{-jd}$$

De la ecuación (6), se puede obtener la componente en cuadratura, i_{qe} , del vector espacial de la corriente del estator como función del par eléctrico, T_e , la magnitud de la corriente de magnetización, i_m , y de las inductancias propia del rotor y mutua estator-rotor (L_r, L_{er}). Reemplazando estos resultados en las ecuaciones de campo orientado de la máquina de inducción (Aller & Bueno 2000), se puede obtener la velocidad angular del rotor.

$$\omega_m = \omega_r = \frac{L_r T_e}{L_{er} i_m^2 T_r} \quad (7)$$

donde:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

En la figura 5, se muestra el diagrama del estimador de velocidad basado en el modelo de campo orientado.

Adaptación de la Constante de Tiempo del Rotor

El principal error que se produce cuando se utiliza la expresión (7) se debe a las variaciones introducidas por los cambios de temperatura sobre la resistencia del rotor, R_r , durante la operación del convertidor. Los parámetros inductivos son prácticamente constantes. Esta expresión se puede utilizar en un control de velocidad que no requiera mucha precisión. Cuando los requerimientos de precisión son importantes, es necesario la utilización de un estimador adaptativo. El deslizamiento del rotor se puede utilizar para estimar un valor más preciso de la constante de tiempo del rotor, T_r . La información requerida sobre el deslizamiento se puede obtener del análisis espectral de la información contenida en el vector espacial de las corrientes del estator. La transformación tiempo-frecuencia (Cameron, 1983), puede ser utilizada incluso en condiciones transitorias. El algoritmo tiempo-frecuencia se utiliza solamente cuando la temperatura interna de la máquina produce cambios significativos en la resistencia del rotor. En cualquier otro instante de tiempo, la ecuación (7) se utiliza para estimar la velocidad. En la figura 6 se presenta el diagrama del adaptador de la constante de tiempo del rotor utilizando un detector espectral de deslizamiento.

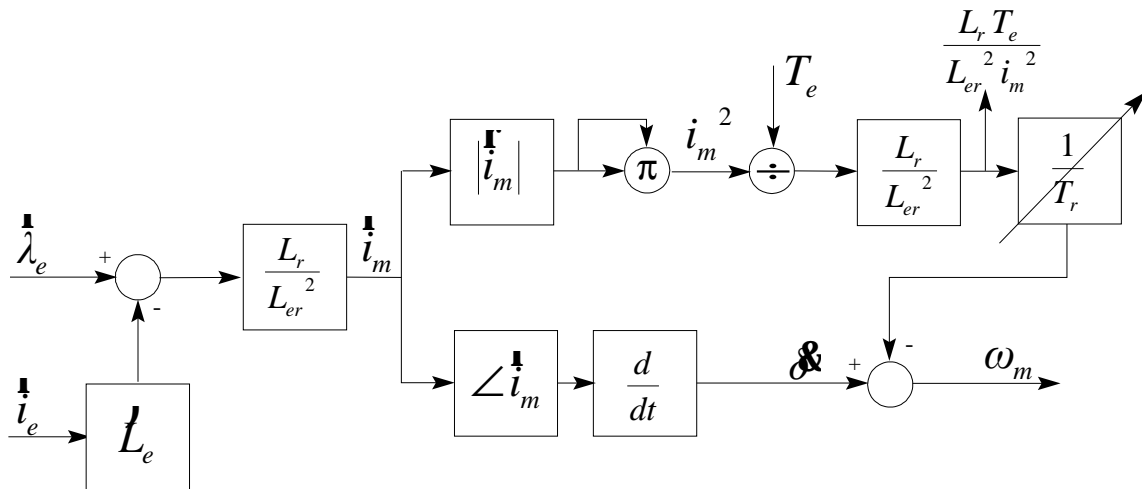


Fig. 5.- Estimación de la velocidad angular del rotor.

