

Diseño de un controlador de velocidad adaptativo para un MSIP utilizando inteligencia artificial

Omar Aguilar-Mejía, Rubén Tapia-Olvera, Iván Rivas-Camero, Hertwin Minor-Popocatl

Universidad Politécnica de Tulancingo, División de posgrado, Tulancingo, Hidalgo,
México

{omar.aguilar, ruben.tapia, ivan.rivas, hertwin.minor}@upt.edu.mx

Resumen. Los motores síncronos de imanes permanentes se han utilizado ampliamente en aplicaciones de velocidad variable de alta precisión, sin embargo, el esquema de control debe cumplir con altas exigencias de desempeño dinámico. En este trabajo se realiza un análisis comparativo de la respuesta de un motor síncrono con cuatro estrategias de control: convencional proporcional integral, modos deslizantes, lógica difusa y redes neuronales. Se describe el modelo del motor, el regulador de corriente y se realiza el diseño del control. Además, se utiliza un observador no lineal para la estimación de la velocidad del rotor y el par de carga. El desempeño de cada controlador se analiza mediante simulaciones en el tiempo donde el motor se somete a diversas perturbaciones y cambios de referencia. La técnica de control propuesta mediante redes neuronales exhibe el mejor desempeño debido a que puede adaptarse a cada condición, demandando bajo costo computacional para una operación en línea y considerando las no linealidades del sistema.

Palabras clave. MSIP, lógica difusa, modos deslizantes, redes neuronales.

Design of a Speed Adaptive Controller for a PMSM using Artificial Intelligence

Abstract. Permanent magnet synchronous motors have been widely used in variable speed drives; however, the control scheme must ensure high requirements of dynamic performance. In this work, a comparative analysis of a synchronous motor response with four control strategies—conventional proportional integral, sliding mode, fuzzy logic, and neural networks—is exposed. The motor model and the current controller are described; this allows the control laws design. In addition, a nonlinear observer for estimating the rotor speed and load torque is designed. The performance of each driver is analyzed using time simulations where the motor is subjected to disturbances and reference changes. The proposed control technique using neural

networks exhibits the best performance because it can adapt to every condition, demanding low computational effort for an online operation and considering the system nonlinearities.

Keywords. PMSM, fuzzy logic, sliding mode, neural network.

1. Introducción

Los nuevos desarrollos tecnológicos en materiales magnéticos, semiconductores de potencia, electrónica digital y teoría de control han permitido que los motores de corriente alterna (CA), sean capaces de hacer frente a los desafíos de alta eficiencia y requerimientos de alto desempeño que demanda el sector industrial. En este sentido, los motores síncronos de imanes permanentes (MSIP) son una alternativa y serios competidores de las máquinas de inducción debido a que presentan alta eficiencia, alto factor de potencia, excelente robustez, alta relación torque/inercia y mantenimiento económico [1].

En la actualidad los MSIP se emplean en una amplia gama de aplicaciones industriales que van desde pequeños servomotores para máquinas herramientas, motores eléctricos de vehículos híbridos y propulsores en barcos y submarinos [2]. Estas aplicaciones demandan una respuesta rápida y precisa ante disturbios y perturbaciones. Para cumplir con estas exigencias se requieren complejos esquemas de control que permitan un desempeño dinámico seguro y confiable ante diferentes condiciones operativas [1, 3].

El control vectorial es un método eficiente para motores síncronos en aplicaciones de velocidad variable en amplios rangos de operación. Normalmente se usa en máquinas de CA para

convertirlas en cuanto a su rendimiento, en máquinas de corriente directa (CD) con excitación separada, esto permite características de control altamente deseables [1].

El principio del control para el MSIP está basado en la orientación de campo, dónde las corrientes en dq juegan un papel determinante para su desempeño. Para asegurar el control vectorial del MSIP, se define que la corriente en eje directo, i_d , sea igual a cero, con lo que se obtiene el torque máximo del motor [4, 5]. El esquema convencional proporcional-integral (PI) es el regulador más utilizado para controlar las corrientes dq del MSIP. La implementación del control de campo orientado requiere controladores de corriente con respuesta rápida y alta precisión, con el fin de proporcionar servo accionamientos de eficiencia óptima [5].

Convencionalmente los controladores PI se emplean en lazos de control por su simplicidad y amplia aceptación, sin embargo, se sabe que presentan algunas limitaciones, como su dependencia en el modelo completo y la exactitud de los parámetros. Por lo tanto, para hacer frente a las no linealidades y sensibilidad de parámetros se deben incorporar en la estructura del controlador mecanismos de adaptabilidad, llevando a un escenario de diseño complejo. En la literatura se han propuesto diversos mecanismos de adaptación como control adaptativo, modos deslizantes, controlador de estructura variable, controlador PI auto-sintonizado, controlador predictivo, entre otros. Sin embargo, el mayor problema que presentan estos controladores es su alta dependencia de los modelos matemáticos y su dificultad para representar un sistema práctico [2, 4].

Por otro lado, el diseño de controladores inteligentes no requiere de un modelo matemático exacto, debido a su capacidad para resolver problemas no lineales a través del aprendizaje, por ejemplo las redes neuronales artificiales son muy útiles en esta área [4, 6]. Otra herramienta de control es la lógica difusa, que se puede entender como una clase de inteligencia artificial, dónde el conocimiento y experiencia de un experto se pueden convertir en reglas de control lingüísticas reproduciendo la toma de decisiones de una persona [2, 7].

En este trabajo se presenta un análisis comparativo de la respuesta de un motor síncrono de imanes permanentes con cuatro controladores diferentes: Controlador PI convencional, esquema de control por modos deslizantes, redes neuronales y un regulador difuso. Los controladores se establecen sobre la técnica de control vectorial con desacoplo de las corrientes i_d e i_q . La aplicabilidad se presenta mediante estudios de simulación del MSIP considerando diferentes condiciones operativas y diversas perturbaciones.

2. Modelo dinámico del MSIP

El modelo matemático que describe el comportamiento dinámico del MSIP en un marco de referencia estacionario dq se puede definir como:

$$\begin{aligned} L_d \frac{di_d}{dt} &= -r_s i_d + L_q i_q \omega_e + v_d, \\ L_q \frac{di_q}{dt} &= -r_s i_q - L_d i_d \omega_e - \lambda_m \omega_e - v_q, \end{aligned} \quad (1)$$

donde v_d y v_q son los voltajes aplicados en el estator en un marco de referencia dq , respectivamente; i_d e i_q son las corrientes en dq ; r_s es la resistencia en el estator; L_d y L_q son las inductancias propias del estator en dq ; ω_e es la velocidad angular eléctrica del rotor; T_e es el par electromagnético del motor, n_p es el número de pares de polos y λ_m es el flujo magnético constante producido por el imán permanente en el rotor.

