

# Control de velocidad de una estera transportadora de caña con un controlador difuso

Ariel Domínguez  
Mercedes Ramírez  
Modesto Angulo

Recibido: Octubre del 2007  
Aprobado: Diciembre del 2007

## Resumen / Abstract

Se describen las experiencias de los autores en el diseño de un controlador difuso para el control de velocidad de un motor de inducción en coordenadas de campo, que acciona una estera transportadora de caña, sin la necesidad de realizar las compensaciones en los ejes d-q, lo que simplifica sustancialmente el control. El controlador difuso implementado es del tipo Mamdani y utiliza como variables de entrada el error de la velocidad y el cambio del error de la velocidad, y como variable de salida la corriente de mando del eje q. Para el desemborronado se empleó el método del centro de gravedad. Los resultados alcanzados muestran que el comportamiento del sistema de control sometido a cambios bruscos de carga y referencia son superiores a los obtenidos con un PID clásico.

Palabras clave: Control difuso, simulación, motor de inducción, control por campo orientado

This paper describes the experience obtained by the authors in the design of a fuzzy controller for speed control of an induction motor in field oriented, that drives a sugar cane belt conveyor, without carrying out the compensations in the d-q axes. The Mamdani type fuzzy controller was implemented using speed error and the rate of change of the speed error as input variables and the current component in the q-axis as output variable. The simulation results reached show that the behaviour of the control system under suddenly load and reference changes are better than those results obtained using PID classic.

Key words: Fuzzy control, speed control, induction motor, field oriented control, simulation, PI controller

## INTRODUCCIÓN

En la industria azucarera cubana se emplea la llamada estera del basculador, la cual es movida por un accionamiento eléctrico con motor de rotor bobinado y doble etapa de reducción de velocidad mediante reductores de engranajes.

Debido al hecho de que en la actualidad el accionamiento de la estera alimentadora es de velocidad constante, es que no se puede controlar el nivel, y este trabajo pretende aportar un cambio con-

ceptual al introducir un accionamiento de velocidad variable en amplio rango para lograr la controlabilidad.

Para lograr un elevado desempeño en el comportamiento de los accionamientos de corriente alterna se emplea el control vectorial.<sup>1</sup> Como es conocido, el diseño del controlador en estos esquemas depende de los parámetros del motor, los cuales varían con la temperatura ( $R_r$ ), y con el grado de saturación de la máquina ( $L_r$ ) afectando adversamente el desacoplamiento de las variables de control.<sup>2</sup>

Los convertidores utilizados son de potencias de hasta 100 kW y una de las principales aplicaciones son los servomecanismos de posición de elevado comportamiento dinámico.<sup>3</sup>

En el modelado del motor de inducción para el control vectorial, las corrientes de estator, mediante la transformación de coordenadas, se convierten en dos señales equivalentes, la  $i_d$ , encargada de generar el flujo y la  $i_q$  que genera el par electromagnético, que es el responsable del movimiento y por tanto mediante la manipulación de esta  $i_q$  se controla la velocidad del motor.

La utilización de las ecuaciones de voltaje conlleva una complejidad mayor para el control ya que las ecuaciones en los ejes d-q no están desacopladas como se requiere para realizar el control vectorial y por tanto se hace necesario efectuar el desacople de las mismas en el controlador.<sup>4</sup>

En este tipo de esquema se han utilizado tradicionalmente los controladores PI o PID de ganancia fija, sin embargo, estos son muy sensibles a la variación de parámetros, perturbaciones de carga, y otros.

La problemática planteada de la variación de los parámetros del motor puede ser resuelta por varias técnicas de control más sofisticadas, pero el diseño de estos controladores depende de la exactitud del modelo matemático del sistema, el cual a menudo es difícil de obtener precisamente debido al desconocimiento de la variación de la carga, al desconocimiento inevitable de la variación de los parámetros producto de la saturación del circuito magnético, a la variación de la temperatura y a las perturbaciones presentes en el sistema, como ocurre en la tarea analizada.

