

Diseño de controladores no lineales basados en pasividad de motores síncronos de imanes permanentes y con devanado de campo

Gerardo Guerrero-Ramírez¹
gerardog@cenidet.edu.mx

Miguel Durán²
mduran@ucol.mx

Patricia Caratozzolo¹
caratozz@cenidet.edu.mx

¹ Departamento de Ingeniería Electrónica, CENIDET,
Int. Internado Palmira S/N, Col. Palmira, CP 62490,
Tel. 01-77-73-18-77-41 * 159
Cuernavaca, Morelos, México

² FIE, Universidad de Colima,
Carretera Manzanillo–Barra de Navidad, Km 20,
CP 28860, Manzanillo, Colima, México

Resumen

En este artículo se presenta el diseño de controladores no lineales basados en pasividad de motores síncronos (MS) de imanes permanentes y MS con devanado de campo. Para obtener el modelo se usa la metodología de Euler–Lagrange (E-L); la complejidad del modelo se reduce usando la teoría del marco de referencia. En el diseño se separa el sistema completo en dos subsistemas pasivos (uno eléctrico y otro mecánico) interconectados mediante una retroalimentación negativa y se utiliza la propiedad de pasividad; en primer lugar se diseña un controlador para el control de posición y velocidad del subsistema mecánico y posteriormente un controlador para el subsistema eléctrico. Como carga mecánica acoplada a la flecha del MS se considera un brazo rígido de un grado de libertad. Se realizan simulaciones en la computadora para mostrar la operación del sistema con los controladores diseñados.

I. Introducción

Los motores de corriente alterna (CA) no tienen las desventajas asociadas a los motores de corriente directa (CD). Sin embargo, su dinámica presenta no linealidades significativas, dificultando su control para aplicaciones de alto desempeño dinámico. Los avances en la electrónica de potencia y en la teoría de control no lineal, han permitido el desarrollo de sistemas de control de velocidad en CA en aplicaciones antes exclusivas de los motores de CD.

En este trabajo abordamos el diseño de controladores no lineales basados en pasividad de motores síncronos (MS) de imanes permanentes y con devanado de campo. En la sección II se presenta el modelado del MS, en la III se modela la carga mecánica utilizada, en la IV se diseñan los controladores, en la V se presentan las simulaciones con los controladores diseñados y por último en la VI las conclusiones del trabajo.

II. Modelado E-L del motor síncrono

Como alternativa al modelo tradicional (leyes de fuerzas ya sea mecánicas, eléctricas, etc.) se emplea la ecuación Euler–Lagrange (E-L) del movimiento[2]:

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right] - \frac{\partial \mathcal{L}(q, \dot{q})}{\partial q} = Q, \quad (1)$$

donde $\mathcal{L} = T^* - V$ es el Lagrangiano del sistema, T^* es la coenergía cinética, V es la energía potencial, $q \in \mathbf{R}^n$ son las coordenadas generalizadas, $Q \in \mathbf{R}^n$ son las fuerzas externas (que pueden ser de tres tipos: las acciones de control, la disipación y las interacciones del sistema con el medio ambiente) y n es el número de coordenadas independientes del sistema. Se supone que las acciones de control entran linealmente al sistema en la forma $Mu \in \mathbf{R}^n$, donde $M \in \mathbf{R}^{n \times m}$ es una matriz constante y $u \in \mathbf{R}^m$ es el vector de control.

Considerando que las fuerzas externas son las acciones de control y las fuerzas disipativas, la ecuación de E-L queda así

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{\partial \mathcal{L}(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} \right] - \frac{\partial \mathcal{L}(q, \dot{q})}{\partial q} + \frac{\partial \mathcal{F}(\dot{q})}{\partial \dot{q}} = Mu. \quad (2)$$

donde \mathcal{F} es la función de disipación de Rayleigh y las fuerzas disipativas son de la forma $\frac{\partial \mathcal{F}(\dot{q})}{\partial \dot{q}}$,

Específicamente, en el caso del modelado de motores eléctricos es común descomponer el sistema completo (Σ) en dos subsistemas: uno eléctrico (Σ_e) y otro mecánico (Σ_m); donde Σ puede representarse como la interconexión de dos subsistemas [3], como se muestra en la Figura 1.