La ecuación dinámica de la velocidad y la posición del rotor son:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} (T_e - T_l), \\ \frac{d\theta_r}{dr} &= \omega_r, \end{aligned} \quad (2)$$

y se tiene que

$$T_e = 1.5 \frac{n_p}{2} \left[\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \right], \quad (3)$$

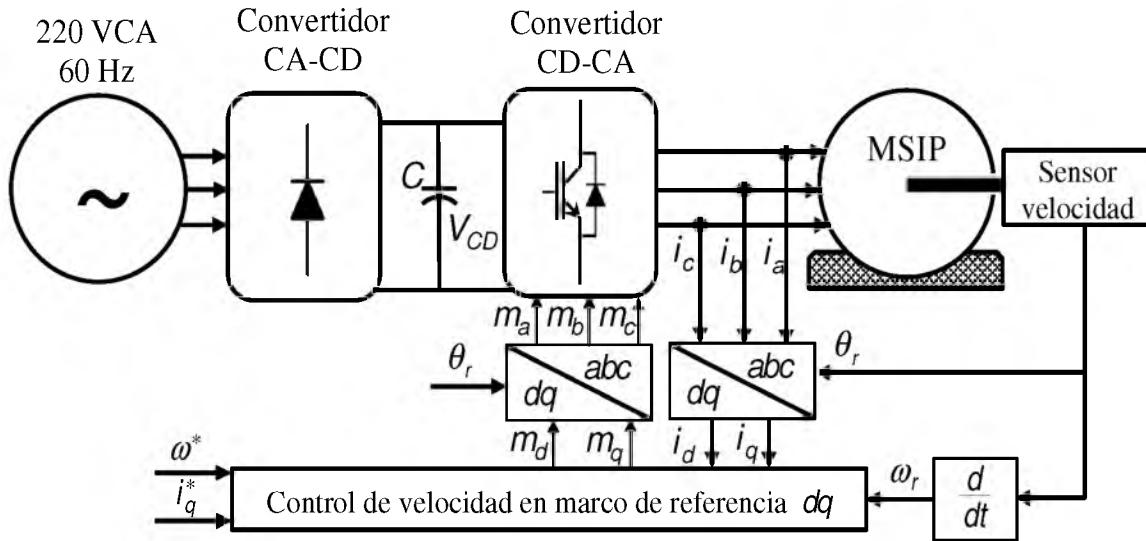


Fig. 1. Diagrama de bloques del sistema de control para regular la velocidad del rotor del MSIP

donde ω_r es la velocidad mecánica del rotor, J es el momento de inercia del rotor, θ_r es la posición del rotor y T_e es el par de carga aplicado al motor. En este trabajo se considera un MSIP de polos no salientes con los imanes montados en la superficie del rotor [8], por lo cual las inductancias en eje d y eje q , son iguales, en consecuencia el par electromagnético se calcula mediante

$$T_e = 1.5 \frac{n_p}{2} \lambda_m i_q . \quad (4)$$

Para diseñar el regulador de velocidad se emplean tres lazos de control con retroalimentación negativa, esto permite obtener la velocidad deseada del rotor y mejorar el desempeño del motor en estado estable y transitorio. El sistema de regulación incluye un lazo para la velocidad del rotor, un lazo de control de corriente en eje d y otro en eje q .

El diagrama de bloques del sistema de control para regular la velocidad del rotor utilizando la técnica de control vectorial se muestra en la Fig. 1. El sistema de control consiste en una fuente rectificadora de voltaje CA-CD, un MSIP, una fuente inversora de voltaje CD-CA, un control automático de corriente, un sensor de posición que determina la velocidad del rotor y un regulador de

velocidad. El ángulo eléctrico se calcula multiplicando el ángulo mecánico del rotor por el número de polos.

3. Esquema de control del MSIP

En la Fig. 1 se pueden observar que las entradas al sistema de control de velocidad son la velocidad de referencia, ω^* , la corriente deseada en eje directo, i_d^* , y la velocidad del rotor, ω_r . La corriente deseada i_q^* se determina a partir del par electromecánico, que es proporcional a la corriente en eje q .

3.1. Diseño del esquema de control del MSIP (control campo orientado)

El modelo del MSIP, (1), (2) y (4), es un sistema dinámico con dos entradas de control, v_d y v_q . Si se puede hacer que la componente de la corriente en eje directo sea igual a cero, se obtiene un comportamiento similar al de un motor de corriente directa con excitación de flujo constante [9]. Las ecuaciones indican que el MSIP es un sistema no lineal debido al acoplamiento que existe entre las diferentes variables de estado (corrientes y velocidad del rotor). También, se puede observar

que los parámetros dependen de las condiciones de operación, principalmente del par de carga y temperatura de operación. La principal meta del controlador es regular la velocidad angular del rotor para que siga una trayectoria deseada ante diferentes perturbaciones paramétricas y variaciones del par de carga. Por lo tanto, la principal señal de error se puede definir como,

$$e_{\omega} = \omega^* - \omega_r, \quad (5)$$

donde ω^* es la velocidad deseada para el rotor. En (1) se tienen dos variables de control independientes, v_d y v_q , si la señal de control v_q regula la velocidad del motor, se tiene un grado de libertad disponible, v_d , y se puede tomar ventaja de ello. Una ventaja es evitar la desmagnetización de los imanes permanentes, lo cual se logra haciendo que la corriente en eje directo sea igual a cero [9-12].

Si se cumple esta condición, la corriente del estator es igual a la corriente en eje q , entonces el par electromagnético del MSIP es proporcional a i_q . Otra ventaja es que los enlaces de flujo constantes tienen una relación lineal con la corriente en el estator, con lo cual se puede fácilmente estimar su valor. Definiendo el error de seguimiento de la corriente en eje d como

$$e_d = i_d^* - i_d, \quad (6)$$

donde i_d^* es la señal de referencia para la corriente en eje d . En teoría el controlador propuesto obliga a la corriente i_d a tener un valor igual a cero en un tiempo finito y, que el par eléctrico sea proporcional a la corriente i_q . Por lo tanto, se define el error para la corriente en eje q ,

$$e_q = i_q^* - i_q, \quad (7)$$

donde i_q^* es la señal de referencia para la corriente en eje q . El sistema de control propuesto se basa en un esquema sinusoidal por ancho de pulso (SPWM), donde las señales de modulación en el marco de referencia dq son m_d y m_q , Fig. 1. La señal de modulación se transforma al sistema abc utilizando la transformada de Park y la posición del

rotor θ_r , para compararla con la señal portadora de alta frecuencia.

3.2. Cálculo de la corriente deseada, i_q^*

La corriente deseada en eje q se determina sustituyendo (2) y (4) en la derivada de (5), con la dinámica deseada del error. Despejando i_q , se obtiene la corriente deseada, i_q^* , para el controlador de corriente en eje de cuadratura,

$$i_q^* = \frac{J}{0.75n_p\lambda_m} \left(\dot{\omega}^* + \frac{T_l}{J} + ce_{\omega} \right), \quad (8)$$

donde c es la velocidad de convergencia del error de la velocidad. Se puede observar que el valor de la corriente deseada está en función de la derivada de la velocidad de referencia, el par de carga y la velocidad del rotor, por lo que es necesario medirlos o estimarlos.

