

## Control de un Motor Síncrono de Imanes Permanentes Mediante Modos Deslizantes y un Observador Neuronal

Rubén Tapia O.                      Omar Aguilar M.                      Juan M. Ramírez  
 Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del IPN - Unidad Guadalajara  
 Prol. López Mateos Sur 590, C.P. 45090  
 Guadalajara, Jalisco, México.  
 rtapia[oaguilar][jramirez]@gdl.cinvestav.mx

### Resumen

Las aplicaciones de los motores síncronos de imanes permanentes (MSIP) alimentados por inversores se han incrementando, especialmente para el control de la velocidad. El MSIP se asume con un rotor isotrópico en el que las inductancias no dependen de la posición del rotor. En éste trabajo se proponen dos técnicas modernas para el diseño de un controlador que regula la velocidad de un MSIP: los modos deslizantes y las redes de neuronas artificiales. El controlador está basado en la medición de la velocidad, de la posición angular, y las corrientes del estator. El voltaje aplicado al devanado de estator está determinado por una función de conmutación. El diseño del controlador depende de un observador basado en una red neuronal recurrente de alto orden (RHONN), con el propósito de estimar el par de carga y la velocidad del motor. Resultados de simulación muestran un excelente desempeño del controlador propuesto.

### 1. Introducción

Desde la introducción de los materiales magnéticos compuestos de tierras raras, los MSIP han ganado rápidamente popularidad por su alto desempeño y superior densidad de potencia en aplicaciones de controladores de frecuencia variable. Esta popularidad está justificada por las ventajas que exhibe sobre los motores convencionales. La ausencia de la excitación externa en el rotor elimina sus pérdidas, lo que lo hace altamente eficiente. Asimismo, no se requieren anillos colectores en el rotor y escobillas, reduciendo así el mantenimiento. Los nuevos materiales magnéticos son capaces de crear altos campos magnéticos que producen alta densidad de potencia. En éste trabajo, se propone emplear la técnica de modos deslizantes y las redes de neuronas artificiales para diseñar un regulador de la

velocidad de un MSIP, en base mediciones de posición y velocidad.

La identificación de parámetros de sistemas se usa extensamente en relación al diseño del control de los mismos. Algunas veces la identificación del sistema se considera como una parte integral del controlador. A esto se le conoce como un controlador adaptable y se utiliza típicamente para controlar sistemas cuyas características dinámicas varían con el tiempo, como es el caso del MSIP.

Se han realizado varios trabajos para el control de la velocidad de un MSIP, usando modos deslizantes [1-3], en este trabajo la idea principal es utilizar una RHONN para estimar el par de carga y la velocidad del rotor, y evitar el uso de más sensores que hacen que la implementación del sistema de control sea más costosa. Por otro lado, también se han propuesto diferentes métodos de control para mejorar el desempeño del MSIP en [4-7], así como diversas configuraciones del rotor y geometrías de los imanes permanentes. Por ejemplo, motores con imanes en la superficie, y motores con imanes en el interior se emplean en [8-9], donde los valores de las magnitudes relativas de las inductancias de eje directo y de cuadratura dependen de la configuración del rotor.

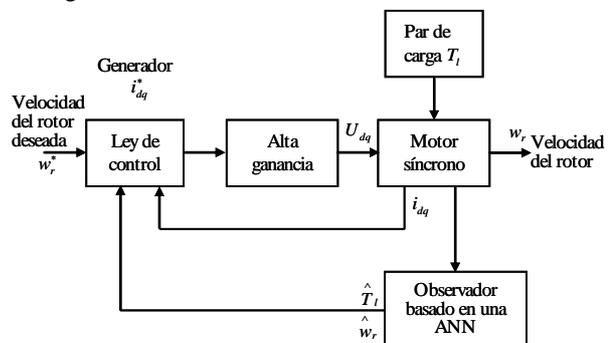


Fig. 1. Diagrama de bloques del control propuesto.

El sistema de control propuesto tiene una estructura de lazo cerrado como muestra la Fig. 1, donde se compara una corriente deseada con la corriente real, para obtener una dinámica deseada para la condición operativa requerida. Cuando se desprecia el retraso dinámico por el ajuste de la conmutación del inversor trifásico, la retroalimentación interna fuerza a las corrientes del estator a seguir la trayectoria deseada.

