

**CLOSED LOOP V/Hz CONTROL OF AN INDUCTION MACHINE USING A FUZZY
LOGIC CONTROLLER****CONTROL V/Hz EN LAZO CERRADO DE UNA MAQUINA DE INDUCCION
UTILIZANDO REGULADOR POR LOGICA DIFUSA**

**MSc. Tania Acevedo Gauta, MSc. Jorge Luis Díaz Rodríguez
PhD. Aldo Pardo García**

Universidad de Pamplona

Ciudadela Universitaria. Pamplona, Norte de Santander, Colombia.
Tel.: 57-7-5685303, Fax: 57-7-5685303, Ext. 156
E-mail: {tlacevedo, jdiazcu, apardo13}@unipamplona.edu.co

Abstract: This paper deals with the design and simulation of an AC drive with Fuzzy Logic Controller (FLC) for motor speed control induction, and its integration along with Sine Pulse Width Modulation (SPWM) strategy and electronic power inverters. Several simulations were carried out using Simulink[®] and Matlab[®] as simulation software and optimum operating responses were obtained.

Resumen: En este trabajo se aborda el diseño y la simulación de un controlador con Lógica Difusa (FLC) para el control de velocidad de un motor de inducción y su integración con estrategias de Modulación por Ancho de pulso Senoidal (SPWM) e inversor electrónico de potencia. Se realizaron varias simulaciones utilizando el Simulink[®] y el Matlab[®] obteniendo respuestas óptimas de funcionamiento.

Keywords: Modeling, simulation, fuzzy logic controller, induction motor, PWM, Matlab[®], Simulink[®].

1. INTRODUCCIÓN

En esta investigación se involucran dos áreas importantes de la ingeniería como son máquinas eléctricas y Control, en este trabajo se han integrado controladores con técnicas de inteligencia artificial, como lo es la lógica difusa introducida en principio por Zadeh (1965), como teoría de conjuntos difusos y se realiza una comparación de los resultados de funcionamiento, funcionalidad, optimización, entre otras.

La necesidad de sistemas autónomos en el ámbito de control de procesos se ha convertido en el

punto de partida para crear modelos difusos, que permitan la toma de decisiones a partir de normas que surgen de los procesos a controlar. Una vez desarrollado, será posible definir una metodología de diseño que pueda ser utilizada para controlar motores de diferentes características.

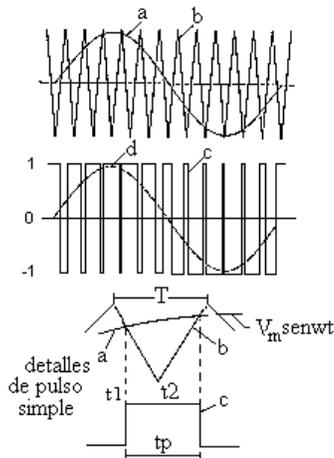
El soporte de esta investigación es el diseño y construcción del modelo matemático de un motor de inducción con características específicas y adaptables, el cual es simulado y controlado por mecanismos de razonamiento Mamdani quien aplica estas teorías en la ingeniería de control (Mamdani, 1974).

Dentro de los diferentes tipos de convertidores, se ha reconocido generalmente que los convertidores que emplean técnicas de Modulación PWM ofrecen un gran número de ventajas sobre sus rivales técnicas de conversión, dentro de las que se pueden destacar, entre otras, que el motor trabaja de manera suave, incluso a bajas velocidades, la posibilidad de realizar el frenado a través de un módulo de frenado y en general, un buen rendimiento del sistema.

2. ANTECEDENTES

2.1. Modulación por ancho de pulso natural

La mayoría de los inversores PWM analógicos implementados utilizan esquemas de control que emplean técnicas de muestreo natural. Una realización práctica, mostrando los rasgos generales de ese modo de muestreo, es ilustrada en la fig. 1.



a - Onda moduladora. c - Voltaje PWM.
b - Onda portadora. d - Armónico fundamental.

