

## Diseño y simulación de un controlador PD difuso para el control de la velocidad de un motor de inducción

Design and simulation of a PD fuzzy controller for speed control of an induction motor

Harold René Chamorro Vera\*

Billy Vladimir Toro\*\*

César Leonardo Trujillo Rodríguez\*\*\*

*Universidad Distrital Francisco José de Caldas (Colombia)*

\*Ingeniero Electrónico, Universidad Distrital Francisco José de Caldas (Colombia). Miembro activo del Laboratorio de Investigación en Fuentes Alternativas de Energía (LIFAE). [hr.chamo@ieee.org](mailto:hr.chamo@ieee.org)

**Correspondencia:** Carrera 7 N.º 40-53, piso 5, Bogotá (Colombia).

\*\*Ingeniero Electrónico, Universidad Distrital Francisco José de Caldas (Colombia). Miembro activo del Laboratorio de Investigación en Fuentes Alternativas de Energía (LIFAE) [vladimirtoro@yahoo.es](mailto:vladimirtoro@yahoo.es)

\*\*\*Magíster en Ingeniería Eléctrica, Universidad Nacional de Colombia. Docente en el área de Electrónica de Potencia en la Universidad Distrital Francisco José de Caldas (Colombia). Miembro activo del Laboratorio de Investigación en Fuentes Alternativas de Energía (LIFAE) [cltrujillo@udistrital.edu.co](mailto:cltrujillo@udistrital.edu.co)

## Resumen

En este artículo se presenta el diseño y simulación de un controlador difuso para el control de la velocidad de un motor de inducción trifásico, basado en la arquitectura de control proporcional derivativa. La primera parte del artículo estudia las características del sistema motor-inversor, con el fin de obtener el conocimiento experto necesario para implementar el controlador difuso. En la segunda parte, a través de la herramienta computacional FIS de MatLab®, se diseña el controlador y se simula su rendimiento, mediante la realización de diferentes pruebas sobre la planta. Finalmente, se hace un comparativo con trabajos desarrollados previamente en esta temática y se presentan las conclusiones.

**Palabras clave:** Motor de inducción trifásico, control de velocidad difuso, PD, VSC.

## Abstract

This paper presents the design and simulation of a fuzzy controller to control the speed of a three phase induction motor based on the proportional derivative control architecture. The first part of the paper is aimed at examining the characteristics of motor-inverter systems in order to obtain the expertise necessary to implement the fuzzy controller. In the second part through the FIS computational tool MatLab®, the controller is designed and a simulation is carried out taking into account the implementation of various tests on the system. Finally a comparison was made with previous work done on this topic with the corresponding conclusions.

**Keywords:** Three phase induction motor, fuzzy speed control, PD, VSC.

Fecha de recepción: 14 de marzo de 2010  
Fecha de aceptación: 3 de abril de 2010

## 1. INTRODUCCIÓN

El control de velocidad de una máquina de inducción, ya sea de rotor devanado o de jaula de ardilla, requiere de un control más sofisticado que otro tipo de máquinas eléctricas. De los diversos métodos de control propuestos por diferentes autores, se destaca el control escalar debido a su simplicidad. El control escalar se basa en la premisa de mantener constante el flujo magnético entre el estator y el rotor con el fin de evitar la saturación del núcleo. Para conseguir esto se requiere mantener una relación constante entre la frecuencia de alimentación del generador trifásico y la amplitud de los voltajes aplicados.

Teniendo en cuenta lo anterior, se hace necesario implementar una unidad electrónica que permita brindar las condiciones adecuadas de voltaje y frecuencia al motor de inducción trifásico. Dicha unidad electrónica se co-

noce como inversor. Los inversores trifásicos que emplean un esquema de Modulación por Ancho de Pulso (PWM) [1] han sido ampliamente usados en Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (UPS), como interfaz DC/AC de fuentes no convencionales de energía, tales como el viento y el sol, en reguladores de tensión y en muchas otras aplicaciones industriales. En la mayoría de los casos para esta aplicación en concreto, y teniendo en cuenta el modelo del motor de inducción, se han implementado controladores clásicos (P, PI y PID) y controladores vectoriales [2]; sin embargo, la mayor limitación que se tiene en su implementación es la obtención de un modelo preciso de sistema motor-inversor.

Es de resaltar que el motor de inducción trifásico posee un equivalente eléctrico similar al de un transformador, en el cual el deslizamiento es análogo a la relación de espiras. La diferencia fundamental es que el valor del deslizamiento cambia en función de la velocidad del rotor, y es, idealmente, igual a uno, cuando el rotor está bloqueado e igual a cero, cuando el rotor gira a velocidad nominal. Adicionalmente, el flujo magnético que existe entre el estator y el rotor induce corrientes parásitas que deben ser tenidas en cuenta en el modelo dinámico del motor, junto con los efectos de la autoinductancia en cada devanado [3]. Los aspectos mencionados limitan el rango de operación de los controladores clásicos, al no poder establecer un modelo dinámico preciso del motor de inducción, lo que refuerza la idea de encontrar o aplicar nuevos tipos de control.

Por otra parte, el control difuso permite aprovechar el conocimiento previo acerca de las variaciones de la magnitud y frecuencia de los voltajes según la variación de la velocidad del rotor cuando se aplica una carga mecánica, y permite diseñar un control sin tener un modelo previo del sistema. A grandes rasgos, el esquema de control plantea la necesidad de sensar la velocidad del rotor, la cual se compara con la velocidad de referencia. Las variables de entrada del controlador difuso son: el error y el cambio del error [4], y las variables de salida son: la variación de la frecuencia y el índice de modulación de amplitud. El rendimiento del controlador es puesto a prueba haciendo cambios en la carga de diversos tipos, para comprobar la acción de regulación con respecto a la velocidad sincrónica del motor.

Si bien diferentes autores han propuesto diseños de controladores difusos para este tipo de máquinas eléctricas, no obstante, algunos parten del mo-

delo matemático [5]. Otros autores establecen el diseño de control difuso; sin embargo, la presentación de los resultados no es clara y en muchas ocasiones no abordan pruebas de carga mecánica con respecto a la respuesta en velocidad [6], según las pruebas estándar establecidas en [7]. Por ello, el objetivo planteado en este artículo se centra en diseñar y simular un control de velocidad difuso al cual se le aplicarán diferentes tipos de prueba de carga, con el fin de evaluar su funcionamiento sin necesidad de utilizar un modelo matemático del sistema.

## 2. METODOLOGÍA

La metodología utilizada para el desarrollo del controlador PD difuso para el control de la velocidad de un motor de inducción se puede dividir en tres etapas.

La primera etapa tiene como objetivo obtener de una manera sencilla el conocimiento experto del proceso que se va a controlar, para este caso el sistema motor-inversor.

Lo primero que se debe conocer en esta etapa son las características del motor, las cuales, en primera instancia, se presentan en la placa de datos del motor de inducción de jaula de ardilla; estos datos se muestran en la tabla 1.

**Tabla 1.** Características nominales del motor de inducción

<b>Especificación</b>	<b>Valor</b>
Frecuencia nominal	50Hz
Voltaje de línea nominal	208Vrms
Número de polos	4
Factor de potencia	0.85
Corriente nominal	3A
Potencia nominal	746W

Asociado a estas características, es necesario determinar los parámetros del motor, así como las características de funcionamiento del inversor trifásico; estos dos tópicos se abordan en las secciones 3 y 4 respectivamente.

Una vez se obtiene el conocimiento pleno del sistema, se aborda la segunda etapa relacionada con la implementación de un conjunto de reglas que hacen parte del diseño del controlador difuso. En esta etapa se hace un análisis de los posibles controladores que se van a implementar y se establece que una buena opción en el controlado PD difuso, el cual se implementa a través de la herramienta FIS de MatLab®[8]. El procedimiento de diseño a través de la herramienta computacional se presenta en la sección 6.

En la tercera y última etapa, se integra el controlador al sistema motor-inversor y se simula el comportamiento del mismo bajo diferentes pruebas de carga. Una vez se realizan las pruebas de carga es posible determinar el comportamiento del controlador y del sistema en general, con el fin de establecer comparativos con trabajos realizados previamente y obtener conclusiones que permitan mostrar la ventaja de la implementación de controladores difusos. Dichas simulaciones y análisis de resultados se muestran en las secciones 7, 8 y 9.

### 3. DETERMINACIÓN DE LOS PARÁMETROS DEL MOTOR

Para determinar los parámetros de construcción de un motor de inducción trifásico, tales como sus autoinductancias, resistencias, rotóricas y estáticas, y su inductancia de magnetización, es necesario realizar un conjunto de pruebas establecidas y ampliamente documentadas en la literatura [3]. Las dos pruebas que se llevaron a cabo con el fin de construir el modelo eléctrico del motor de inducción y con ello determinar sus principales características de funcionamiento, son las pruebas de vacío y la de rotor bloqueado. El modelo equivalente del motor referido al estator se muestra en la figura 1.