3.3. Estimación del par de carga, T_l^*

En la práctica el par de carga es desconocido, por lo cual es necesario diseñar un estimador para conocer su valor y calcular la corriente deseada, i_q^* . Las ecuaciones que describen al estimador no lineal son [13]:

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = \left(\frac{i_q k_{\omega} - \hat{T}_l}{J} \right) - l_1 e_s, \quad (9)$$

$$\frac{d\hat{T}_l}{dt} = l_2 e_s, \quad (10)$$

donde $\hat{\omega}$ es la estimación de la velocidad mecánica del rotor; \hat{T}_l es el par mecánico estimado; e_s es el error velocidad, de la velocidad estimada; l_1 y l_2 son las ganancias de las ecuaciones dinámicas del estimador y; $k_{\omega}=0.75n_p\lambda_m$.

Combinando las ecuaciones del estimador (9) y (10) y la ecuación dinámica de la velocidad del rotor, se puede obtener un conjunto de ecuaciones que describen el seguimiento dinámico del error del estimador.

El conjunto de ecuaciones diferenciales (11) representa un sistema lineal autónomo,

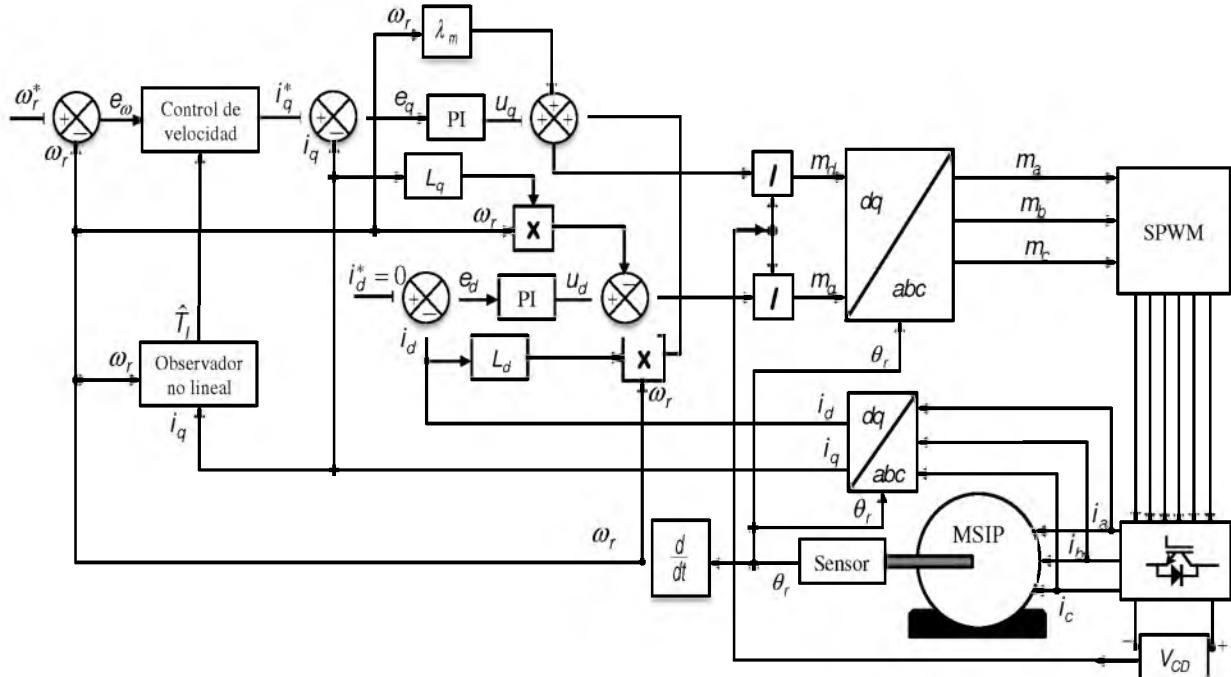


Fig. 2. Diagrama de bloques para regular la velocidad de un MSIP utilizando dos compensadores convencionales PI

asintóticamente estable con la elección adecuada de los parámetros l_1 y l_2 [14]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\omega}_r \\ \dot{T}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_1 & -\frac{1}{J} \\ l_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_r \\ T_l \end{bmatrix}. \quad (11)$$

4. Sintonización de controladores

El esquema de regulación para el motor síncrono de imanes permanentes se ha definido en la sección tres, sin embargo, su correcta operación requiere de estrategias de control robustas o adaptativas que garanticen un desempeño seguro y confiable, además, debe responder rápida y adecuadamente ante diversos escenarios a los que se pueda enfrentar.

En este trabajo se proponen tres formas de sintonización y aplicación del esquema de control orientado de campo, comparando el desempeño con un controlador lineal PI.

4.1. Diseño del controlador convencional PI para el MSIP

Para regular la velocidad del rotor del MSIP y mejorar su desempeño dinámico primero se diseña un esquema de control convencional PI, Fig. 2. Considerando (11) se definen las siguientes señales de control como en [15],

$$\begin{aligned} u_d &= V_d - L_d i_d \omega_e, \\ u_q &= V_q + L_q i_q \omega_e + \lambda_m \omega_e, \end{aligned} \quad (12)$$

sustituyendo (12) en (11), se obtienen el siguiente sistema dinámico de primer orden:

$$\begin{aligned} L_d \frac{di_d}{dt} + r_i d i_d &= V_d, \\ L_q \frac{di_q}{dt} + r_i q i_q &= V_q. \end{aligned} \quad (13)$$

Para regular la velocidad del rotor de un MSIP utilizando dos controladores convencionales PI se pueden establecer dos sistemas de control a lazo cerrado uno para regular i_d y otro para i_q . En la Fig.

2 se muestra que el controlador para i_d , permite calcular u_d .

De forma similar, el controlador de i_q determina u_q . La magnitud de la corriente i_q^* la determina el lazo de control del par electromagnético que está en función de la velocidad de referencia. Asumiendo que la función de transferencia a lazo cerrado entre $V_d(s)$ y $E_d(s)$, son de primer grado y semejantes, los parámetros del controlador PI se determinan como $k_p=L_d/\tau$ y $k_i=k_p(r_s/L_d)$.

El coeficiente τ es el retardo de tiempo de la respuesta del controlador. Las señales de control que entregan los controladores de corriente se transforman al marco de referencia abc , para compararlos con una señal triangular. Los pulsos que genera la comparación de las dos señales se envían a los dispositivos semiconductores de potencia de la fuente inversora de voltaje que alimenta al motor síncrono de imanes permanentes.

4.2. Control robusto por modos deslizantes

Utilizando (1), (5), (6) y (8) se diseña la ley de conmutación del controlador no lineal por modos deslizantes [16],

$$\begin{aligned} u_d &= u_{d0} \operatorname{sign}(e_d), \\ u_q &= u_{q0} \operatorname{sign}(e_q), \end{aligned} \quad (14)$$

donde u_{d0} y u_{q0} son los valores máximos de las señales de control, respectivamente. El diagrama de bloques para regular la velocidad del MSIP utilizando la técnica de modos deslizantes se muestra en la Fig. 3.