Fig. 1. Modulación PWM Natural de dos niveles

Esta técnica de modulación se denomina PWM de muestreo natural, o sencillamente PWM natural o triangular. En la figura se puede apreciar que una onda portadora triangular es comparada directamente con una onda sinusoidal moduladora, para determinar el instante de conmutación, y por consiguiente, el ancho del pulso resultante.

La elevada relación de n a frecuencias bajas corresponde a un número de frecuencia armónicas y, por tanto, a un funcionamiento suave del motor, incluso a frecuencias muy bajas. Normalmente una portadora del orden kHz puede ser suficiente. Pero hay que tener en cuenta los posibles problemas

causados por las vibraciones que puede producir el motor, las bobinas y los propios conductores. Uno de estos problemas es el ruido, ya que el oído humano es muy sensible a sonidos en torno a 2 ó 3 kHz. Las frecuencias de 16 kHz o superiores son prácticamente inaudibles, pero es posible que produzcan demasiadas pérdidas de conmutación. En algunos inversores la frecuencia de la portadora es fija, en otros varía continuamente o se modifica en función de la modulación y en algunos el usuario puede seleccionarla de acuerdo con sus necesidades y las posibles resonancias mecánicas (Pardo y Díaz, 2004, Acero, 1993).

Es importante señalar que, debido a que los bordes de conmutación de la modulación por ancho de pulso son determinados por la intercepción instantánea de las dos ondas, el ancho de pulso resultante es proporcional a la amplitud de la onda moduladora en el instante en que ocurre la conmutación. Esto tiene dos consecuencias importantes: la primera es que los centros de los pulsos de la onda, en la modulación por ancho de pulso resultante, no están equidistantes o uniformemente espaciados y la segunda es que no es posible definir el ancho de los pulsos utilizando expresiones analíticas.

De hecho, es útil mostrar que el ancho de pulso sólo puede ser definido utilizando una ecuación trascendental de la forma:

$$tp = \frac{T}{2} \left[1 + \frac{V_m}{2} (\text{sen } \omega t_1 + \text{sen } \omega t_2) \right] \quad (1)$$

Donde:

- tp - Ancho del pulso.
- T - Período de la señal moduladora.
- V_m - Amplitud de la señal moduladora.
- t_1 - Inicio del pulso modulado.
- t_2 - Fin del pulso modulado.

Debido a esta relación trascendental existente entre los tiempos de conmutación, no es posible calcular directamente el ancho de los pulsos modulados. Por lo tanto, el ancho de los pulsos sólo puede ser definido en términos de una serie de funciones Bessel.

Para construir un modelo computacional de la modulación natural se requiere del proceso ilustrado en la figura 1, el cual puede ser simulado directamente en la computadora. Y el instante de

conmutación de la PWM es determinado usando técnicas numéricas, como los métodos de Gauss - Seidel o Newton - Raphson. Por ello, dichas ecuaciones no pueden ser utilizadas directamente, excepto en sistemas a microprocesadores con gran capacidad para el cálculo aritmético. Otra solución es utilizar una computadora para el cálculo de los instantes de conmutación y luego grabarlo en una memoria de sólo lectura para su posterior uso, pero esto requiere de un gran espacio de memoria para guardar los anchos de pulso para un amplio rango de voltaje y frecuencia de la salida.

Como se ilustra en la figura 1, la forma de onda del PWM cambia entre dos niveles de voltaje (+1 y -1) y por consiguiente, es usualmente denominado PWM de dos niveles. Esta forma de onda es típica de la línea inversora a CD enlazada con el voltaje de la derivación o tap central, y como muestra incluye el portador de armónicos de frecuencia. (Pardo y Díaz, 2004).