Haciendo $q = [q_e^T, q_m^T]^T$, con $n_e + n_m = n$, donde los subíndices e y m denotan cantidades eléctricas y mecánicas, respectivamente, $q_e \in \mathbf{R}^{n_e}$ son las cargas eléctricas y $q_m \in \mathbf{R}^{n_m}$ los desplazamientos angulares.

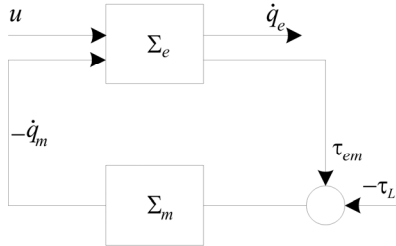


Fig. 1. Descomposición del sistema.

En el Σ_e se asume las condiciones necesarias para que la relación entre el vector de enlaces de flujo $\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_{n_e}]$ y el vector de corrientes \dot{q}_e , sea:

$$\lambda = D_e(q_m)\dot{q}_e + \mu(q_m), \quad (3)$$

donde $D_e = D_e^T > 0$ es una matriz ($n_e \times n_e$) de inductancias de los devanados y el vector μ representa los enlaces de flujo debidos a los imanes permanentes..

Las coenergías cinéticas de las partes eléctrica y mecánica son:

$$T_e^* = \sum_{i=1}^{n_e} \int_0^{\dot{q}_i} \lambda_i(\dot{q}_i) d\dot{q}_i = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(q_m) \dot{q}_e + \mu^T(q_m) \dot{q}_e, \quad (4)$$

$$T_m^* = \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2, \quad (5)$$

donde $J > 0$ es la inercia rotacional del rotor.

Así, tenemos que el Lagrangiano es:

$$L(\dot{q}_e, \dot{q}_m, q_m) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T D_e(q_m) \dot{q}_e + \mu^T(q_m) \dot{q}_e + \frac{1}{2} J \dot{q}_m^2. \quad (6)$$

Los términos disipativos se deben a las resistencias de los devanados y a la fricción mecánica. Las funciones de disipación de Rayleigh para el subsistema eléctrico y para el subsistema mecánico son, respectivamente:

$$F_e(\dot{q}_e) = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T R_e \dot{q}_e, \quad F_m(\dot{q}_m) = \frac{1}{2} R_m \dot{q}_m^2, \quad (7)$$

Las acciones de control son los voltajes aplicados a los devanados de estator y el voltaje aplicado al devanado de campo (en su caso).

Las ecuaciones de E-L para la parte eléctrica y mecánica del motor son:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_e} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_e} + \frac{\partial F}{\partial \dot{q}_e} = M_e u, \quad \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_m} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_m} + \frac{\partial F}{\partial \dot{q}_m} = -\tau_L, \quad (8)$$

Sustituyendo el Lagrangiano (6) en (8), obtenemos las ecuaciones que modelan al MS,

$$D_e(q_m)\ddot{q}_e + W_1(q_m)\dot{q}_m\dot{q}_e + W_2(q_m)\dot{q}_m + R_e\dot{q}_e = M_e u, \quad (9)$$

$$J\ddot{q}_m - \tau_{em} + R_m\dot{q}_m = -\tau_L,$$

donde $W_1(q_m) \triangleq \frac{\partial D_e(q_m)}{\partial q_m}$, $W_2(q_m) \triangleq \frac{\partial \mu(q_m)}{\partial q_m}$,

y el par generado τ_{em} está dado por:

$$\tau_{em} = \frac{1}{2} \dot{q}_e^T W_1(q_m) \dot{q}_e + \dot{q}_e^T W_2(q_m) \quad (10)$$

En este trabajo se elige el marco de referencia fijo al rotor con el fin de eliminar la dependencia de la matriz de inductancias D_e y del vector de flujos magnéticos μ con respecto a la posición del rotor q_m [4]. Sin embargo, la matriz de transformación no es constante y es necesario conocer la posición del rotor.

Aplicando la transformación a (9) se obtienen,

$$D_e^r \ddot{q}_e^r + W_1^r \dot{q}_m \dot{q}_e^r + W_2^r \dot{q}_m + R_e \dot{q}_e^r = M_e u^r \quad (11)$$

$$D_m \ddot{q}_m - (\dot{q}_e^r)^T W_1^r \dot{q}_e^r - (\dot{q}_e^r)^T W_2^r + R_m \dot{q}_m = -\tau_L$$

donde el superíndice r expresa la transformación al marco de referencia fijo al rotor.