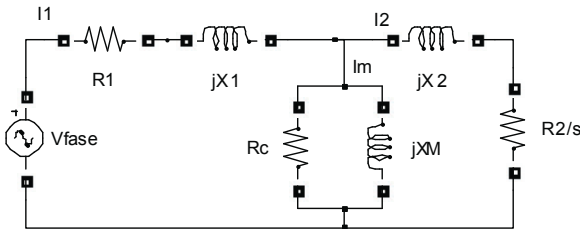
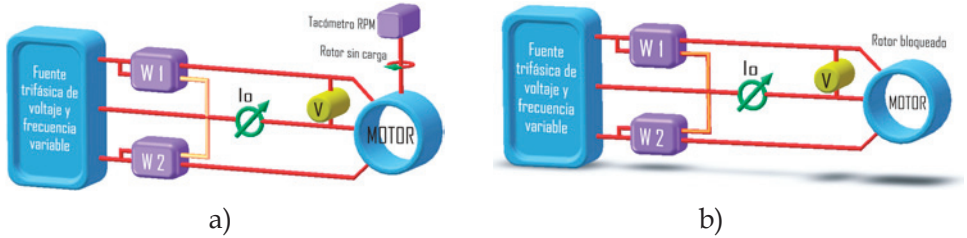


Figura 1. Modelo equivalente del motor referido al estator

La disposición física del motor para llevar a cabo las pruebas mencionadas se muestra en las figuras 2a y 2b



**Figura 2.** a) Prueba de vacío de un motor de inducción  
b) Prueba de rotor bloqueado

Al desarrollar estas pruebas se obtuvieron los datos de la tabla 2 y la tabla 3.

**Tabla 2.** Datos obtenidos de las pruebas sobre el motor

Prueba de c.d	Prueba de vacío	Prueba de rotor bloqueado
$V_{c.d.}=15V$ $I_{c.d.}=3A$	$V_{linea}=VTV=38.7V$ $I_{AV}=2.7A$ $I_{BV}=2.7A$ $I_{CV}=2.7A$ $f_v=60Hz$ $P_{inv}=34.66W$	$V_{linea}=Vtrb=38.7V$ $I_{Arb}=2.9A$ $I_{Brb}=2.9A$ $I_{Crb}=2.9A$ $f_{rb}=60Hz$ $P_{inrb}=100W$

**Tabla 3.** Parámetros del modelo eléctrico del motor de inducción

Parámetro	Valor( $\Omega$ )
$R_1$ (Resistencia del estator)	5
$R_2$ (Resistencia del rotor)	1.46
$X_1$ (Inductancia del estator)	3.96
$X_2$ (Inductancia del rotor)	1.58
$X_M$ (Inductancia mutua)	43

#### 4. INVERSOR TRIFÁSICO A PWM

Los inversores trifásicos están compuestos de un puente de seis pulsos equipado por dispositivos electrónicos auto-conmutables, tales como MOSFET's, GTO's e IGBT's, siendo estos últimos ampliamente utilizados en este tipo de sistemas [1]; de igual forma, cuentan con diodos colocados en anti-paralelo a los interruptores, un inductor de salida, y una fuente DC primaria. La estructura básica de un inversor trifásico se muestra en la figura 3.

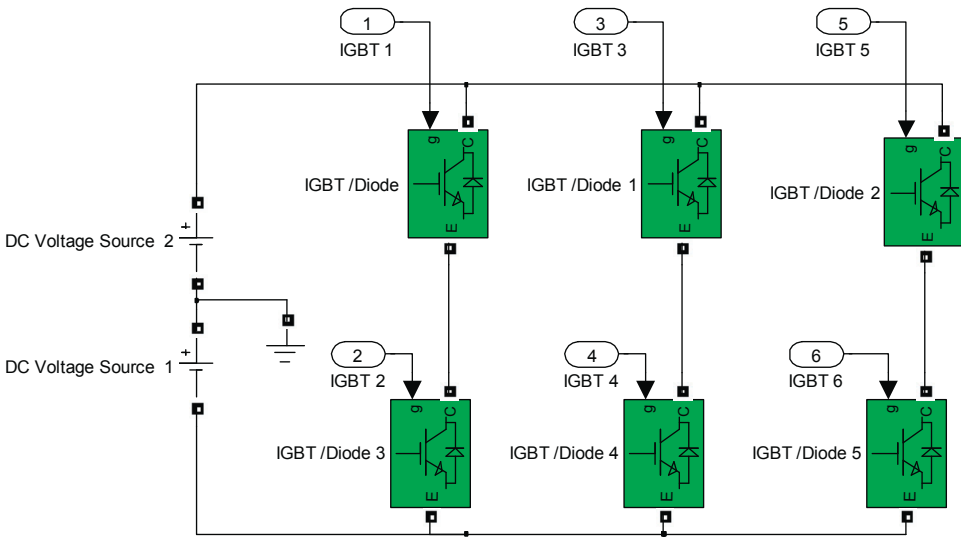
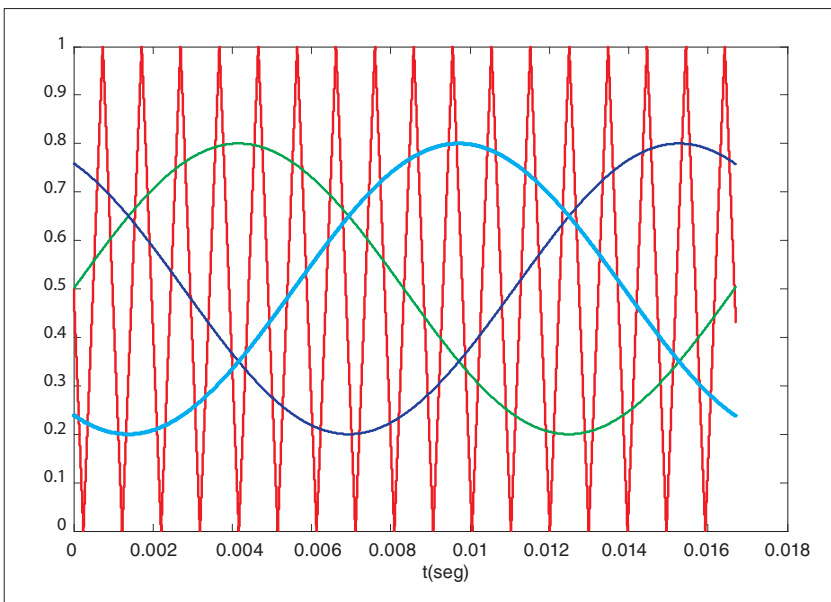


Figura 3. Inversor Trifásico c.d/c.a

La principal función de un inversor es convertir el voltaje DC de entrada, que puede ser obtenido de diferentes fuentes de generación (e.j. celdas solares, granjas eólicas, pilas de combustible, baterías, entre otras), en una corriente AC. La polaridad del voltaje DC se encuentra definida por la polaridad del puente de diodos; los interruptores pueden ser conmutados en un tiempo determinado aplicando un voltaje adecuado en la compuerta del transistor. Sin embargo, se debe tener en cuenta que cuando un interruptor de la misma rama está encendido, el otro debe estar apagado, con el fin de evitar corto circuitos en la rama [1].

## Modulación por ancho de pulso (PWM)

La Modulación por Ancho de Pulso (PWM) es usada para generar las señales de disparo apropiadas para los seis interruptores. Las dos principales ventajas que ofrece la PWM son: el control de la amplitud de la tensión y la frecuencia fundamental a la salida del inversor, y la disminución de los requerimientos de filtrado debido a la minimización de las componentes armónicas. Para la operación de la PWM se requiere la comparación entre una señal de control o moduladora, generalmente sinusoidal de la frecuencia requerida por la salida, y una señal portadora que es una onda triangular que controla la frecuencia de conmutación de los interruptores. Para el caso trifásico se deben comparar tres señales trifásicas desfasadas una de la otra  $120^\circ$  con un señal triangular denominada portadora [1], [3], como se muestra en la figura 4.



**Figura 4.** Comparación de una señal portadora de alta frecuencia con un esquema trifásico de voltajes



Se deben tener en cuenta algunas definiciones útiles al usar la PWM. La primera de ellas está asociada al llamado índice de modulación en frecuencia  $m_f$ , la cual se define como la relación entre la frecuencia de la portadora (triangular) y la frecuencia de la señal de control o moduladora (sinusoidal).

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} \quad (1)$$

La segunda hace referencia al índice de modulación  $m_a$ , el cual se define como la relación entre las amplitudes de las señales moduladora y portadora.