2.2. Modelado del motor de inducción

El motor de inducción es un sistema de conversión de energía eléctrica en movimiento o mecánica de rotación, está conformado por un estator y un rotor. En el estator se coloca normalmente el inductor, alimentado por una red mono o trifásica. El rotor es el inducido, y las corrientes que circulan por él aparecen como consecuencia de la interacción con el flujo del estator. Este modelo como se ha planteado (Pardo y Díaz, 2004), responde a las ecuaciones 2 a 9 para $w = 0$, que es el caso del modelo del motor de inducción en un sistema de ejes fijos en el estator, o también se conoce como sistema de ejes estacionarios.

$$\dot{I}_{qs} = -\frac{R_s}{s L_s} I_{qs} - w I_{ds} + \frac{1-s}{s} \frac{R_s}{L_m} I_{qr} + v_{qs} \tag{2}$$

$$\dot{I}_{ds} = -\frac{R_s}{s L_s} I_{ds} + w I_{qs} + \frac{1-s}{s} \frac{R_s}{L_m} I_{dr} + v_{ds} \tag{3}$$

$$\dot{I}_{qr} = -\frac{R_r}{s L_r} I_{qr} - (w - w_r) I_{dr} + \frac{1-s}{s} \frac{R_r}{L_m} I_{qs} + v_{qr} \tag{4}$$

$$\dot{I}_{dr} = -\frac{R_r}{s L_r} I_{dr} + (w - w_r) I_{qr} + \frac{1-s}{s} \frac{R_r}{L_m} I_{ds} + v_{dr} \tag{5}$$

$$\dot{w}_r = -\frac{B}{J} w_r + \frac{P}{2} \frac{1}{J} (T_e - T_c) \tag{6}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{s} \frac{1-s}{L_m} (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) \tag{7}$$

$$w_m = (P/2) \cdot w_r \tag{8}$$

$$s = 1 - \frac{L_m^2}{L_s} L_r \tag{9}$$

En el caso en que la variable de entrada es el voltaje del estator, se conoce como modelo de voltaje (Pardo y Díaz, 2004).

3. SIMULACIONES

En este sistema se tomó el motor del modelo de voltaje y se creó el bloque “Inversor con PWM Natural” en el cual se implementó la estrategia expuesta en la figura 2.

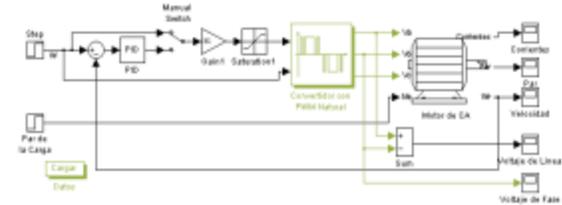


Fig. 2. Inversor VSIPWM natural en control escalar (lazo abierto)

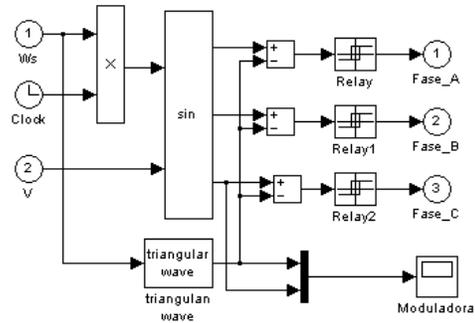


Fig. 3. Bloque “Inversor con PWM Natural”

En este caso se simuló un proceso de arranque con variación de la carga de 12 a 30 Nm en 0.35 s, además en el caso del convertidor se tuvo en cuenta que la razón de modulación n es un parámetro variable, el cual depende de la frecuencia. Para las bajas frecuencias el valor de n es grande, pero a medida que la frecuencia aumenta esta disminuye. El valor de n para frecuencia de 0-5 Hz es de 140, disminuyendo en 12 unidades cada 5 Hz para mantener simetría de un cuarto de onda, obteniendo una onda con menos armónicos. A frecuencia nominal el valor de n es igual a 20, siendo el valor de frecuencia de la portadora de 1.5 Hz (Pardo y Díaz, 2004).

Respuesta de la velocidad (figura 4), resultante en el sistema convertidor – motor con inversor PWM natural, teniendo en cuenta que la corriente fue llevada a escala multiplicando su valor por 21.