La necesidad de obtener sistemas que sean cada vez más precisos, enfrentando con éxito las inevitables perturbaciones y no linealidades de los mismos y de las cargas asociadas a ellos, ha propiciado el uso de técnicas de inteligencia artificial, tales como el control difuso, neurodifuso, las redes neuronales, los algoritmos genéticos y otros.<sup>5-7</sup> Para resolver la problemática planteada en este trabajo se propone un controlador difuso (FLC), el cual se basa en la lógica difusa introducida por primera vez en 1965.<sup>8</sup>

La ventaja que ofrece este controlador es que no se requiere un modelo exacto del proceso a controlar. Este está basado en reglas lingüísticas del tipo Si.... Entonces, que se deducen a partir del conocimiento de un experto.<sup>9</sup>

## MODELO MATEMÁTICO DE LOS COMPONENTES DEL SISTEMA

### Modelo del motor de inducción

El modelo que se utilizará en el presente trabajo está determinado por las ecuaciones que definen el comportamiento dinámico de la máquina en campo orientado, en este caso en el sistema de referencia de los ejes d (directo) y q (en cuadratura).<sup>2</sup>

$$\sigma T_s \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} = \frac{u_{sd}}{R_s} + \sigma T_s \omega_{mr} i_{sq} - (1 - \sigma) T_s \frac{di_{mr}}{dt} \quad \dots (1)$$

$$\sigma T_s \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{u_{sq}}{R_s} - \sigma T_s \omega_{mr} i_{sd} - (1 - \sigma) T_s \omega_{mr} i_{mr} \quad \dots (2)$$

$$\tau_r \cdot \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr} = i_{sd} \quad \dots (3)$$

$$0 = i_{sq} - (\omega_{mr} - \omega_r) \tau_r \cdot i_{mr} \quad \dots (4)$$

donde:

$\sigma$  : Coeficiente de dispersión de Bondel.

$T_s$  : Constante de tiempo del estator.

$\tau_r$  : Constante de tiempo del rotor.

$\omega_{mr}$  : Velocidad del eje de referencia.

$i_{sd}$  : Componente de la corriente en el eje d

$i_{sq}$  : Componente de la corriente en el eje q.

$u_{sd}$  : Componente del voltaje en el eje d.

$u_{sq}$  : Componente del voltaje en el eje q.

$L_m$  : Inductancia de magnetización por fase.

$i_{mr}$  : Corriente de magnetización.

Las ecuaciones anteriores representan la conversión de  $u_{sd}$  y  $i_{sq}$  en  $i_{sq}$  e  $i_{sd}$  y en este caso resultan de alimentar el motor con una fuente de voltaje, es decir, son las ecuaciones escalares del motor de inducción en un sistema de coordenadas que gira a la velocidad del flujo magnético del rotor (dinámica del motor de inducción en campo orientado).

### Ecuaciones del par electromagnético

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_r \cdot i_{sq} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{mr} \cdot i_{sq} \quad \dots (5)$$

donde:

$\lambda_r$  : Componente del flujo magnético del rotor.

P: Número de polos del rotor.

Ecuación mecánica

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = T_e - T_l \quad \dots (6)$$

donde:

- J : Momento total de inercia.
- $\omega$  : Velocidad de rotación del eje.
- B: Fricción.
- $T_e$  : Par de la máquina.
- $T_l$  : Par de carga.

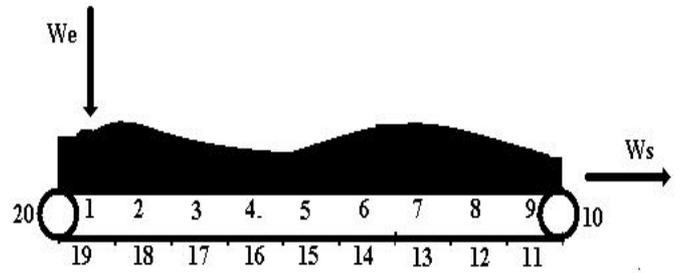
Se puede escribir la ecuación mecánica en función de velocidades eléctricas quedando:

$$\frac{1}{P} J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = p k i_{mr} i_{sq} - T_l \quad \dots (7)$$

Partiendo de este modelo y de la interrelación de sus ecuaciones se puede obtener el diagrama de bloques del motor (figura 1), alimentado con fuente de tensión.