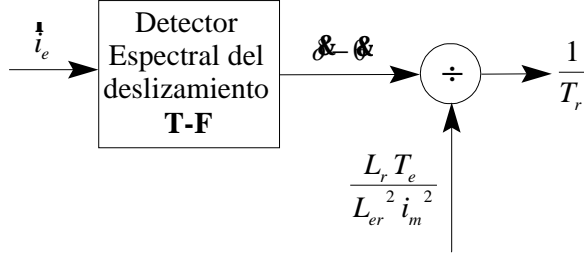


Fig. 6.- Diagrama del adaptador de la constante de tiempo del rotor, T_r .

Transformaciones Tiempo-Frecuencia

En este trabajo se han utilizado varios métodos de análisis espectral para la estimación de la velocidad en máquinas de inducción sin sensores acoplados al eje mecánico, basados en el análisis armónico de las corrientes del estator. El método utilizado con mayor frecuencia para la estimación de velocidad, se denomina la Transformada corta en el tiempo de Fourier o *Short Time Fourier Transform* (STFT). Otro método utilizado para este propósito es la transformación de ondículas analíticas, *Analytic Wavelet Transform* (AWT). (Mallat, 1999). Existen otras técnicas disponibles tales como las distribuciones de Wigner (WD) o la Transformación Generalizada de Tiempo-Frecuencia (GTFD) que pueden reducir ciertos términos de interferencia durante el procesamiento de las señales.

a) Transformada Corta en el Tiempo de Fourier (STFT)

El contenido armónico del espectro de las corrientes del estator son funciones del tiempo y pueden ser analizadas utilizando la Transformada Corta en el Tiempo de Fourier (STFT). Esta transformación analiza el espectro de la señal alrededor de una ventana finita de tiempo. En la STFT, se utiliza familias de funciones formadas por átomos de Gabor, $g_{u,x}(t)$, que permiten la detección de las variaciones de la frecuencia en la señal original en el tiempo (Hurst & Habetler, 1997, Restrepo et al., 1998, Mallat, 1999). Para obtener una familia tiempo-frecuencia de átomos de Gabor, se puede modular una función simétrica y real denominada ventana, $g(t)$, por la frecuencia, x , y se realiza una traslación temporal u del centro de esta ventana:

$$g_{u,x}(t) = e^{jxt} g(t-u) \quad (8)$$

La STFT de la función $f(t)$ para un tiempo determinado, u , y una frecuencia, x , es:

$$Sf(u,x) = \langle f, g_{u,x} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-jxt} g(t-u) dt \quad (9)$$

El espectrograma de la densidad de energía de la función $f(t)$ se puede obtener como:

$$P_S f(u,x) = |Sf(u,x)|^2 \quad (10)$$

El espectrograma, $P_S f(u,x)$, puede ser representado en un gráfico tridimensional y sus máximos representan la frecuencia instantánea, $w(t)$, (Mallat, 1999).

La resolución en tiempo y frecuencia de la STFT depende del tamaño y distribución de la ventana seleccionada (Rectangular, Hamming, Gaussiana, Hanning, etc.). Cuando se utiliza una ventana gaussiana como átomo de Gabor se obtiene la máxima resolución tiempo-frecuencia (Mallat, 1999).

b) Transformación de ondículas analíticas (AWT)

Para analizar el contenido espectral de la corriente del estator como función del tiempo también se puede utilizar las transformaciones de ondículas (*wavelet*). En este tipo de análisis las funciones, $y(t)$, deben ser analíticas para que la transformación sea biunívoca (Mallat, 1999, Delprat et al., 1992). Una familia de ondículas analíticas se puede obtener cuando se escala la función de ondículas, \mathcal{Y} , por el escalar s , y se realiza una traslación temporal u de su centro:

$$\mathcal{Y}_{u,s}(t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \mathcal{Y}\left(\frac{t-u}{s}\right) \quad (11)$$