La condición de existencia de modos deslizantes es equivalente a la condición de estabilidad, por lo tanto, se seleccionan dos funciones de Lyapunov definidas positivas de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} V_d &= \frac{1}{2} e_d^2, \\ V_q &= \frac{1}{2} e_q^2. \end{aligned} \quad (15)$$

Derivando respecto al tiempo sobre la trayectoria de (6) y (7), respectivamente, y sustituyendo se obtiene

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &= e_d \dot{e}_d = e_d \left(\frac{di_d^*}{dt} + \frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_q \right) - \frac{u_{d0}}{L_d} |e_d|, \\ \dot{V}_q &= e_q \dot{e}_q = e_q \left(\frac{di_q^*}{dt} + \frac{r_s}{L_q} i_q + \omega_e i_d + \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_e \right) - \frac{u_{q0}}{L_q} |e_q|, \end{aligned} \quad (16)$$

donde $|e_i| = e_i \operatorname{sign} e_i$ para $i=d, q$. Las derivadas de la funciones de Lyapunov son negativas si,

$$\frac{u_{d0}}{L_d} > \left| \frac{di_d^*}{dt} + \frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_q \right| \text{ para } e_d, \quad (17)$$

$$\frac{u_{q0}}{L_q} > \left| \frac{di_q^*}{dt} + \frac{r_s}{L_q} i_q + \omega_e i_d + \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_e \right| \text{ para } e_q. \quad (18)$$

Por lo tanto, e_d , e_q y e_ω son igual a cero después de un intervalo de tiempo finito.

4.3. Control adaptativo mediante redes neuronales B-spline

Para el diseño del neurocontrolador se emplea una red neuronal de entrenamiento instantáneo B-spline (BSNN) debido a que presentan mejores características comparadas con otras redes neuronales (RN) inteligentes, por ejemplo: la RN de retropropagación (RNBP) y la RN de función base radial (RNRBF). En este caso la BSNN se compone por tres capas, que son: 1) un espacio l -dimensional de entradas normalizado; 2) un conjunto de funciones base p ; y 3) la función de salida de la red.

Uno de los elementos modulares a definir en la estructura de las BSNN son las funciones base, que pueden incorporar conocimiento previo de la planta por parte del diseñador. Las funciones base B-Spline se obtienen utilizando una relación recurrente [17-18], las cuales son numéricamente estables, computacionalmente eficientes, y pueden tratar con cualquier distribución estratégica de puntos de control.

La función de salida de la red neuronal adaptativa (RNA) es una combinación lineal de las salidas de las funciones base y en general es continua. Los coeficientes lineales son los pesos ajustables, w_i , y debido a que la salida es linealmente dependiente del conjunto de pesos, el entrenamiento es simplemente un problema de

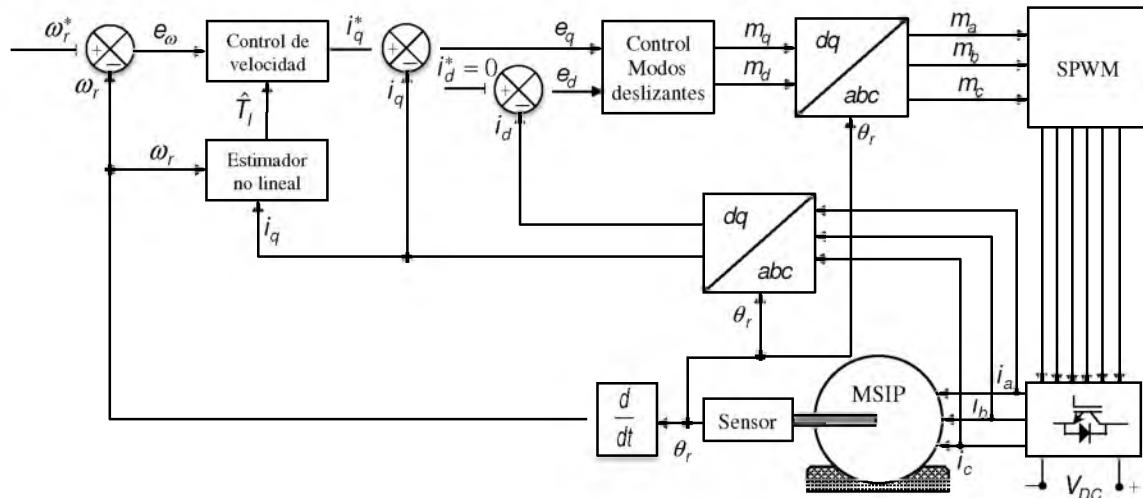


Fig. 3. Diagrama de bloques para regular la velocidad del MSIP utilizando la técnica de modos deslizantes

optimización lineal [19]. Por lo cual la salida se puede escribir [20],

$$\hat{y} = \sum_{i=1}^p a_i w_i = \mathbf{a}^T \mathbf{w}, \quad (19)$$

donde \mathbf{a} es un vector p -dimensional que contiene las salidas de las funciones base, y \mathbf{w} es el vector correspondiente de pesos. Para disminuir el tiempo y esfuerzo computacional, en este caso se utilizan solamente dos factores de peso para cada RN.

En este trabajo el esquema de control del MSIP utiliza un algoritmo de control que se basa en una RNA que se encarga de determinar el valor de la salida teniendo como entradas: salidas pasadas y entradas actuales. Con base a esos valores se determina el valor óptimo de la entrada de control de tal forma que el error tienda a cero.

La regla de aprendizaje que se utiliza es de gradiente descendente, en vez de los algoritmos recursivos de mínimos cuadrados que son más complicados. Para la actualización de los pesos $\Delta \mathbf{W}(t-1)$ se utiliza una regla de aprendizaje instantáneo de la forma [20],

$$\Delta \mathbf{W}(t-1) = \frac{\gamma e_x(t)}{\|\mathbf{a}(t)\|_2^2} \mathbf{a}(t), \quad (20)$$

donde γ es la relación de aprendizaje, \mathbf{a} es el vector que contiene las salidas de las funciones base, \mathbf{w} es el vector de pesos y $e_x = m(t) - \hat{m}(t)$, donde $m(t)$ y $\hat{m}(t)$ son las salidas deseada de la red y la salida actual de la red B-spline, respectivamente. Para el entrenamiento de la red previo a su trabajo en línea, se consideraron diversos escenarios a los que se puede ver sometido el motor, Tabla 1. Se considera el desempeño a lazo abierto del sistema modificando par de carga y velocidades del rotor. Los valores finales de los parámetros de control del entrenamiento fuera de línea, que se utilizan como condiciones iniciales para su operación en línea, sección 5, $k_i=1.1167$ para i_d , $k_i=5.1526$ para i_q , $k_p=1.0784$ para i_d , $k_p=2.4104$ para i_q . La relación de aprendizaje que se obtiene es $\gamma=0.04$, esto permite tener un control suave y robusto como se aprecia en la sección de resultados.

