

# Sliding Mode Fuzzy Controller Design for a Three-Phase Induction Motor

MSc. Fanny Reyes Barrera, PhD. Aldo Pardo García, MSc. Francisco Viloria

Universidad de Pamplona, Colombia. fany.reyes@unipamplona.edu.co/ apardo13@unipamplona.edu.co Universidad de los Andes, Mérida, Venezuela, fviloria@ula.ve

*Abstract -- This paper presents the implemented methodology of the strategy based on variable structure control in sliding modes to regulate the rotor speed of the three-phase induction motor. The controllers were designed and implemented in Sliding Mode Control SMC and Sliding Mode Fuzzy Logic Control, tuned the sliding surface based on the identified behavior of the integrative model of first order plus dead time, additional the SMFLC controller adds to the SMC control the benefits of fuzzy logic controller FLC, decreasing or eliminating chattering, improving response time and additional exercises better control with a silver with a high level of parametric uncertainties.*

*Keywords – Sliding Mode Fuzzy Logic Control, Fuzzy Logic, Sliding Mode Control, Induction motors.*

Digital Object Identifier (DOI):  
<http://dx.doi.org/10.18687/LACCEI2019.1.1.403>  
ISBN: 978-0-9993443-6-1 ISSN: 2414-6390

# Diseño de un Controlador Difuso en Modo Deslizante para un Motor de Inducción Trifásico

## Sliding Mode Fuzzy Controller Design for a Three-Phase Induction Motor

MSc. Fanny Reyes Barrera, PhD. Aldo Pardo García, MSc. Francisco Viloria

Universidad de Pamplona, Colombia. fanny.reyes@unipamplona.edu.co/ apardo13@unipamplona.edu.co

Universidad de los Andes, Mérida, Venezuela, fviloria@ula.ve

**Resumen**—Este trabajo presenta la metodología implementada de la estrategia basada en el control por estructura variable en modos deslizantes para regular la velocidad del rotor del motor de inducción trifásico. Se diseñó e implementó los controladores en modo deslizante SMC (Sliding Mode Control) y difuso en modo deslizante SMFLC (Sliding Mode Fuzzy Logic Control), sintonizado la superficie deslizante en base al comportamiento identificado del modelo integrante de primer orden más tiempo muerto, adicional el controlador SMFLC añade al control SMC las bondades del controlador de lógica difusa FLC (Fuzzy Logic Control), disminuyendo o eliminando el chattering mejorando el tiempo de respuesta y adicional ejerce mejor control con una plata con alto nivel de incertidumbres paramétricas.

**Palabras claves**— Control difuso en modo deslizante SMFLC, Lógica difusa y control en modo deslizante, motor de inducción.

**Abstract**—This paper presents the implemented methodology of the strategy based on variable structure control in sliding modes to regulate the rotor speed of the three-phase induction motor. The controllers were designed and implemented in Sliding Mode Control SMC and Sliding Mode Fuzzy Logic Control, tuned the sliding surface based on the identified behavior of the integrative model of first order plus dead time, additional the SMFLC controller adds to the SMC control the benefits of fuzzy logic controller FLC, decreasing or eliminating chattering, improving response time and additional exercises better control with a silver with a high level of parametric uncertainties.

**Key Word**- Sliding Mode Fuzzy Logic Control, Fuzzy Logic, Sliding Mode Control, Induction motors.

### I. INTRODUCCIÓN

Los motores de inducción (MI) son ampliamente utilizados en la industria, ya que son robustos, económicos, y por su relación torque/corriente, entre otros, por ende controlar la velocidad en este tipo de dispositivos es un reto [1], [2], [3], [4], [5].

El método implementado para realizar control de velocidad se basó en el control vectorial indirecto de campo orientado del motor de inducción, el cual permite el control independiente del par y del flujo por el desacoplamiento de la corriente del estator en dos componentes ortogonales: una componente de par ( $i_{qs}$ ) y una componente de flujo ( $i_{ds}$ ). El desempeño del control del motor de inducción (MI) aun estando con las corrientes desacopladas, presenta alto nivel de incertidumbre en los valores de la constante del rotor debido a las variaciones de temperatura, perturbaciones en la carga, por

culpa de la saturación del circuito magnético, en la temperatura [6], [8], [9] altas corrientes, entre otros. Es por ello que se crea la necesidad de implementar estrategias de control no lineales, los cuales sean capaces de predecir o trabajar con la incertidumbre generada en el modelado, debido al tiempo, desgaste que ocurre dentro del motor, además que el controlador ofrezca una respuesta rápida para poder corregir el error en corto tiempo.

Por esto la estrategia de control difuso en modo deslizante SMFC, fue propuesta, ofreciendo una alternativa viable debido a que combina las bondades de la teoría de control inteligente y control no lineal convirtiéndose en un controlador robusto ante variación de los parámetros del modelo, provee una respuesta dinámica rápida y el privilegiado de no necesitar fiel conocimiento del modelo del proceso a controlar [10], [11].

Por su parte el Control Difuso FLC (por sus siglas en inglés Fuzzy Logic Control), está fundamentado en la teoría de conjuntos difusos y en la lógica difusa, que permite convertir una estrategia de control lingüística, expresada en el formato de reglas difusas “Si-Entonces”, en una estrategia de control automático. El diseño de esta estrategia de control se basa en una perspectiva de ensayo y error con un alto grado heurístico [12].

Por su lado el Control en Modo deslizante (Sliding Mode Control) divide el espacio de estado en al menos dos semi-superficies y define la distancia de la superficie de deslizamientos en término de una función deseada de Lyapunov [2] [13] [14]. Esta distancia disminuye a lo largo de todas las trayectorias del sistema, que a su vez hace que las trayectorias del sistema converjan hacia la superficie de deslizamiento y una vez en ella no puede salir de él, llevando el error al valor lo más próximo a cero [15], [2], [1].

El SMFLC es un controlador híbrido el cual aprovecha las dos estrategias, el FLC realiza la entonación de los parámetros del sistema de SMC generalmente en algoritmos de adaptación; se empleó una ley del FLC como complemento a la ley de SMC, esta estrategia cancela las oscilaciones de alta frecuencia en la señal de control [1], obteniendo una técnica que permite la resolución del problema de seguimiento en sistemas no lineales como el motor de inducción trifásico.

Este método basado en análisis experimentales, se diferencia del convencional SMFLC implementado, en que

Digital Object Identifier (DOI):

<http://dx.doi.org/10.18687/LACCEI2019.1.1.403>

ISBN: 978-0-9993443-6-1 ISSN: 2414-6390

presenta una grado de libertad adicional gracias a técnicas matemáticas que permiten mejorar el comportamiento del controlador SMC, y que gracias a la implementación de la lógica difusa, será el encargado de disminuir el error y suavizar el chattering [16].