El motor síncrono se modela como un sistema multivariable no lineal donde las variables de control son las dos componentes vectoriales de la corriente del estator, y la variable controlada es la velocidad del rotor. Por lo tanto, se tienen dos variables de control y una variable dependiente, por lo que hay un grado de libertad disponible para mejorar el comportamiento del sistema. En este caso las variables de control se eligen de modo de mantener el vector de las corrientes del estator ortogonal con el vector de los enlaces de flujo, de manera similar a un control vectorial convencional. En ésta propuesta el diseño del controlador obliga a desvanecer la corriente de eje directo ( $i_d=0$ ), simplificando el algoritmo, y evitando la desmagnetización del imán permanente.

## 2. Diseño del control

El modelo no lineal que describe el comportamiento dinámico de un MSIP puede describirse mediante la siguiente representación de estado

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}\mathbf{u} \quad (2.1)$$

donde

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ w_r \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ L_d & 1 \\ 0 & L_q \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d}x_1 + P\frac{1}{L_d}x_2x_3 \\ -P\frac{1}{L_q}x_1x_3 - \frac{R}{L_q}x_2 - P\frac{\Phi}{L_q}x_3 \\ \frac{P^2\Phi}{4J}x_2 - \frac{PT_l}{2J} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Los parámetros se asumen en unidades reales y se definen como sigue.

$v_d, v_q$  son los voltajes del estator en eje directo y cuadratura, respectivamente.

$i_d, L_d$  son la corriente e inductancia de eje directo, respectivamente.

$i_q, L_q$  son la corriente e inductancia de eje de cuadratura, respectivamente.

$R$  es la resistencia del devanado de estator.

$w_r$  es la velocidad angular mecánica del rotor.

$P$  es el número de pares de polos.

$\Phi$  es el enlace de flujo creado por los imanes permanentes.

$J$  es el momento de inercia del motor.

$T_l$  es el par de carga.

$w_r^*$  es la velocidad angular mecánica deseada del rotor;

$f_1, f_2, f_3$  son las funciones no lineales del modelo de un MSIP.

El modelo (2.1) es un sistema dinámico no lineal con dos entradas de control:  $v_d$  y  $v_q$ . Si se puede lograr que la componente de eje directo  $i_d=0$ , resulta un comportamiento similar al de un motor de CD con excitación de flujo constante. En el sistema de ecuaciones (2.1)-(2.5) las corrientes y voltajes con subíndices  $d$  y  $q$  no son medibles directamente, entonces son transformadas hacia un sistema de coordenadas (a-b-c) de modo de poder serlo. Para obtener esta transformación, se necesita conocer la posición angular del rotor ( $\theta_r$ ) o el ángulo de carga ( $\delta$ ).

Para el control del MSIP se propone diseñar la función de conmutación requerida como la diferencia entre la corriente deseada y las corrientes reales

$$e_d = i_d^* - i_d \quad (2.6)$$

$$e_q = i_q^* - i_q$$

donde  $i_d^*$  e  $i_q^*$  es el valor deseado para las corrientes  $i_d$  y  $i_q$ , respectivamente. La ley de control tiene la siguiente forma

$$u_i = u_{0i} \text{sign}(e_i) \quad , \quad i = d, q \quad (2.7)$$

donde la función signo se define mediante

$$\text{sign}(e_i) = \begin{cases} +1, & e_i > 0 \\ -1, & e_i < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

y  $u_{0i}$  son los valores máximos de la señal de control para  $v_d$  y  $v_q$ , respectivamente.