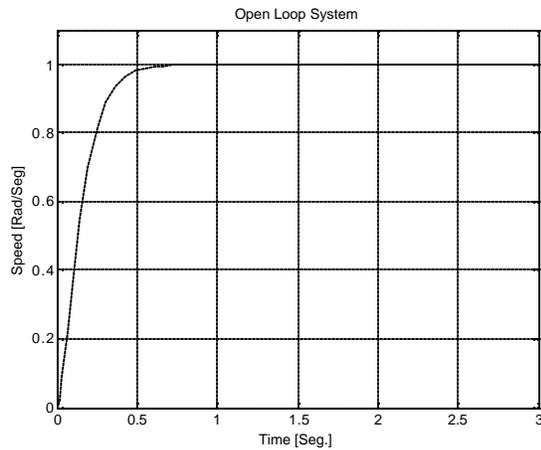


Fig. 4. Velocidad (lazo abierto)

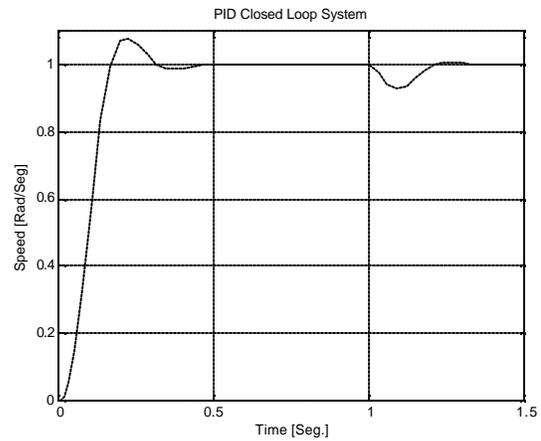


Fig. 7. Control de velocidad PID

De la línea tangente de inflexión se toman los parámetros de tiempo de retardo L y constante de tiempo T , para realizar sintonía de Ziegler - Nichols basada en respuesta escalón de la gráfica (Ogata, 2004), y tener un parámetro de comparación con un controlador PID, (figura 5). Teniendo en cuenta los lazos de esquemas clásicos de control de velocidad (figura 6), Se realiza una realimentación doble para el mismo sistema, al cerrar el lazo la respuesta obtenida (figura 7) desde cero hasta 0.5 que se estabiliza la salida es un 15% más rápida.

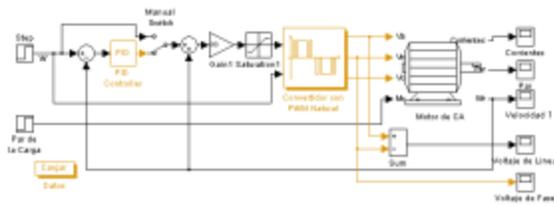


Fig. 5. Lazo de control con PID

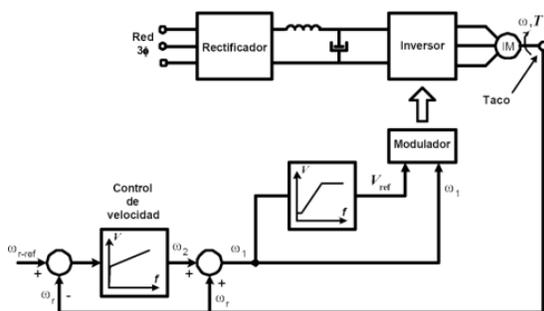


Fig. 6. Control de velocidad simple

4 DISEÑO DEL CONTROLADOR LÓGICO DIFUSO

Para la obtención del Controlador Lógico Difuso se diseñó un regulador difuso de velocidad tipo Mamdani, de dos entradas, error y derivada de error, y una salida de acción de control, las membresías están combinadas entre triangulares y trapezoidales de la siguiente forma:

4.1 Fusificación

Se fijará como primer paso el universo de discurso de las entradas al controlador error $[-0.5, 0.5]$ y cinco conjuntos difusos (Aguilar y Rivas, 2001).