## II. CONTROL VECTORIAL INDIRECTO

En la Fig 1 se aprecia el esquema [17] utilizado para control vectorial indirecto con debilitamiento de campo, en este caso el torque es controlado por la regulación de  $i_{ds}^*$  y la velocidad de deslizamiento  $\omega_2^*$ , el flujo del rotor es regulado por medio de la corriente  $i_{qs}^e$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^{'e} i_{qs}^e \quad (1)$$

Para obtener el flujo teniendo en cuenta  $\lambda'_{dr} = 0$   $V'_{dr}=0$  la expresión queda de la forma (2):

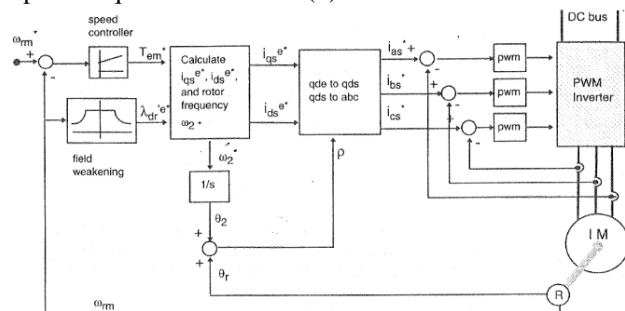


Fig. 1 Diagrama general por campo orientado indirecto por corriente [8]

$$\lambda_{dr}^{'e} = \frac{r_r' L_m}{r_r' + L_r'} i_{ds}^e \quad (2)$$

Reescribiendo la ecuación de deslizamiento en función de las corrientes del estator se obtiene (3):

$$\omega_{des} = \omega_2^* = \omega_e - \omega_r = \frac{r'_r i^e_{qs}}{L_r i^e_{ds}} \quad (3)$$

Para obtener la orientación del campo se define el ángulo  $\rho(4)$  que es la suma del ángulo del rotor  $\theta_r$  y el ángulo que se obtiene al integrar la velocidad de deslizamiento  $\theta_{des}$ .

$$\rho = \theta_r + \theta_{des} = \theta_r + \theta_2 \quad (4)$$

Las salidas respectivas del torque y flujo son los valores que varían  $i_{ds}^{e*}$  (5) y  $i_{qs}^{e*}$  (6), en el marco de referencia del rotor por campo orientado. Se debe realizar la transformación al marco de referencia  $qd^e$  hacia  $qd^s$

$$i_{qs}^{s*} = i_{qs}^{e*} \cos \rho + i_{ds}^{e*} \sin \rho \quad (5)$$

$$i_{dS}^{s*} = -i_{dS}^{e*} \sin \rho + i_{dS}^{e*} \cos \rho \quad (6)$$

Y de las coordenadas  $qd^s$  al original estacionario abc, (7), (8), (9).

$$i_{qS}^* = i_{qS}^{S*} \quad (7)$$

$$i_{bs}^* = -\frac{1}{2}i_{qs}^* - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{ds}^* \quad (8)$$

$$i_{cs}^* = -\frac{1}{2}i_{qs}^* + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{ds}^* \quad (9)$$

Para calcular el valor de flujo  $\lambda_{dr}^{e*}$ , se estimará su valor dependiendo de la velocidad del rotor  $\omega_{rm}^*$ , esta función permite que el motor siga funcionando cuando el motor trabaja por arriba o por debajo de la velocidad base. Se estima que se puede trabajar hasta cuatro veces el valor base [18], el motor puede operar excediendo la velocidad base teniendo en cuenta ciertas zonas que dependen de comportamiento del flujo en comparación con la carga nominal, la potencia nominal y la velocidad nominal.

El flujo de referencia para el rango de velocidad extendido se calcula respetando las zonas de “potencia constante” y “potencia\*velocidad constante”

Flujo del rotor de referencia  $\lambda_r^*$ , se calcula a partir de (10), según [8]

$$\lambda_{dr}' = \left( \frac{\text{real}(E') \frac{X_r}{X_m}}{\omega_e} \right) \left( \frac{1}{\omega_{bm}} \right) \quad (10)$$

En la Fig. 2 se observan los valores obtenidos del flujo del rotor de referencia  $\lambda_{dr}^e$  por medio de los cálculos del debilitamiento de campo, adicional se muestra como a medida que la velocidad se encuentra por debajo de la velocidad nominal, el flujo es constante y como varía a medida que la velocidad es superior.

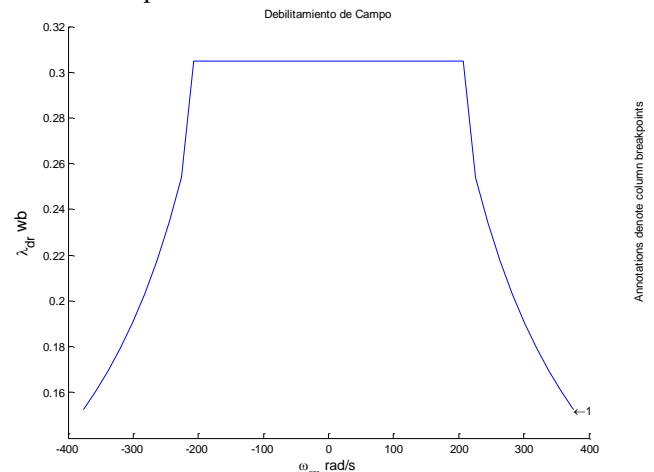


Fig. 2 Debilitamiento de campo  $\omega_{rm}$  vs.  $\lambda_{dr}$  [19]

### III. CONTROL DIFUSO EN RÉGIMEN DESLIZANTE (SMFLC)

El tema principal en este trabajo es la implementación del SMFLC [20], [1] para la regularización de velocidad del motor de inducción, debido a que la planta a la cual se desarrolló el control es una planta altamente no lineal, que presenta incertidumbres paramétricas ya sea en las resistencias del rotor o estator, variación de carga, la temperatura, perturbaciones externas, la implementación del control vectorial, entre otros.

En la Fig. 3 se observa un diagrama general de las etapas y de las variables de entrada y salida en cada etapa, la superficie deslizante  $S$  y el valor de la distancia entre el estado deseado y la superficie deslizante  $d$  [20] [16].

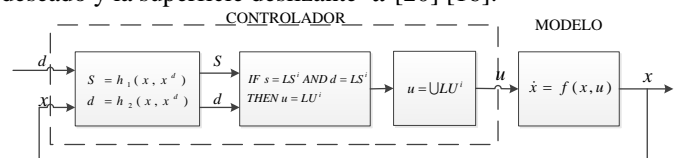


Fig. 3 Esquema general del controlador Difuso en Modo Deslizante [21]

### 3.1. Superficie en modo deslizante

El modo deslizante significa que una vez la trayectoria  $e$  alcanza la superficie deslizante  $s = 0$  la trayectoria del sistema permanece en ella, mientras se desliza al rededor del origen  $e = 0$ , sin importar las incertidumbres del modelo, las frecuencias no modeladas ni las perturbaciones.

El modo de fuerza significa que la trayectoria del sistema  $e$  se encuentra fuera de la superficie deslizante pero sigue la condición de alcance. Con el fin de alcanzar el modo deslizante, la superficie deslizante debe convertirse en un dominio atrayente [1], [20].

Seguidamente se deriva una ley de control que está dispuesta a llevar al sistema dentro del modo deslizante, por lo tanto para el caso particular del controlador SMFLC la superficie (12) utilizada es la implementada por [21].

$$e(t) = x^d(t) - x(t) \quad (11)$$

$e(t)$  es el error de seguimiento el cual es la diferencia entre el valor deseado  $x^d(t)$  set-point o referencia y el valor de salida, medido o estado  $x(t)$  en este caso caso  $\omega_{rm}(t)$

$$\dot{s} = x^{(n)} - x^{d(n)} + \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} \quad (12)$$

Reemplazando  $\dot{s}$  en la igualdad se tiene

$$\begin{aligned} &sgn(s) \cdot (f + b \cdot u + \hat{d} - x^{d(n)} + \\ &\sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)}) \leq -\eta \end{aligned} \quad (13)$$

Ahora se definirá la ley de control en modo deslizante

$$u = \hat{b}^{-1}(\hat{u} - \hat{f}) \quad (14)$$

$$\hat{u} = G(\hat{u} - k(x, t) \cdot sgn(s)) \quad (15)$$

$$\hat{u} = x^{d(n)} - \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k \cdot e^{(n-k)} \quad (16)$$