En el caso de un motor síncrono de imanes permanentes, se considera una resistencia eléctrica r_s e inductancias propias l_{aa} , l_{bb} y l_{cc} . El motor se alimenta con un sistema trifásico de voltajes balanceado, v_a , v_b y v_c , los cuales hacen circular por los devanados del estator un conjunto trifásico de corrientes, i_a , i_b e i_c . Aplicando la matriz de transformación, las matrices D_e^r , W_1^r , W_2^r y R_e^r son independientes de la posición del rotor y están expresadas por,

$$D_e^r = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}, \quad W_1^r = n_p \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

$$W_2^r = n_p [0 \quad \lambda_m]^T, \quad R_e^r = \text{diag}[r_s, r_s].$$

En el caso de un motor síncrono con devanado de campo, al realizar la transformación las variables eléctricas del estator y del rotor se reflejan al marco de referencia fijo al rotor. Aplicando una matriz de transformación adecuada, las matrices D_e^r , W_1^r , W_2^r y R_e^r resultan independientes de la posición del rotor y son

$$D_e^r = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{df} \\ 0 & L_q & 0 \\ L_{df} & 0 & L_{ff} \end{bmatrix}, \quad W_1^r = n_p \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & L_{df} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$W_2^r = [0 \quad 0 \quad 0]^T, \quad R_e^r = \text{diag}[r_s, r_s, r_f].$$

III. Modelo de la carga mecánica

Se considera que la carga acoplada al eje del MS es un brazo rígido de un grado de libertad[6], de masa m , longitud l y de densidad uniforme, es decir, su centro de gravedad se encuentra en $l/2$. En la fig. 2 se muestra el subsistema mecánico completo formado por la parte mecánica del motor y el brazo rígido.

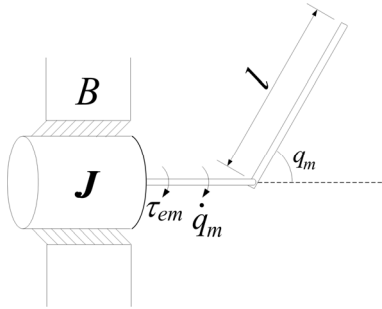


Figura 2. Subsistema mecánico completo.

Las funciones de coenergía cinética T_l^* , energía potencial V_l y función de disipación de Rayleigh del subsistema mecánico completo son

$$T_l^* = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{3} ml^2 + J \right) \dot{q}_m^2, \quad V_l = \frac{1}{2} mGl(1 - \cos q_m), \quad F_l = \frac{1}{2} R_m \dot{q}_m^2, \quad (14)$$

donde $G=9.8 \text{ m/seg}^2$ es la aceleración de la gravedad y $\frac{1}{3} ml^2$ es el momento de inercia del brazo.

El Lagrangiano es

$$\mathcal{L} = T_l^* - V_l = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{3} ml^2 + J \right) \dot{q}_m^2 - \frac{1}{2} mGl(1 - \cos q_m) \quad (15)$$

Sustituyendo el Lagrangiano (15) en la ecuación E-L (8) se obtiene el modelo del subsistema mecánico completo.

$$D_m \ddot{q}_m + R_m \dot{q}_m + g(q_m) = \tau_{em} \quad (16)$$

donde

$$D_m = \frac{1}{3} l^2 m + J, \quad g(q_m) = \frac{1}{2} mGl \sin q_m. \quad (17)$$

IV. Diseño del controlador

Para el control basado en pasividad el modelo del motor se descompone en dos subsistemas pasivos (mecánico y eléctrico) interconectados mediante una retroalimentación negativa como se muestra en la Fig. 1.

En primer lugar, en el subsistema mecánico se controla la velocidad y/o la posición por medio del par electromagnético generado por el motor. Posteriormente, para el subsistema eléctrico se diseña un controlador que asegure el seguimiento de corrientes, lo que implica un seguimiento de par, teniendo como entradas los voltajes aplicados a los devanados del motor.

Para el diseño del controlador del subsistema mecánico, se encuentra la expresión del par electromagnético necesario para garantizar un seguimiento de velocidad y/o posición en el subsistema mecánico.