**Modelo matemático de la estera transportadora de caña**

La estera transportadora objeto de estudio consiste en un tramo horizontal más o menos largo ubicado por debajo del nivel del suelo que conduce la caña hasta la estera alimentadora y está construida con tablillas de acero. En la figura 2 se muestra un esquema de la misma.



Representación esquemática de un transportador de banda o estera.

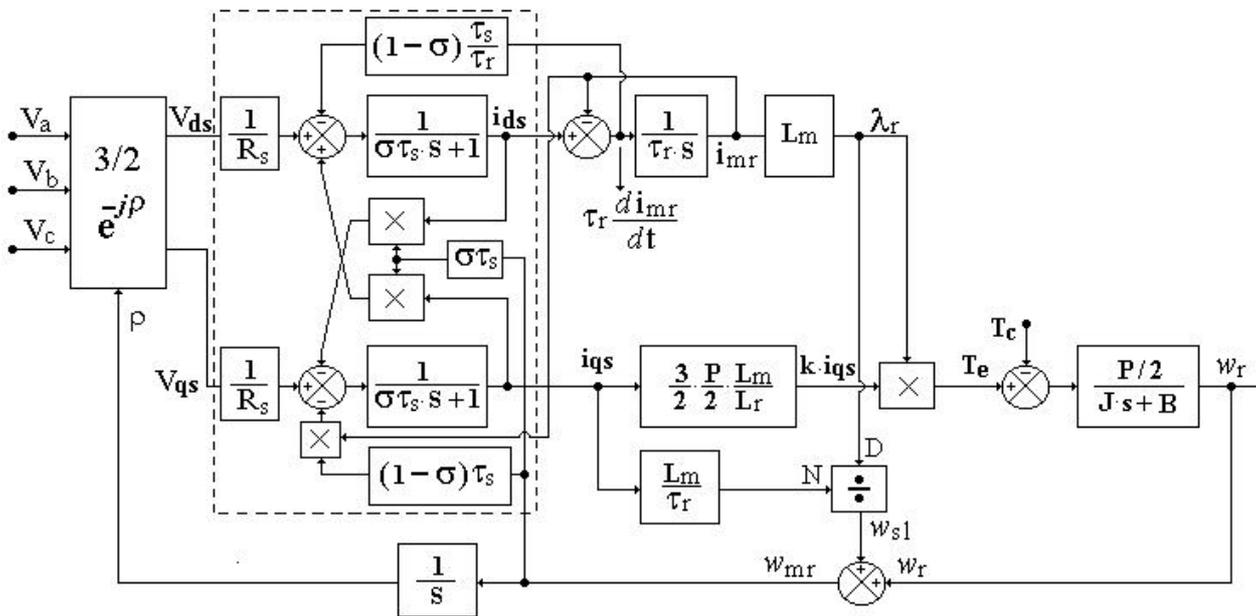
2

El comportamiento estático y dinámico del conjunto del accionamiento viene determinado por la ecuación mecánica del sistema, el comportamiento del conjunto puede expresarse sencillamente mediante las ecuaciones de la mecánica clásica newtoniana. En la figura 3 se muestra el esquema equivalente de una esfera transportadora de caña.

