



# Control difuso de un motor de inducción

Agustín Garzón  
Modesto Angulo  
Ariel Domínguez

Recibido: Enero del 2005  
Aprobado: Marzo del 2005

## Resumen / Abstract

Se presenta la simulación de un esquema de control de velocidad de un motor de inducción en coordenadas de campo, con controlador difuso sin la necesidad de realizar las compensaciones en los ejes  $d-q$ , lo que simplifica sustancialmente el control. La inferencia difusa se implementó por el método de mínimo máximo. Para el desemborronado, el método del centro de gravedad. Se muestra el comportamiento del sistema de control sometido a cambios bruscos de carga y referencia, observándose la robustez del control difuso frente a un PID clásico.

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

*In this article the simulation of speed control of induction motor is presented in field coordinates with fuzzy controller without the necessity of carrying out the compensations in the  $d-q$  axes, simplifying substantially the control. The diffuse inference was implemented by the maximum minimum method. For defuzzification, the method of the center of gravity is used. The system behaviour is shown from control to abrupt changes of load and it indexes being observed the robustness of the diffuse control in front of a classic PID.*

*Key words: fuzzy control, simulation, induction motor, vector control*

## INTRODUCCIÓN

En los accionamientos de corriente alterna para tener un alto desempeño en el comportamiento de sus variables 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 máquina ( $L_r$ ) afectando adversamente en el desacoplamiento de las variables de control.<sup>2</sup>

Cuando se trabaja con motores de grandes potencias la máquina de inducción es alimentada por un inversor a tiristores como fuente de voltaje modulado en ancho de pulso (PWM), cuya frecuencia de conmutación es baja, usualmente en el rango de 100 Hz - 1 KHz.<sup>3</sup>

Tales convertidores son usados con potencias de hasta unos 100 kW. Una de las principales aplicaciones son los servomecanismos de posición de alto comportamiento dinámico. Debido a la baja frecuencia de conmutación, no es posible alcanzar un rápido control en lazo cerrado de las corrientes de estator, con referencias de corriente de estator, sinusoidal en estado estacionario. A partir de esto, las corrientes de estator no pueden ser controladas por lazos de regulación rápidos, y es necesario utilizar las ecuaciones de voltaje de estator.

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

En estos tipos de esquemas 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 otras.

La problemática planteada de la variación de los parámetros del motor puede ser resuelta por varias técnicas de control adaptativo, tales como control adaptativo con modelo de referencia (MRAC);<sup>5</sup> control con modo deslizante (SUC);<sup>6</sup> control de estructura variable (VSC) y control PI autoajustado.<sup>3</sup> El diseño de los controladores anteriores depende de la exactitud del modelo matemático del sistema. Sin embargo, este a menudo es difícil de elaborar precisamente debido al desconocimiento de la variación de la carga, y al desconocimiento inevitable de la variación de los parámetros debido a la saturación del circuito magnético, variación de la temperatura y perturbaciones en el sistema, como ocurre en la tarea analizada.

La necesidad de obtener procesos 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 la extensión del uso de técnicas inteligentes como el control difuso, neurodifuso, redes neuronales, algoritmos genéticos y otros. Para resolver la problemática planteada, en este trabajo se propone un controlador difuso o controlador de lógica difusa (FLC). Las herramientas para este tipo de controlador fueron introducidas por Zadeh.<sup>8</sup>

La ventaja de este controlador es que no se necesita un modelo exacto del proceso a controlar y no se necesita tampoco la linealidad del sistema a controlar. Este está basado en reglas lingüísticas del tipo Si.... Entonces, como funciona la lógica humana.<sup>9</sup>

La desventaja en la implementación de esta técnica es la alta carga computacional. Es por esto que los reportes de control difuso en accionamientos de motores son fundamentalmente en simulación.<sup>7</sup>

El modelo está determinado por las ecuaciones que definen el comportamiento dinámico de la máquina, basadas en el sistema de referencia de los ejes  $d$  (directo) y  $q$  (en cuadratura).

Ecuaciones de los voltajes

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

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

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

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

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.

Estas ecuaciones representan la conversión de  $u_{sd}$  y  $u_{sq}$  en  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , en el presente caso de alimentar el motor con fuente de tensión, que son las ecuaciones escalares del motor de inducción en un sistema de coordenadas que gira a velocidad del flujo del rotor (dinámica del motor de inducción en campo orientado).

### Ecuaciones del par electromagnético

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

### Ecuación mecánica

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = m_e - m_l \dots(6)$$

donde:

$J$ : Momento total de inercia.

$\omega$ : Velocidad de rotación del eje.

$B$ : Fricción.