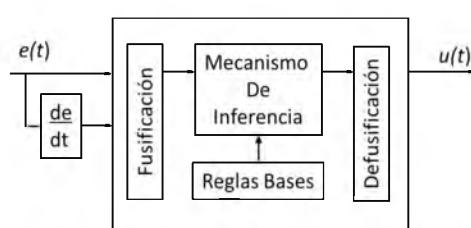
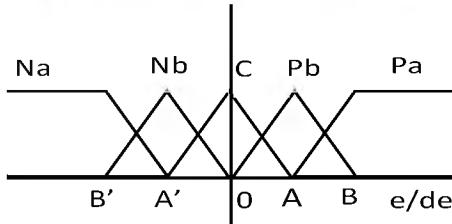
4.4 Control adaptativo mediante lógica difusa

Un sistema difuso emula la acción de un experto humano, está compuesto por cuatro etapas básicas que se muestran en el esquema de la Fig. 4.

El mecanismo de inferencia es el núcleo de un controlador difuso, es dónde se generan las acciones de control en función del conjunto de reglas base usando los conectores lingüísticos SI-

Tabla 1. Condiciones operativas previas de entrenamiento de la red fuera de línea

Par de carga	Velocidad del rotor
T_l (Nm)	ω_r (rpm)
0.95	30
3.3	150
2.25	-20
3.03	85
0.32	33
1.75	-74

**Fig. 4.** Esquema de controlador difuso**Fig. 5.** Funciones de membresía para el error y su derivada

ENTONCES. Entonces, en este trabajo para el diseño del controlador difuso se emplea un esquema de tipo Mamdani con 5 funciones de membresía para el error $e(t)$ y su derivada $de(t)/dt$.

Existen diversas formas para llevar a cabo la etapa de fusificación, como es el caso de [21] donde se emplea una técnica de razonamiento inductivo difuso, con funciones de membresía Gaussianas usando únicamente valores entre 0.5 y 1 para los grados de pertenencia.

En este trabajo se definen conjuntos difusos de otro tipo: trapezoidal y triangular, lo que permite usar todo el rango posible en el grado de pertenencia, Fig. 5 [22]. Se obtienen grupos:

{Negativo alto, Negativo bajo, Cero, Positivo bajo, Positivo Alto}. Entonces, las funciones de membresía son:

$$N_a = \{(-\infty, A'], \mu_{Na}\}, \quad N_b = \{[B', 0], \mu_{Nb}\}, \\ C = \{[A', A], \mu_C\}, \quad (21)$$

$$P_b = \{[0, B], \mu_{Pb}\}, \quad P_a = \{[A, \infty), \mu_{Pa}\},$$

donde el grado de pertenencia para los grupos trapezoidales y triangulares se obtiene con

$$\mu_{Na}(\varepsilon_f) = \max \left[\min \left(\frac{A' - \varepsilon_f}{A' - B'}, 1 \right), 0 \right], \quad (22)$$

$$\mu_{Nb}(\varepsilon_f) = \max \left[\min \left(\frac{\varepsilon_f - B'}{A' - B'}, \frac{0 - \varepsilon_f}{0 - A'} \right), 0 \right], \quad (23)$$

$$\mu_{NC}(\varepsilon_f) = \max \left[\min \left(\frac{\varepsilon_f - A'}{0 - A'}, \frac{A - \varepsilon_f}{A - 0} \right), 0 \right], \quad (24)$$

$$\mu_{Pb}(\varepsilon_f) = \max \left[\min \left(\frac{\varepsilon_f - 0}{A - 0}, \frac{B - \varepsilon_f}{B - A} \right), 0 \right], \quad (25)$$

$$\mu_{Pa}(\varepsilon_f) = \max \left[\min \left(\frac{B - \varepsilon_f}{B - A}, 1 \right), 0 \right]. \quad (26)$$

En la etapa de defusificación, la acción de control descrita en forma lingüística, se transforma en un valor preciso definiendo un nuevo valor para la salida de control s , el cual se obtiene por medio del centroide sobre la función de membresía y se representa por:

$$S = \frac{\sum_j \mu B_j(\delta_j) \delta_j}{\sum_j \mu B_j(\delta_j)}, \quad \text{para} \\ j \in \{Na, Nb, C, Pb, Pa\}. \quad (27)$$

donde $\mu B_j(\delta_j)$ es el grado de membresía.

En las Fig. 6 y 7 se muestran las superficies de control para la corriente i_q y para la corriente i_d , respectivamente. Se usan los valores de 0.07 y 3 en A y B para desarrollar la fusificación del error en la corriente i_q , en el caso de su derivada es 1 y 80.

Tabla 2. Parámetros del MSIP

Parámetro	Símbolo	Valor y unidades
Coeficiente de inercia	J	3.5e-5 Nm
Voltaje nominal	v	120 V
Resistencia del estator	r_s	2.6 Ω
Inductancia del estator en eje d	L_d	6.73 mH
Inductancia del estator en eje q	L_q	6.73 mH
Inductancia de dispersión del estator	L_{ls}	0.1 L_q
Flujo magnético del imán permanente	λ_m	0.319 Wb
Pares de polos	P	2

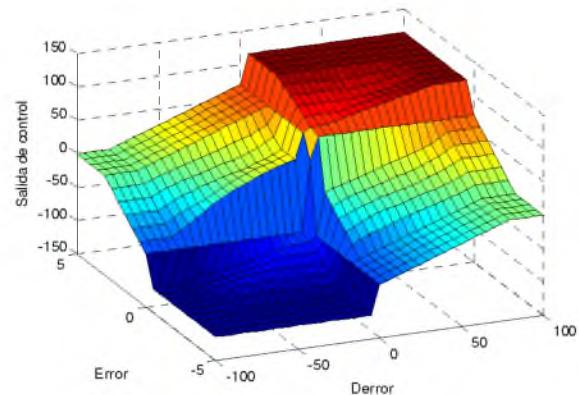
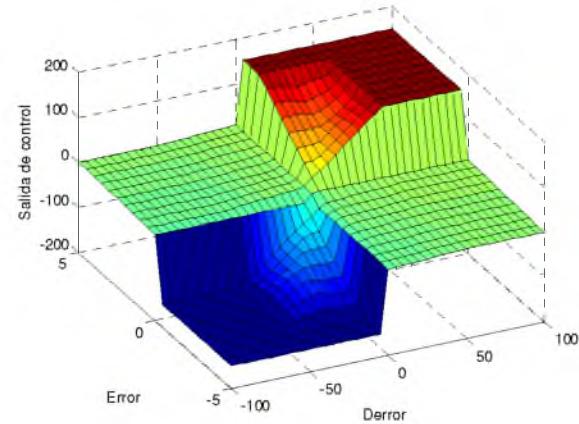
Tabla 3. Condiciones operativas a las que se somete el MSIP

Par de carga T_l (Nm)	Velocidad del rotor ω_r (rpm)
0 si $t \leq 0.10$	0 si $t \leq 0.05$
0.8 si $0.10 < t \leq 0.19$	150 si $0.05 < t \leq 0.15$
1.5 si $0.19 < t \leq 0.29$	220 si $0.15 < t \leq 0.25$
0.9 si $0.29 < t \leq 0.38$	60 si $0.25 < t \leq 0.35$
1.3 si $0.38 < t \leq 0.45$	-120 si $0.35 < t \leq 0.50$
0 si $t > 0.45$	0 si $t > 0.50$

De la misma forma para la fusificación del error de la corriente i_d se utiliza 0.1 y 4, finalmente, para su derivada es de 1 y 50.