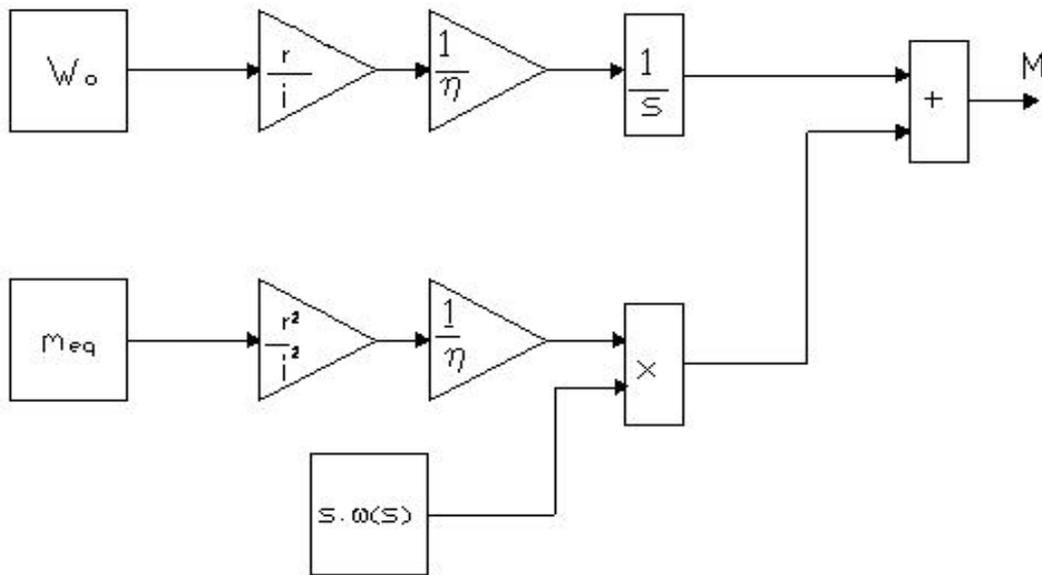
$$T(s) = \frac{W_0 r}{\eta i} \frac{1}{s} + \frac{m_{eq} r^2}{n i^2} s \omega(s) \quad \dots (8)$$

donde:

- $W_0$ : Fuerza de tracción a régimen estacionario.
- $\eta$ : Eficiencia de la transmisión del sistema.
- $m_{eq}$ : Masa equivalente.
- r: Radio de la catalina.
- i: Relación de transmisión entre el eje que mueve la catalina y eje del motor.
- T: Par de carga.



Motor de inducción en coordenadas de campo alimentado con fuente de voltaje.



Esquema equivalente de una estera transportadora de caña.

3

## DISEÑO DEL CONTROLADOR DIFUSO

Los mecanismos de la lógica borrosa proporcionan una herramienta útil y exitosa para implementar reglas lingüísticas. Dadas las reglas, la realización del controlador borroso exige unos tiempos y costos de desarrollo modestos.

El hecho de que el controlador esté realizado mediante reglas lingüísticas permite entender fácilmente su comportamiento. En concreto, si el comportamiento del sistema en lazo cerrado no es satisfactorio, suele ser posible determinar la regla responsable y en qué dirección ha de ser modificada.<sup>11</sup>

En este trabajo, se diseñó un controlador difuso tipo Mamdani para controlar la velocidad del conjunto motor-estera y como herramienta para su implementación se utilizó el Toolbox Fuzzy Logic de Matlab. Dicho controlador debe proporcionar el mando de la corriente  $i_q$ , que es necesario para que el motor alcance la velocidad de referencia.

Se consideraron dos variables lingüísticas de entrada: El error de la velocidad ( $e_{\omega}(k)$ ) y el cambio del error de la velocidad ( $ce_{\omega}(k)$ ) y una variable de salida: La corriente de mando del eje q ( $i_q$ ). Dichas variables fueron definidas respectivamente como:

$$e_{\omega}(k) = \omega_r(k) - \omega(k) \quad \dots (9)$$

$$ce_{\omega}(k) = e_{\omega}(k) - e_{\omega}(k-1) \quad \dots (10)$$

donde:

$\omega_r$ : Velocidad de referencia.

$\omega$ : Velocidad de rotación del motor en cada instante.

k: Tiempo discreto.

Tanto las variables de entrada como la de salida se normalizaron en el intervalo [-1 1]. Las funciones de pertenencia se escogieron de forma trapezoidal para el error de la velocidad y de forma triangular para el cambio del error y para la salida.