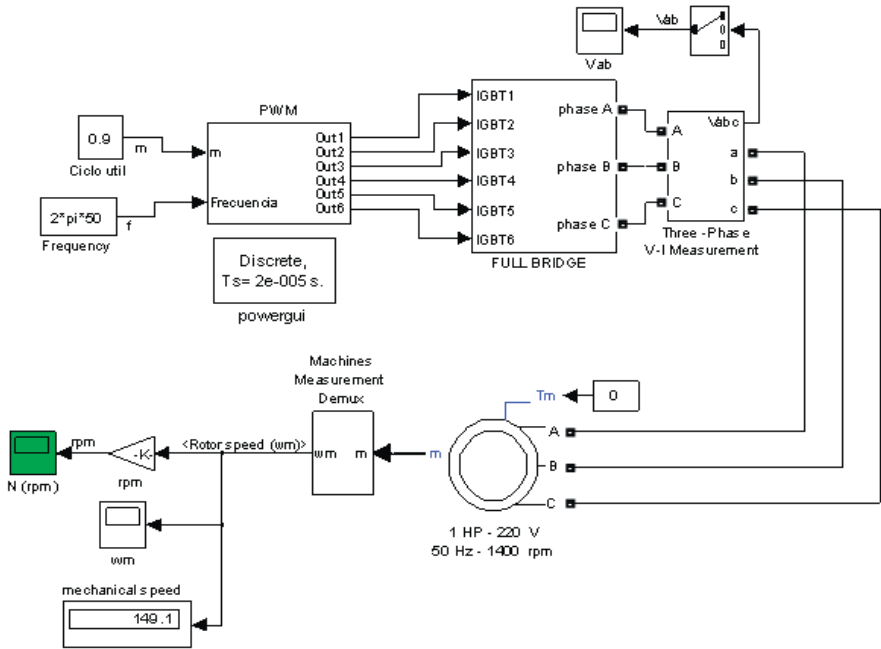
$$m_a = \frac{V_{referencia}}{V_{portadora}} \quad (2)$$

Si  $m_a \leq 1$ , la amplitud de la frecuencia de la fundamental de la tensión de salida es linealmente proporcional a  $m_a$ .

Según [2] se puede controlar la amplitud de la tensión de la fundamental de salida a través de  $m_a$ .

## 5. SIMULACIÓN EN LAZO ABIERTO DEL MOTOR CONECTADO AL INVERSOR

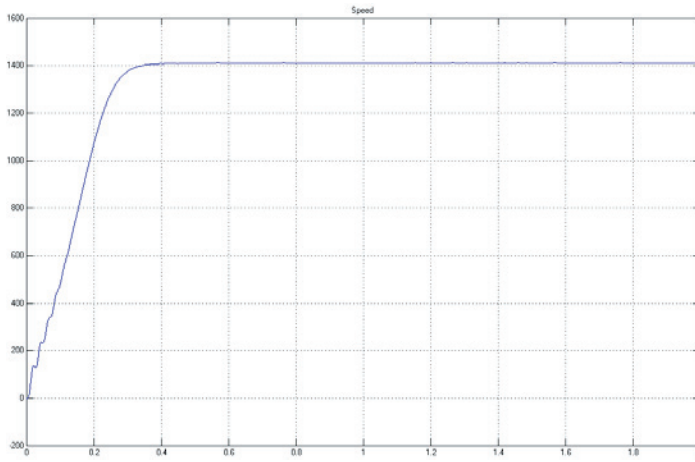
Como se muestra en la figura 5, el sistema de accionamiento del motor de inducción trifásico está compuesto por varios bloques funcionales que actúan de la siguiente forma: las entradas del sistema son el ciclo útil y la frecuencia, de acuerdo con estos datos se generan las señales de PWM, que controlan los interruptores en el inversor (ver figura 3). El inversor, a su vez, genera los voltajes trifásicos necesarios para accionar el motor. La velocidad del motor es mostrada por un *display* y un *scope* que entrega la lectura en radianes por segundo y es convertida a rpm.



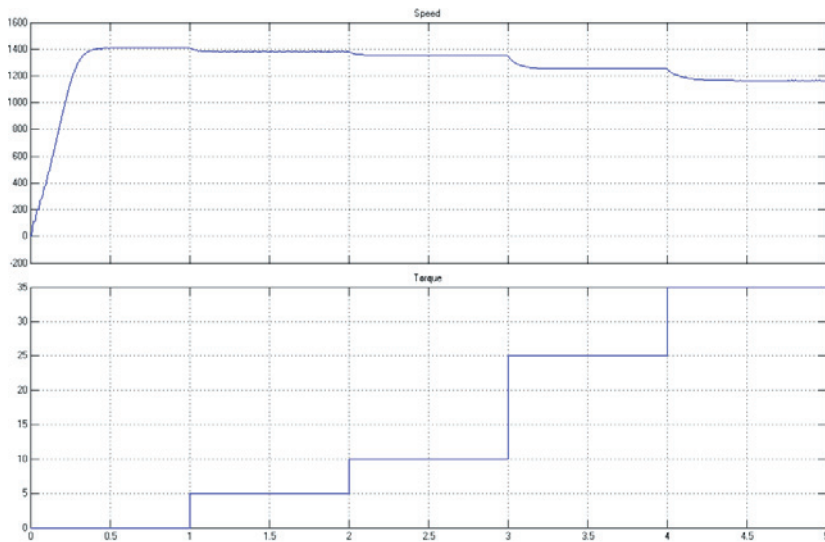
**Figura 5.** Diagrama esquemático del sistema: Generador de PWM, inversor, motor de inducción trifásico y medida de la velocidad mecánica del rotor.

La figura 6 muestra la señal de velocidad obtenida por el accionamiento presentado anteriormente; dicha señal es similar a las respuestas que se pueden encontrar en la literatura [9]

A continuación se hace una prueba aumentando el par en saltos de 5, 10, 25, 35 Nm; después de que se llega a la velocidad nominal (1400 rpm), la salida de velocidad disminuye paulatinamente según los cambios de par, como se muestra en la figura 7.



**Figura 6.** Señal de velocidad obtenida del sistema con un tiempo mayor de simulación.



**Figura 7.** Señal de velocidad y saltos de carga.

## 6. DISEÑO DEL CONTROLADOR DIFUSO DE VELOCIDAD

El diseño del controlador difuso parte del conocimiento previo de las variaciones de velocidad del motor de inducción al cambiar el índice de modulación y la frecuencia, por lo tanto no se requiere un modelo del motor para diseñar el controlador.

El diseñador debe conocer únicamente el modo en que varía la velocidad del rotor al aplicar una carga mecánica y las características nominales del motor tales como la velocidad nominal, el par nominal, el máximo deslizamiento, y los valores de resistencia y reactancia tanto para el rotor como para el estator.

El diseño del controlador difuso se puede desarrollar con base en el diseño de controladores clásicos cuya arquitectura igualmente puede ser serie o paralela [10]. Cuando el problema es regular la salida de un proceso alrededor de una referencia, es natural considerar el error como una entrada así como la derivada del error y/o la integral del error, incluso para el caso de un controlador difuso.

Al implementar un controlador difuso, para esta aplicación un controlador PD difuso, es difícil decir el efecto que tiene la ganancia del controlador en el tiempo de subida, el sobre impulso y el tiempo de establecimiento, donde son más frecuentes las no linealidades. Por lo tanto se requiere determinar un procedimiento para llevar a cabo las reglas de sintonización de un PD clásico al dominio difuso, dichas regla se encuentran consignadas en [11].

El hecho de que se seleccione un PD difuso sobre otro tipo de controladores difusos, se debe a que este permite una rápida corrección de las posibles perturbaciones y ha sido implementado con éxito en diferentes convertidores de potencia [12], [13].

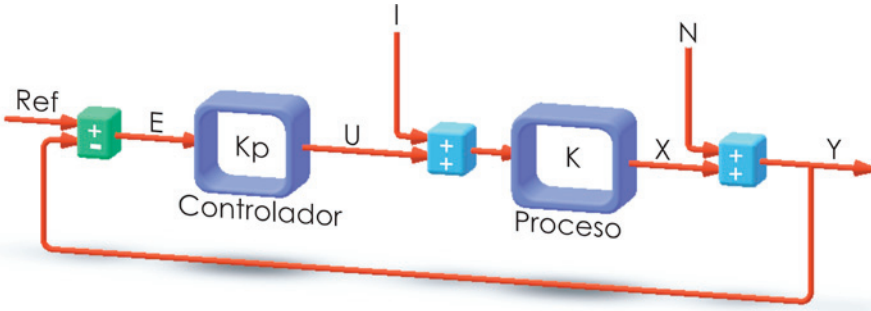


Figura 8. Esquema de control con realimentación con carga y ruido

En la figura 8 se describe la acción de control que se debe realizar para controlar el proceso. Primero se sensa una variable para realimentarla al controlador; en este caso la variable medida es la velocidad del rotor, que se convierte en la variable del proceso (PV). A la referencia o Set Point (SP) se le resta la variable de proceso sin hacer ninguna modificación sobre esta. Sin embargo, este resultado es normalizado para garantizar un rango de entrada al controlador. Las variables de entrada en el controlador son el error (diferencia entre la velocidad de referencia y la velocidad medida) y el cambio del error, que equivale a la derivada del error.

