



Estimador de velocidad para motores de inducción, un método alternativo

Por Juan Carlos Correa, Benjamín Kuchen, Jorge Solsona y Carlos Soria

Instituto de Automática, Universidad Nacional de San Juan

Instituto de investigaciones en Ingeniería Eléctrica

En este trabajo se presenta un método alternativo para estimar la velocidad de los motores de inducción. Como ventaja frente a otros, esta técnica no precisa el conocimiento a priori de ningún parámetro del motor para estimar su velocidad. Es decir, no es necesario realizar una identificación previa a la estimación, ni realizar ajustes posteriores debidos al corrimiento de parámetros. La identificación está incluida en el estimador. Esta técnica se basa en la reversibilidad de las máquinas de inducción y en la relación que existe entre la velocidad del eje del motor y la frecuencia de las corrientes del estator y rotor.

Palabras clave

Electric motors model, induction motors, identification, sensorless, speed estimation

1. Introducción

Los accionamientos eléctricos basados en el motor de inducción -MI- jaula ardilla son ampliamente utilizados en muchas aplicaciones industriales. En general, el nivel de precisión del modelo de MI depende fuertemente de la aplicación. En consecuencia, varios modelos MI se pueden encontrar en la literatura. Por ejemplo, en Bossio *et al.*, 2004, un MI radial y de no uniformidad axial fue tenido en cuenta para el modelado de inductancias. En Sudhoff *et al.*, 2002, se introdujo un modelo específicamente diseñado para estudiar la interacción de la máquina-inversor. Un modelo construido con las técnicas de elementos finitos fue utilizado en Papazacharopoulos *et al.*, 2002 para estudiar las pérdidas de hierro.

Sin embargo, el modelo más

ampliamente utilizado en el campo de control de las máquinas eléctricas supone que los bobinados del estator tienen una distribución sinusoidal y rotor en cortocircuito (Leonard W., 1996), (Bodson *et al.*, 1995). Este modelo es lo suficientemente preciso para describir la dinámica del motor en el control de velocidad sin sensores y aplicaciones de detección de fallos cuando el MI está funcionando, tanto en media y alta velocidad. Aunque el modelo ha sido ampliamente utilizado, algunas de sus propiedades están todavía sin explorar. Este trabajo tiene dos objetivos. En primer lugar, se presenta una nueva propiedad del modelo convencional del MI. En segundo lugar, esta propiedad se utiliza para estimar la velocidad del rotor. Vale la pena señalar que la estimación de la velocidad es un

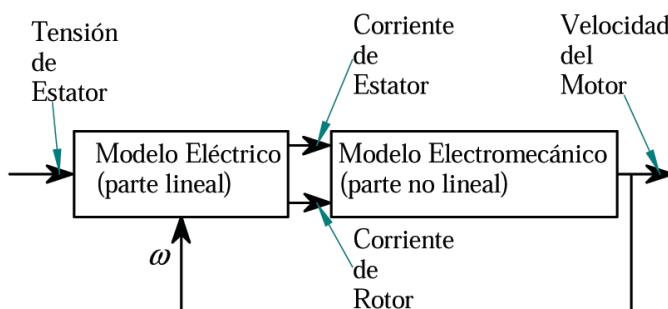


Figura 1. Diagrama de bloques del modelo MI desarrollado

tema ampliamente estudiado en el control de velocidad sin sensor de los motores eléctricos (Moreno, 2002; Holtz J., 2002). En la bibliografía citada se presentan varios métodos para estimar la velocidad del MI. Entre estos métodos, tal vez el más difundido es el que utiliza los observadores de orden reducido para determinar la velocidad. Estos observadores son bien conocidos y son herramientas fáciles de usar, pero necesitan un modelo actualizado del MI (Wlas *et al.*, 2008; Finch y Giaouris, 2008). Los parámetros del MI son muy sensibles a la variación de temperatura, especialmente la resistencia rotórica puede cambiar hasta el 100% durante el funcionamiento del motor (Leonhard W., 1996). Es evidente que la precisión obtenida depende de la correlación de los parámetros del modelo con los del motor observado. Esto necesita una identificación permanente de los parámetros del motor. La

propiedad presentada y el método propuesto en este trabajo no necesitan ningún tipo de modelo y permite calcular la velocidad del MI a partir de los resultados de la identificación realizada por cualquier método.