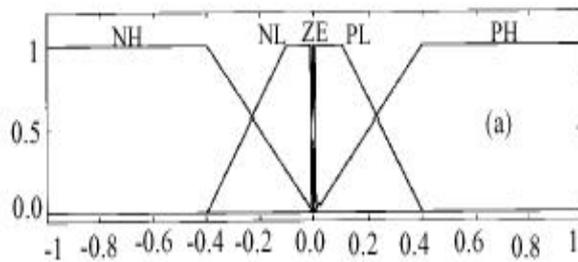
En las figuras 4, 5 y 6 pueden apreciarse las particiones correspondientes realizadas. Tal elección se efectuó atendiendo a la simplicidad de este tipo de funciones, lo que facilita la validación y corrección por parte de los expertos y además son más fáciles de implementar.

La selección del tipo de función de pertenencia asociada a los conjuntos difusos depende de la experiencia del diseñador y de la aplicación concreta.

Podrían haberse seleccionado otras pero se utilizaron funciones triangulares y trapezoidales atendiendo a su simplicidad. Los parámetros específicos de cada triángulo o trapecio se ajustaron por prueba y error hasta conseguir el mejor funcionamiento del sistema.

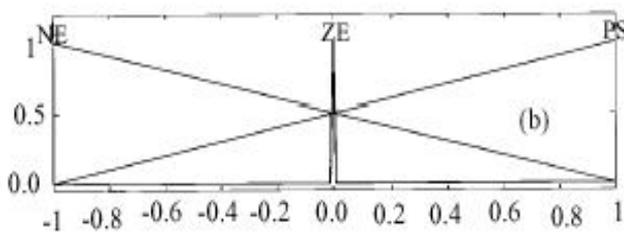
Para el conjunto motor-estera objeto de análisis la base de reglas utilizada está integrada por 7 reglas que se muestran a continuación:

1. Si  $e_{\omega}(k)$  es PH (positivo grande) entonces  $i_q$  es PH (positivo grande).
2. Si  $e_{\omega}(k)$  es PL (positivo pequeño) entonces  $i_q$  es PM (positivo medio).
3. Si  $e_{\omega}(k)$  es ZE (cero) y  $ce_{\omega}(k)$  es PS (positivo pequeño) entonces  $i_q$  es PL (positivo pequeño).
4. Si  $e_{\omega}(k)$  es ZE (cero) y  $ce_{\omega}(k)$  es NE (negativo) entonces  $i_q$  es NC (no cambia).
5. Si  $e_{\omega}(k)$  es ZE (cero) y  $ce_{\omega}(k)$  es ZE (cero) entonces  $i_q$  es NC (no cambia).
6. Si  $e_{\omega}(k)$  es NL (negativo pequeño) entonces  $i_q$  es NL (negativo pequeño).
7. Si  $e_{\omega}(k)$  es NH (negativo grande) entonces  $i_q$  es NH (negativo grande).



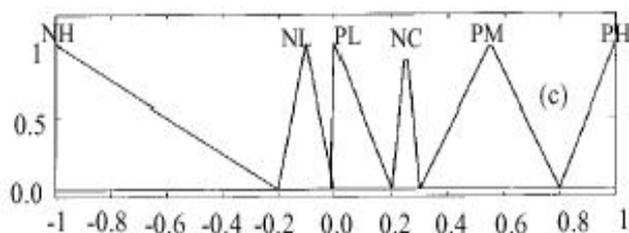
Error de la velocidad.

4



Cambio del error de la velocidad.

5



Corriente  $i_q$  (salida).