La transformación de ondículas de la función, $f(t)$, en un instante de tiempo dado, u , y una escala, s , es:

$$Wf(u,s) = \langle f, \mathcal{Y}_{u,s} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \frac{1}{\sqrt{s}} \mathcal{Y}^*\left(\frac{t-u}{s}\right) dt \quad (12)$$

La fórmula de Fourier-Parseval se puede utilizar para calcular la transformación de ondículas a partir de la información espectral de la señal, $f(t)$:

$$Wf(u,s) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \mathcal{Y}_{u,s}^*(t) dt = \frac{1}{2p} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{f}(w) \mathcal{Y}_{u,s}^*(w) dw \quad (13)$$

La fórmula (13) permite utilizar la técnica de la Transformada Rápida de Fourier en el procesamiento de trans-

formaciones con ondículas. De igual forma que en el caso de la STFT, es posible definir una función de energía:

$$P_W f(u, s) = |Wf(u, s)|^2 \quad (14)$$

La densidad de energía definida en la ecuación se denomina escalograma y puede ser representada mediante un gráfico tridimensional. La frecuencia instantánea $x(u)$ se puede obtener mediante un algoritmo que determine los máximos de la función de densidad de energía, $P_W f(u, s)$. Las escalas instantáneas, $s(u)$, y las frecuencias instantáneas, $x(u)$, se relacionan a través de la frecuencia de modulación, h , de las ondículas a través de la siguiente expresión:

$$x(u) = h / s(u) \quad (15)$$

El gráfico de las frecuencias, $x(u)$, en función del tiempo u , es un reflejo de velocidad angular del rotor de la máquina y la resolución obtenida depende de las escalas utilizadas, de la modulación h y de las ondículas seleccionadas.

c) Transformaciones Tiempo-Frecuencia

Existe un gran número de transformaciones tiempo-frecuencia, tal vez una de las más conocidas es la Distribución de Wigner:

$$WD_{f,g}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t + \frac{\tau}{2}) \cdot g^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (16)$$

En la figura 7 se muestra la velocidad del rotor de una máquina de inducción obtenida al realizar la transformación tiempo-frecuencia con una distribución de Wigner.

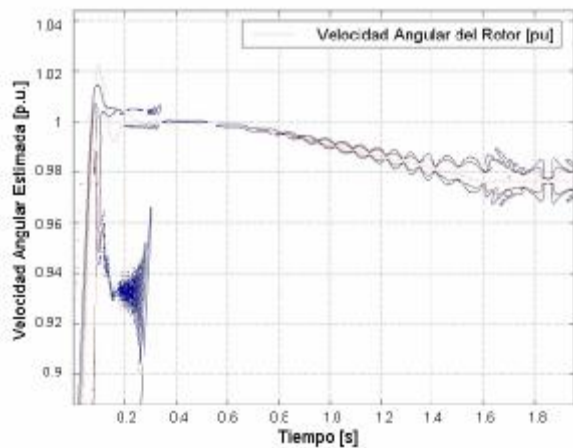


Fig. 7: Estimación de velocidad utilizando transformaciones Tiempo-Frecuencia WD.

SIMULACIÓN

El algoritmo numérico de control directo de par propuesto ha sido realizado en el entorno MALAB 6.5. Este modelo muestra las características del control directo de par y la estimación de velocidad sin sensores en la máquina de inducción. En el modelo transitorio de la máquina de inducción se incluyen los efectos de las ranuras y excentricidades (Aller et al., 1998). La técnica de estimación de velocidad y adaptación de la constante de tiempo del rotor ha sido implementada en la simulación (Restrepo et al., 2000). En la figura 8, se muestra la respuesta del par eléctrico y la velocidad de la máquina ante un escalón de referencia de velocidad. El error máximo entre la velocidad angular de la máquina de inducción y la estimada es de 5 % y ocurre durante los primeros milisegundos del arranque, después se estabiliza en cero.