Donde  $k(x, t) > 0$ ,  $\hat{f}$  y  $\hat{b}$  son estimados de  $f$  y  $b$ , y para hallar el valor de  $G$  se definen las siguientes fronteras:

$$0 < \beta^{min} \leq b \cdot \hat{b}^{-1} \leq \beta^{max} \quad (17)$$

Finalmente se define

$$G = \sqrt{\beta^{min} \cdot \beta^{max}} \quad (18)$$

Los márgenes de ganancia son definidos según (18):

$$\beta = \sqrt{\frac{\beta^{max}}{\beta^{min}}} \quad (19)$$

El objetivo de diseño es satisfacer la condición de alcance, por medio de una  $k(x, t)$ , que satisfaga esta condición, por lo tanto:

$$\begin{aligned} &sgn(s) \cdot (\Delta f + (b\hat{b}^{-1}G - 1)\hat{u} + \hat{d} - \\ &b\hat{b}^{-1}G \cdot k(x, t) \cdot sgn(s)) \leq -\eta \end{aligned} \quad (20)$$

La condición de alcance del controlador SMC requiere

$$\Delta f = f - b\hat{b}^{-1}\hat{f} \quad (21)$$

$$(\Delta f + (b\hat{b}^{-1}G - 1)\hat{u} + \hat{d}) \cdot sgn(s) - b\hat{b}^{-1}G \cdot k(x, t) \leq -\eta \quad (22)$$

Esta desigualdad solo se cumple si

$$b\hat{b}^{-1}G \cdot k(x, t) \geq |\Delta f + (b\hat{b}^{-1}G - 1)\hat{u} + \hat{d}| + \eta \quad (23)$$

Finalmente  $k(x, t)$  se halla

$$k(x, t) \geq \beta(|\Delta f| + (1 - \beta^{-1})|\hat{u}| + |\hat{d}| + \eta) \quad (24)$$

Si dicha desigualdad se cumple se asegura estabilidad asintótica del sistema. Teniendo en cuenta las siguientes asignaciones:

$$\beta^{-1} = G\beta^{min} \quad (25)$$

$$\beta^{min} = b\hat{b}^{-1}$$

$$\beta(|\Delta f| + (1 - \beta^{-1})|\hat{u}| + |\hat{d}| + \eta)$$

$$|\Delta f| < \tilde{F}$$

$$|\hat{d}| = D$$

$$|\hat{u}| < \tilde{U}$$

Para finalizar la condición necesaria para que la superficie deslizante  $S = 0$  sea convertido en un dominio de atracción (25)

$$k(x, t) \geq \beta(\tilde{F} + (1 - \beta^{-1})\tilde{U} + D + \eta) \quad (26)$$

La superficie implementada para el caso de segundo orden según diversos autores presentan una simplificación del controlador [20], [21] en este caso se utilizó la superficie presentada por [21].

$$s = \lambda e + \dot{e} \quad (27)$$

Generalmente, en contraste con el SMC con capas de frontera (BL), el SMFLC genera una función no lineal  $u = f(s)$ . Sin embargo, con un número creciente de funciones de pertenencia  $u = f(s)$  se convierte en lineal [22] y [21]. En correspondencia con el SMC con capas limitadas (BL) se considera el SMFLC como una función filtro. Si se considera

la característica de transferencia entre dos puntos de operación  $i$  e  $i + 1$ , suponiendo un segmento lineal (aproximadamente) se puede adicionar al segmento  $i$ -ésimo una ganancia  $k_i/\phi_i$  específica; que representa el parámetro característico del filtro para este segmento. Dado los cambios de ganancia de un segmento a otro se obtiene una función de filtro "dependiente del estado"

$$\begin{aligned} &\dot{s} + b\hat{b}^{-1}G \cdot \frac{k_i}{\phi_i} \cdot s = b\hat{b}^{-1}G \cdot u_i \cdot sgn(s) + \hat{u} \cdot (b\hat{b}^{-1}G - \\ &1) + \Delta f + \tilde{d} \end{aligned} \quad (28)$$

Teniendo en cuenta:

$$u_i = \begin{cases} -\sum_{v=1}^{i-1} k_v + \frac{k_i \sum_{v=1}^{i-1} \phi_v}{\phi_i} & \text{si } i \geq 2 \\ 0 & \text{si } i = 0 \end{cases} \quad (29)$$

$k_v, \phi_v > 0; i = 1, \dots, n$  ( $n$  es el número de segmento)

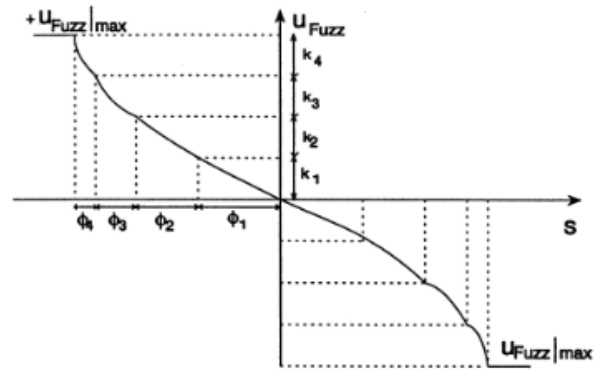


Fig. 4 Característica de transferencia no lineal [1]

Las ecuaciones representan un filtro de estado dependiente con diferentes frecuencias de corte  $b\hat{b}^{-1}G \cdot k_i/\phi_i$ . Este puede ser usado para seleccionar diferentes velocidades de alcance para el estado  $e$  dependiendo de la distancia  $|s|$  entre el estado y la línea de deslizamiento  $s=0$ . Para una distancia larga  $|s|$  entre el vector de estado y la línea deslizante  $s=0$  ninguna frecuencia no modelada es incapaz de causar un cambio de signo de la variable de salida del controlador. De esta forma para una gran distancia  $|s|$  la ganancia del controlador es más grande que para un pequeño  $|s|$ . Por lo tanto el controlador con el fin de proporcionar un comportamiento suave en la vecindad de la línea deslizante, se seleccionara una ganancia de control pequeña [1].

Para cumplir con esta especificación, se debe cumplir las siguientes condiciones

$$\frac{k_1}{\phi_1} \leq \frac{k_2}{\phi_2} \leq \dots \leq \frac{k_n}{\phi_n} \quad (30)$$

Para diferentes formas de la característica de transferencia no lineal puede ser influenciada por la forma y localización de las funciones de membresía de entrada y salida del controlador.

Referente a la condición del puro SMC la condición de balance

$$b\hat{b}^{-1}G \cdot \frac{k_i}{\phi_i} \leq \lambda \quad (31)$$

Tiene que satisfacer solo en la vecindad del origen del plano de fase. La calidad de seguimiento es garantizada por el valor máximo  $k_{fuzz|max} = \sum_{v=1}^{i-1} k_v$  y  $\phi_{max} = \sum_{v=1}^{i-1} \phi_v$  tan largos como

$$b\hat{b}^{-1}G \cdot \frac{k_{fuzz|max}}{\phi_{max}} \leq \lambda \quad (32)$$

Para un controlador SMFLC con una entrada al controlador  $e$  y una salida escalar del controlador  $u$  una regla

de diseño general es que el valor absoluto de  $u$  debería ser monolíticamente incrementado con el incremento de la distancia  $|s|$  [1]. Esta regla evalúa los errores grandes de la misma forma como lo hace con los errores pequeños si ellos representan la misma distancia  $|s|$  hacia la superficie de deslizamiento  $s=0$ . Para mejorar el comportamiento del sistema, una de las opciones sería adicionar un grado de libertad por el vector  $e$  a las reglas difusas, una opción para adicionar un grado de libertad es introduciendo una distancia  $d$  adicional así que la región cerca del origen del espacio de estado puede ser alcanzado más rápido que antes. Con respecto a esta opción dos reglas deben ser cumplidas con respecto a las distancias  $|s|$  y  $d$ :

$|u|$  debe incrementarse como la distancia  $|s|$  entre el actual estado y el incremento de la superficie de deslizamiento  $s = 0$ .