El control por modos deslizantes existe cuando se cumple la siguiente desigualdad ( $e_i \dot{e}_i < 0$ ) para  $i=d, q$ .

$$e_d \dot{e}_d = e_d \left( \frac{R}{L_d} i_d - \frac{P}{L_d} w_r i_q \right) - \frac{1}{L_d} v_{do} |e_d| < 0 \quad (2.9)$$

$$e_q \dot{e}_q = e_q \left( \frac{R}{L_q} i_q + \frac{P}{L_q} w_r i_d + \frac{P}{L_q} \Phi w_r \right) - \frac{1}{L_q} v_{qo} |e_q| < 0 \quad (2.10)$$

donde la desviación de cada una de las superficies de conmutación y su derivada en el tiempo tienen signos opuestos si [10]

$$\frac{v_{do}}{L_d} > \left| \frac{R}{L_d} i_d - \frac{P}{L_d} w_r i_q \right| \quad (2.11)$$

y

$$\frac{v_{qo}}{L_q} > \left| \frac{R}{L_q} i_q + \frac{P}{L_q} w_r i_d + \frac{P}{L_q} \Phi w_r \right| \quad (2.12)$$

donde

$$[\text{sign}(e_i)] e_i = |e_i| \quad (2.13)$$

Esto se desea para poder operar en el modo deslizante, donde idealmente  $e_i = 0$ , con una frecuencia de conmutación infinita. En la práctica, ésta frecuencia es alta y queda limitada por el procesador digital de acuerdo a la máxima frecuencia de conmutación permitida por los elementos semiconductores. Esta ley de control mantiene un ciclo de amplitud relativamente bajo y funciona casi de la misma forma como un controlador de histéresis [10].

### 2.1. Cálculo de la corriente deseada

El flujo magnético del MSIP se calcula a través de los parámetros de las ecuaciones anteriores. De acuerdo con la ec. (2.5) la derivada de la velocidad del rotor es

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{P}{2} \left( \frac{T_e - T_l}{J} \right) \quad (2.14)$$

donde:

$$T_e = \frac{P}{2} i_q \Phi = k_t i_q \quad (2.15)$$

sustituyendo (2.15) en (2.14) resulta

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{P k_t i_q}{2 J} - \frac{P T_l}{2 J} \quad (2.16)$$

si se define el error como la diferencia entre la velocidad deseada y la velocidad del rotor

$$e_r = (w_r^* - w_r) \quad (2.17)$$

Derivando con respecto al tiempo

$$\frac{de_r}{dt} = \frac{dw_r^*}{dt} - \frac{dw_r}{dt} = \frac{dw_r^*}{dt} - \left( \frac{P k_t i_q}{2 J} - \frac{P T_l}{2 J} \right) \quad (2.18)$$

Se designa la siguiente dinámica deseada para el error de la velocidad como:

$$\frac{de_r}{dt} = -c_1 e_r \quad (2.19)$$

donde  $c_1 > 0$ .

Las desigualdades de las ecs. (2.11) y (2.12), y la ley de control (2.7), garantizan la convergencia del sistema sobre la superficie deslizante (2.6). Mientras esto sucede, el movimiento deslizante es gobernado por la ecuación de primer orden (2.19) con el eigenvalor deseado  $c_1$ .

Sustituyendo la ec. (2.18) en la ec. (2.19) y despejando  $i_q$ , asumiendo medible la velocidad y desconociendo el par de carga, la corriente deseada ( $i_q^*$ ) se puede calcular de acuerdo a la siguiente relación [10],

$$i_q^* = \frac{2}{P} \left( \frac{dw_r^*}{dt} \frac{J}{k_t} + \frac{c_1 e_r J}{k_t} \right) + \frac{T_l}{k_t} \quad (2.20)$$

En la ec. (2.20),  $i_q^*$  sólo depende del par de carga y del coeficiente de inercia, dado que el error de la velocidad ( $e_w$ ) y  $dw_r^*/dt$  tienden a cero en un tiempo finito. Esto indica que el controlador propuesto tiene buena robustez ante la variación de los parámetros de la máquina. La corriente que se desea en el eje directo del estator es cero, por lo tanto, el control propuesto fuerza a que esta corriente sea igual a cero y a que el par eléctrico sea proporcional a la corriente de eje de cuadratura  $i_q$ . Si la componente de eje directo de la corriente de armadura  $i_d$  es cero, no ocurre desmagnetización del imán permanente. Este método se emplea ampliamente debido a que la reacción de la armadura se asume sólo en el eje de cuadratura.