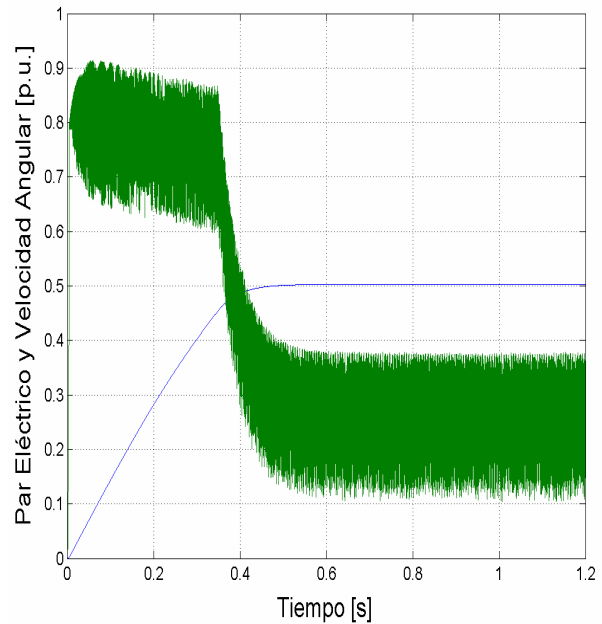


Fig. 8.- Respuesta del par eléctrico y la velocidad de la máquina ante un escalón en la referencia de velocidad.

En la figura 9 se muestra el vector espacial de la corriente del estator. Uno de los problemas del controlador DTC son las altas magnitudes de corriente necesarias durante el arranque de la máquina para ajustar el par eléctrico. En el control por campo orientado las corrientes en el estator son controladas por la referencia del inversor, pero en el caso del DTC, la referencia con la que se controla el inversor son los errores que existen entre el par eléctrico y el enlace de flujo con sus respectivas referencias.

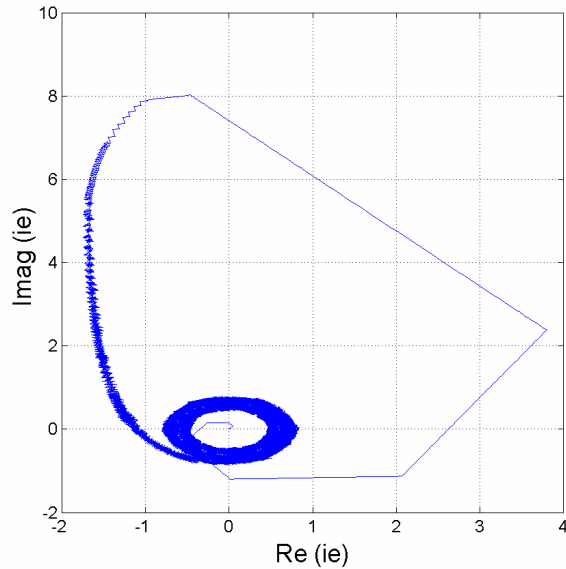


Fig. 9.- Vector espacial de la corriente del estator utilizando el DTC durante el arranque. { XE "Fig. 4.20\; Vector espacial de la corriente del estator utilizando el DTC durante el arranque." }.

En la figura 10 se representan las corrientes del estator, cuando se implementa una estrategia de arranque diferente al DTC ante un escalón de referencia de velocidad. Esta estrategia utiliza durante el arranque el control por campo orientado, aplicando una referencia constante a la componente directa de la corriente y variando la componente cuadratura en función del par eléctrico de referencia, se limita la magnitud de corriente a la nominal de la máquina. La magnitud y ángulo de la corriente de magnetización son evaluados utilizando la información del enlace de flujo, la corriente del estator y las inductancias del modelo de la máquina. Cuando el enlace de flujo del estator alcanza un 90 % de su valor nominal de referencia, se cambia la estrategia de control de campo orientado a control directo de par. Utilizar esta estrategia de arranque determina una reducción significativa de las corrientes del estator durante el arranque. La exigencia de corriente al inversor cuando se realiza el cambio de estrategia de control, puede ser reducido si este cambio se realiza con valores elevados del enlace de flujo del estator.