6

Para el razonamiento difuso se empleó la composición "sup-min" de Zadeh y para el desemborronado se usó el método del centro de gravedad, cuya salida se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$\text{Salida} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \quad \dots (11)$$

donde:

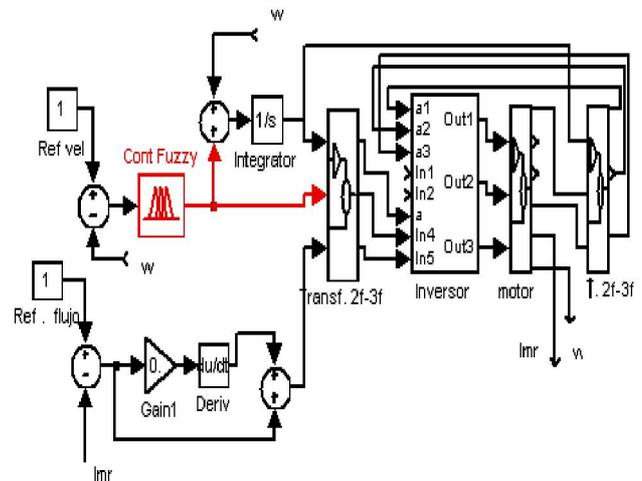
n: Número total de reglas.

$\mu(x_i)$ : Grado de pertenencia para la i-ésima regla.

Este método es el más ampliamente utilizado y además garantiza un comportamiento suave del control.

### CONFIGURACIÓN DEL ESQUEMA PROPUESTO

La configuración básica del esquema propuesto consiste en un motor de inducción alimentado por un inversor con fuente de voltaje controlada por corriente.



Esquema de simulación del control difuso de un motor de inducción.

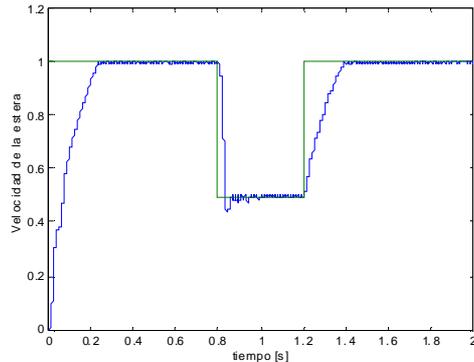
7

### EXPERIMENTOS DE SIMULACIÓN

En las figuras 8 y 9 se observan las respuestas del sistema con controlador difuso y con controlador PID. En las mismas se puede apreciar cómo la respuesta del sistema de control con control difuso es más rápida sin presentar error a estado estacionario.

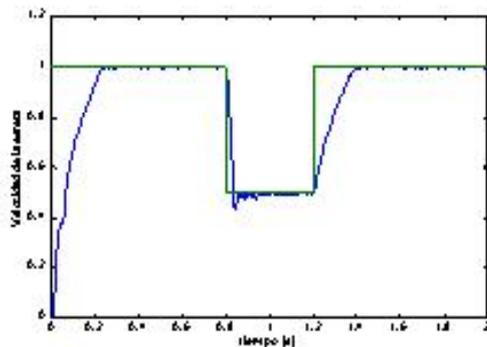
La figura 9 se obtuvo sustituyendo el controlador difuso resaltado en la figura 7 por un controlador PID, que es un controlador clásico muy conocido, existe un bloque en el Simulink con el mismo nombre para su simulación y solo se ha utilizado en este trabajo como una referencia para mostrar la bondad de los resultados obtenidos con el regulador difuso, objetivo del trabajo.

En las figuras 10 y 11 se observa una mejor respuesta del controlador difuso, al tener menor tiempo de respuesta y mayor exactitud. En todos los casos se realizó el ajuste óptimo del controlador PID mediante el método del módulo óptimo



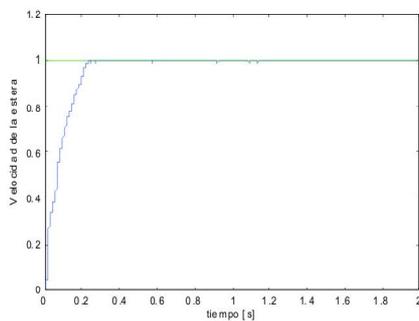
Respuesta ante cambios en la referencia con controlador difuso.