2. Modelo del motor de inducción trifásico

El modelo de MI es un tema bien conocido y ha sido desarrollado con distintas variantes y enfoques para diferentes aplicaciones. En el presente trabajo, interesa analizar el comportamiento dinámico de las corrientes de estator y rotor y su relación con la velocidad del eje. Para esto se elige un modelo en espacio de estados, de donde las variables eléctricas son vectores, la entrada es la tensión de estator, la velocidad del eje es la salida y las variables de estado son las corrientes.

El modelo planteado es multivariable fuertemente acoplado y

no lineal. Las dos primeras características se deben a su estructura física y al principio de funcionamiento. La no linealidad se debe a que el par motor en una función no lineal de las corrientes de estator y rotor, por lo tanto la velocidad también lo es. Sin embargo, si se analiza la máquina en un periodo mucho menor que la constante de tiempo mecánica, se puede descomponer este modelo en dos partes: un modelo lineal y otro no lineal. Esta descomposición es válida en general para todos los MI ya que la relación entre las constantes de tiempo eléctrica y mecánica suelen ser de dos o tres órdenes de magnitud.

El comportamiento eléctrico se describe con un modelo lineal, en donde la velocidad es un parámetro que se actualiza constantemente. La entrada de este modelo es la tensión del estator y la salida son las corrientes de estator y rotor. La parte electromecánica se describe con un modelo no lineal, cuyas entradas son las corrientes de estator y rotor y la salida es la velocidad. Esta salida sirve para actualizar el bloque lineal. Un diagrama en bloques del modelo se presenta en la figura 1.

2.2 Desarrollo del modelo MI

En el modelo desarrollado las



→ Motores eléctricos

variables eléctricas que intervienen son vectores giratorios que se simbolizan con letra minúscula en negrita. Las variables del estator están referidas a un sistema estacionario de coordenadas ortogonales, cuyos ejes son "a" y "b", para la abscisa y ordenada, respectivamente. Las variables del rotor están referidas a otro sistema ortogonal de coordenadas que gira solidario al rotor, formando un ángulo ϵ con el sistema estacionario. De esta forma quedan definidos los vectores tensión y corriente de estator y corriente de rotor como lo expresan las fórmulas 1, 2 y 3, respectivamente.

$$\mathbf{u}_s = u_{sa} + j u_{sb} \quad (1)$$

$$\mathbf{i}_s = i_{sa} + j i_{sb} \quad (2)$$

$$\mathbf{i}_r e^{j\epsilon} = i_{ra} + j i_{rb} \quad (3)$$

donde: $j = \sqrt{-1}$

El comportamiento eléctrico del estator y rotor está definido por 4 y 5, respectivamente. El término " $e^{j\epsilon}$ " representa el cambio de coordenadas que hay que hacer para considerar el efecto de la corriente del rotor en el estator y " $e^{-j\epsilon}$ " el efecto en forma inversa.

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_0 \frac{d(\mathbf{i}_r e^{j\epsilon})}{dt} \quad (4)$$

$$0 = R_s \mathbf{i}_r + L_s \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} + L_0 \frac{d(\mathbf{i}_s e^{-j\epsilon})}{dt} \quad (5)$$

donde " R_s ", " L_s ", " R_r " y " L_r " son las resistencia e inductancias del estator y rotor respectivamente. " L_0 " es la inductancia mutua entre estator y rotor.

La cinemática del modelo está definida por 6.

$$\omega = \frac{d\epsilon}{dt} \quad (6)$$

La expresión del par generado en un MI está desarrollado en la literatura clásica del tema (Leonhard W., 1996). A su vez este par debe equilibrar la inercia rotacional, el par de carga T_L y el par de fricción T_f como lo expresa 7.

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + T_f + T_L = \frac{2}{3} L_0 p \Im \left[\mathbf{i}_s (\mathbf{i}_r e^{j\epsilon})^* \right] \quad (7)$$

donde " p " es el número de pares de polos de la máquina; " J ", el momento de inercia del rotor; \Im indica parte imaginaria, y $()^*$ indica complejo conjugado.

En 5, las variables eléctricas están referidas a un sistema de coordenadas que gira solidario al rotor, mientras que en 4 están referidas al sistema estacionario. Para evi-

tar esta dualidad, se refiere todas las variables a un solo sistema, el estacionario. Para esto se debe aplicar el operador $e^{j\epsilon}$ a 5. Se opera algebraicamente 1, 2, 3, 4, 5 y 6 se separa parte real e imaginaria y se obtiene el sistema 8.