### Determinación de las entradas y salidas del controlador

Como ya se mencionó, las entradas del controlador difuso son el error denotado como  $e$  y el cambio del error que se denota como  $\Delta e = [e(k) - e(k-1)]$  [4]. Las salidas del controlador son el cambio en el índice de modulación de amplitud  $\Delta m$ , y el cambio en la frecuencia  $\Delta f$ .

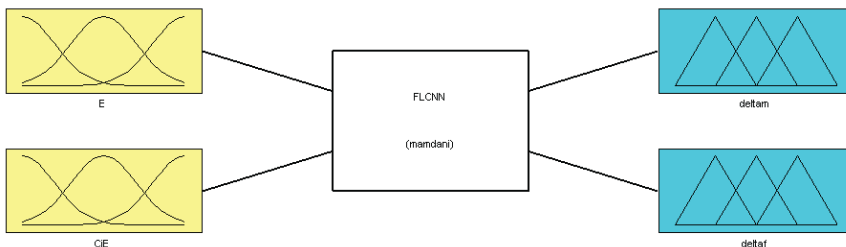


Figura 9. Propuesta de controlador difuso

En la figura 9 se muestran las entradas y salidas del controlador difuso propuesto. Para efectos de simulación, las entradas son el error (E) y el cambio del error (CiE), y las salidas son el cambio en el índice de modulación de amplitud (*deltam*) y el cambio en frecuencia (*deltaf*); este caso específico requiere un efecto acumulativo de tal forma que se logre llegar a un error de estado estacionario mínimo.

### Acondicionamiento de las señales de entrada del controlador

Para acondicionar y procesar adecuadamente las entradas al sistema estático difuso se requiere de prefiltros y postfiltros dinámicos, al igual que la respectiva normalización de dichos valores utilizando un factor de escala [7].

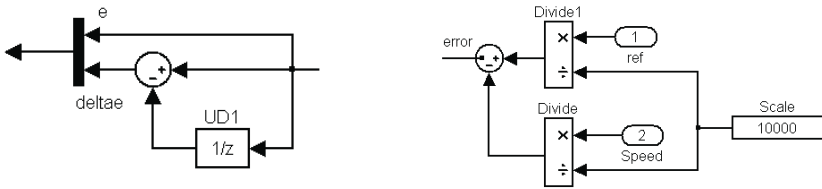


Figura 10. Prefiltro y factores de escala

Los prefiltros requeridos en este caso son los escalamientos de las señales y un filtro lineal para obtener el efecto derivativo en la entrada; este filtro se puede obtener con un retardo y un sumador. Como postfiltro se usa un retardo y un sumador para obtener el efecto integrador y, por lo tanto, el efecto acumulativo a la salida como se muestra en la figura 11 [13].

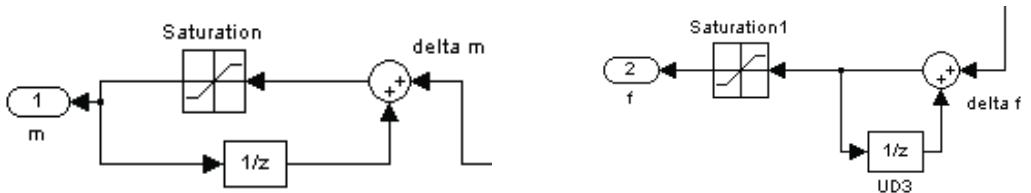


Figura 11. Post-filtros dinámicos

## Funciones de pertenencia y factores de escala

Las funciones de pertenencia son determinadas por el diseñador del controlador, teniendo en cuenta que un número grande de funciones de pertenencia da lugar, a su vez, a un aumento mayor en la base de reglas para cada entrada. Sin embargo, un número reducido de funciones de pertenencia, y por lo tanto una base de reglas pequeña, implica una restricción en la operación del sistema; el cual podrá alcanzar, en algún momento, un punto de trabajo no deseado [14]. El número de funciones de pertenencia debe ser escogido cuidadosamente para garantizar la correcta operación del sistema y reducir el costo computacional. Gracias a la herramienta de diseño FIS (Fuzzy Inference System) de Matlab®, se puede diseñar el controlador utilizando inicialmente un número reducido de funciones de pertenencia, al cual se van adicionando funciones para mejorar el rendimiento del mismo [15].

Para las señales de entrada, se fijaron cinco funciones de pertenencia para el error (E) y cuatro funciones de pertenencia para la entrada (CiE). Y para la salida se fijaron siete funciones de pertenencia. El modo de inferencia difuso, así como las variables lingüísticas asociadas a cada función de pertenencia, tanto de las entradas como de la salida, se resume en la tabla 4:

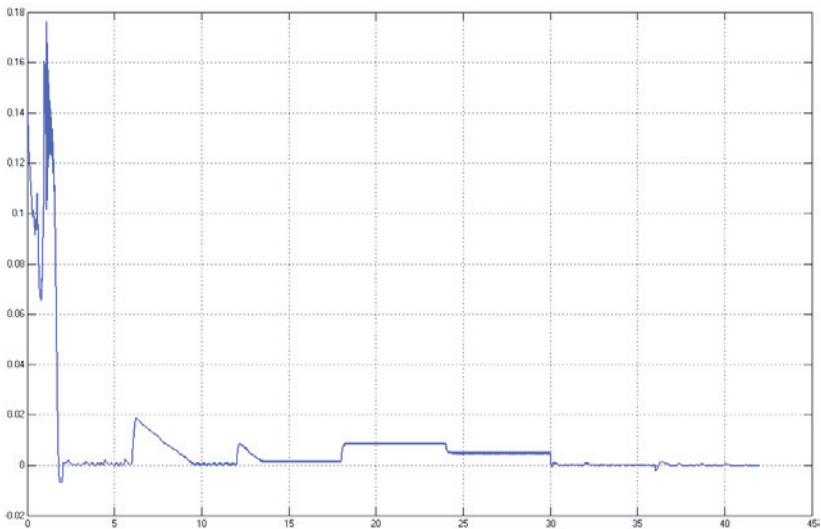
**Tabla 4.** Variables lingüísticas

<b>Error (E)</b>	<b>Cambio del error (CiE)</b>	<b>Salidas (am y af)</b>
Error Negativo Grande (NG).	Cambio Negativo (CN).	Decremento Grande (DG).
		Decremento Medio (DM).
Error Negativo Pequeño (NP).		Decremento Pequeño (DP).
	Cambio Positivo Grande (CPG).	Sin Cambio (SC).
Error cercano a cero (CE).		Incremento Pequeño (IP).
		Incremento Medio (IM).
Error Positivo Pequeño (PP.)	Cambio positivo Pequeño (CPP).	Incremento Grande (IG).

Inicialmente, las funciones de pertenencia se pueden definir de manera uniforme para cada una de las variables; posteriormente, se las modifica hasta obtener el comportamiento deseado. Para este caso de estudio, se optó por utilizar funciones de pertenencia lineales, tales como triangulares y trapezoidales, en lugar de las gaussianas, debido a razones de costo computacional [15].

El factor de escala se determina de acuerdo con la velocidad nominal del motor de inducción, en este caso 1400 rpm, con el fin de garantizar un rango de variación menor que uno. Se puede realizar una acción de control tipo regulación sobre esta velocidad, aún variando la carga aplicada.

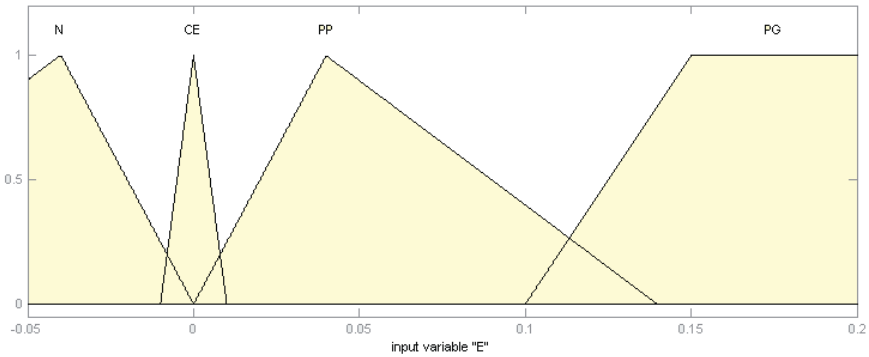
En la figura 12 se muestra el comportamiento de la señal de error con respecto al cambio en la velocidad, y observa cómo el error varía dentro de un intervalo dado por  $[-0.02, 0.2]$ .