$|u|$  debe incrementarse como la distancia  $d$  entre el actual estado y el incremento de la línea perpendicular de la superficie de deslizamiento  $s = 0$ .

Teniendo las  $(n-1)$  dimensiones superficies de deslizamiento la distancia  $d$  es derivada a continuación, teniendo:

$$n = \frac{(1, \binom{n-1}{1}\lambda, \binom{n-1}{2}\lambda^2, \dots, \lambda^{n-1})^T}{\left| (1, \binom{n-1}{1}\lambda, \binom{n-1}{2}\lambda^2, \dots, \lambda^{n-1})^T \right|} \quad (33)$$

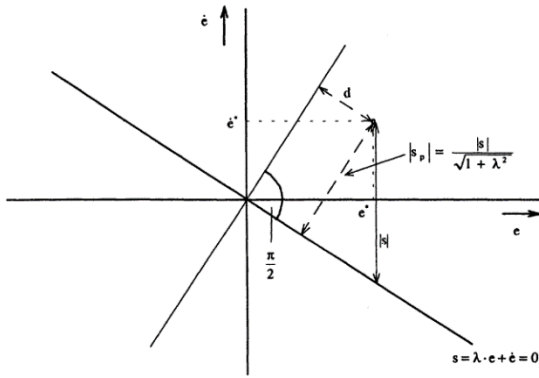


Fig. 5 Cálculos de los parámetros  $s$  y  $d$  de un SMFLC [21]

Siendo el vector normal de la superficie deslizante de la  $(n-1)$  dimensión con el espacio de estado  $n$ -dimension. Además tenemos que  $s_p = e^T \cdot n$  es la proyección del vector de estado  $e$  en la dirección del vector norma  $n$ , estas distancias se pueden apreciar en la Fig. 5. De esta forma se tiene la distancia Euclidiana más pequeña  $d$  (la perpendicular) entre  $e$  y la dirección de  $n$ , por lo tanto  $d$  y  $s_p$  son:

$$d = \sqrt{|e|^2 - s_p^2} \quad (34)$$

$$s_p = \frac{s}{\sqrt{1+\lambda^2}} \quad (35)$$

### 3.2. Lógica Difusa

Por lo tanto la distancia  $|s_p|^2$  entre  $e$  y la superficie de deslizamiento, y la distancia  $d$  entre la dirección del vector normal y la superficie de deslizamiento son evaluadas por las reglas difusas. En este punto se asigna un conjunto difuso para cada una de las variables  $s_p$ ,  $d$  y  $u$  y son obtenidas a través de la Fig. 6

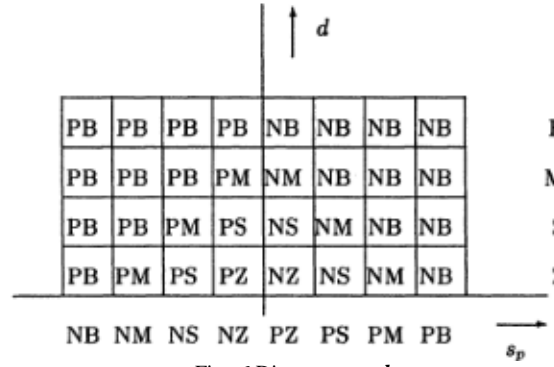


Fig. 6 Diagrama  $s_p$ ,  $d$

Los valores difusos de las celdas de la Fig. 6 en este diagrama, describen la magnitud de salida del controlador. Estas se llenan de acuerdo a las dos reglas de diseño mencionadas anteriormente, este diagrama es usado solo en el caso donde el sistema es de segundo orden.

En este orden de ideas la  $i$ -th regla de un conjunto de reglas difusas puede ser definida como:

$$R_C^i: \text{if } s_p = LS_p^i \text{ and } d = LD^i \text{ then } u = LU^i \quad (36)$$

Finalmente la función analítica de tal controlador SMFLC es definido como:

$$u_{fuzz} = k_{fuzz}(|s_p|, d) \cdot \text{sgn}(s) \quad (37)$$

El diseño del controlador SMFLC está concentrado sobre la parte difusa

$$u_{fuzz} = -k_{fuzz}(|s_p|, d) \cdot \text{sgn}(s) \quad (38)$$

Mientras la selección del previo termino puede realizarse por medio del SMC, la selección de la característica de transferencia será examinada como primera medida. En la Fig. 7 se observa el diagrama donde se conceptualizan teniendo en cuenta el modelo [23] de cada una de las etapas para calcular la salida, en este caso la entrada es el error y la salida la señal de control,

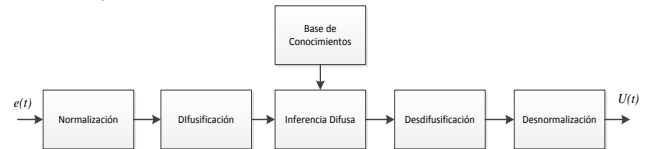


Fig. 7 Estructura general de Lógica Difusa [19]

El punto crucial en el diseño del SMFLC es la selección del número de subconjuntos difusos para las entradas y salidas del controlador y consecuentemente la forma de la correspondiente función de membresía [21]. El número de reglas difusas de entrada está dado por los puntos de operación considerados

El punto de operación  $P(s^i, u^i)$  de la característica de transferencia de un SMFLC, teniendo en cuenta una entrada específica  $s^i$  y su correspondiente salida  $u^i$ , y asumiendo que el centro de la región difusa  $LS_p^i$  es  $s^i \in S$ , donde  $s^i$  es un valor puntual tal que  $\mu_{LS^i}(s^i) = 1$

El punto de operación  $P(s^i, u^i)$  de la característica de transferencia de un SMFLC, teniendo en cuenta una entrada específica  $s^i$  y su correspondiente salida  $u^i$ , y asumiendo que el centro de la región difusa  $LS_p^i$  es  $s^i \in S$ , donde  $s^i$  es un valor puntual tal que  $\mu_{LS^i}(s^i) = 1$

Ajuste de factores de escalización de entrada:

La normalización como en el caso difuso es el mapeo desde el dominio de la entrada hacia un dominio normalizado. Antes de la Difusificación, las correspondientes entradas del controlador han sido escaladas cuadrando su dominio

Se dejan las entradas del controlador del FLC sobre un largo periodo de tiempo que tiene como comportamiento un proceso estacionario con distribución Gaussiana. Se supone que para una entrada al controlador estacionaria una cierta señal de amplitud alrededor del origen del el FLC debe ser linealmente transferida por el FLC.

Si se tiene un controlador FLC con un conjunto fijado de reglas difusas y sus correspondientes funciones de membresía, el único parámetro que influye en la correlación cruzada es el factor de escala. Con el fin de desarrollar la idea de la transferencia lineal parcial de una señal de distribución Gaussiana, la metodología requiere que se construya una conexión lineal de la entrada y salida del controlador representada por una ganancia la cual varía con respecto a la desviación estándar de la señal de entrada  $\sigma_e$  de la señal de entrada [21].