Sea el error de posición $\tilde{q}_m = q_m - q_{md}$ y el error de velocidad $\dot{\tilde{q}}_m = \dot{q}_m - \dot{q}_{md}$. Se define el error combinado de seguimiento s como [7]:

$$s = \dot{\tilde{q}}_m + \Gamma \tilde{q}_m = \dot{q}_m - \dot{q}_r. \quad (18)$$

donde $\dot{q}_r = \dot{q}_{md} - \Gamma \tilde{q}_m$ se conoce como velocidad de referencia, Γ es una ganancia positiva y el subíndice d indica los valores deseados.

Para encontrar la ecuación dinámica del error combinado de seguimiento s se resta $(D_m \ddot{q}_r + R_m \dot{q}_r)$ a ambos lados del modelo del subsistema mecánico completo (16) y resulta

$$D_m \dot{s} + R_m s = \tau_{em_d} - [D_m \ddot{q}_r + R_m \dot{q}_r + g(q_m)]. \quad (19)$$

El diseño del controlador se basa en el análisis de estabilidad del subsistema mecánico. Se propone la siguiente función candidata de Lyapunov,

$$V_m = \frac{1}{2} D_m s^2, \quad (20)$$

y como la inercia total D_m es positiva la función candidata cumple con la primera condición del análisis de estabilidad de Lyapunov, que es ser positiva definida.

La derivada con respecto al tiempo de la función candidata de Lyapunov (20) a lo largo de las trayectorias del sistema (19) es

$$\dot{V}_m = [\tau_{em_d} - D_m \ddot{q}_r - R_m (\dot{q}_r + s) - g(q_m)] s, \quad (21)$$

ahora, si se elige el par deseado como

$$\tau_{em_d} = -\Gamma s + D_m \ddot{q}_r + C_m \dot{q}_m + g(q_m), \quad (22)$$

donde $\Gamma_s > 0$ se obtiene

$$\dot{V}_m = -s^T \Gamma_s s, \quad (23)$$

con lo que se cumple que $-\dot{V}_m$ es positiva definida. De aquí que el par deseado dado en (22) garantiza el seguimiento de la trayectoria deseada.

Una vez que se tiene la expresión para el par electromagnético deseado, se procederá al diseño del controlador del subsistema eléctrico el cual debe garantizar que el par generado seguirá al par deseado dado por (22).

Para el diseño del controlador del subsistema eléctrico, la variable a regular en el subsistema eléctrico es el par electromagnético generado por el motor, por lo que el subsistema eléctrico en lazo cerrado debe cumplir con $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tau_{em} - \tau_{em_d}) = 0$. El par electromagnético se controla imponiendo un valor deseado a las corrientes en los devanados, esto es, $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{q}_e^r = \dot{q}_{e_d}^r$ implica $\lim_{t \rightarrow \infty} \tau_{em} = \tau_{em_d}$.

Para el MS de imanes permanentes el vector de corrientes deseadas se elige igual a

$$\dot{q}_{ed}^r = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2\tau_{em_d}}{3n_p\lambda_m} \end{bmatrix}^T, \quad (24)$$

y para el MS con devanado de campo el vector de corrientes que se elige es

$$\dot{q}_{ed}^r = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2\tau_{em_d}}{3n_pL_{df}\dot{q}_{3d}^r} & \dot{q}_{3d}^r \end{bmatrix}^T. \quad (25)$$

Así el problema de control de la parte eléctrica se reduce a garantizar que las corrientes en los devanados del motor sigan a las corrientes deseadas garantizando la estabilidad del sistema. En lazo cerrado se debe satisfacer $\lim_{t \rightarrow \infty} (\dot{q}_e^r - \dot{q}_{ed}^r) = 0$.

Para obtener la ecuación del error del subsistema eléctrico se resta al modelo del subsistema eléctrico (9), la dinámica deseada

$$\begin{aligned} D_e^r \ddot{q}_{ed}^r + W_1^r \dot{q}_m \dot{q}_{ed}^r + W_2^r \dot{q}_m + R_e^r \dot{q}_{ed}^r &= u_d^r, \\ D_e^r \dot{e} + C_e^r e + \bar{R}_e^r e &= \psi \end{aligned} \quad (26)$$

donde:

$$\begin{aligned} e &= \dot{q}_e^r - \dot{q}_{ed}^r, \quad \dot{e} = \ddot{q}_e^r - \ddot{q}_{ed}^r, \\ \psi &= u^r - (D_e^r \ddot{q}_{ed}^r + C_e^r \dot{q}_{ed}^r + \bar{R}_e^r \dot{q}_{ed}^r + W_2^r \dot{q}_m), \\ C_e^r &= W_1^r \dot{q}_m + Z_1, \\ \bar{R}_e^r &= R_e^r - Z_1. \end{aligned} \quad (27)$$

y la matriz Z_1 se selecciona con la finalidad de que se cumpla que C_e^r sea antisimétrica, lo cual es útil en el análisis de estabilidad del sistema, como se verá más adelante. Para el MS de imanes permanentes se elige

$$Z_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -(L_d - L_q)n_p \dot{q}_m & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

y para el MS con devanado de campo

$$Z_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -3L_{\Delta m}n_p \dot{q}_m & 0 & 0 \\ 0 & -L_{df}n_p \dot{q}_m & 0 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

Para garantizar que (26) tenga su punto de equilibrio en $e=0$, se hace $u^r \equiv u_d^r$ de modo que cumpla con $\psi \equiv 0$. De (27) se obtiene la ley de control

$$u^r = D_e^r \ddot{q}_{ed}^r + C_e^r \dot{q}_{ed}^r + \bar{R}_e^r \dot{q}_{ed}^r + W_2^r \dot{q}_m - K_1 e \quad (30)$$

donde se ha agregado el término $-K_1 e$ a la señal de control para garantizar la estabilidad del sistema.

Aplicando esta ley de control (30) a la ecuación del error del subsistema eléctrico (26), tenemos

$$D_e^r \dot{e} + C_e^r e + (\bar{R}_e^r + K_1) e = 0 \quad (31)$$

Para el análisis de estabilidad del subsistema eléctrico se propone la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V_e = \frac{1}{2} e^T D_e^r e. \quad (32)$$

La primera condición que establece el análisis de estabilidad de Lyapunov se cumple ya que la matriz de inductancias D_e^r es simétrica y positiva definida.

Evaluando la derivada con respecto al tiempo de V_e a lo largo de trayectoria de la ecuación del error del subsistema eléctrico (31),

$$\dot{V}_e = e^T [-C_e^r - (\bar{R}_e^r + K_1)] e \quad (33)$$

Z_1 se eligió de manera que C_e^r sea antisimétrica, y por tanto $e^T C_e^r e = 0$, por lo que (33) se reduce a

$$\dot{V}_e = -e^T (\bar{R}_e^r + K_1) e. \quad (34)$$

Es necesario que $(\bar{R}_e^r + K_1)$ sea positiva definida para que (34) sea negativa definida, y por tanto se cumpla la segunda condición del análisis de estabilidad de Lyapunov, para lo cual se elige, para el MS de imanes permanentes, la siguiente expresión de K_1 :

$$K_1 = \begin{bmatrix} k & 0 \\ -3L_{\Delta m}n_p \dot{q}_m & k \end{bmatrix}, \quad (35)$$

Por otro lado, para el MS con devanado de campo se elige,

$$K_1 = \begin{bmatrix} k & 0 & 0 \\ -3L_{\Delta m}n_p \dot{q}_m & k & 0 \\ 0 & -L_{df}n_p \dot{q}_m & k \end{bmatrix} \quad (36)$$

con $k > 0$. Con esto se tiene una señal de control para el subsistema eléctrico (30) y las matrices particulares para cada motor, de imanes permanentes y con devanado de campo.

V. Simulaciones

Con el objetivo de observar el desempeño dinámico del MS con el controlador basado en pasividad, se realizaron las simulaciones en computadora.

La posición de referencia es una función continua y acotada con derivadas sucesivas conocidas dada por la ecuación $q_{m_d} = \frac{\pi}{2} (1 - e^{-0.1t^3}) \sin(5t)$ rad de frecuencia constante y cuya amplitud se incrementa hasta llegar a un máximo de $\pi/2$. Ver fig. 3.

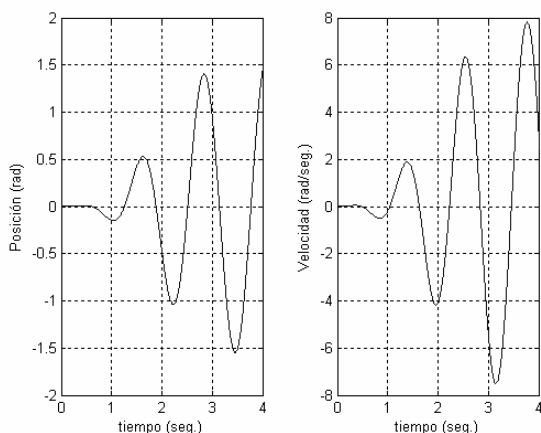


Fig. 3. Posición (izquierda) y velocidad de referencia (derecha).