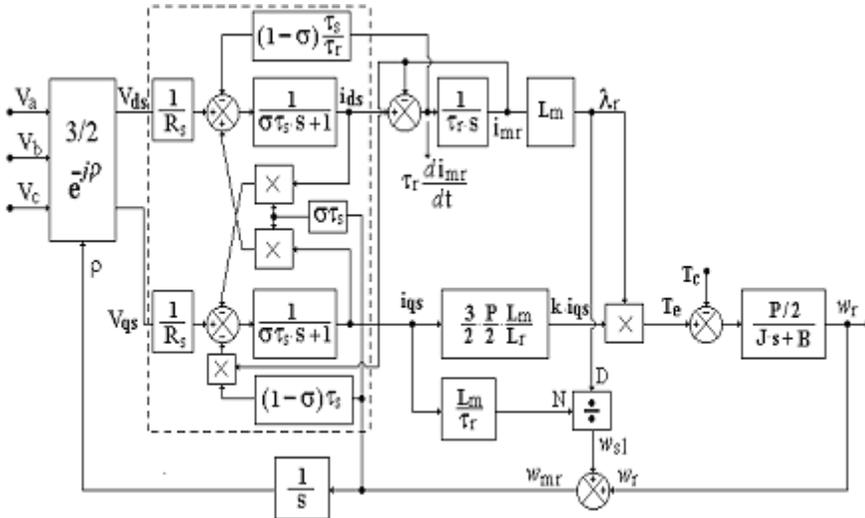
$m$ : Par de la máquina.

$m_l$ : Par de carga.

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

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

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



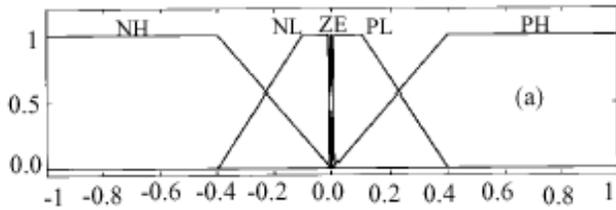
Esquema de bloques del motor de inducción en coordenadas de campo alimentado con fuente de tensión.

1

**DISEÑO DEL CONTROLADOR DIFUSO**

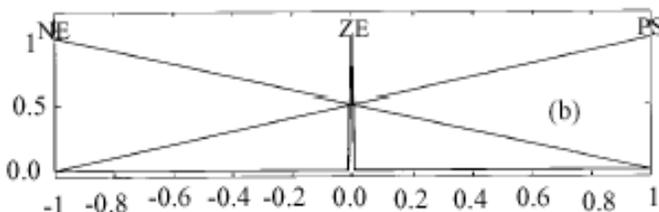
En este trabajo, se aplica un control FLC (control con lógica difusa) para controlar la velocidad de un motor. Para la simulación se utilizó el Toolbox **Fuzzy Logia**, del Simulink de MATLAB®. EL controlador debe proporcionar el mando de la corriente, que es necesario para que el motor alcance la velocidad de referencia.

Se implementaron dos variables de entrada (el error de la velocidad y el cambio del error de la velocidad) y una variable de salida: corriente de mando del eje q. Las funciones de membresía son trapezoidales para el error de la velocidad, triangulares para el cambio del error y para la salida (figuras 2, 3 y 4).



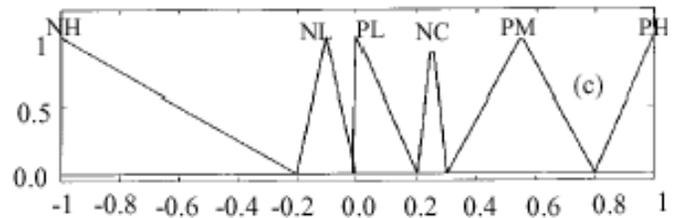
Error de la velocidad.

2



Cambio del error de la velocidad.

3



Corriente  $i_q$  (salida).

4

La inferencia difusa se implementó por el método de mínimo máximo. Las 7 reglas que se produjeron son las siguientes:

1. Si  $D_{wn}$  es PH (positivo grande),  $i_{qn}^*$  es PH (positivo grande).
2. Si  $D_{wn}$  es PL (positivo pequeño),  $i_{qn}^*$  es PM (positivo medio).
3. Si  $D_{wn}$  es ZE (cero) y  $D_e$  es PS (positivo pequeño),  $i_{qn}^*$  es PL (positivo pequeño).
4. Si  $D_{wn}$  es ZE (cero) y  $D_e$  es NE (negativo),  $i_{qn}^*$  es NC (no cambia).
5. Si  $D_{wn}$  es ZE (cero) y  $D_e$  es ZE (cero),  $i_{qn}^*$  es NC (no cambia).
6. Si  $D_{wn}$  es NL (negativo pequeño),  $i_{qn}^*$  es NL (negativo pequeño).
7. Si  $D_{wn}$  es NH (negativo grande),  $i_{qn}^*$  es NH (negativo grande).

Para el desemborronado se usó el método del centro de gravedad, cuya salida se obtiene mediante la siguiente ecuación.

$$Salida = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \dots(8)$$

donde:

*n*: Número total de reglas.

$\mu(x)$ : Denota el grado de membresía para la *i*-ésima regla. A partir de las 7 reglas producidas se obtiene la tabla 1.

Dwn → ↓De	NH	NL	ZE	PL	PH
NE	NH	NL	NC	PM	PH
ZE	NH	NL	NC	PM	PH
PS	NH	NL	PL	PM	PH

**CONFIGURACIÓN DEL ESQUEMA PROPUESTO**

La configuración básica del esquema propuesto consiste de un motor de inducción alimentado por un inversor en fuente de tensión controlado por corriente. El error de velocidad y la variación del error de velocidad son procesados por el regulador difuso para generar el comando de corriente productora del par electromagnético del motor.