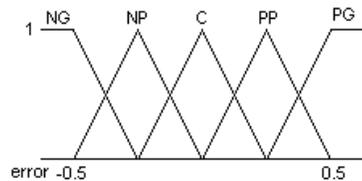


Fig. 8. Función de membresía del error

De modo similar se realiza una representación de la segunda variable, llamada derivada del error, $[-0.5, 0.5]$ dividida de igual manera en cinco conjuntos difusos nombradas Negativo grande (NG), Negativo Pequeño (NP), Cero (C), Positivo pequeño (PP), y positivo Grande (PG) representados en la figura 9

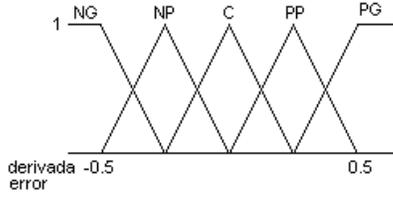


Fig. 9. Función de membresía de la derivada del error

Se discretiza la variable de salida y se da nombre a las etiquetas lingüísticas, Muy bajo (MB), Bajo (B), Normal (N), Alta (A), Muy alta (MA)

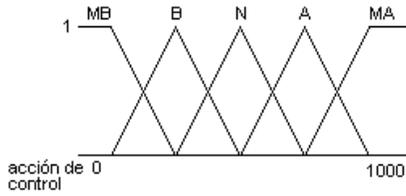


Fig. 10. Función de membresía de la salida

4.2 Base de Conocimiento

La definición de la base de conocimiento junto con la lógica de razonamiento difuso constituye la estructura interna del controlador lógico difuso.

Tabla 1: Base de reglas

	NG	NP	C	PP	PG
NG	MB	MB	MB	B	B
NP	MB	MB	B	B	N
C	B	N	N	N	A
PP	N	A	A	MA	MA
PG	A	A	MA	MA	MA

En este caso, el antecedente y el consecuente de la regla están constituidos por dos variables, de esta manera la estructura genérica de esta regla es:

$$\text{Si } U_1 \text{ es } B_1 \text{ y } U_2 \text{ es } B_2 \text{ entonces } V \text{ es } D_i \quad (10)$$

Donde U es la variable de entrada del sistema difuso y V es la variable de salida. Si los universos de las variables difusas U y V tienen particiones dadas por conjuntos difusos B_i y D_i , respectivamente, etiquetados con valores lingüísticos, entonces el conjunto de reglas basadas en la ecuación 10 se reflejan en la Tabla 1.

El error está caracterizado con $B_{i1} \rightarrow B_{i1}(x_1)$
La derivada del error caracterizada con $B_{i2} \rightarrow B_{i2}(x_2)$
La acción de control caracterizada con $D_i \rightarrow D_i(y)$

4.3 Lógica de razonamiento difuso

Los niveles de tiro están dados por la ecuación 11 en representación del mecanismo de razonamiento tipo Mamdani (Aguilar y Rivas, 2001).

$$t_i = \min [B_{i1}(x_1), B_{i2}(x_2)] \quad (11)$$

Las salidas individuales de cada regla están representadas por

$$F_i(y) = t_i \cap D_i(y) \quad (12)$$

La salida total es obtenida mediante la agregación de los F_i

$$F = \bigcup_{i=1}^{25} \frac{F_i}{t_i \cap D_i} \quad (13)$$

Las ecuaciones 11, 12 y 13, forman la lógica de razonamiento difuso.

4.4 Desfusicación

El método de centro de área es utilizado para la desfusicación, la agregación de las salidas individuales, es representado por otro conjunto difuso.

$$Y = \frac{\sum_{i=1}^{25} F(y_i) * y_i}{\sum_{i=1}^{25} F(y_i)} \quad (14)$$

5. APLICACIÓN AL MODELO PLANTEADO

En el proceso de simulación se reemplaza el controlador PID por un controlador lógico difuso, diseñado en la *Fuzzy Logic Toolbox* del Matlab®

En la figura 11 se muestra el entorno del controlador en la anterior *Toolbox*, donde se determinan las entradas, la salida, el tipo de desfusicación y el modelo tipo Mamdani.