### 3. Estimación del par de carga y velocidad del motor.

En la práctica el par de carga es desconocido. Por lo tanto, se propone diseñar un estimador para incluirlo en el cálculo de la corriente deseada. Se tiene disponible mucha literatura en la identificación de sistemas, diseño de control y control adaptable de sistemas en general, pero la mayoría de ésta considera modelos y controladores descritos por ecuaciones diferenciales o de diferencias lineales. Sin embargo, motivado por el hecho de que la mayoría de los sistemas exhiben algún tipo de

comportamiento no lineal, existe una tendencia hacia la identificación de sistemas no lineales y diseño de controladores. Una de las principales técnicas posibles son las redes de neuronas artificiales (ANNs). Las características de las ANNs las hacen particularmente atractivas para su aplicación en modelar y controlar sistemas no lineales [11-12].

El empleo de ANNs multicapa es bien conocido para la identificación de patrones y para modelar sistemas estáticos y dinámicos. La red se entrena para aprender de un conjunto de datos de entrada-salida. Los trabajos teóricos desarrollados han demostrado, que aún con una sola capa oculta, una red puede aproximar cualquier función continua sobre un dominio compacto, proporcionando un número suficiente de conexiones sinápticas. Un problema típico de identificación no lineal consiste en seleccionar un modelo apropiado y ajustar sus parámetros de acuerdo con alguna ley de adaptación, de forma tal que la respuesta del modelo a una señal de entrada aproxime la respuesta del sistema real.

Debido a su facilidad de entrenamiento y a la calidad de sus resultados, en éste trabajo se propone utilizar una red neuronal recurrente de alto orden (RHONN) que toma la siguiente forma [13-14]:

$$\frac{dx_1}{dt} = -a_1x_1 + \omega_{11}x_1 + \omega_{12}S(x_2) + \omega_{13}\chi_1 + \omega_{14}S(x_1)S(\chi_1) \quad (3.1)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -a_2x_2 + \omega_{21}x_2 + \omega_{22}x_1 + \omega_{23}\chi_1 + \omega_{24}S(x_1) \quad (3.2)$$

donde

$$S(x) = \frac{2}{1 + e^{-\beta x}} - 1 \quad (3.3)$$

$\beta, a_1$  y  $a_2 > 0$

$x_1$  es la velocidad del motor estimada.

$x_2$  es el par de carga estimado.

$\chi_1$  es la velocidad real del motor.

$\omega$  son los pesos sinápticos ajustables de la ANN, que se calculan de la siguiente forma:

$$\frac{d\omega_k}{dt} = -e_k \Gamma_k^{-1} \rho_k, \quad k = 1, 2 \quad (3.4)$$

donde

$$\omega_1 = [\omega_{11} \ \omega_{12} \ \omega_{13} \ \omega_{14}]^T$$

$$\omega_2 = [\omega_{21} \ \omega_{22} \ \omega_{23} \ \omega_{24}]^T$$

$$\rho_1 = [x_1 \ S(x_2) \ \chi_1 \ S(x_1)S(\chi_1)]^T$$

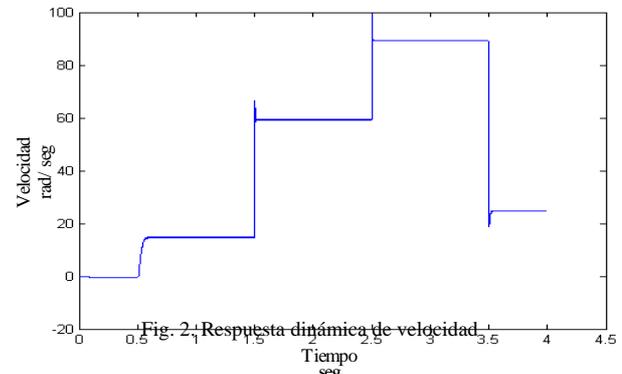
$$\rho_2 = [x_2 \ x_1 \ \chi_1 \ S(x_1)]^T$$

$$e_i = x_i - \chi_i \quad (3.5)$$

$\Gamma_i$  es una matriz simétrica positiva definida.

En éste trabajo, el entrenamiento de la red neuronal propuesta en (3.1) y (3.2), consistió en proponer los términos de alto orden que conforman la red y los valores adecuados de  $\Gamma_i, \beta, a_1$  y  $a_2$ , de manera tal que los valores estimados sean lo más cercano a los reales y que la información que se envía al controlador sea confiable para llevar a cabo la corrección del error de la velocidad del rotor. Es importante considerar que los pesos sinápticos se calculan en cada paso de integración de la simulación.