5 Resultados y análisis

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones que se realizaron para verificar y comparar el desempeño de los diferentes esquemas de control de velocidad del rotor del MSIP. Estos resultados se utilizan para examinar la respuesta dinámica del control adaptativo (PI NN) que se compara con tres esquemas de control diferentes: controlador PI (PI FIX), controlador por modos deslizantes (SM) y controlador difuso (FUZZY).

**Fig. 6.** Superficie de control para la corriente i_q **Fig. 7.** Superficie de control para la corriente i_d

La implementación de los cuatro controladores se realiza en Matlab/Simulink, Fig. 1. Los parámetros del MSIP se asumen conocidos, Tabla 2. En los 4 esquemas de control se emplea el mismo observador propuesto del par de carga y del controlador de corriente, se emplean los siguientes valores para las ganancias: $l_1=880$, $l_2=-6.776$ y $c=500$. Las magnitudes de la velocidad deseada del rotor y el par de carga aplicado al motor se indican en la Tabla 3, el tiempo es en segundos. El escenario de simulación propuesto demanda grandes variaciones de velocidad y perturbaciones externas que representan condiciones reales de trabajo para el MSIP. Las Fig. 8-11 resumen los resultados obtenidos mediante simulación del control de velocidad del rotor del MSIP trifásico, que tiene una potencia nominal de 1kW y una velocidad de 3000 rpm.

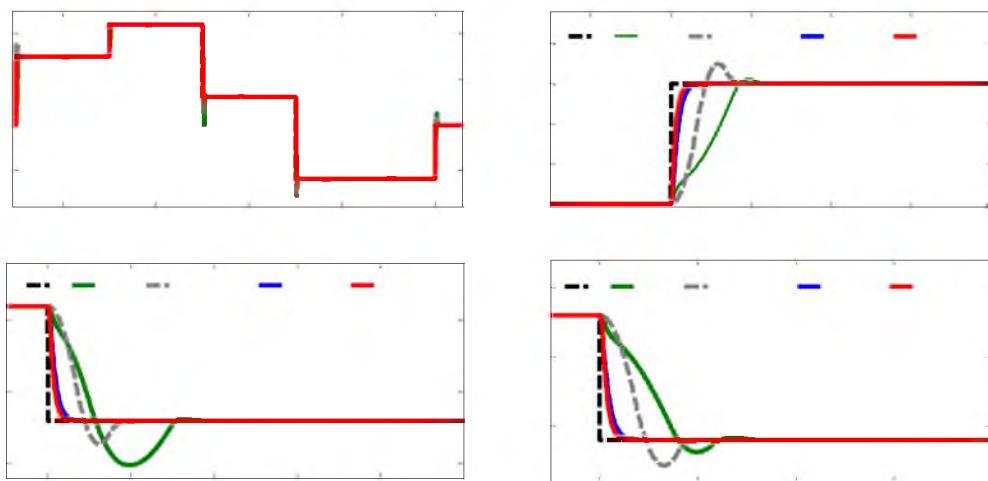


Fig. 8. Desempeño dinámico de la velocidad del rotor del MSIP

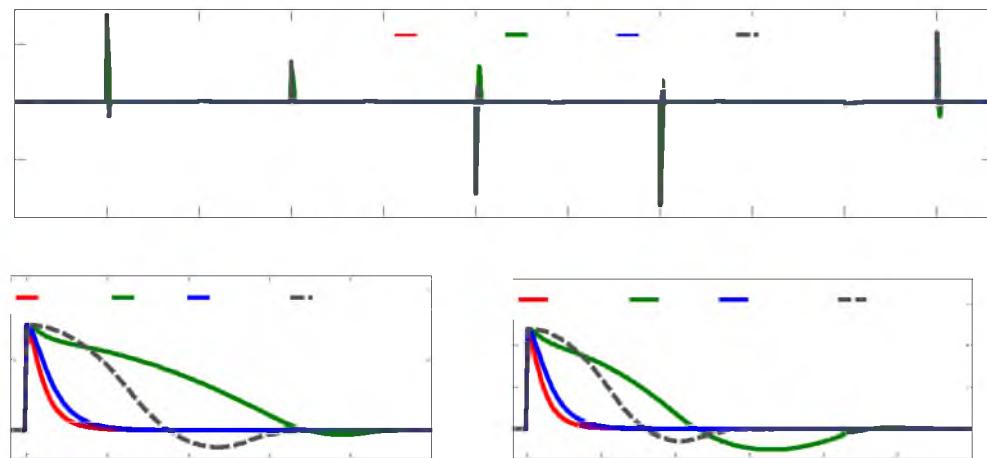
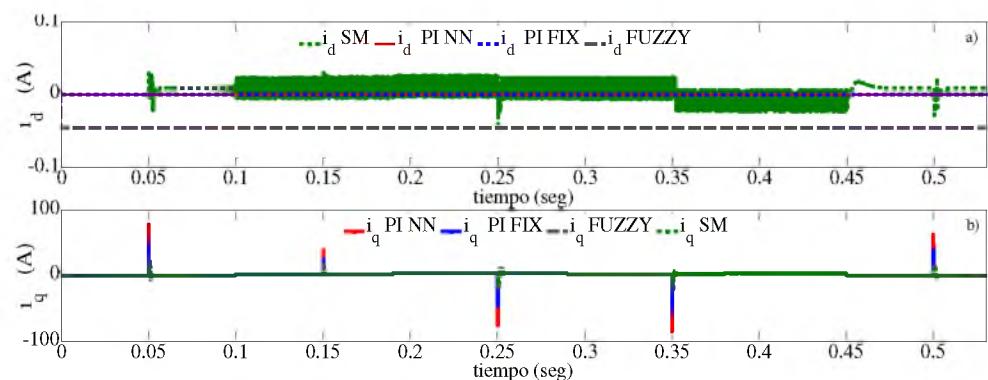


Fig. 9. Evolución del error de la velocidad del rotor

Fig. 10. Desempeño dinámico de las corrientes en el marco de referencia dq del MSIP

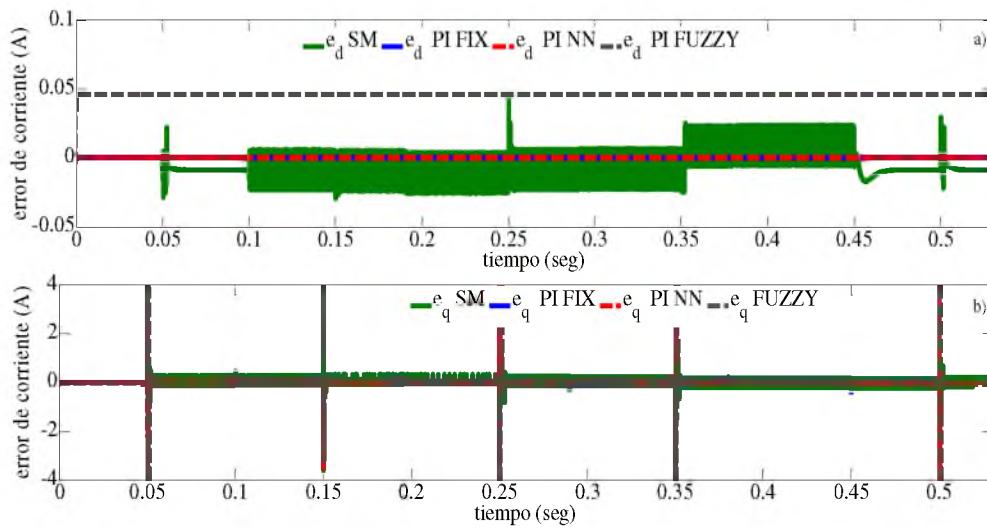


Fig. 11. Evolución del error de las corrientes en el estator del MSIP en un marco de referencia dq