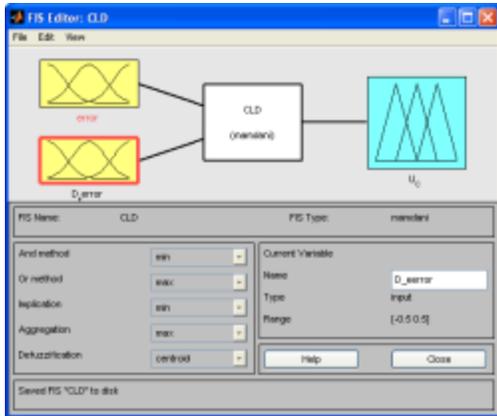


Fig. 11. Caracterización del Controlador Lógico Difuso

De manera similar se caracteriza el error, la derivada del error y la salida con los valores definidos en el diseño, en la figura 12 está representada la derivada del error con los valores asociados.

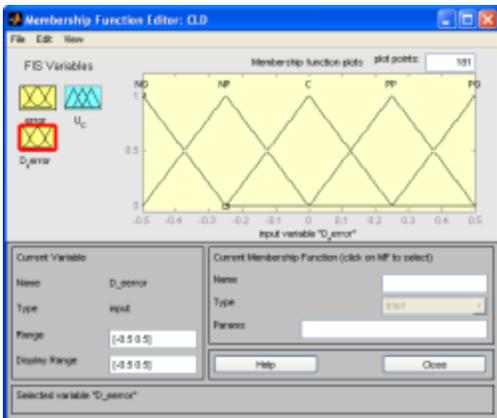


Fig. 12. Caracterización de la derivada del error

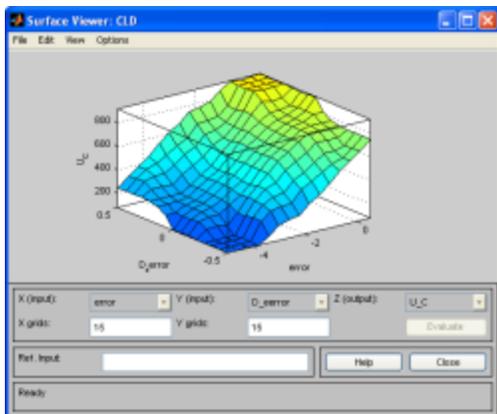


Fig. 13. Superficie de control

En el Simulink® de Matlab® se desarrollan los bloques de simulación de la misma forma en que se implementaron los modelos de las simulaciones ya expuestas.

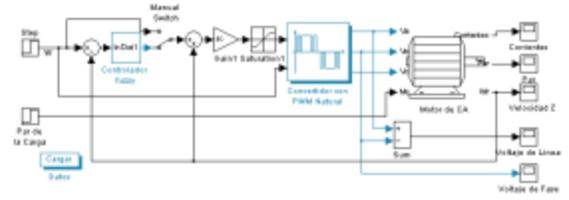


Fig. 14. Control Lógico Difuso aplicado modelo del motor con conversión PWM Natural

La representación en el bloque del controlador Lógico Difuso está expuesta en la figura 15, las entradas error y derivada del error y la salida, las cuales se encuentran representadas en un subsistema de la figura 14.

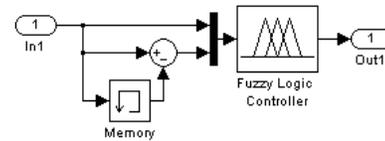


Fig. 15. Estructura interna del subsistema de las entradas y salida del CLD

En la figura 16 se muestra la simulación del sistema con control difuso (FLC Controller), y se compara con los resultados simulados con anterioridad para el controlador PID (PID Controller) y que se mostró en la figura 7.