Como ya se había mencionado con anterioridad las entradas al controlador difuso son  $s_p$  y  $d$ , por lo tanto las entradas normalizadas del controlador serán:

$$d_N = \frac{(-e_N + e_N)}{\sqrt{2}} \quad (40)$$

Donde el parámetro  $\lambda$  es la frecuencia de corte del filtro para todas las frecuencias no modeladas del sistema y tiene que ser  $\lambda \leq \mathcal{V}_{su}$ , de tal manera que todas las frecuencias no modeladas  $\mathcal{V}_{su}$  sean filtradas. Por lo tanto el parámetro normalizado  $\lambda_N$  debe cumplir la condición  $\frac{N_e}{N_{\hat{e}}} \leq \frac{\mathcal{V}_{su}}{\lambda_N}$

(41)

Los valores de control normalizados  $u_N$  es mapeado dentro de un valor de control no normalizado  $u$  dado por:  $u_N = N_u \cdot u$  (42)

La selección de  $N_u$  es muy importante para la estabilidad del sistema y depende de la selección del máximo valor de  $k_{fuzz}$ , usando como referencia [21],  $k_{fuzz|max} \geq \beta(\tilde{F} + (1 - \beta^{-1}) \cdot \hat{U} + D + \eta)$  (43)

Siendo una condición suficiente para que la capa límite (BL) se encuentre en el dominio de atracción. Teniendo en cuenta lo anterior  $k_{fuzzN|max} = N_u \cdot k_{fuzz}|_{max}$  y el factor de denormalización  $N_u$  se calcula bajo la siguiente expresión:

En la Fig. 8 se aprecia el diagrama donde se implementó el controlador diseñado y en el cual se validarán el comportamiento del motor de 1 HP según la tabla 1.


$$G_p(s) = \frac{k_p}{s(\tau s + 1)} e^{t_0 s}$$

$$G_p(s) = \frac{39,79}{s(0,039s + 1)} e^{0,0125s}$$

$$x(t) \rightarrow \omega_{rm}(t)$$

$$x^n(t) \rightarrow \ddot{w}_{rm}(t)$$

Para continuar con el diseño se debe tener en cuenta los siguientes pasos:

Introducción de la ley general de control con línea deslizando (24)

$$s = \lambda e + \dot{e}$$

$$e = \omega_{ref} - \omega_{rm}$$

Introduciendo la ley general de control, ecuación (34)

$$u = -k_{fuzz}(|s_n|, d).sgn(s)$$

Donde de las ecuaciones (35) y (34) se calculan las entradas al controlador difuso, antes de ser normalizadas

$$s_p = \frac{s}{\sqrt{1 + \lambda^2}}$$

$$d = \sqrt{|\mathbf{e}|^2 - s_p^2}$$

### Selección de los valores difusos

Las funciones de membresía para las variables de entrada  $s_p(t)$  y  $d(t)$  y la salida de la señal de control  $u(t)$ , por su simplicidad y el consumo de memoria a la hora de realizar los cálculos se escogió la forma triangular. La normalización de los planos de fase de la “distancia”  $s_{pN}$  y “distancia”  $d_N$  se calcula de acuerdo a las ecuaciones (39) y (40):

$$\begin{aligned} s_{p_N} &= (e_N + e_{\dot{N}})/\sqrt{2} \\ d_N &= |(-e_N + e_{\dot{N}})/\sqrt{2}| \end{aligned}$$



Para los valores normalizados  $S_{pN}$ ,  $d_N$  y la variable de control normalizada  $u_N$  los conjuntos difusos se encuentran definidos en la Tabla 1

La ganancia del sistema para la superficie deslizante 600 por lo tanto el universo difuso para  $S_p$  esta entre  $(-100,100)$   $k_{S_p} = 6$ .

Se puede apreciar en las gráficas de la función de membresía de  $s_{pN}$  y  $d_N$  respectivamente Fig. 9 y Fig. 10, las cuales hacen referencia a las entradas del controlador y en la Fig. 11 se tiene  $U(t)$ , en esta se observa que en el fragmento cercano a cero las funciones de membresía triangulares presentan un rango de menor valor que los que se encuentran alejados de cero, esto se da porque a variaciones del error pequeño la acción de control debe ser pequeña y ante errores grandes la acción de control debe ser mayor. Para las entradas al controlador  $s_{pN}$  y  $d_N$  se escogieron 5 funciones de membresía y 4 respectivamente [19].

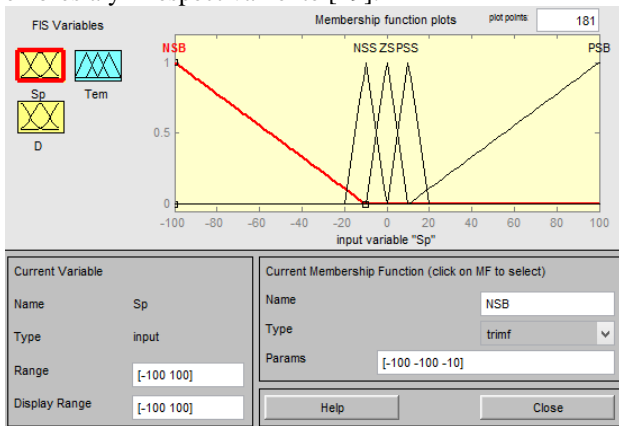


Fig. 9 Funciones de membresía para  $s_{pN}$

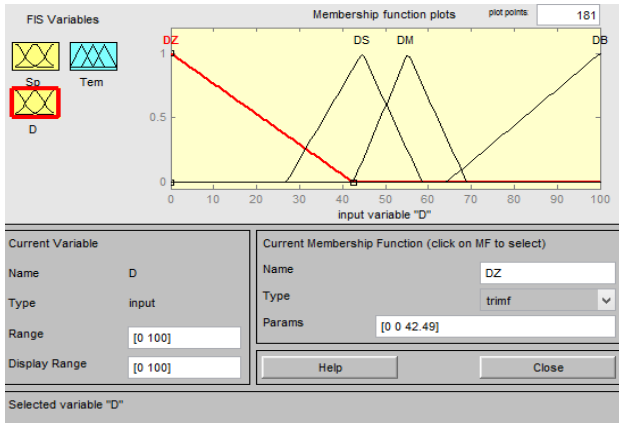


Fig. 10 Funciones de membresía para  $d_N$

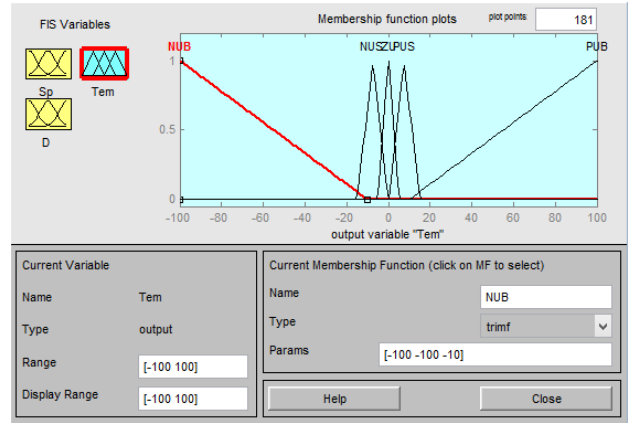


Fig. 12 Funciones de membresía para la señal de control  $T_{EM}$

#### 1. Diseño de reglas difusas

En la Tabla 1 se obtienen las reglas para después calcular la salida del controlador normalizada  $u_N$ .