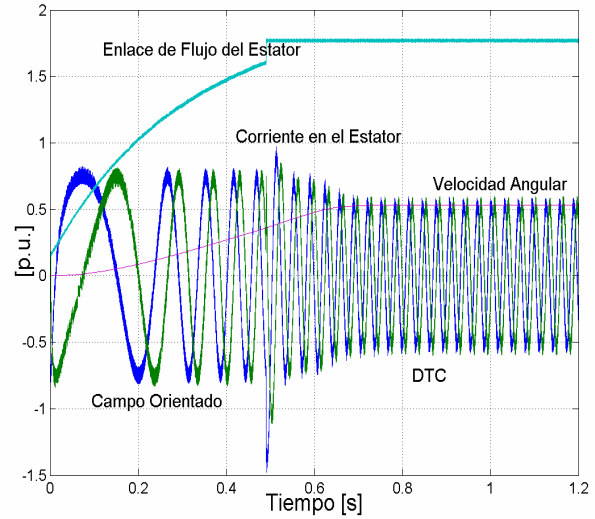


Fig. 10.- Corriente del estator utilizando DTC y arranque por control de campo orientado.

El error en la estimación de velocidad al utilizar esta técnica de arranque, con la finalidad de reducir las corrientes exigidas al inversor es inferior al 0.25% lo cual evidencia las ventajas del método de estimación de velocidad por campo orientado y la adaptación de la constante de tiempo del rotor.

En la figura 11 se presenta la variación de la constante de tiempo del rotor durante la simulación. Durante la operación de la máquina de inducción se modela un incremento lineal de la resistencia del rotor R_r de un 20%.

En la figura 12 se muestra el error porcentual entre el valor de la constante de tiempo del rotor real y su adaptación. Se observa en la figura que el sistema de control adaptativo, es capaz de ajustar la constante de tiempo del rotor, T_r , al valor real que describe el comportamiento de la máquina de inducción. El error máximo en la adaptación de la constante de tiempo del rotor durante la operación del convertidor electromecánico, con este algoritmo de estimación, es inferior al 0.6 %.

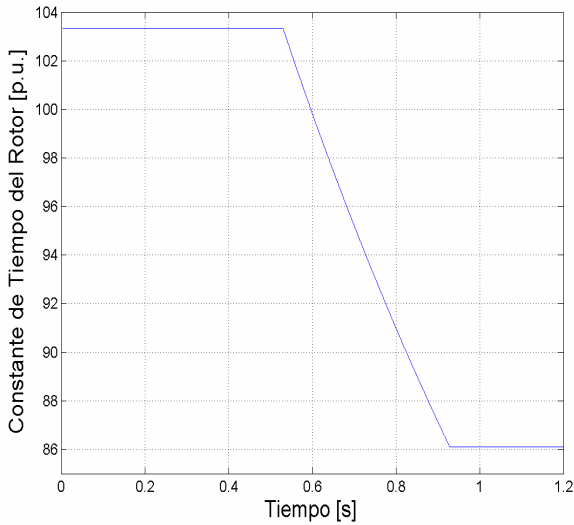


Fig. 11.- Variación de la Constante de Tiempo del Rotor durante la operación del convertidor.