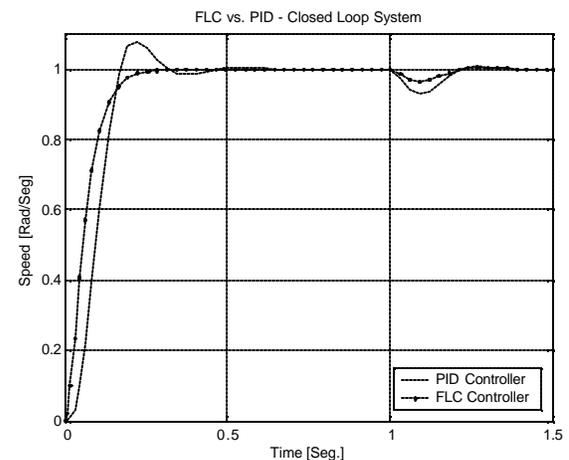


Fig. 16. Respuesta de velocidad del controlador PID y del controlador lógico difuso

4. CONCLUSIONES

Las técnicas de control como la Lógica Difusa son lo suficientemente robustas y válidas frente a perturbaciones en el control de diferentes procesos en particular en los motores de inducción, quedando demostrado en forma experimental (Cheng and Cheng, 2004).

El diseño del Controlador Lógico Difuso (CLD) tiene la mejor respuesta de velocidad, comparando con la del control PID, que se puede ver en la figura 4.9. De la anterior figura se puede observar que la respuesta del CLD es una respuesta totalmente plana (sin sobre-regulación), a diferencia de la respuesta del PID que posee una sobre-regulación aproximada del 4%. En cuanto al tiempo de establecimiento (para la banda de error del 2%) en el CLD es inferior al 0.15 seg., mientras que la del regulador PID es de aproximadamente 0.35 seg., mostrando el incremento de la rapidez del sistema. Adicionalmente el CLD presenta una respuesta más rápida ante variaciones de la carga del motor, que se puede apreciar por el menor tiempo (la mitad del PID) de recuperación frente a perturbaciones.

Al comparar la respuesta del CLD con la PID, esta primera posee menor área, obteniéndose una respuesta óptima según criterio ITAE (*Integral of Time Absolute Error*), esto trae como beneficio adicional un consumo energético menor y menos oscilaciones, que se traducen en menor stress mecánico para la carga acoplada al eje del motor.

Todo lo anterior demuestra aun más la eficacia de los controladores difusos y su factibilidad en la aplicación en el control de motores de inducción.

La condición de operación en el experimento es adecuada para la implementación del controlador en un microcontrolador, ya que los parámetros del motor utilizados son similares a las características de funcionamiento de los motores que se encuentran en el instituto de investigación, para una posterior implementación.

REFERENCIAS

- Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets, *Inform. Contr.*, **Vol. 8**, pp. 338-353.
- Mamdani, E. H. (1974). Application of simply algorithm for control of a simple dynamic plant, *Proc. IEE*, **Vol. 121**, pp. 1585-1588.
- Pardo G., A. y Díaz R., J. L. (2004). *Aplicaciones de los convertidores de frecuencia*, Estrategias PWM, Editorial Java E. U., Colombia.
- Acero, H. (1993). *Electrónica industrial: Componentes, Circuitos y Sistemas de potencia*, Servicio de Publicidad ETSI, Madrid, España.
- Ogata, K. (2004). *Ingeniería de Control Moderna*, Prentice Hall, Cuarta edición, Madrid.
- Aguilar, J. y Rivas E. F. (2001). *Introducción a las técnicas de computación Inteligente*, Universidad de Los Andes, Venezuela.
- Cheng, W. and Cheng, Z. (2004). A Fuzzy Speed Controller of Induction Motors. *IEEE Trans.* Chengdu, China, August 2004.

ANEXOS

Simbología:

- R_s Resistencia del estator por fase.
 R_r Resistencia del rotor por fase.
 L_s Inductancia propia del estator por fase.
 L_m Inductancia mutua estator-rotor.
 L_r Inductancia propia del rotor por fase.
 w Velocidad angular del sistema de ejes arbitrarios.
 w_r Velocidad angular eléctrica del rotor.
 w_m Velocidad angular mecánica del rotor.
 B Coeficiente de fricción viscosa.
 J Momento de inercia.
 P Número de pares de polos
 T_e Par electromagnético.
 T_c Par de carga.
 λ Concatenaciones de Flujo.
 s Coeficiente de dispersión o coeficiente de Blondel.

Subíndices:

- s Estator.
 r Rotor.
 d Eje Directo.
 q Eje en Cuadratura.