Tabla 1 Reglas difusas para la obtención de  $u_N$

Reglas Controlador Difuso						
$d_N \backslash S_{pN}$	NSB	NSS	ZS	PSS	PSB	
DZ	NUB	NUS	ZU	NUS	NUB	
DS	PUS	PUS	NUS	PUS	NUS	
DM	PUB	PUS	PUS	NUS	PUS	
DB	PUS	PUS	NUS	NUS	NUB	

Tabla 2 Definición de variables difusas

NSB	$S_{pN}$ is Negative Big	DM	$d_N$ is Medium
NSS	$S_{pN}$ is Negative Small	DB	$d_N$ is Big
ZS	$S_{pN}$ is Zero	NUB	$u_N$ is Negative Big
PSS	$S_{pN}$ is Positive Small	NUS	$u_N$ is Negative Small
PSB	$S_{pN}$ is Positive Big	ZU	$u_N$ is Zero
DZ	$d_N$ is Zero	PUS	$u_N$ is Positive Small
DS	$d_N$ is Small	PUB	$u_N$ is Positive Big

Se selecciona  $\lambda$  de modo que cumpla con la condición  $\lambda \ll v_{su}$  donde  $v_{su}$  es una frecuencia no modelada que ocurre por encima de la frecuencia natural  $\omega$  del sistema, para esto solo se debe seleccionar  $\lambda \leq \omega$ .

Según el comportamiento de la planta  $\lambda = 6,50$

En el cálculo de los factores de normalización  $N_s$  y  $N_d$  y los límites superiores, se realizó un re ajuste de los parámetros del controlador difuso basado en pruebas

$$N_s = 5$$

$$N_d = 0,1$$

#### 1. Selección de los límites superiores

Selección de  $k_{fuzz}|_{max}$  y  $N_u$  desde el límite superior obtenido en el paso anterior se selecciona, el torque máximo del motor es de  $T_{max} = 11,46 \text{ N.m}$ , por lo tanto

$$k_{fuzz}|_{max}$$

Desde el dominio normalizado  $(-100,100)$ , este corresponde al factor de normalización

$$N_u = 20$$

## V. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN CON EL CONTROLADOR DIFUSO EN MODO DESLIZANTE

Una vez se calculan los parámetros de entonación del controlador, se procede a simular el motor con los parámetros de la Fig. 13 del motor de 1 hp, el motor se encuentra sin carga, presenta una señal de referencia que inicia en cero y en 0,5s alcanza 1.800 r.p.m.

En Fig. 13 se aprecia la respuesta del sistema con el controlador SMFLC y como era de esperarse sigue la referencia y el error es aproximadamente igual a cero, presenta un comportamiento adecuado ya que tanto en el transitorio como en el estacionario no se observa desfase notorio, el cual se confirma más adelante con la gráfica de la superficie.

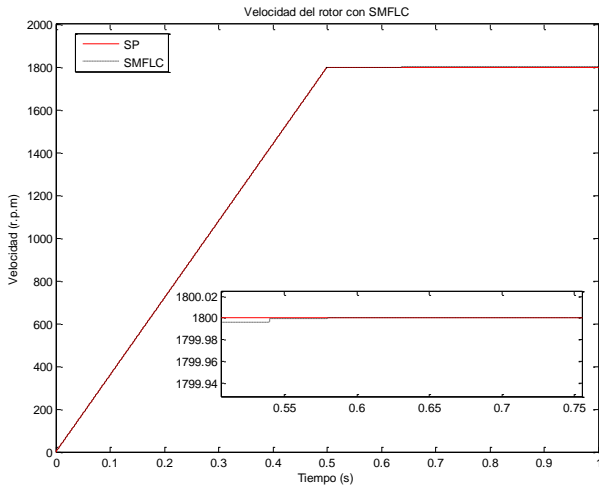


Fig. 13 Respuesta del sistema con el controlador SMFLC

En la Fig. 14 se observa el comportamiento del  $T_{EM}$  y la corriente  $I_{as}$ , presentan un comportamiento estable y en el momento que la velocidad alcanza el estado estacionario la corriente adquiere su valor nominal, en el momento que la velocidad se estabiliza. En el transitorio el par electromagnético alcanza un alto nivel

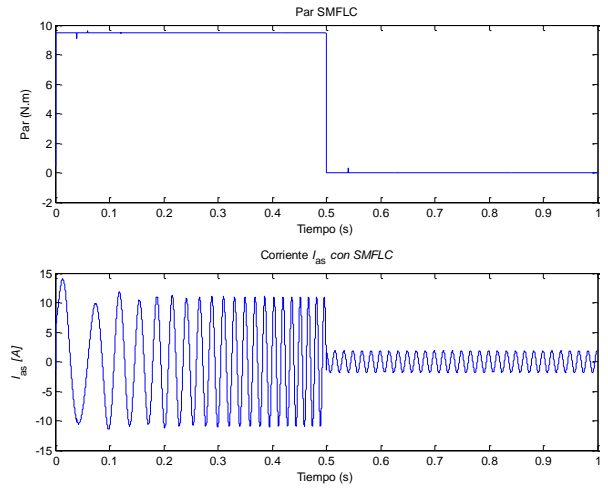


Fig. 14 Respuesta del par  $T_{EM}$  y la corriente  $I_{as}$  con el controlador SMFLC

Se aprecia en la Fig. 14 que cuando la carga aumenta implica un aumento de corriente, en el arranque genera algunos picos de corrientes por encima de la corriente nominal, estas se presentan mientras el motor alcanza la velocidad nominal y se estabiliza. Lo mismo sucede con el par electromagnético que como no tiene carga mecánica para contrarrestar en el momento que se estabiliza la velocidad el par se hace cero.

En la Fig. 15 se observa el comportamiento de la superficie deslizante  $S_p(t)$ , se puede apreciar que en el momento del arranque del motor, hay un estado de alcance, el cual cambia a modo deslizante, en el momento que se acerca a  $S = 0$ , en el punto  $t=0,5s$  ocurre otro cambio, y es justo cuando velocidad alcanza la velocidad nominal 1800 r.p.m y se estabiliza, en este punto ocurre de nuevo la transición de modo alcance hacia modo deslizante.

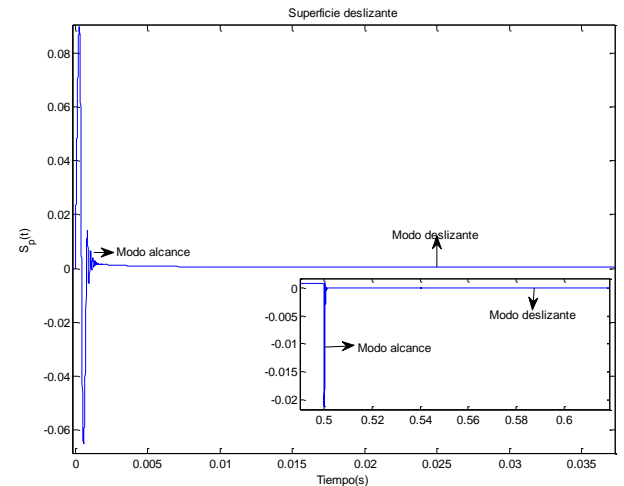


Fig. 15 Superficie deslizante  $S_p(t)$  cuando alcanza una velocidad 1800 rpm en  $t=0,5 s$

En [19] se realizó un diseño experimental del controlador en modo deslizante, los parámetros del controlador se calcularon en base a los parámetros identificación del modelo integrante POMTM, fueron ajustados, debido a que no presenta un comportamiento exacto de la planta, esto se debe en parte porque un modelo de primer orden no es una aproximación exacta para esta clase de modelo. El controlador



FLC por su parte requirió conocimientos operacionales del motor para poder generar las reglas de acuerdo a la superficie y la distancia calculadas.

A continuación se muestran los resultados del sistema con las distintas estrategias de control implementadas: control difuso, en modo deslizante, el control SMFLC y el convencional PI; en la Tabla 3 se observan los parámetros de la prueba.