El estimador descrito por las ecs. (3.1) y (3.2) produce el seguimiento dinámico del error del mismo. Donde la ley adaptativa de los pesos sinápticos, ec. (3.4), asegura que los pesos son acotados y la identificación del error (3.5) converge a cero. La posición del rotor así como su velocidad pueden ser medidos con diversos dispositivos comerciales.



#### 4. Resultados de simulación.

El MSIP seleccionado tiene un rotor con superficie magnética montada, tal que tiene una geometría isotrópica donde las inductancias  $L_d$  y  $L_q$  son iguales. Se asume trifásico, en una conexión estrella (Y), y con los siguientes parámetros,

$$P = 2, \ \Phi = 0.319V \cdot s, \ R = 2.6\Omega, \ J = 3.5 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Es posible considerar inductancias de valor diferente y así poder conocer el desempeño del control en caso de existir saliencia; en éste trabajo se considera  $L_q = L_d = 6.06mH$ . Los resultados de la simulación del controlador propuesto para el MSIP y el control de la velocidad se muestran en la Fig. 2 y Fig. 6, en donde la línea discontinua muestra la velocidad de referencia, y la línea continua indica la velocidad del rotor, ante cambios escalón tanto en el par de carga como en la velocidad de referencia. Para verificar la robustez del control propuesto, en la Fig. 2 se observa la velocidad del rotor cuando la resistencia del devanado del estator es constante (caso 1), mientras que, en la Fig. 6 se tienen

los resultados tomando en cuenta que ésta resistencia modifica su valor (caso 2) como se aprecia en la Fig. 9.

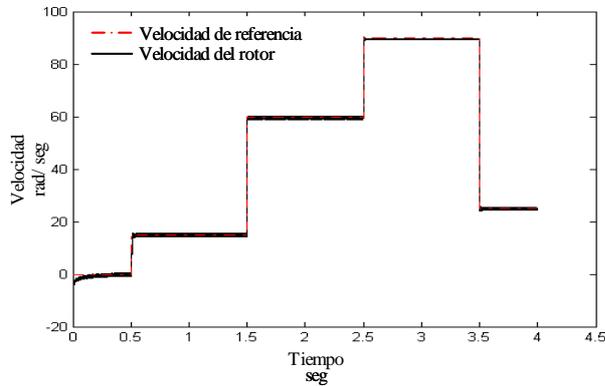


Fig. 3. Velocidad del rotor estimado por el observador basado en ANN.

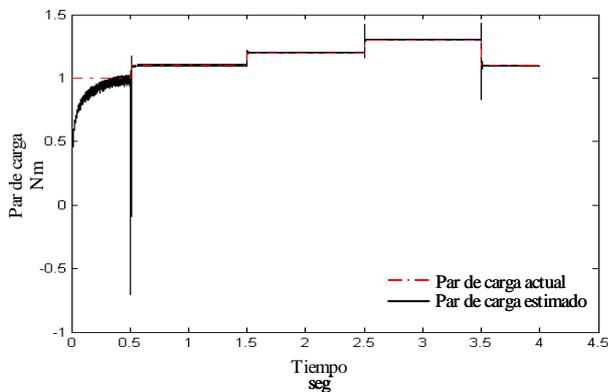


Fig. 4. Par de carga estimado por el observador basado en ANN.

Las velocidades  $w_r$  alcanzadas por el MSIP se encuentran en el rango de [0-90 rad/seg.]. La velocidad del rotor estimada que se obtiene con la RHONN propuesta en la ec. (3.1) se puede apreciar en la Fig. 3 y Fig. 7. Así también, el par de carga estimado mediante la ec. (3.2) se observa en la Fig. 4 y Fig. 8, donde la línea discontinua representa el par de carga actual, y la línea continua el valor estimado. Es importante mencionar que tanto la estimación de la velocidad como la del par de carga exhiben valores muy cercanos al valor real, presentando como consecuencia un buen desempeño del sistema de control. Las Fig. 3 y 4 corresponden al caso 1 mientras que las Fig. 7 y 8 son resultado del caso 2.