Los parámetros del brazo rígido son los siguientes: $l = 0.305\text{m}$, y $m = 0.401\text{kg}$. Para el MS de imanes permanentes se consideró un motor de un par de polos con los siguientes valores de los parámetros de la parte eléctrica $r_s = 0.5\Omega$, $L_d = L_q = 1.5\text{mH}$, $\lambda_m = 0.069\text{N}\cdot\text{m}/\text{A}$, y de la parte mecánica $J = 17 \times 10^{-6}\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, $R_m = 15 \times 10^{-6}\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{seg}/\text{rad}$.

Motor síncrono de imanes permanentes. En la fig. 4 se muestran las componentes de la señal de control (30) y las corrientes en el estator del MS de imanes permanentes. Las componentes con subíndice 1 se encuentran a lo largo del eje d y las que tienen subíndice 2 se encuentran a lo largo del eje q .

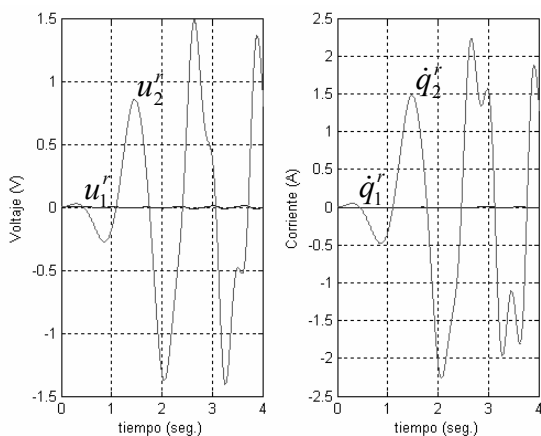


Fig. 4. Señales de control (izquierda) y corrientes (derecha)

En la figura 5 se muestra el error de seguimiento de posición y de velocidad.

Motor síncrono con devanado de campo. Para el MS con devanado de campo se consideró un motor de un par de polos con los siguientes valores de los parámetros de la parte eléctrica $r_s = 0.25\Omega$, $r_f = 0.47\Omega$, $L_d = L_q = 1\text{mH}$,

$L_{df} = 0.42\text{mH}$, y de la parte mecánica $J = 3 \times 10^{-3}\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, $R_m = 0.72 \times 10^{-3}\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{seg}/\text{rad}$. El flujo de referencia se eligió igual a $0.069\text{N}\cdot\text{m}/\text{A}$.

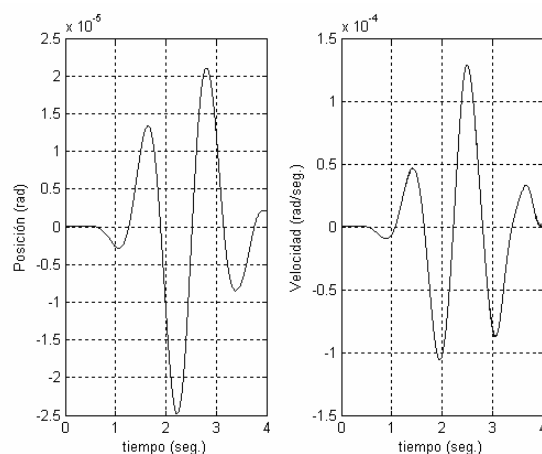


Figura 5. Error de seguimiento de posición (izquierda) y de velocidad (derecha).

Las componentes de la señal de control para el MS con devanado de campo se muestran en la fig. 6.

En la fig. 7 se muestra el error de seguimiento de posición y de velocidad del MS con devanado de campo. En la fig. 8 se muestran las corrientes del MS con devanado de campo. La componente con subíndice 3, tanto de voltaje como corriente, es la correspondiente al devanado de campo y está relacionada con el flujo del motor por lo tanto esta se establece en un valor constante.