Tabla 3 Parámetros de prueba

Parámetros	Prueba 1
Vel_time	[0 0,5 0,7 1,7 1,9 2,9 tiempo]
Vel_value	[0 1 1 -1 -1 1 1]*rpm
Tmec_time	[0 tiempo]
Tmec_value	[0,5 0,5]*-Tb

En la Fig. 16 se observa la respuesta al sistema implementando cada una de las estrategias de control, mencionadas, aquí se aprecia el comportamiento de la velocidad con cada uno de los controladores implementados, se aprecia que el sistema con los controladores PI, FLC, SMC, SMFLC sigue la referencia todo el tiempo, realizando un acercamiento Fig. 17 el estado estacionario en -1.800 r.p.m, se nota que el controlador PI presenta sobre disparo del 0,47%, el SMC tiene un tiempo de respuesta superior que el SMFLC y FLC de 0,5104 s (ver Tabla 4), representando una mejor respuesta, por parte de este par de controladores no lineales.

Tabla 4 Tiempo de respuesta y sobre disparo de los controladores

Controlador	Sd	Ts
SMFLC	0	0,50009
SMC	0	0,5104
FLC	0	0,50009
PI	0,47%	0,61

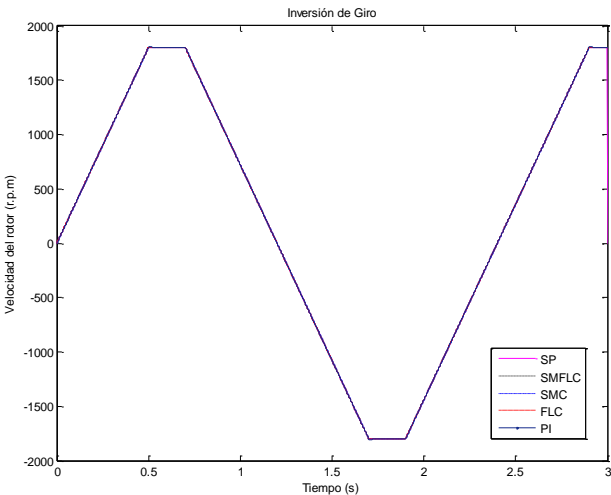


Fig. 16 Respuesta de la velocidad en el rotor de los controladores PI, IFOC, SMC, SMFLC, y FLC

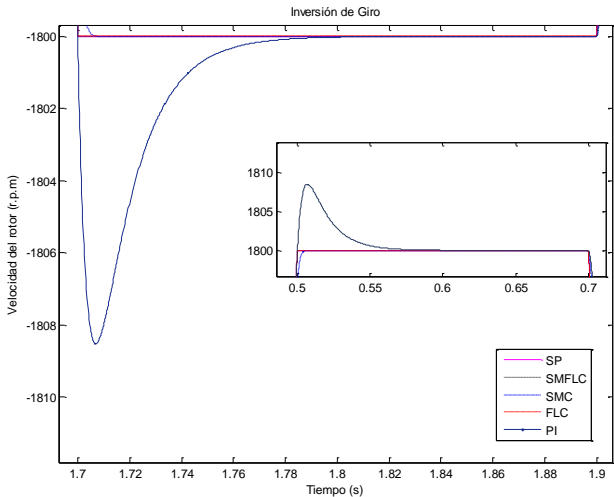


Fig. 17 Zoom estacionario de la velocidad en -1800 r.p.m.

En la Fig. 18 representa el comportamiento del par electromagnético ante la inversión de giro, el PI presenta oscilaciones en cada cambio, y un tiempo de respuesta de 0,25 superior a los demás controladores, los controladores SMFLC y SMC presentan menor par como se puede apreciar en la Tabla 5.

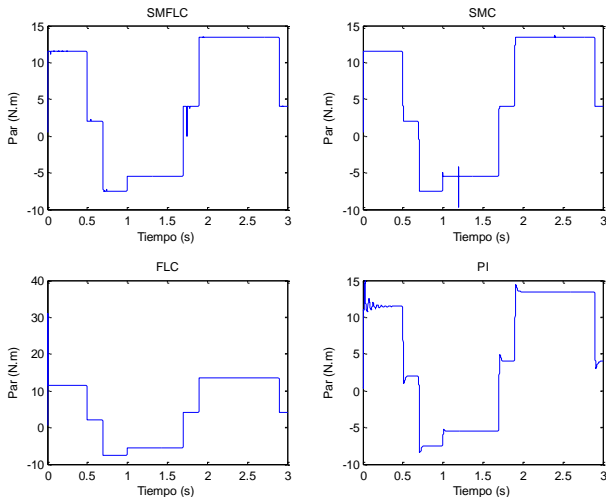


Fig. 18 Par EM de los controladores PI, SMC, SMFLC y FLC

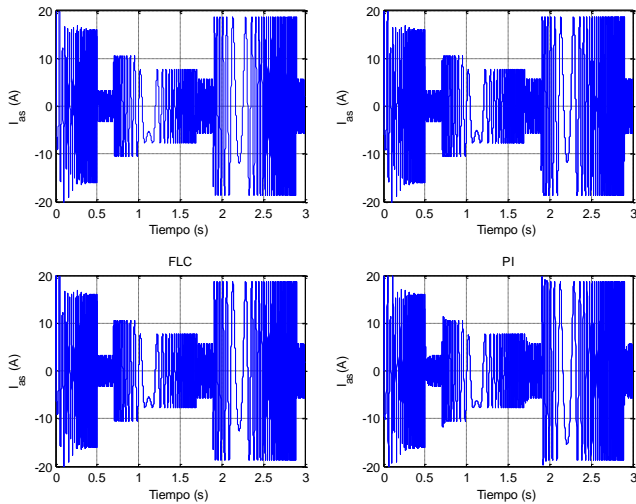
Tabla 4 Análisis transitorio de la respuesta del Par EM

Controlador	Máx PAR	T asentamiento
SMFLC	13,453	0,00001
SMC	13,714	0,00001
FLC	30,989	0,00009
PI	14,877	0.25

En la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**19 variación de la corriente, se aprecia en el momento del arranque que se generan picos de corriente, ver Tabla 6, se observa que el controlador con el pico máximo de corriente es el controlador PI, los demás controladores trabajan con un margen similar. En esta prueba la generación de corriente en todos los controladores es aproximadamente igual.

**Tabla 6 Picos máximos de corriente**

Controlador	Máx Corriente
SMFLC	18,769
SMC	18,771
FLC	18,770
PI	20,012



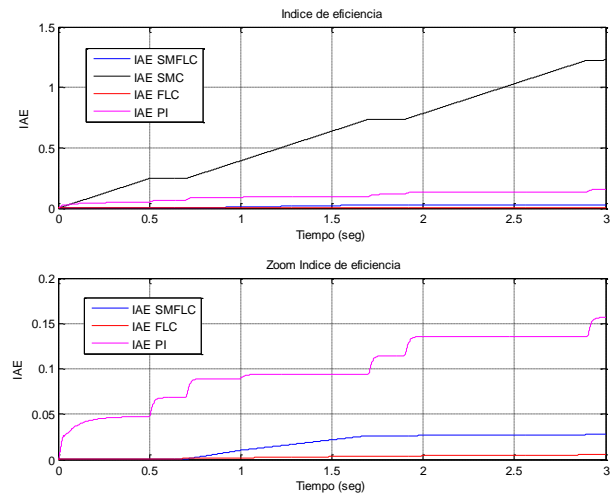
**Fig. 19 Variación de la corriente en la fase a del estator ante cambio de giro,  $i_{as}$**

En la **¡Error! La autoreferencia al marcador no es válida.7** se encuentran los índices de desempeño del error, el controlador FLC presenta un mejor comportamiento del error de acuerdo al índice IAE, seguido está el controlador SMFLC. Adicional el controlador PI presenta un buen desempeño, pero en comparación con los demás controladores el desempeño es inferior. A pesar que los índices del error en régimen deslizante son mayores que el controlador FLC, los controladores SMFLC y SMC presentan unos índices de desempeño de error apropiados, demostrando que tienen un comportamiento bastante aceptable ya que los índices son aproximadamente igual a cero, dando precisión al control de un motor, el cual es requerido en esta clase de procesos.