El controlador y el estimador tienen buena respuesta dinámica con las especificaciones del diseño del control cuando  $J (J = J_o)$ . Si se presenta un ligero cambio en la inercia del rotor  $J (J = 3J_o)$  la respuesta de la dinámica de la velocidad presenta un pequeño amortiguamiento.

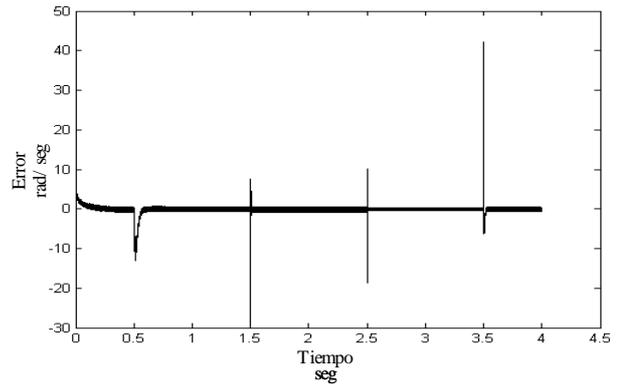


Fig. 5. Error de la velocidad de referencia con la velocidad del motor

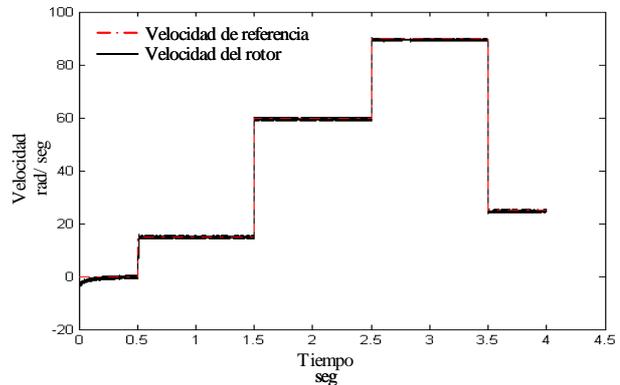


Fig. 6. Respuesta dinámica de velocidad al variar la resistencia del estator.

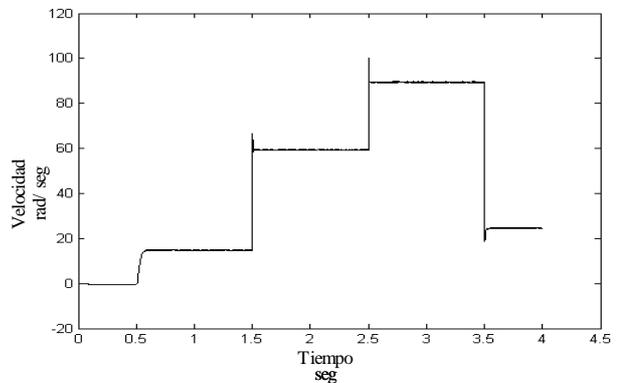


Fig. 7. Velocidad del rotor al variar la resistencia del devanado del estator estimado por el observador basado en ANN.

En la Fig. 5 se presenta el error entre la velocidad de referencia y la velocidad del motor para el caso 1. Éste tiende a una vecindad cercana al cero después de cada cambio del valor de referencia, demostrando que el control propuesto tiene muy buena respuesta para un cambio en el valor de referencia y del par de carga.

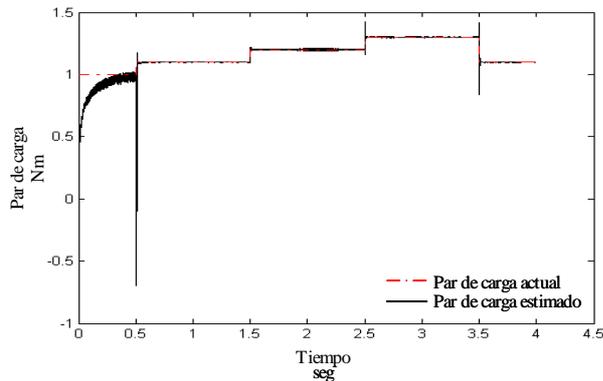


Fig. 8. Par de carga al variar la resistencia del estator estimado por el observador basado en ANN.