VI. Conclusiones

En este artículo se presenta el diseño de controladores basados en pasividad para MS de imanes permanentes y MS con devanado de campo. Se considera que se conocen los parámetros del sistema. Se separa el sistema completo en dos subsistemas, uno mecánico y el otro eléctrico interconectados mediante una realimentación negativa. Se diseña el controlador de posición y velocidad del subsistema mecánico y se encuentra la expresión del par electromagnético deseado. En el diseño del controlador del subsistema eléctrico se busca que el par electromagnético desarrollado por el MS siga al par electromagnético deseado y esto se logra haciendo que las corrientes del MS sigan a las corrientes deseadas.

La ley de control en lazo cerrado resultante cumple con los objetivos de control, estabilidad, seguimiento de las referencias y acotamiento de las señales del sistema.

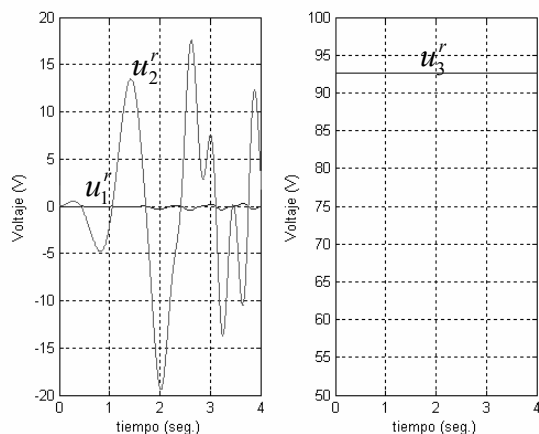


Fig. 6. Señales de control del MS con devanado de campo.

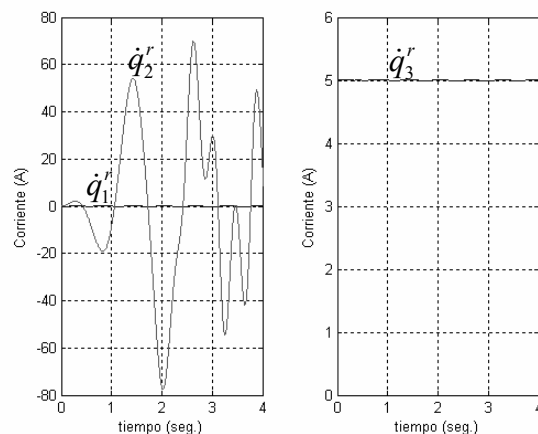


Fig. 8. Corrientes del MS con devanado de campo.

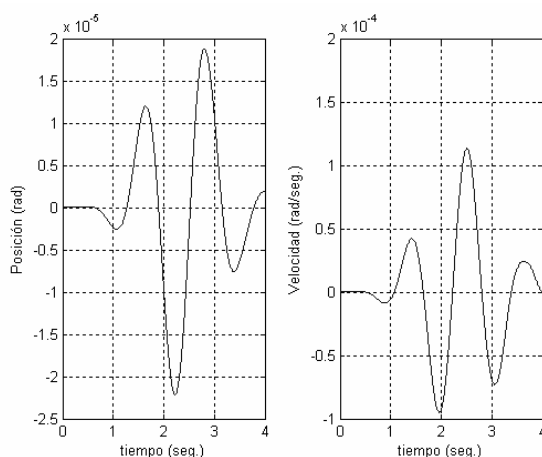


Figura 7. Error de seguimiento de posición (izquierda) y de velocidad (derecha).

REFERENCIAS

- [1]. S. Lyshevski. *Electromechanical Systems, Electric Machines and Applied Mechatronics*. CRC Press, U.S.A.
- [2]. Goldstein H., "Classical Mechanics", Addison-Wesley, 2nd. Ed. 1980
- [3]. R. Ortega, P.J. Nicklasson and G. Espinosa-Pérez. "On speed control of induction motors", Proc. of the American Control Conference, Seattle, Washington, June, 1995.
- [4]. Paul C. Krause, O. Wasynczuk, Scott D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*, IEEE Press, New York, 1995.
- [5]. Prabha Kundur. *Power Systems Stability and Control*, McGraw-Hill, Inc., U.S.A, 1994
- [6]. Darren M. Dawson, Jun Hu, Timothy C. Burg. "Nonlinear Control of Electric Machinery", Inc., New York 1998
- [7]. Jean Jaques E. Slotine, Weiping Li. "Applied Nonlinear Control", Prentice Hall, E. U. 1991.