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{sa} = R_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + L_0 \frac{di_{ra}}{dt} \\ u_{sb} = R_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} + L_0 \frac{di_{rb}}{dt} \\ 0 = R_r i_{ra} + L_s \frac{di_{ra}}{dt} + L_r i_{rb} \omega + L_0 \frac{di_{sa}}{dt} + L_0 i_{sb} \omega \\ 0 = R_r i_{rb} - L_r i_{ra} \omega + L_s \frac{di_{rb}}{dt} - L_0 i_{sa} \omega + L_0 \frac{di_{sb}}{dt} \end{array} \right. \quad (8)$$

Se reemplaza 2 y 3 en 7, se opera, y se obtiene 9.

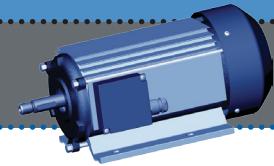
$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + T_f + T_L = \frac{2}{3} L_0 p (i_{sb} i_{ra} - i_{sa} i_{rb}) \quad (9)$$

Operando algebraicamente 8 y 9 se obtiene 10 y 11.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sa}}{dt} = k (-L_r R_s i_{sa} + L_0^2 \omega i_{sb} + R_r L_0 i_{ra} + L_r \omega L_0 i_{rb} + L_r u_{sa}) \\ \frac{di_{sb}}{dt} = k (-L_0^2 \omega i_{sa} - L_r R_s i_{sb} - L_r \omega L_0 i_{ra} + R_r L_0 i_{rb} + L_r u_{sb}) \\ \frac{di_{ra}}{dt} = k (R_s L_0 i_{sa} - L_s L_0 \omega i_{sb} - L_s R_r i_{ra} - L_s L_r \omega i_{rb} - L_0 u_{sa}) \\ \frac{di_{rb}}{dt} = k (L_s L_0 \omega i_{sa} + R_s L_0 i_{sb} + L_s L_r \omega i_{ra} - L_s R_r i_{rb} - L_0 u_{sb}) \end{array} \right. \quad (10)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{(T_f + T_L) p}{J} + \frac{2 L_0 p^2}{3 J} (i_{sb} i_{ra} - i_{sa} i_{rb}) \quad (11)$$

$$\text{donde } \frac{1}{L_r L_s - L_0^2}$$



Para el modelo en espacio de estado propuesto, se define en 12, 13 y 14 los valores de entrada, de salida y de estado, respectivamente.

$$\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{y} = [i_1 \ i_2 \ i_3]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{x} = [i_{S_a} \ i_{S_b} \ i_{R_a} \ i_{R_b}]^T \quad (14)$$

Para adecuar las variables físicas de la máquina a las del modelo se deben aplicar las transformadas de Clarke 15 y 16.

$$\begin{bmatrix} u_{S_a} \\ u_{S_b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S_a} \\ i_{S_b} \end{bmatrix} \quad (16)$$

Operando algebraicamente 10 y aplicando 15 y 16, se obtiene 17, que es el modelo en espacio de estados de la parte eléctrica del MI.

2.3 Características del modelo

Del modelo desarrollado y presentado en 11 y 17, se pueden observar las siguientes características:

- En estado estacionario o analizando en cortos períodos comparados con la constante de tiempo mecánica, la variación de ω es despreciable. En estas condiciones, la matriz de estados es invariante, el modelo de la parte eléctrica del MI es lineal y es válida la descomposición del modelo propuesta.
- El bucle lineal de la figura 1 está formado por 17 y el mp lineal por 11.
- En la diagonal principal de la matriz de estado, no aparece el término ω , por lo tanto la traza es constante y no depende de la velocidad del motor.

3. Método propuesto

En estado estacionario, la velocidad del eje de la máquina está relacionada con la frecuencia de las corrientes de estator y rotor.

Para el caso de funcionamiento como motor, la relación es 18, y para generador, 19.