En la Fig. 9 se observa la variación de la resistencia del devanado del estator en el tiempo de la simulación para el caso 2.

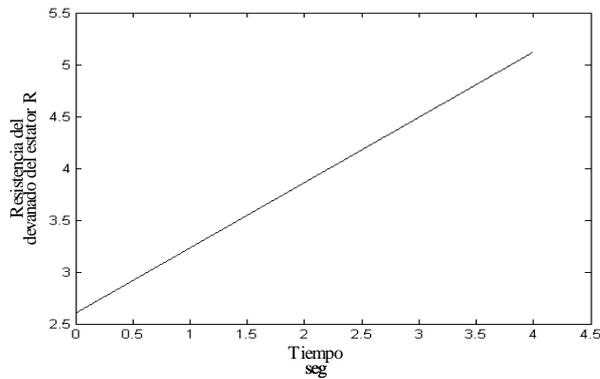


Fig. 9. Resistencia del devanado del estator.

## 5. Conclusiones

El controlador y el observador no lineal por modos deslizantes y RHONN, respectivamente presentan un desempeño excelente ante la variación de los parámetros de la planta y perturbaciones del cambio del par de carga. Asimismo presentan un buen comportamiento a los requerimientos del cambio de velocidad de referencia del rotor. Los resultados que se observan al emplear las redes de neuronas artificiales para estimar el par de carga y la velocidad del rotor en el lazo cerrado de control del MSIP son muy precisos, mostrando buenos resultados en la velocidad controlada.

## Referencias

[1] In-Cheo Baik, Kyeong-Hwa Kim and Myung-Joong Young, *Robust Nonlinear Speed Control of PM Synchronous Motor Using Boundary Layer Integral Sliding Mode Control Technique*, IEEE Trans. Control Systems, vol 8, pp. 47-54, January 2000.

[2] Yoon-Seok Han, Jung-Soo Choi and Young-Seok Kim, *Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based*

*Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator*, Magnetics Appl., vol. 36, pp 3588-3591, September 2000.

[3] Perruquetti Wilfrid and Pierre Jean, *Sliding Mode Control in Engineering*, Marcel Dekker, Inc. New York, 2002.

[4] R. S. Colby y D. w. Novotny, "Efficient operation of surface-mounted PM synchronous motors" IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-23, pp. 1048-1054, Nov./Dic. 1987

[5] B. K. Bose, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-24, pp 987-997, Nov/Dic. 1998.

[6] Y. Takeda y T. Hirasa. "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors considering saliency." In IEEE Trans Electronics Specialist conf. Rec., Abr. 1988 pp. 409-414.

[7] E. Richter, T. Miller, T. W. Neuman, y T. L Hudson, "The ferrite permanent ac motor-a technical and economical assessment," IEEE Trans .Ind. Appl., vol. IA-21, pp 644-650, Mayo-Jun 1985.

[8] T. Sebastian y G. R. Slemon, "Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor drives," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-23, pp. 327-33, Mar./Abr.1987.

[9] Iion Boldea, S. A. Nasar, "Electric Drives", Boca Raton, Florida. CRC Press c 1999.

[10] O. Aguilar, "Control no lineal robusto de un motor síncrono por modos deslizantes", Tesis de Maestría en Ciencias, Cinvestav unidad Guadalajara, Diciembre, 2002.

[11] K. Hunt, G. Irwin, and K. Warwick (Eds.), "Neural Networks Engineering in Dynamic Control Systems", Springer Verlag, New York, U.S.A. 1995.

[12] M. Nørgaard, O. Ravn, N. K. Poulsen, L. K. Hansen: "Neural Networks for Modelling and Control of Dynamic Systems", Springer-Verlag, London, 2000

[13] E. Kosmatopoulus, M. M. Polycarpou, M. A. Chritodolou and P. A. Ioannou, "High Order Neural Network Structures for Identification of Dynamical Systems", IEEE Transactions on Neural Networks, vol. 6, pp. 422-431, 1995.

[14] R. A. Félix Cuadras, "Control Neuronal de Estructura Variable", Tesis de Doctorado en Ciencias, Cinvestav unidad Guadalajara, Agosto, 2003.