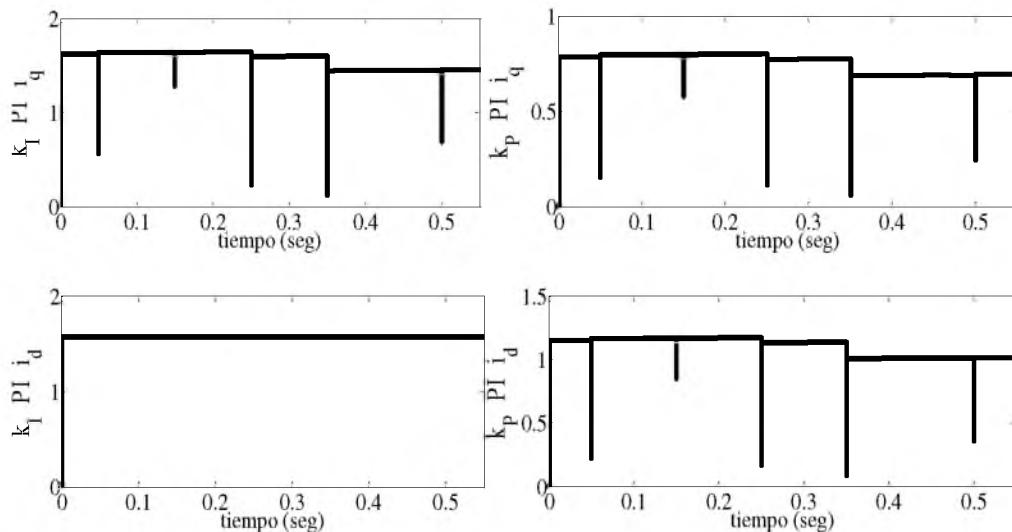


Fig. 12. Evolución de las ganancias k_p y k_i de los dos controladores PI que entrega el neurocontrolador

La Fig. 8 muestra el desempeño dinámico de la velocidad del rotor empleando diferentes esquemas de control. Se observa como el controlador adaptativo exhibe un mejor desempeño respecto a los otros controladores, en particular cuando se presentan modificaciones radicales en los valores de la velocidad deseada y par de carga.

La Fig. 9 presenta la comparación de los errores de velocidad obtenidos, donde se puede

observar que el rango de error de velocidad para el esquema adaptativo es del 0.96% de la velocidad nominal, mientras que para el control PI el error para esta variable alcanza el 1.25%, 1.74% para el control por MD y 1.97% para el FUZZY. La implementación de los cuatro controladores se realiza en Matlab/Simulink, Fig. 1.

Los parámetros del MSIP se asumen conocidos, Tabla 2. En los 4 esquemas de control se emplea el mismo observador propuesto del par

de carga y del controlador de corriente, se emplean los siguientes valores para las ganancias: $I_1=880$, $I_2=-6.776$ y $c=500$.

Las magnitudes de la velocidad deseada del rotor y el par de carga aplicado al motor se indican en la Tabla 3, el tiempo es en segundos. El escenario de simulación propuesto demanda grandes variaciones de velocidad y perturbaciones externas que representan condiciones reales de trabajo para el MSIP.

La comparación de las corrientes del estator del motor en dq se muestra en la Fig. 10. En la Fig. 10.b se observa que en estado estacionario los esquemas de control demandan la misma amplitud de corriente, i_q , pero en la respuesta transitoria el controlador por modos deslizantes presenta menores sobreimpulsos.

En la Fig. 11 se aprecia que $i_d=0$, excepto en el controlador por modos deslizantes y difuso. Se puede observar que la respuesta de i_d que entrega el controlador por modos deslizantes oscila en un intervalo acotado entre 0.25 y -0.2 A. La Fig. 10 indica que en algunos periodos de la simulación el controlador convencional PI requiere menor amplitud de corriente para alcanzar satisfactoriamente la velocidad deseada del rotor. Sin embargo, de acuerdo a los resultados mostrados, el controlador adaptativo basado en redes neuronales B-spline exhibe el mejor desempeño tanto en respuesta transitoria como en estado estacionario, por lo que se presenta como una solución más atractiva para el problema de regulación de velocidad del rotor para un motor síncrono de imanes permanentes sujeto a altas demandas.

En la Fig. 12 se muestra la evolución de las ganancias k_p y k_I de los dos controladores PI que entrega la BSNN. Para las ganancias del controlador adaptativo que regula i_q , al inicio de la simulación su magnitud cambia radicalmente de la condición inicial, hasta alcanzar un valor cercano a 1.5 y 0.71. Posteriormente, la red neuronal sigue aprendiendo y modificando las ganancias en función a los cambios de velocidad de referencia y del par de carga.

Es evidente que el neurocontrolador tiene la capacidad de aprender y adaptarse en línea, por lo cual puede utilizarse en aplicaciones como en robots manipuladores, máquinas de bordar, control de altitud y velocidad de una aeronave

donde, la adaptación de los parámetros se requiere en momentos críticos y el reajuste o calibración manual de las ganancias del controlador es imposible.

6. Conclusiones

En este trabajo se realiza el estudio comparativo de cuatro diferentes estrategias de control basadas en reguladores convencionales, inteligencia artificial, esquemas adaptativos y de estructura variable para regular la velocidad de un MSIP. Las estrategias de control se implementan en Matlab/Simulink para conocer su respuesta transitoria y desempeño en estado estable cuando se presentan disturbios en el par de carga y diferentes requerimientos de la velocidad deseada.

Los resultados de las simulaciones muestran que todos los controladores funcionan relativamente bien, pero el controlador adaptativo basado en redes neuronales artificiales presenta una excelente respuesta dinámica comparada con los otros esquemas de control. El análisis indica que los parámetros del neurocontrolador se actualizan en línea de acuerdo a la ley de aprendizaje para obtener robustez y seguimiento preciso de la trayectoria deseada.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido apoyado por:

1. Ciencia Básica CONACYT. Proyecto 258206.
2. Estancia Sabática CONACYT. Proyecto 266333.

Referencias

1. Ozturk, N. & Celik, E. (2012). Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motors using Fuzzy Controller base on Genetic Algorithms. *Electrical Power and Energy Systems*, Vol. 43, No. 1, pp. 889–898. DOI: 10.1016/j.ijepes.2012.06.013.
2. Iqbal, A., Abu-Rub, H., & Nounou, H. (2014). Adaptive Fuzzy Logic-Controlled Surface Mount Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. *Systems Science & Control Engineering*, Vol. 2, No. 1, pp. 465–475. DOI: 10.1080/21642583.2014.915203.