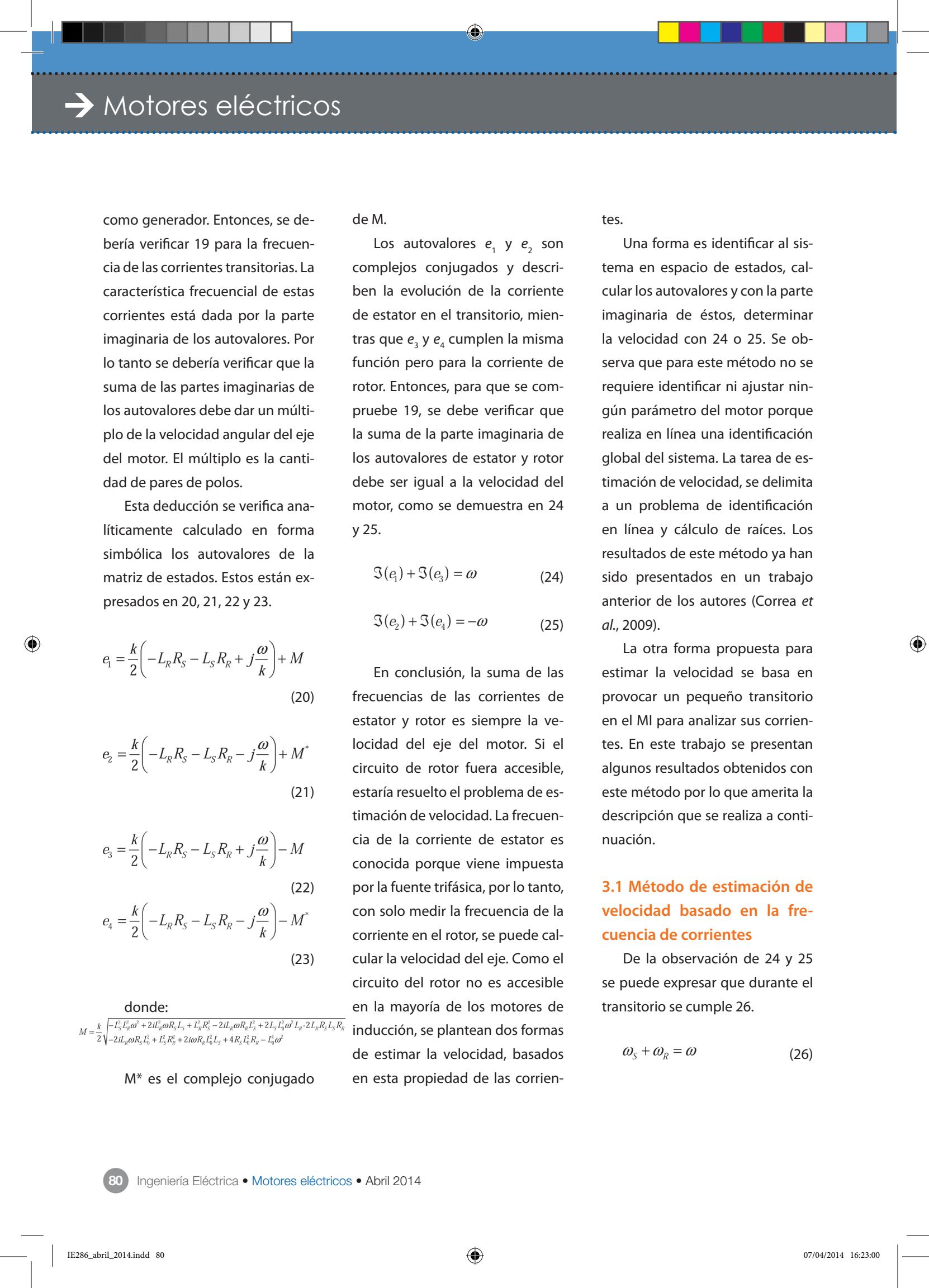
$$\omega = \frac{2\pi(f_s - f_R)}{p} \quad (18)$$

$$\omega = \frac{2\pi(f_s + f_R)}{p} \quad (19)$$

donde, " f_R " es la frecuencia de la corriente en el circuito del rotor, y " f_s ", la frecuencia de la corriente en el circuito de estator.