**Figura 12.** Señal de error

De acuerdo con la información de la figura 12, el rango en que se establecen las funciones de pertenencia se puede limitar entre  $[-1,1]$ .

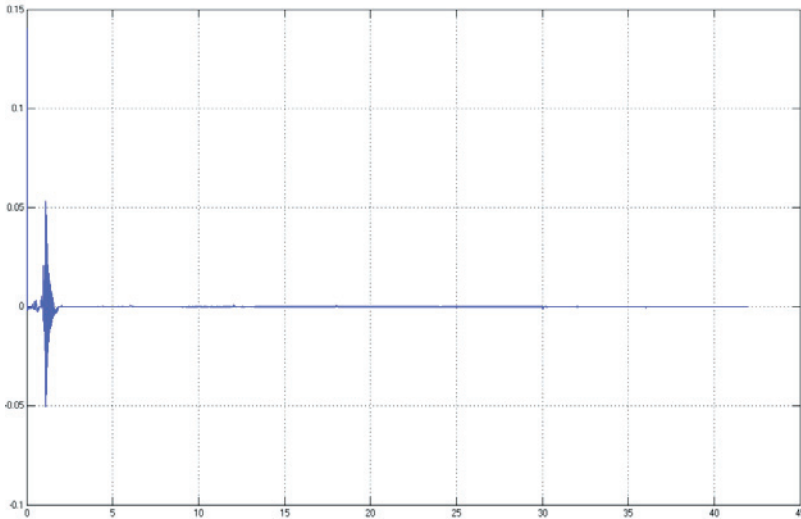




**Figura 13.** Función de pertenencia del error

En la figura 13 se muestran las funciones pertenencia para la entrada "error", las cuales son funciones lineales (tres de ellas triangulares y una trapezoidal). El dominio en que se definen las funciones de pertenencia es  $[-0.05, 0.2]$ .

A su vez se obtuvo una gráfica que indica el comportamiento del cambio del error, como se muestra en la figura 14. A partir de esta gráfica, se puede deducir que el rango del cambio del error es menor que el rango del error.



**Figura 14.** Señal de cambio de error (CiE)

Las funciones de pertenencia que definen el comportamiento del cambio del error (CiE), están acotadas dentro del intervalo  $[-0.05, 0.2]$  de la misma forma que el error.

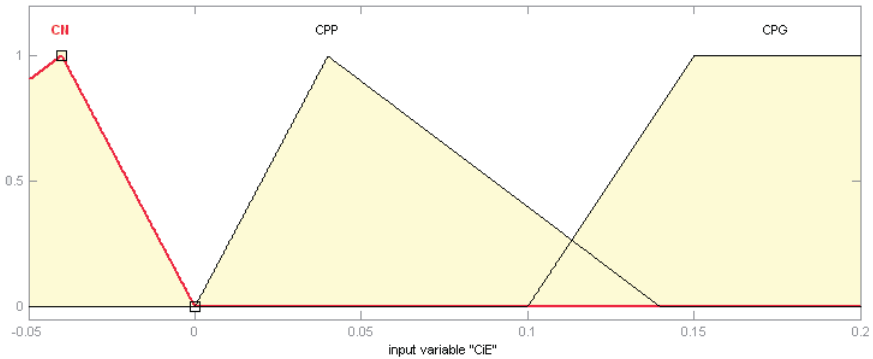


Figura 15. Función de pertenencia del cambio del error

Como se puede observar en la figura 15, las funciones de pertenencia para el cambio del error son tres funciones lineales (dos triangulares y una trapezoidal).

Dado que existe una relación constante entre las salidas del controlador,  $\text{deltam}$  y  $\text{deltaf}$ , las funciones de pertenencia tienen la misma estructura. Como se observa en las figuras 16 y 17, las funciones son lineales, cinco triangulares y dos trapezoidales.

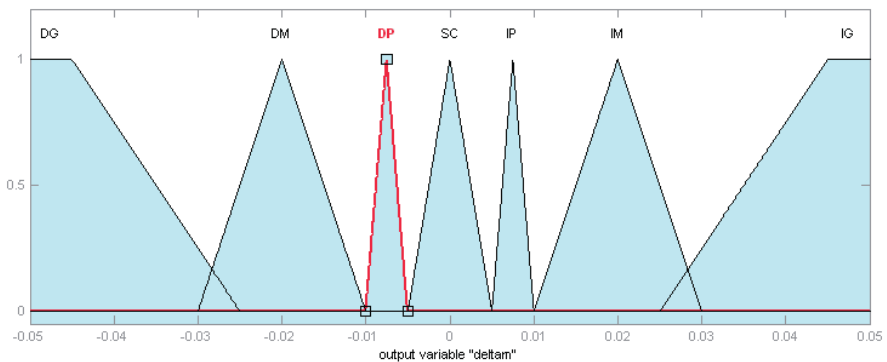
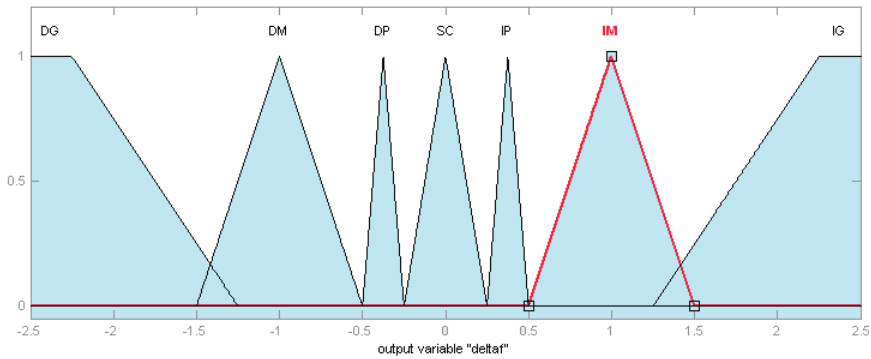


Figura 16. Funciones de pertenencia para la salida Delta m.



**Figura 17.** Funciones de pertenencia para la salida Delta f.

A partir de las funciones de pertenencia para cada una de las entradas y las salidas se elaboró la base de reglas definitiva para el diseño del controlador, la cual aparece en la tabla 5.

**Tabla 5.** Base de reglas del controlador

$\Delta e/e$	N	NP	CE	PP
CN	DG	DM	DP	DP
CPG	DP	IP	IP	IM
CPP	SC	SC	SC	IP

En la figura 18 se muestran las curvas de conmutación del sistema de inferencia difuso, en las cuales aparecen las entradas de Error (E) y del cambio del error (CE) y las salidas que son el cambio en frecuencia ( $\Delta f$ ) y el cambio en el índice de modulación ( $\Delta m$ ). El diseño y sintonización de cada control difuso se realizó utilizando la herramienta FIS (*Fuzzy Inference System*) de Matlab® [8].

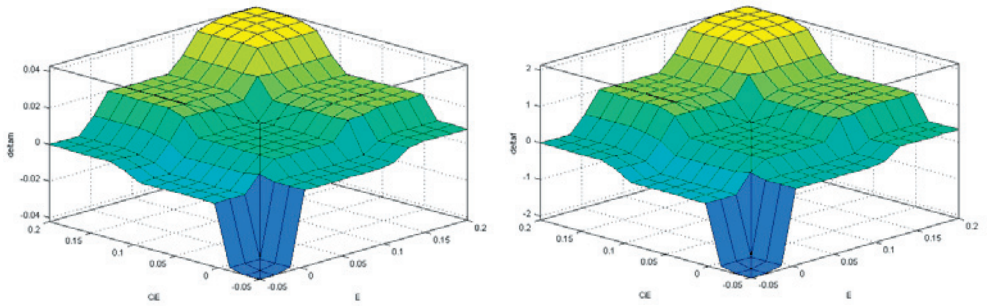


Figura 18. Superficies de conmutación para la salida *delta<sub>tam</sub>* y *delta<sub>taf</sub>*

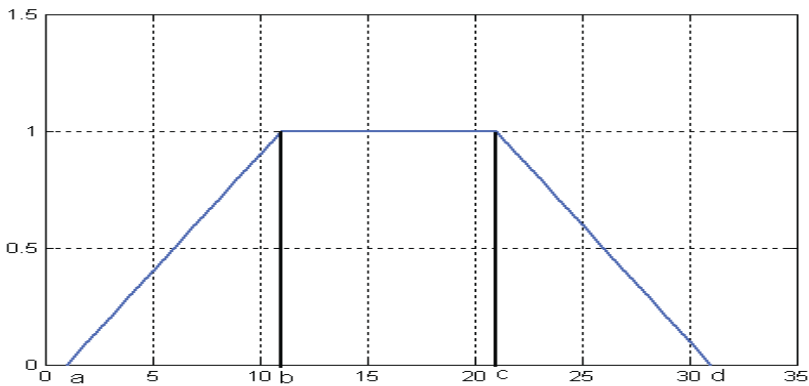
### Fusificación y defusificación

Como los valores de error y cambio del error con el que se trabajan en los controladores difusos son magnitudes numéricas clásicas debemos determinar el correspondiente valor difuso de la variable numérica. Este procedimiento se lleva a cabo determinando la pertenencia de la variable a los conjuntos difusos definidos de tal manera que se puedan trabajar con estos valores en los sistemas de inferencia difusa [4], [15].