Las corrientes de referencias de cada fase son comparadas con los valores actuales para realizar un control *bang-bang* que activará los semiconductores de potencia de cada rama del puente inversor para producir el voltaje de alimentación del motor. Se utilizan los respectivos bloques para la realización de las transformaciones de coordenadas.

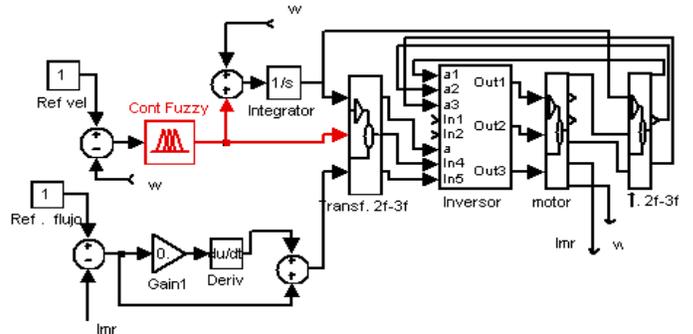
El esquema de simulación realizado para las corridas de validación se muestra en la figura 5.

**RESULTADOS**

En las siguientes figuras se muestra la respuesta del sistema ante cambios de la señal de referencia y de la carga, con controlador PID y con controlador difuso.

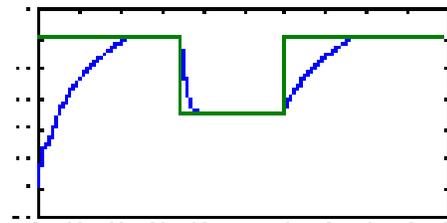
En las figuras 6 y 7 se observan las respuestas de ambos sistemas ante cambios de la señal de referencia. En las misma se puede apreciar cómo la respuesta del sistema de control con control difuso

es mas rápida sin presentar error en estado estacionario. En las figuras 8 y 9 se observa la respuesta del sistema con controlador difuso y con controlador PID, respectivamente, ante perturbación en la carga, se aprecia la mejor respuesta del controlador difuso, al tener menor tiempo de respuesta y mayor exactitud.



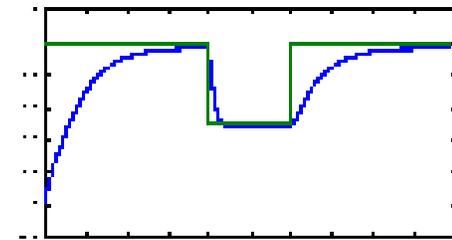
Esquema de simulación del control difuso de un motor de inducción.

5



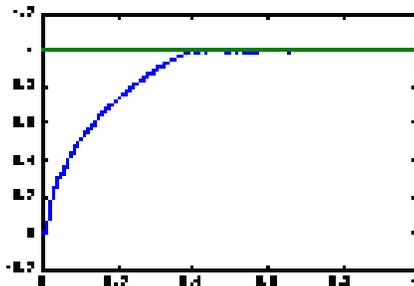
Respuesta ante cambio de la referencia con controlador difuso.

6



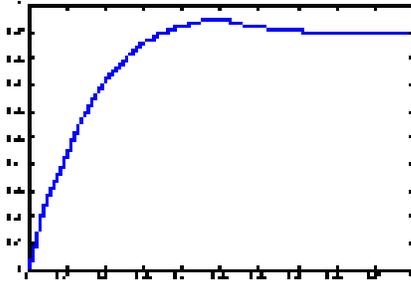
Respuesta ante cambio de la referencia con PID.

7



Respuesta ante señal de entrada escalon unitaria y perturbacion en la carga con el controlador difuso.

8



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

9

## CONCLUSIONES

Se ha implementado un control de velocidad de un motor de inducción en coordenadas de campo con controlador difuso. En la simulación del motor se tuvo en cuenta las ecuaciones de voltajes donde se presenta el desacoplamiento de las variables en los ejes  $d-q$ . El lazo de velocidad con controlador difuso da 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 a las reglas explicadas da un comportamiento más robusto al sistema de control ante las variaciones de parámetros y perturbaciones externas, comparado con un control 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, May, 1972.
2. **Bose, B. K.**: *High Performance Control of Induction Motor*. Department of Electrical Engineering the University of Tennessee, Knoxville, On line, 1998.
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.*, Vol. 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 New Foundland, St. John's NF, Canada, On Line, 2003.
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, On-Line, 1996.

## AUTORES

### Agustín Garzón Carbonell

Ingeniero Electricista, Máster en Ciencias en Automática, CEDAI, Santiago de Cuba, Cuba  
e-mail: garzon@scu.desoft.cu

### Modesto Angulo Aguilera

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

### Ariel Domínguez Cardoso

Ingeniero Electricista, Asistente, Facultad de Ingeniería Eléctrica, Universidad de Oriente, Santiago de Cuba, Cuba  
e-mail: arield@ee.fie.uo.edu.cu