Se analiza lo que ocurre con las corrientes del motor en el estado transitorio. Este comportamiento está descripto por los autovalores de la matriz de estados. Los autovalores determinan la evolución de las variables de estado cuando se deja evolucionar libremente al sistema desde cualquier estado con entrada cero. En el caso del modelo de MI analizado, la entrada cero significa que la tensión de estator es nula. Si el motor está funcionando en cualquier estado y se le aplica tensión cero en bornes del estator, pasa a funcionar

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{S_a}}{dt} \\ \frac{di_{S_b}}{dt} \\ \frac{di_{R_a}}{dt} \\ \frac{di_{R_b}}{dt} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} -L_R R_S & L_0^2 \omega & R_R L_0 & L_R L_0 \omega \\ -L_0^2 \omega & -L_R R_S & -L_R L_0 \omega & R_R L_0 \\ R_S L_0 & -L_S L_0 \omega & -L_S R_R & -L_S L_R \omega \\ L_S L_0 \omega & R_S L_0 & L_S R_R \omega & -L_S R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S_a} \\ i_{S_b} \\ i_{R_a} \\ i_{R_b} \end{bmatrix} + k \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_R & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} L_R & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_R \\ -\frac{3}{2} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_0 & \frac{\sqrt{3}}{2} L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} + k \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_R & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} L_R & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_R \\ -\frac{3}{2} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_0 & \frac{\sqrt{3}}{2} L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (17)$$



→ Motores eléctricos

como generador. Entonces, se debería verificar 19 para la frecuencia de las corrientes transitorias. La característica frecuencial de estas corrientes está dada por la parte imaginaria de los autovalores. Por lo tanto se debería verificar que la suma de las partes imaginarias de los autovalores debe dar un múltiplo de la velocidad angular del eje del motor. El múltiplo es la cantidad de pares de polos.

Esta deducción se verifica analíticamente calculando en forma simbólica los autovalores de la matriz de estados. Estos están expresados en 20, 21, 22 y 23.

$$e_1 = \frac{k}{2} \left(-L_R R_S - L_S R_R + j \frac{\omega}{k} \right) + M \quad (20)$$

$$e_2 = \frac{k}{2} \left(-L_R R_S - L_S R_R - j \frac{\omega}{k} \right) + M^* \quad (21)$$

$$e_3 = \frac{k}{2} \left(-L_R R_S - L_S R_R + j \frac{\omega}{k} \right) - M \quad (22)$$

$$e_4 = \frac{k}{2} \left(-L_R R_S - L_S R_R - j \frac{\omega}{k} \right) - M^* \quad (23)$$

donde:

$$M = \frac{k}{2} \sqrt{-2L_R^2 R_S^2 + 2iL_R^2 \omega R_S L_S + L_S^2 R_R^2 - 2iL_R \omega R_S L_S^2 + 2L_S^2 \omega^2 L_R^2 - 2L_R R_S L_S R_R}$$

M^* es el complejo conjugado

de M .

Los autovalores e_1 y e_2 son complejos conjugados y describen la evolución de la corriente de estator en el transitorio, mientras que e_3 y e_4 cumplen la misma función pero para la corriente de rotor. Entonces, para que se compruebe 19, se debe verificar que la suma de la parte imaginaria de los autovalores de estator y rotor debe ser igual a la velocidad del motor, como se demuestra en 24 y 25.

$$\Im(e_1) + \Im(e_3) = \omega \quad (24)$$

$$\Im(e_2) + \Im(e_4) = -\omega \quad (25)$$

En conclusión, la suma de las frecuencias de las corrientes de estator y rotor es siempre la velocidad del eje del motor. Si el circuito de rotor fuera accesible, estaría resuelto el problema de estimación de velocidad. La frecuencia de la corriente de estator es conocida porque viene impuesta por la fuente trifásica, por lo tanto, con solo medir la frecuencia de la corriente en el rotor, se puede calcular la velocidad del eje. Como el circuito del rotor no es accesible en la mayoría de los motores de inducción, se plantean dos formas de estimar la velocidad, basados en esta propiedad de las corrien-

tes.

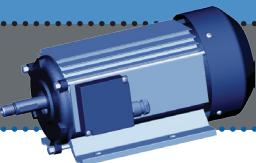
Una forma es identificar al sistema en espacio de estados, calcular los autovalores y con la parte imaginaria de éstos, determinar la velocidad con 24 o 25. Se observa que para este método no se requiere identificar ni ajustar ningún parámetro del motor porque realiza en línea una identificación global del sistema. La tarea de estimación de velocidad, se delimita a un problema de identificación en línea y cálculo de raíces. Los resultados de este método ya han sido presentados en un trabajo anterior de los autores (Correa et al., 2009).