8



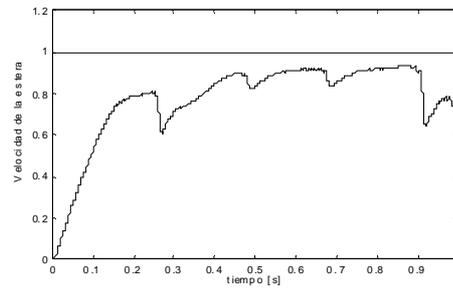
Respuesta ante cambios en la referencia con controlador PID.

9



Respuesta ante señal de entrada escalón unitario y perturbación en la carga con controlador difuso.

10



Respuesta ante señal de entrada escalón unitario y perturbación en la carga con controlador PID.

11

## CONCLUSIONES

En la simulación del motor se utilizaron las ecuaciones de voltaje realizándose el desacoplamiento de las variables en los ejes d-q. El lazo de velocidad con controlador difuso suministra la señal de corriente de referencia al puente inversor donde se compara con las reales del motor utilizándose su diferencia para activar el puente inversor. El controlador difuso diseñado de acuerdo con las reglas planteadas permite un comportamiento más robusto del sistema de control ante variaciones de parámetros y perturbaciones externas, que el controlador PID clásico.

## REFERENCIAS

1. **Blaschke, F.:** "The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control for Rotating Field Machines", Siemens Review, Vol.34, No.3, pp. 217-220, 1972.
2. **Bose, B. K.:** High Performance Control of Induction Motor, Department of Electrical Engineering the University of Tennessee, Knoxville, 1998, On line.
3. **Vass, P.:** Vector Control of AC Machines, Oxford University Press, Oxford, 1993.
4. **Angulo, M.; A. Domínguez y J. Ferrán:** Control vectorial de un motor de asincrónico alimentado con fuente de tensión, Memorias II Congreso de Automática, Bucaramanga, Colombia, 1997.
5. **Sugimoto, H. and S. Tamai:** "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and its Characteristics", IEEE Trans.and Ind.Appl, No.2, pp. 296-303, March/April, 1987.
6. **Arellano, J.; G. Asher and M. Sumner:** "Robust Fuzzy-Sliding Mode Control for Motor Drives Operating with Variable Loads and Pre-defined System Noise Limits", School of Electrical and Electronic, 2001.
7. **Uddin, M. N.; T. S. Radwan and M. A. Radhman:** Performances of Novel Fuzzy Logic Based Indirect

Vector Control for Induction Motor Drive, Faculty of Engineering and Applied Science, Memorial University of Newfoundland, St. John's NF, Canada, 2003, On line.

8. **Zadeh, L. A.:** Fuzzy Sets, Information and Control, Vol.8, pp. 338-353, 1965.

9. **Cleland, J. and W. Tumer:** "Fuzzy Logic Control of Electric Motor and Motor Drives Feasibility Study", EPA/600/SR-95/175, April, 1996, On-line.

10. **Cobas Caraballo, F.:** "Simulación del control vectorial y escalar en una estera transportadora", Tesis de Maestría, Universidad de Oriente, Cuba, 2004.

11. **Margaliot, M. y G. Langholz:** New Approaches to Fuzzy Modeling and Control: Design and Analysis, Series in Machine Perception Artificial Intelligence, World Scientific, Singapore, 2000.

## AUTORES

### **Ariel Domínguez Cardosa**

Ingeniero Electricista, Máster en Automática, Profesor Auxiliar, Departamento de Electroenergética, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Oriente, Santiago de Cuba, Cuba  
e-mail: arield@fie.uo.edu.cu

### **Mercedes Ramírez Mendoza**

Ingeniera en Control Automático, Doctora en Ciencias Técnicas, Profesora Titular, Departamento de Control Automático, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Oriente, Santiago de Cuba, Cuba  
e-mail: mramirez@fie.uo.edu.cu

### **Modesto Angulo Aguilera**

Ingeniero Electricista, Doctor en Ciencias Técnicas, Profesor Titular, Departamento de Electroenergética, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Oriente, Santiago de Cuba, Cuba  
e-mail: angulo@fie.uo.edu.cu

# FÁBRICA DE TRANSFORMADORES