**Tabla 7 Resultados de los índices del error de los controladores PI, SMFLC, FLC y SMC**

Controlador	IAE
PI	0,1843
FLC	0,0053
SMC	1,2259
SMFLC	0,0275

En la Fig. 20 se observa el comportamiento del índice IAE de cada uno de los controladores, el controlador SMC y PI presentan un error superior a los otros dos controladores desde el comienzo y a medida que hay cambios el error va aumentando,



**Fig. 20 Comportamiento de los IAE del SMC, FLC, SMFLC y PI**

El SMFLC presenta índices del error mínimos en cada una de las pruebas, confirmando que es un controlador que tiene un buen desempeño ante la inversión del giro de, adicional el consumo de corriente con el SMFLC es inferior que el FLC en el arranque. No genera oscilaciones o sobre disparos ante condiciones extremas en la velocidad, tiene un tiempo de respuesta más rápido que el controlador SMC y mejora las oscilaciones del controlador SMC, demostrando que el controlador SMFLC es una mejora del controlador SMC.

## VI. CONCLUSIONES

Se diseñó e implementó el controlador SMFLC para el motor de inducción trifásico tipo jaula ardilla, el control se desempeña adecuadamente ante condiciones ideales y ante condiciones extremas, demostrando que el controlador es un controlador robusto.

Los controladores SMFLC y SMC clásico, lograron seguir la referencia ante condiciones extremas, y con comportamientos del par y la corriente funcionales, en caso que se desee implementar a un motor trifásico tipo Jaula ardilla.

Se observó la generación de chattering en el control SMC y como mejora notoriamente estas oscilaciones con la adición de la acción del controlador FLC, asimismo el tiempo de respuesta del controlador SMFLC es más rápido que el controlador SMC.

El controlador SMFLC se comporta como un filtro, se debe tener especial cuidado y conocimiento de las incertidumbres del sistema, para que el filtro trabaje adecuadamente, y filtre por encima de la frecuencia de incertidumbres del sistema.

El controlador SMFLC diseñado en este proyecto se basó en la configuración TISO, el cual adiciona un grado de libertad, añadiendo al controlador difuso mayor flexibilidad y mayor exactitud en el controlador, aunque requieren más reglas que la configuración SISO es más complejo y requiere mayor experticia del sistema.

## REFERENCIAS

- [1] R. Palm, "Sliding Mode Fuzzy Control," *Proceedings FUZZ-IEEE*, pp. pp. 519-526, 1993, San Diego, CA.
- [2] J. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, New Jersey: Prentice-Hall, 1991.
- [3] E. Hasanaj, *Experimental Investigation of the Boundary Layer-Based Sliding Mode Fuzzy Logic Control with Applications to Robot Manipulators*, Toronto : Thesis for the degree of Masters of Applied Science; University of Toronto, 2000.
- [4] L. Samacá and L. Mesa, "Investigación Formativa para Estudiantes de Ingeniería Utilizando Robótica," *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada ISSN:1692-7257*, 2017.
- [5] M. Galluzzo and C. Cirino, "Sliding MOfuzzy Logic Control of an Unstable Bioreactor," *AIDIC*, vol. 32, no. 1974-9791, pp. 1213-1219, 2013.
- [6] S. Chapman, *Máquinas Eléctricas*, Australia: McGraw Hill, 1991.
- [7] P. Mora, *Máquinas Asíncronas y de Corriente Continua*, Mérida, Universidad de los Andes, 2002.
- [8] C. Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery*, Chap VI y IX, New Jersey U.S.A.: Prentice-Hall PTR, 1998.
- [9] E. Ho and P. Sen, "Decoupling Control of Induction Motor Drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, pp. Vol. 35, No. 2, pp 253-262, May 1988.
- [10] J. Andrade, P. Teppa and J. Ferrer, "Control Difuso por Modo Deslizante para la Resolución del Problema de Seguimiento en Sistemas no Lineales," *Anales de la Universidad Metropolitana*, pp. No 1:Vol. IV-pp.13-29, 2004.
- [11] E. Noriega, *Control Difuso en Modo Deslizante para un Manipulador de Seis Grados de Libertad-Edición Única*, Monterrey, México: Tecnológico de Monterrey, Tesis de Maestría en Automatización, 2008.
- [12] H. Nguyen, M. Sugeno , R. Tong and R. Yager, *Theoretical Aspects of Fuzzy Control*, Jhon Wiley & Sons Inc., 1995.
- [13] L. Wan and H. Zhang, "Sliding Mode Control with Adaptive Fuzzy Compensation for Uncertain Nonlinear System," *Mathematical Problems in Engineering*, p. 6, 2018.
- [14] A. D. Gedera and N. C. Ekneligoda, "Direct torque control of induction motor using sliding-mode and fuzzy-logic methods," *IEEE*, no. 2472-8152, 2018.
- [15] J. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes," *IEEE Transactions on Automatic Control*, no. AC-(22), pp. pp.122-212, 1977.
- [16] J. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes," *IEEE Transactions on Automatic Control*, no. AC-(22), pp. pp.122-212, 1997.
- [17] D. Rojas and O. Alvarado, "Ontología para los Sistemas Holónicos de Manufactura BASados en la Unidad de Producción," *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada ISSN:1692-7257*, 2017.
- [18] D. Morales and J. Vanegas, *Diseño de un Controlador de Velocidad para un Motor de Inducción Utilizando Control Vectorial*, Mérida: Universidad de los Andes, , 2005.
- [19] F. Y. Reyes Barrera and F. J. Viloria, *Diseño de un controlador Difuso en Modo Deslizante para un Motor de Inducción Trifásico Tipo Jaula Ardilla*, Mérida: Universidad de los Andes, Tesis de Maestría, 2016.
- [20] J. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics* , vol. 40, no. No 1, pp. pp. 23-36, 1993.
- [21] R. Palm, D. Driankov and H. Hellendoorn, *Model Based Fuzzy Control*, Berlin: Springer, 1997.
- [22] K. Tang and R. Mulholland, "Comparating Fuzzy Logic with Classical Control Designs," *IEEE Transactions on Systems. Man, Cybernetic*, no. 17(6), pp. p.p 1085-1087, 1987.
- [23] L. Tellez and M. Delgado, "Modelo de Interventoría Tecnologías de la Información en el Área de Conocimiento de la Gestión del Alcance PMBOK@ y Alineado con ISO 21500 y Cobot," *Revista de Tecnologías de Avanzada ISSN: 1692-7257*, 2017.
- [24] L. Márquez, Y. Lara and F. Ángulo, "Proptotipo de Control de acceso de Aulas y Registro Automático de Asistencia," *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada ISSN:1692-7257*, 2017.
- [25] B. Tyreus and W. Luyben, "Tuning PI Controllers for Integrator/dead Time Process," *Ind. Eng. Chem*, pp. 625-628, 1992.
- [26] C. Smith and A. Corripio, *Principles and Practice of Automatic Process Control*, New York: John Wiley 3ra edición, 2006.
- [27] C. Tolosa and B. Eugenio, "Desarrollo de Libros Electrónicos: "Taller Pedagógico"," *Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada ISSN:1692-7257*, 2017.