3. **Lin, C.H. (2015).** PMSM Servo Drive for V-Belt Continuously Variable Transmission System Using Hybrid Recurrent Chebyshev NN Control System. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 10, No. 1, pp. 408–421. DOI: 10.5370/JEET.2014.9.6.742.
4. **Xu, D., Zhang, S., & Liu, J. (2013).** Very-low Speed Control of PMSM based on EKF Estimation with Closed Loop Optimized Parameters. *ISA Transactions*, Vol. 52, No. 6, pp. 835–843. DOI: 10.1016/j.isatra.2013.06.008.
5. **Khanchoul, M., Hilairet, M., & Normand-Cyrot, D. (2014).** A passivity-based controller under low sampling for speed control of PMSM. *Control Engineering Practice*, Vol. 26, pp. 20–27. DOI: 10.1016/j.conengprac.2013.12.013.
6. **Jung, J.W., Choi, Y.S., Leu, V.Q., & Choi, H.H. (2011).** Fuzzy PI-type current controllers for permanent magnet synchronous motors. *Electric Power Applications (IET)*, Vol. 5, No. 1, pp. 143–152. DOI: 10.1049/iet-epa.2010.0036.
7. **Elmas, C., Ustun, O., & H.-Sayan, H. (2008).** A neuro-fuzzy controller for speed control of a permanent magnet synchronous motor drive. *Expert Systems with Applications*, Vol. 34, No. 1, pp. 657–664. DOI: 10.1016/j.eswa.2006.10.002.
8. **Omrane, I., Etien, E., & Bachelier, O. (2015).** Modeling and Simulation of Soft Sensor Design for Real-Time Speed and Position Estimation of PMSM. *ISA Transactions*, Vol. 57, No. 1, pp. 329–339. DOI: 10.1016/j.isatra.2014.06.004.
9. **Zheng, S., Tang, X., Song, B., Lu, S., & Ye, B. (2013).** Stable adaptive PI control for permanent magnet synchronous motor drive based on improved JITL technique. *ISA Transactions*, Vol. 52, No. 4, pp. 539–549. DOI: 10.1016/j.isatra.2013.03.002.
10. **Yazdani, A. & Iravani, R. (2010).** *Voltage-Sourced Converters in Power Systems Modeling, Control, and Applications*. John Wiley & Sons.
11. **Krishnan, R. (2009).** *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press.
12. **Accetta, A., Cirrincione, M., & Pucci, M. (2012).** TLS EXIN based Neural Sensorless Control of a High Dynamic PMSM. *Control Engineering Practice*, Vol. 20, No. 7, pp. 725–732. DOI: 10.1016/j.conengprac.2012.03.012.
13. **Moreno, J.A. & Osorio, M.A. (2008).** Lyapunov Approach to Second-Order Sliding Mode Controllers and Observers. *Proc. of 47th IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 2856–2861. DOI: 10.1109/CDC.2008.4739356.
14. **Alonge, F., D'Ippolito, F., Giardina, G., & Scaffidi, T. (2007).** Design and low-cost implementation of an optimally robust reduced-order rotor flux observer for induction motor control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, pp. 3205–3216. DOI: 10.1109/TIE.2007.905632.
15. **Ahmadi, A., Sedehi, M., Yazdani, A., & Haniff, M. (2012).** Designing an Optimal Fuzzy-PID Controller for Speed Tracking of Stepper Motor. *Proc. of IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications*, pp. 193–198. DOI: 10.1109/ISIEA.2012.6496627.
16. **Utkin, V., Guldner, J., & Shi, J. (2009).** *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*. CRC Press, DOI: 10.1080/10241230306724.
17. **Cox, M. (1972).** The numerical evaluation of B-splines. *Journal of Applied Mathematics*, Vol. 10, No. 2, pp. 134–149. DOI: 10.1093/imamat/10.2.134.
18. **DeBoor, C. (1972).** On Calculating with B-splines. *Journal of Approximation Theory*, Vol. 6, No. 1, pp. 50–62. DOI: 10.1016/0021-9045(72)90080-9.
19. **Singiresu, R. (1996).** *Engineering Optimization: Theory and Practice*. John Wiley & Sons.
20. **Brown, M., & Harris, C. (1994).** *Neurofuzzy Adaptive Modeling and Control*. Prentice Hall.
21. **Cellier, F.E., Nebot, A., Mugica, F., & Albornoz, A.D. (1996).** Combined qualitative/quantitative simulation models of continuous-time processes using fuzzy inductive reasoning techniques. *International Journal of General System*, Vol. 24, No. 1–2, pp. 95–116. DOI: 10.1080/03081079.608945108.
22. **Feng, G. (2010).** *Analysis and Synthesis of Fuzzy Control Systems: A Model-Based Approach*. CRC Press.

Omar Aguilar-Mejía recibió el título de Ingeniero Eléctrico en 1999 por el Instituto Tecnológico de Pachuca, el grado de Maestro en Ciencias en la especialidad de Ingeniería Eléctrica en 2002, por el CINVESTAV Unidad Guadalajara, en 2015 obtuvo el grado de Doctor en Ingeniería Industrial por la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo. Actualmente es profesor investigador de la Universidad Politécnica de Tulancingo. Sus áreas de interés son el control robusto de máquinas eléctricas y aplicaciones de redes eléctricas con energías renovables.

Rubén Tapia-Olvera recibió el título de Ingeniero Eléctrico en 1999 por el Instituto Tecnológico de Pachuca, el grado de Maestro y Doctor en

Ciencias en la especialidad de Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV Unidad Guadalajara en 2002 y 2006, respectivamente. Actualmente es profesor investigador de la Universidad Politécnica de Tulancingo. Su área de interés es en la operación, control y planeación de redes eléctricas con energías renovables y técnicas de inteligencia computacional.

Iván Rivas-Cambero recibió el título de Ingeniero Electricista en 1998 por el Instituto Tecnológico de Tepic, el grado de Maestro en Ciencias en la especialidad de Ingeniería Eléctrica por el CINVESTAV Unidad Guadalajara en 2002. Obtuvo el grado de Doctor en Ingeniería Industrial por la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo. Desde 2002 es profesor investigador de

la Universidad Politécnica de Tulancingo. Su área de interés es el control de sistemas no lineales con lógica difusa.

Hertwin Minor-Popocatl recibió el título de Ingeniero Industrial por el Instituto Tecnológico de Apizaco, el grado de maestro en ciencias por la Universidad Autónoma de Tlaxcala en 2002 y el grado de doctor en Sistemas Integrados de Manufactura y Estrategias de Calidad por la UPAEP, en 2012. Desde 2002 es profesor investigador de la Universidad Politécnica de Tulancingo. Su área de interés es en la programación matemática, optimización multiobjetivo y algoritmos meta heurísticos.

*Artículo recibido 27/09/2015; aceptado 19/01/2016.
Autor de correspondencia es Omar Aguilar-Mejía.*