Existen diferentes maneras de definir o representar un conjunto difuso; la escogencia de uno u otro método está determinado por su facilidad de aplicación (representación en un computador). Esta representación se puede llevar a cabo por medio de una descripción analítica de las funciones de pertenencia  $\mu_A(x)=f(x)$ , como una lista de los elementos del dominio y su grado de pertenencia [14]. Como se usarán funciones de pertenencias triangulares y trapezoidales para facilitar el cómputo, la representación típica de estos conjuntos se lleva a cabo por medio de una representación funcional paramétrica para funciones de transferencia trapezoidales como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\mu(x, a, b, c, d) = \max\left(0, \min\left(\frac{x - a}{b - a}, 1, \frac{d - x}{d - c}\right)\right) \quad (3)$$

Donde *a*, *b*, *c* y *d* son las coordenadas de las esquinas del trapecio, las cuales pueden ser apreciadas claramente en la figura 19; nótese que cuando *b=c* se obtiene una función de pertenencia triangular.



**Figura 19.** Función de pertenencia trapezoidal.

El proceso de defusificación es el inverso al proceso de fusificación que se desarrolló antes; en este caso, se pasa del valor de pertenencia de un conjunto difuso de salida resultado del proceso de inferencia, a un valor numérico clásico (analógico o digital) [14], [15]. Para este procedimiento se han propuesto diferentes técnicas; entre ellas las más comunes son: el centro del área (CoA), el centro de gravedad (CoG), media del máximo (MoM) y bisector del área (BoA) [14], [15]

El método que requiere relativamente menor procesamiento y ha sido ampliamente utilizado en aplicaciones relacionadas al área de los convertidores de potencia [14] es el centro de masa. Sin embargo, es recomendable que sea utilizado en funciones de pertenencia simétricas. La fórmula siguiente es la expresión matemática para este método de defusificación:

$$y = \frac{\sum_{i=0}^n \mu(z)_i \cdot z_i}{\sum_{i=0}^n \mu(z)_i} \quad (4)$$

donde,

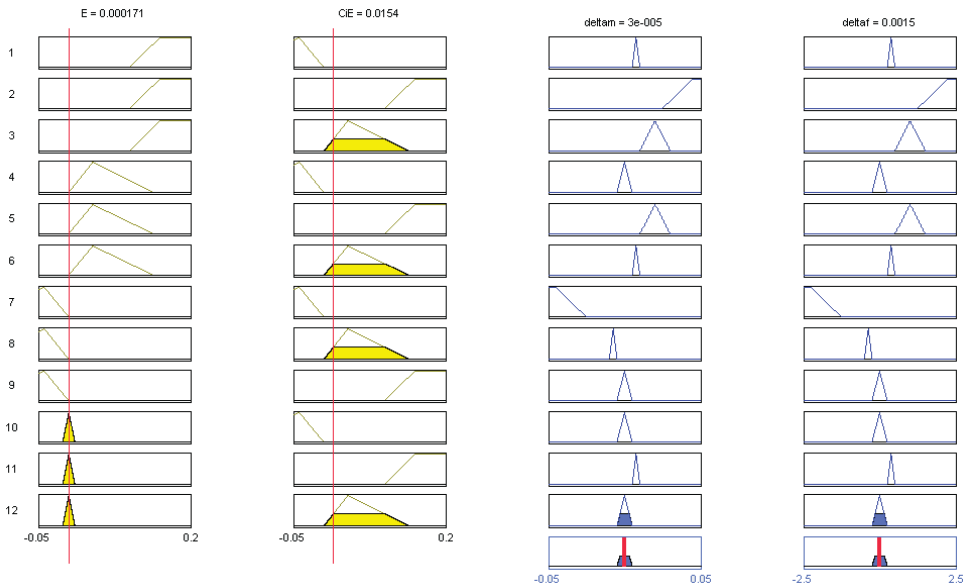
$\mu(z)_i$  = valor de pertenencia

$z_i$  = salida correspondiente al valor de pertenencia de entrada.

## 7. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Una vez desarrollado el controlador PD difuso el siguiente paso es corroborar si opera adecuadamente. Dicha validación se hará a través de la simulación en MatLab® del esquema motor-inversor ante diferentes pruebas de carga.

En la figura 20 se muestra la variación de las entradas y salidas con respecto a las funciones de pertenencia y a la base de reglas del controlador.



**Figura 20.** Visualización de las Reglas en MatLab

La configuración del sistema completo, que comprende el controlador y la planta (motor-inversor), se muestra en la figura 21. En dicha figura se puede visualizar las señales de salida del controlador, la realimentación con la medida de la velocidad y la carga mecánica aplicada al motor.

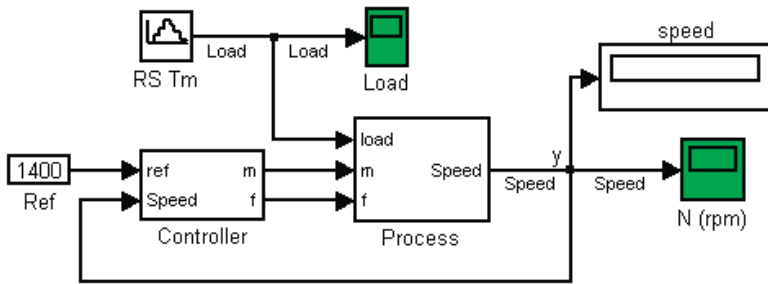


Figura 21. Diagrama de bloques del controlador y el sistema

El bloque que representa el controlador se muestra con más detalle en la figura 22; esta incluye los saturadores y la normalización de las señales de entrada.

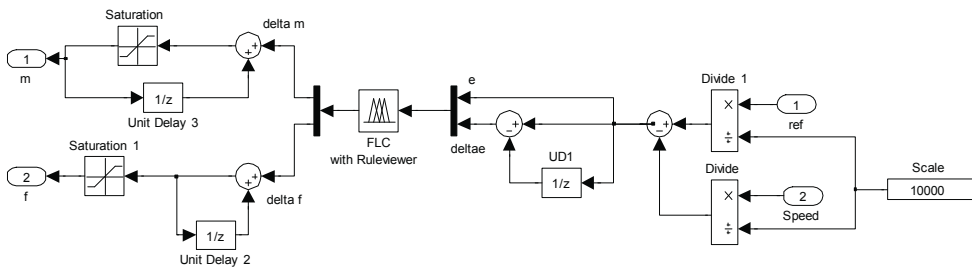


Figura 22. Controlador con prefiltros y postfiltros

Es posible evaluar la respuesta de velocidad del motor de inducción, después de tener sintonizado el controlador ante pruebas de carga con el fin de evidenciar el rendimiento del sistema. Para este tipo de motores existen pruebas comunes a cualquier controlador, las cuales se muestran a continuación:

### Prueba I: Arranque del motor en vacío con el controlador y variaciones de carga

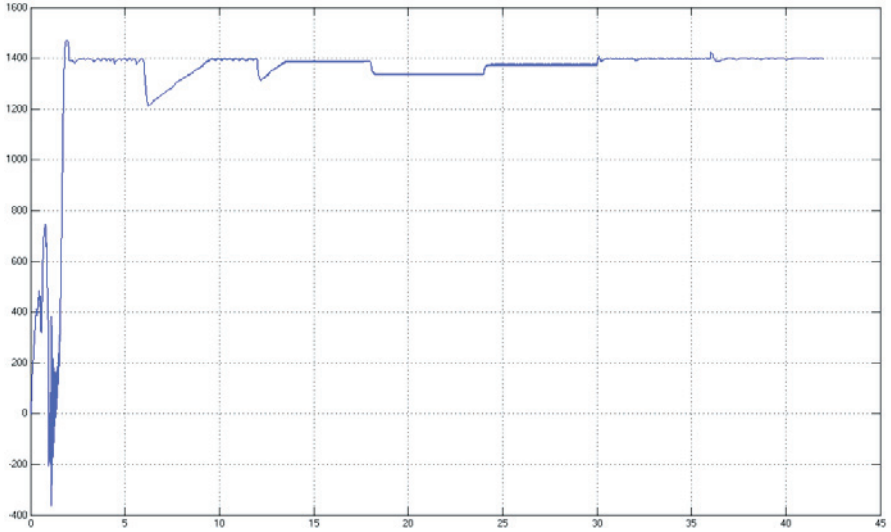


Figura 23. Prueba de regulación de velocidad nominal con variación de carga

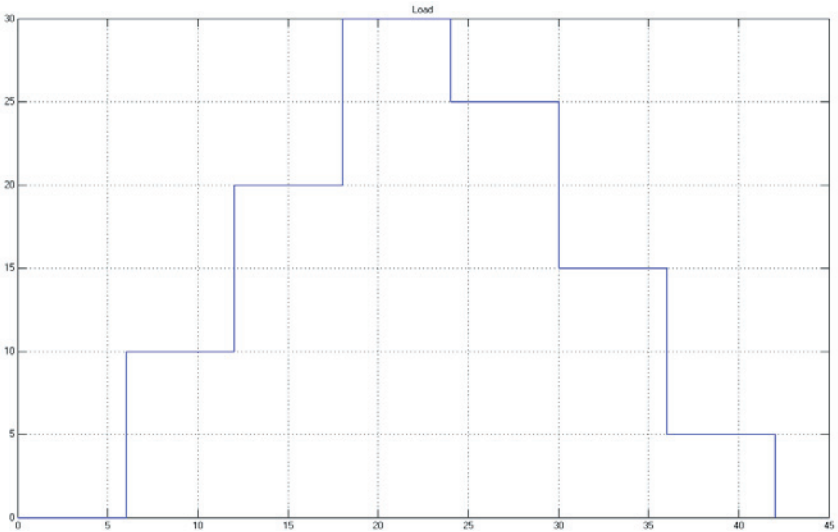


Figura 24. Variaciones de carga asociadas a la prueba



La figura 23 muestra las variaciones de velocidad en la medida que se cambia la carga, y la respuesta del controlador regulando la velocidad nominal. La aplicación de la carga es hecha tiempo después de llevar la velocidad al valor de referencia, ya que de lo contrario la respuesta podría ser errónea, o lo que equivaldría a decir, de forma práctica, que se ha producido un embalaje del motor. Los resultados de velocidad y carga son condensados en la siguiente tabla junto con el porcentaje de variación.

**Tabla 6.** Variación de la velocidad con respecto a la carga.

<b>Velocidad (rpm)</b>	<b>Carga(Nm)</b>	<b>Error de estado estacionario %</b>
1340	30	4
1370	25	2
1390	20	0.5
1398	15	0.3
1400	10	0.1
1400	5	0

## **Prueba II: Aumento y liberación repentina de carga**

La figura 25 muestra la velocidad haciendo dos cambios ascendentes en la carga para luego hacer una disminución drástica de esta en tiempos de 4s; el máximo sobrepico es de 1450 rpm, es decir, 10.3%. Como se aprecia, al disminuir súbitamente la carga la velocidad cae; no obstante, el controlador lo lleva de nuevo al valor nominal después de un tiempo dependiendo del tamaño de la carga. La respuesta presenta una fuerte oscilación en un tiempo de recuperación para luego estabilizarse.

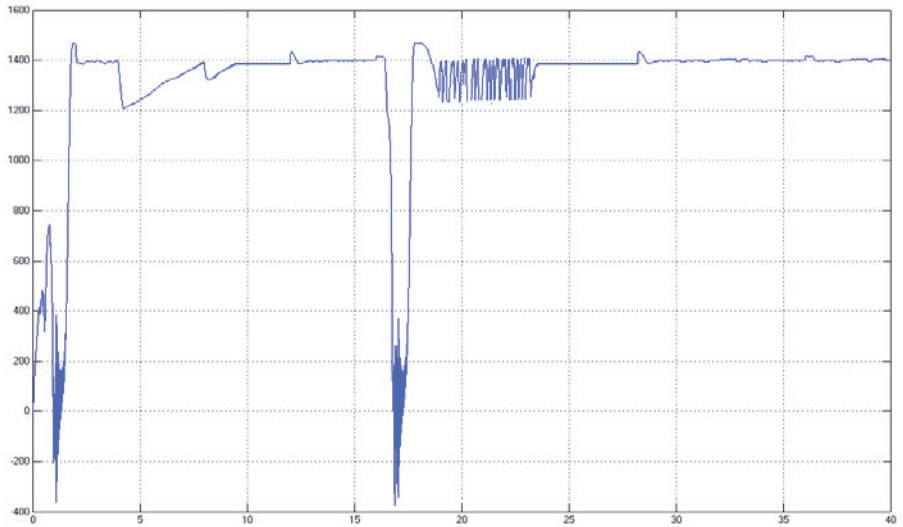


Figura 25. Variaciones de carga asociadas a la prueba

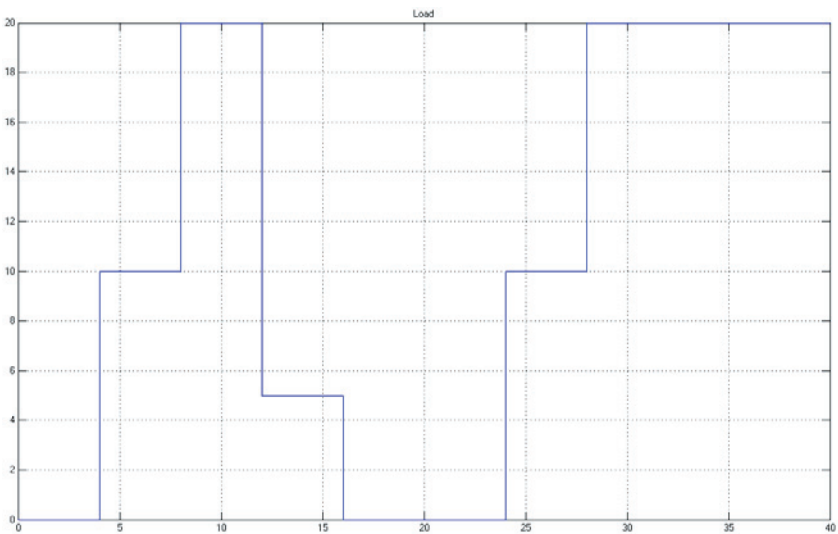


Figura 26. Variaciones de carga ascendente y descendente

### Prueba III: Aumento de carga

De igual manera se hace la prueba cambiando la carga súbitamente. Esta vez se aplica una carga de gran valor, después de no tener carga. El valor de velocidad cae a 1200 rpm, pero luego la acción regulatoria del controlador hace que vuelva al valor nominal después de 4s.

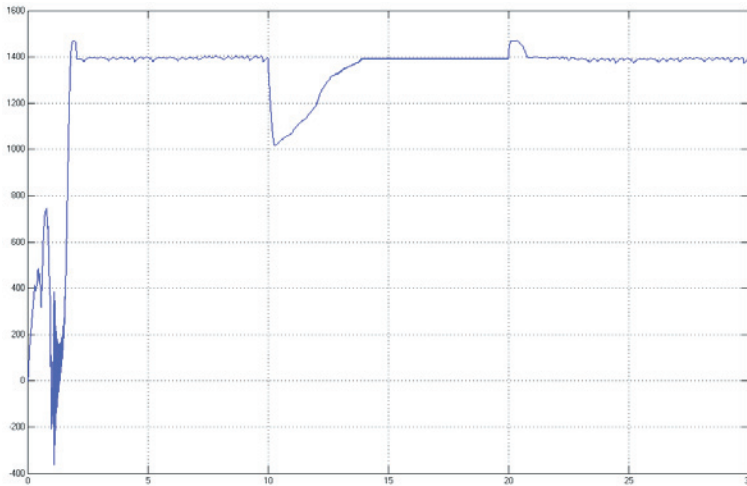


Figura 27. Respuesta de velocidad con carga súbita

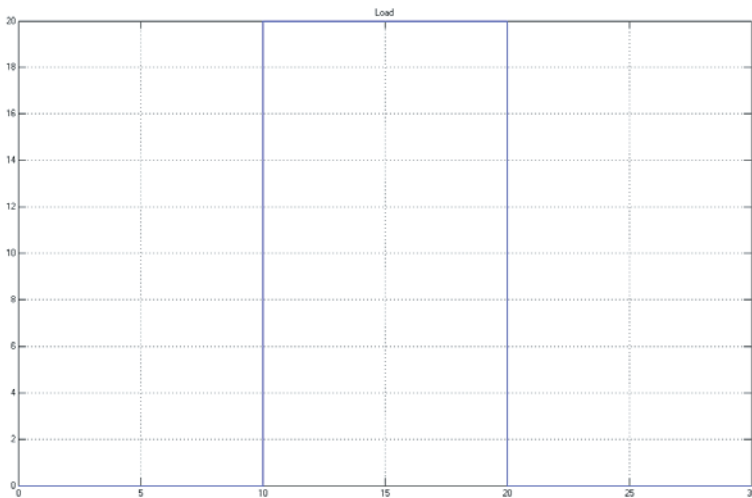


Figura 28. Cambio de carga repentino asociado

### Prueba IV: Variación de referencia de velocidad con variación de carga

Pese a que el controlador se encuentra sintonizado para el valor nominal de velocidad, la siguiente prueba se realizó a 1300 rpm con el fin de observar el rango de actuación de este.