La otra forma propuesta para estimar la velocidad se basa en provocar un pequeño transitorio en el MI para analizar sus corrientes. En este trabajo se presentan algunos resultados obtenidos con este método por lo que amerita la descripción que se realiza a continuación.

3.1 Método de estimación de velocidad basado en la frecuencia de corrientes

De la observación de 24 y 25 se puede expresar que durante el transitorio se cumple 26.

$$\omega_S + \omega_R = \omega \quad (26)$$



donde ω_s y ω_R son las pulsaciones angulares de las corrientes de estator y rotor respectivamente.

Para cumplir con 26, frecuencia de las corrientes de estator y rotor se distribuyen de acuerdo con los parámetros de cada circuito. La relación entre las constantes de tiempo define la distribución de frecuencias. Ambos circuitos son inductivo resistivo, por lo tanto la frecuencia en cada uno será función inversa de sus constantes de tiempo L/R . Si se diera el caso de que $R_s \geq R_R$, por lo tanto se cumple que $\omega_s \geq \omega_R$, y entonces 26 se reduce a 27.

$$\omega_s \approx \omega \quad (27)$$

En la figura 2 se presenta un esquema útil solamente para presentar la idea. El circuito que realmente se utilizó para la parte experimental se detalla más adelante. Se observa en este esquema un MI conectado a través de una llave a una fuente trifásica. El motor tiene conectado en paralelo tres resistencias de medición R_M en estrella. Estas resistencias son de un valor óhmico mucho mayor que las resistencias de estator y rotor. En el momento que se abre la llave, ocurren simultáneamente los siguientes hechos:

- El motor que se encontraba gi-

rando en cualquier estado de carga y velocidad pasa a funcionar como generador.

- Las resistencias de medición quedan incorporadas al circuito de estator.
- Como $R_s + R_M \geq R_R$, entonces $\omega_s \geq \omega_R$ y se cumple 27.

Esto quiere decir que en tales circunstancias, es posible estimar la velocidad del eje midiendo solamente la frecuencia de la corriente de estator en las resistencias R_M durante la apertura de la llave. La duración de esta ventana de tiempo debe ser la menor posible para reducir la perturbación.

En la figura 3 se observan las formas de onda obtenidas en dos fases con un osciloscopio sobre un divisor resistivo aplicado a R_M .

4. Ensayos realizados

Con el fin de verificar lo enunciado en 27, se implementó un esquema similar al presentado en la figura 2. Para la fuente trifásica, se utilizó un variador electrónico de velocidad, en el cual se puede programar una entrada digital para inhabilitar la excitación de los IGBT de salida durante el tiempo que esté accionada. Esto se utilizó para generar un corte de flujo energía hacia el motor durante algunos milisegundos a fin de realizar la estimación de velocidad. La

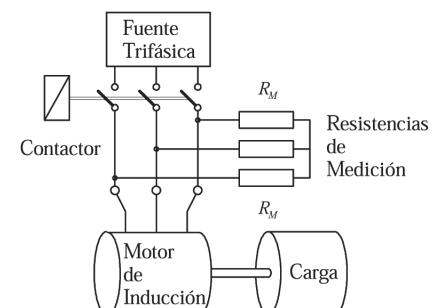


Figura 2. Circuito utilizado para estimar la velocidad

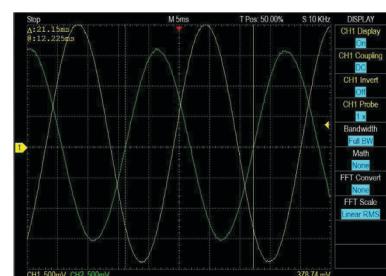


Figura 3. Formas de onda obtenidas en R_M

técnica para ajustar y minimizar esta ventana de tiempo puede ser objeto de otro estudio a futuro.

El sistema de ensayo estuvo compuesto por un variador de la marca Siemens, modelo Micro-mastes 440, para motores de potencia de hasta 0,25 kW, conectado a un motor de la misma marca de 0,18 kW de un par de polos y tres resistencias de medición de 20 kΩ cada una, como se puede observar en la figura 4. Para verificar la velocidad real del motor se utilizó un tacómetro digital comercial con acoplamiento óptico al eje.