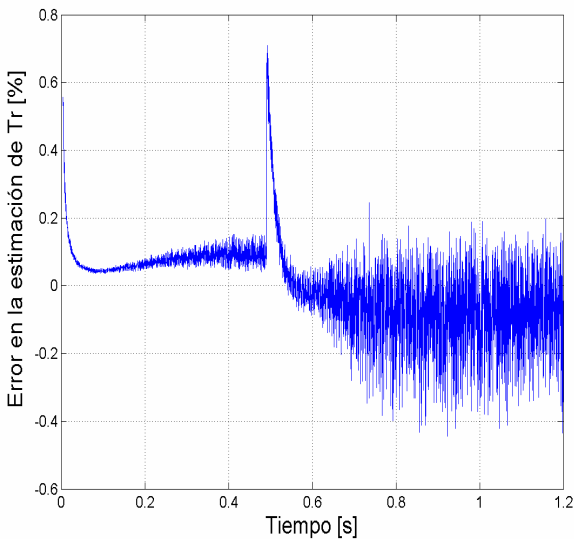


Fig. 12.- Error porcentual en la estimación de la constante de tiempo del rotor.

Para establecer la magnitud de referencia del enlace de flujo del estator utilizada por el DTC más rápidamente, resulta conveniente utilizar un control delta de corriente. La referencia de corriente será un sistema trifásico, sinusoidal, balanceado, de amplitud 0.9 y con una frecuencia eléctrica ($\omega_e = 0.01 pu$). Los resultados obtenidos con esta estrategia se muestran en las figuras 13 para

un escalón de velocidad de 0.45 p.u. que decae a 0.35 p.u. luego de 0.42 s.

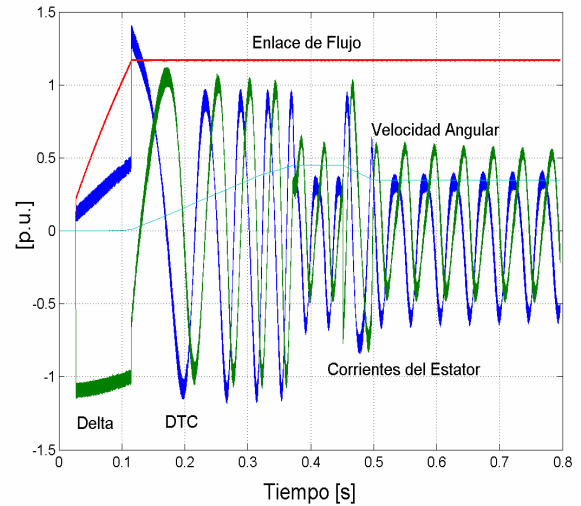


Fig. 13.- Magnitud del enlace de flujo del estator, velocidad angular y corrientes de alimentación de las bobinas del estator en las fases a, b, c, iniciando con un controlador delta de corriente a $\omega_e = 0.01$, y posteriormente con DTC.

CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta un esquema de control directo de par que ofrece ventajas comparativas al combinar la técnica clásica de control por campo orientado, por modulación delta de las corrientes del estator, así como las estimaciones de velocidad a través de estimación paramétrica y cálculos espectrales. Este controlador utiliza dos métodos de estimación de velocidad, uno durante el comportamiento dinámico que se fundamenta en los modelos de campo orientado de la máquina de inducción y otro que permite el ajuste de la constante de tiempo del rotor en régimen permanente a través de análisis espectral del vector espacial de la corriente estática. Se obtiene una reducción significativa de las corrientes del estator durante el arranque de la máquina cuando se implanta estrategias de control por campo orientado o por modulación delta, mientras se establece la magnitud del enlace de flujo estático. La tecnología de los procesadores digitales de señales (DSP), se puede utilizar para la implantación práctica de este esquema de control. Los resultados de la simulación demuestran ventajas importantes en el comportamiento dinámico del sistema. Una plataforma experimental versátil se encuentra actualmente en construcción para permitir la implantación práctica y la validación del esquema de control propuesto.

AGRADECIMIENTOS

Los autores de este trabajo desean expresar su agradecimiento a FONACIT, quien a través del financiamiento del proyecto (S1-97001762) ha hecho posible la realización de esta investigación. También queremos manifestar nuestra gratitud al Decanato de Investigación y Desarrollo de la Universidad Simón Bolívar quien apoya constantemente al Grupo de Sistemas Industriales de Electrónica de Potencia en sus actividades.