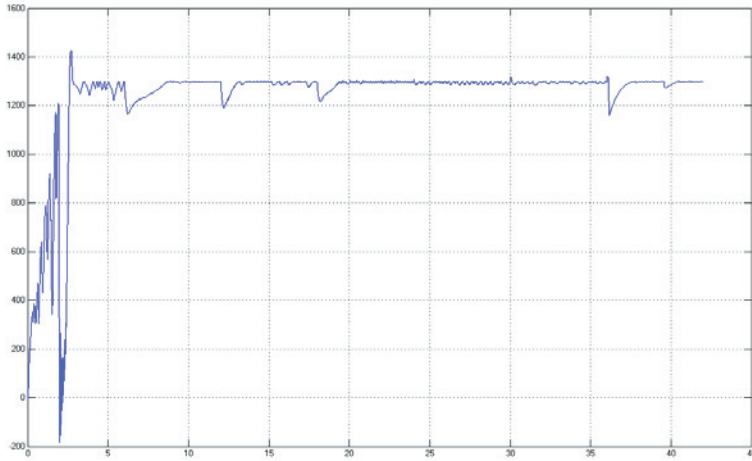


Figura 29. Respuesta en velocidad para una referencia distinta a la nominal con carga

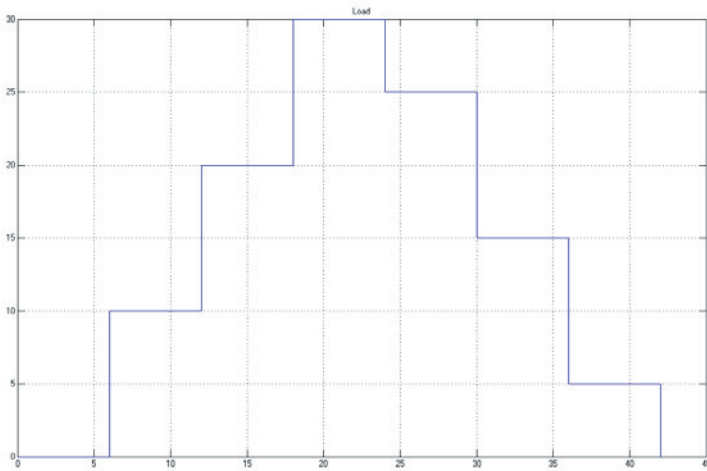


Figura 30. Variación de la carga

Como se puede apreciar en las figuras anteriores, el controlador responde de manera adecuada al variar la carga, al igual que se hizo en la prueba I.

## 8. RESULTADOS COMPARATIVOS

Un estudio desarrollado por el departamento de Ingeniería Electrónica de Taipei realizado por Mao-Fu Lai, Chen Chang y Wen-Yuh Chiou en 1997, titulado "Design of Fuzzy Logic Controller for an Induction Motor Speed Drive" [6], propone un diseño para el control de un motor de inducción utilizando lógica difusa. El sistema de control es implementado en un computador y utiliza una interfaz de adquisición de datos para administrar las acciones de control teniendo en cuenta el error y el cambio del error en frecuencia; además, utiliza 25 reglas base y se hicieron pruebas sobre un prototipo para una velocidad sin carga para una referencia de 3600 RPM, con lo cual se obtuvo un error de estado estacionario de 36 RPM (1%). El tiempo de subida y de establecimiento fue de  $t_r=1.5s$  y  $t_s=2.2s$  respectivamente.

También se hicieron pruebas al sistema con una carga de 6Nm aplicados durante un tiempo de 5s. El motor disminuyó su velocidad a 3400 RPM aproximadamente y luego retornó a la velocidad de referencia después de 6.5s. Sin embargo los autores no muestran los resultados gráficos de la simulación o de la implementación.

A continuación se presenta una tabla comparativa con los datos obtenidos del artículo mencionado y los resultados que se muestran en este documento:

**Tabla 7.** Comparación trabajo previo y propuesta

	Artículo citado	Propuesta
Número de reglas	25	12
Error en estado estacionario	1%	0.5%
Tiempo de subida	1.5s	1.3s
Tiempo de establecimiento	2.2s	2s
Carga máxima – Tiempo de retorno	6Nm - 4s	20Nm – 3s

La tabla 7 muestra una disminución en los tiempos de respuesta a pesar del aumento de carga. Esto se debe a una mejora en la sintonización del controlador, teniendo en cuenta que se utiliza una menor cantidad de reglas base; sin embargo, es de aclarar que el motor citado posee características diferentes, por lo que sería más acorde una comparación con uno de las mismas especificaciones.

## 9. CONCLUSIONES

En este artículo se logró implementar un controlador PD difuso que permitió regular la velocidad nominal de un motor de inducción trifásico ante variaciones bruscas de la carga mecánica, teniendo en cuenta la relación voltaje-frecuencia y basándose únicamente en el conocimiento experto del sistema motor-inversor; es decir, no se hizo uso de un modelo matemático exacto en comparación con los controladores tradicionales

Se llevaron a cabo varias pruebas de carga desde el punto de vista de simulación y los resultados de dichas pruebas permitieron hacer un comparativo con sistemas similares presentados en artículos anteriores. Dicho comparativo permitió inferir que se pueden obtener resultados similares con un número menor de reglas gracias a una sintonización más adecuada del controlador PD difuso, lo que a larga se traduce en un menos coste computacional.

Finalmente, y pese a que la pruebas de par mecánico han sido poco referenciadas en este tipo de máquinas eléctricas, los resultados confirman la correcta acción de regulación del controlador de velocidad PD difuso al variar la carga.

## Referencias

- [1] M. Rashid, *Power electronics handbook: devices, circuits and applications*, 2<sup>nd</sup> ed. London: Academic press, 2007, p. 1172.
- [2] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Oxford: University Press, 1990, p. 352.
- [3] S.J. Chapman, *Máquinas eléctricas*, 3<sup>rd</sup> ed., México D.F.: McGraw-Hill, 2000, p. 761.
- [4] E. Robayo, *Control difuso. Fundamentos y aplicaciones*, Barranquilla: Ediciones Uninorte, 2007, p. 75.

- [5] F. Velasco, L. Puras, J. Llata and E. González, "Modelado y simulación de un control de velocidad de un motor de inducción mediante lógica difusa," presented at XXI Jornadas de Automática, Sevilla, España, 2000.
- [6] L. Mao-Fu, C. Chen and C. Wen-Yuh, "Design of fuzzy logic controller for an induction motor speed drive," presented at 36th SICE Annual Conference, Tokushima, Japan, 1997.
- [7] P. Ponce and J. Sampé, *Máquina eléctricas y técnicas modernas de control*, México D.F.: Alfaomega, 2008, p. 282.
- [8] MathWorks, *Fuzzy logic toolbox for use with MATLAB*. Natick, MA: MathWorks, 2000.
- [9] J. Chiasson, *Modeling and high performance control of electric machines*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005, p. 709.
- [10] J. Jantzen, "Design of fuzzy controllers?", faculty.petra.ac.id, Aug. 19, 1998. [Online]. Available: <http://faculty.petra.ac.id/resmana/private/fuzzy/design.pdf>. [Accessed: Jan. 24, 2008].
- [11] J. Jantzen, "Tuning of Fuzzy PID Controllers?", faculty.petra.ac.id, Sept. 30, 1998. [Online] Available: <http://faculty.petra.ac.id/resmana/private/fuzzy/fpid.pdf>. [Accessed: Jan. 24, 2008].
- [12] N.L. Díaz, F.H. Barbosa and C.L. Trujillo, "Analysis and design of a nonlinear fuzzy controller applied to a VSC to control the active and reactive power flow," presented at Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, Cuernavaca, México, 2007.
- [13] N.L. Díaz, F.H. Barbosa, "Diseño e implementación de un convertor VSC para uso en redes HVDC, utilizando técnicas difusas para el control de la potencia activa y reactiva," Trabajo de Grado, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia, 2008.
- [14] R. Babuska, *Fuzzy and neuronal control*. Delft: Delf University of Technology, 2001, p. 216
- [15] S. Bronte, *Sistemas borrosos. Fundamentos, controladores y ejemplos*, Alcalá: Universidad de Alcalá, 2006.