→ Motores eléctricos



Figura 4. Sistema de ensayo

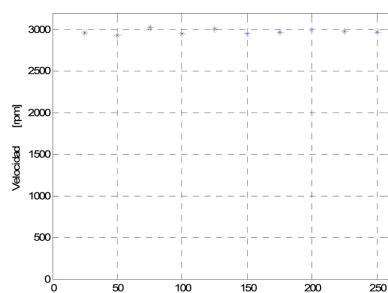


Figura 5. Mediciones obtenidas experimentalmente

La parte de estimación de velocidad se implementó con un microcontrolador que tiene asignadas varias funciones. Una de ellas es accionar sobre una entrada digital del variador a fin de interrumpir por unos milisegundos el flujo de energía. Otra función del microcontrolador es medir el desfasaje entre las corrientes, cálculo de la velocidad y envío del resultado a una PC vía RS 232. Todo el procedimiento descripto anteriormente, desde el corte de energía hasta el envío del resultado a la computadora es de aproximadamente 10 ms (medio ciclo).

En la figura 5 se presentan los resultados de las mediciones obtenidas mediante el método pro-

puesto. Se hizo el ensayo en condiciones de estado estacionario y vacío. El intervalo de estimación se eligió cada 25 s ya que la dinámica no era crítica, pero en otras condiciones se puede estimar la velocidad a intervalos de tiempo del orden del segundo. La limitación en el tiempo de muestreo cuando se aplica este método, está ligada a la frecuencia de alimentación y a la perturbación que representa el corte de energía al motor, que no es conveniente que supere el 1% del tiempo. Se observan pequeñas fluctuaciones de la velocidad alrededor de la sincrónica que se deben a la carga inercial que tiene acoplada el motor.

4. Conclusiones

En este trabajo se ha presentado un método alternativo para estimar la velocidad de los motores de inducción. Como se pudo verificar, esta técnica no precisa el conocimiento a priori de ningún parámetro del motor para estimar su velocidad. Es de destacar también la sensillez de la implementación. Los resultados obtenidos corroboran el método propuesto.

Referencias

- 1] Bodson M., J. Chiasson, R. Novotnak, (1995). "A systematic approach to selecting flux references for torque maximization in induction motors", *IEEE Trans. On Control Systems Technology*, Vol. 3, No. 4, Dec. 1995, pp. 388-397.
- 2] Bossio G., C. De Angelo, J. Solsona, G. García and M. I. Valla, (2004). "A 2D- Model of the Induction Motor: An Extension of the Modified Winding Function Approach", *IEEE Trans. On Energy Conversion*, Vol. 19, No. 1, pp. 144-150.
- 3] Correa J. C., de Prada C., Solsona J., Kuchen B. (2009) "A New Property of Transient Currents of Induction Motors", *RPIC 2009*, pp. 919-923
- 4] Finch J. W. and D. Giaouris, (2008). "Controlled AC Electrical Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55, 2, 481-491.
- 5] Holtz J., (2002). "Sensorless control of induction motor drives", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 90, No. 8, pp. 1359-1394.
- 6] Leonhard W. (1996); *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag.
- 7] Moreno J., G. Espinosa-Pérez and S. Ibarra-Rojas, (2002). "Global observability analysis of induction motors under sensorless conditions", *CD Proceedings of The 15th Triennial World Congress of the International Federation of Automatic Control, Barcelona, 21-26 July 2002*.
- 8] Papazacharopoulos Z., K. Tatis, A. Aladas, S. Manias, (2002). "Dynamic-induction motor model for nonsinusoidal supply", *2002 IEEE 33rd. Annual Power Electronics Specialists Conference (pesc'2002)*, Vol. 2, 23-27, pp. 845- 850.
- 9] Sudhoff S. S., D. Aliprantis, B. Kuhn, P. Chapman, (2002). "An induction machine model for predicting inverter-machine interaction", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 17, No. 2, pp. 203-210.
- 10] Wlas M., Z. Krzeminski, and H. A. Toliat, (2008). "Neural-Network-Based Parameter Estimations of Induction Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55, 4, 1783-1794.

Contacto

Ing. Carlos Soria, csoria@inaut.unsj.edu.ar

Nota del editor: El trabajo aquí reproducido fue originalmente presentado en el congreso de automatización y robótica AADECA 2012.