REFERENCIAS

- ALLER J., & BUENO A. (1997). On line parameter estimation of the induction machine model using active and reactive power balance for spatial vectors or field oriented drives. *Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97*, (Trondheim, Norway), 4; 609-614.
- ALLER J., RESTREPO J., BUENO A., GIMÉNEZ M. & GUZMÁN V. (1998). Induction Machine Model for Sensorless Speed Measurement. *IEEE Power Engineering Review (Engineering Letters)*. 18(7); 53-54.
- ALLER J., & BUENO A. (2000). Space Vector and Field Oriented Model of the Induction Machine Using a Matrix Formulation. *Revista de la Facultad de Ingeniería*, (UCV, Venezuela), 15 (1); 47-55.
- ALLER J., HABETLER T. G., HARLEY R. G., TALLAM R.M. & LEE S.B. (2002). Sensorless Speed Measurement of AC Machines using Analytic Wavelet Transform. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 38(5); 1344-1350.
- BELLINI A., DE CARLI A., & LA CAVA M. (1980). Parameter identifications for induction motor simulation. *Automática*, 12; 383-386.
- BLASCHKE F. (1972). The principle of field orientation as applied to the new transvector close-loop control system for rotating-field machines. *Siemens Review*, 34; 217-220.
- CAMERON J. R., THOMSON W. T. & DOW A. B. (1983). Vibration and current monitoring for detecting air-gap eccentricity in large induction motors. *IEE Proceeding*, 133(3); 155-163.
- DELPRAT N., ESCUDIÉ B., GUILLEMAIN P., KROLAND-MARTINET R., TCHAMITCHIAN P., & TORRÉSANI B. (1992). Asymptotic wavelet and Gabor analysis: extraction of instantaneous frequencies. *IEEE Transactions on Information Theory*, 38(2); 644-664.
- DEPENBROCK M. (1985). Direkt selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterschaltung. *ETZ*, A 7; 211-18.
- GARCÉS L. (1980). Parameter adaptation for the speed-controlled static ac drive with squirrel cage induction motor. *IEEE Transaction on Industrial Applications*, IA-34; 519-524.
- HURST K.D., & HABETLER T.G. (1997). A comparison of spectrum estimation techniques for sensorless speed detection in induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(4); 898-905.
- LEONHARD W. (1985, 1996). *Control of Electrical Drives*. Springer – Verlag. Berlin.
- MALLAT S. (1999). *A wavelet tour of signal processing*, Academic Press
- MOONS C., & MOOR B. (1995). Parameter identification of induction motor drives,” *Automática*, 31(8); 1137-1147.
- NAGUCHI T. & TAKAHASHI I. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22; 820-827.
- NASH J. (1997). Direct torque control, induction motor vector control without an encoder. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-33(2); 333-341.
- RESTREPO J. A., ALLER J. M., PAGÁ T., GUZMÁN V. M., BUENO A. & GIMÉNEZ M. I. (2000). Direct torque control of the induction machine using field oriented method and time frequency transformation for speed estimation and parameter adaptation. *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines ICEM'2000*, (Helsinki, Finland), 2; 1105-1109.
- RESTREPO J. & BOWLER P. (1995). Analysis of induction machine slot harmonics in the tf domain. *Proc. IEEE Proceedings of the First International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems*, (Caracas, Venezuela); 127-130.
- RESTREPO J., GIMÉNEZ M., GUZMÁN V., ALLER J. & BUENO A. (1998). Kernel selection for sensorless speed measurement of AC machines (Wigner vs Page representation). *Proc. 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'98*, (Aachen, Germany), 2; 991-996.
- RIESE M. (1997). Microcontroller implementation of speed sensorless field oriented control of induction machine. *Proc. 7th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'97*, (Trondheim, Norway), 4; 476-479.
- VAS P. (1998). *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford University Press.