

About PMSM Current Tracking Control with Parameter Uncertainty ^{*}

Sinuhe Davila-Tenorio ^{*} Fernanda Ramos-García ^{*}
Christian Granados-Salazar ^{*} Gerardo Espinosa-Pérez ^{*}

^{*} *Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México
(UNAM), 04510, Ciudad de México, México (e-mail:
ingelectricodav@yahoo.com.mx, ferramosgarcia03@gmail.com,
christianf_gs@outlook.com, gerardoe@unam.mx).*

Resumen: In this work, the problem of parameter uncertainty of the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) model in the dq reference frame is studied by implementing an adaptive control scheme. The starting point of this paper is to analyze the system structure and represent the system as an interconnection between the electric subsystem, which is a completely actuated system, and the mechanical subsystem which is not actuated. This decomposition allows the design of a current tracking control based on the Passivity Based Control (PBC) methodology for the electrical subsystem. The interconnection, which is power preserving, allows to consider the unactuated mechanical subsystem as a passive perturbation that is proven to be bounded. The numerical evaluation was done by a MATLAB Simulink simulation with a comparison that shows that the designed control is able to deal with the parameters uncertainties of the electrical subsystem.

Keywords: Pasivity Based Control, Adaptive Control, PMSM System, Tracking Control.

1. INTRODUCCIÓN

El motor síncrono de imanes permanentes (PMSM por sus siglas en inglés) es una máquina eléctrica cuyo uso ha sido aprovechado en la industria por sus diversas características y ventajas que presenta frente a otros motores; su alta densidad de potencia y menor cantidad de pérdidas eléctricas, la disminución en los costos de mantenimiento y la reducción en el tamaño y peso de los motores. En la actualidad, existen una gran cantidad de aplicaciones que confían en el correcto funcionamiento del control de los PMSM para su desempeño, como por ejemplo las máquinas CNC Sun et al. (2023), Zeng and Ouyang (2013), robots Hong et al. (2018) y aplicaciones de movilidad como los vehículos eléctricos El-Refai (2013) Menon et al. (2016) y vehículos aéreos, entre otros sistemas.

Así mismo, es importante mencionar que actualmente, los motores eléctricos son el principal consumidor de la energía eléctrica generada, con un 46% del consumo total Waide and Brunner (2011), y es necesario recalcar que las tendencias actuales respecto a la electrificación de los sistemas de transporte, los cuales hoy en día se encuentran dominados por los motores de combustión, han provocado una mayor demanda y atención sobre

los máquinas eléctricas, específicamente los PMSM. La importancia del sistema conlleva un mayor interés sobre el control del mismo, por lo que es necesario identificar las características con las que se tiene que lidiar para poder obtener un desempeño deseado: las no linealidades que presenta el sistema y las variaciones paramétricas debido a la dinámica compleja del sistema, así como su naturaleza subactuada son algunos de los factores esenciales a considerar para el diseño de los esquemas de control.

La incertidumbre paramétrica del sistema PMSM continúa siendo un área de gran interés donde se presentan diversas estrategias para poder diseñar esquemas de control que sean robustos ante estas incertidumbres como se puede observar en Alfehaid et al. (2020) y Rueda-Escobedo et al. (2023), lo que nos permite justificar la pertinencia del tema. En este trabajo se plantea el problema de control de corrientes del PMSM considerando la incertidumbre paramétrica, que junto con la estimación paramétrica Liu et al. (2019), Kazerooni and Kar (2011), Kosaka and Uda (2009) son las áreas de gran interés para el control adaptable.

Este trabajo se encuentra distribuido de la siguiente manera: primero, en la Sección 2, se describe el modelo del PMSM en el marco de referencia dq y usando el marco teórico de los sistemas Hamiltonianos controlados por puerto (PCH por sus siglas en inglés) se descompone en

^{*} Los autores agradecen el apoyo dado por PAPIIT-UNAM (Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica): Proyecto DGAPA-UNAM PAPIIT IN109622.

los subsistemas eléctricos y mecánicos que lo conforman. En la Sección 3 se describe el diseño del control de corrientes y posteriormente la ley de adaptación que sirve para resolver el problema de incertidumbre de los parámetros. Finalmente, a través de una evaluación numérica expuesta en la Sección 4 se prueban los resultados obtenidos con una simulación realizada en MATLAB Simulink, en la cual se comparan los desempeños del control nominal y el control adaptable con incertidumbre paramétrica. Para terminar en la Sección 5, se encuentran las conclusiones del trabajo.

2. MODELO DEL MOTOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES

A lo largo de este trabajo se emplea el modelo matemático del PMSM en el marco de referencia dq presentado en Krause (1986), Chiasson (2005) y Shah et al. (2014).

$$L_d \frac{dI_d}{dt} = -R_s I_d + \omega L_q I_q + u_d \quad (1)$$

$$L_q \frac{dI_q}{dt} = -R_s I_q - \omega L_d I_d - \omega \phi + u_q \quad (2)$$

$$J_m \frac{d\omega}{dt} = n_p (L_d - L_q) I_d I_q + n_p \phi I_q - \tau_L \quad (3)$$

donde $I_d \in \mathbb{R}$ y $I_q \in \mathbb{R}$ son las corrientes del estator en el eje de directa y de cuadratura respectivamente, $\omega \in \mathbb{R}$ es la velocidad angular del rotor y $u_d \in \mathbb{R}$ y $u_q \in \mathbb{R}$ son los voltajes del estator en los ejes dq , los cuales corresponden a las entradas de control. Las inductancias están dadas por L_d y L_q , la resistencia de las bobinas del estator son R_s , el momento de inercia J_m , el número de pares de polos n_p , ϕ el flujo magnético debido a los imanes permanentes del rotor y τ_L es el par de carga, el cual es una perturbación desconocida.

El modelo añadiendo disipación mecánica se puede reescribir en forma de un sistema PCH de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_{e_d} \\ \dot{x}_{e_q} \\ \dot{x}_m \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} n_p x_{e_q} \\ -n_p (x_{e_d} + \phi) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} -n_p x_{e_q} & n_p (x_{e_d} + \phi) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \\ &- \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} R_m \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{x_{e_d}}{L_d} \\ \frac{x_{e_q}}{L_q} \\ \frac{x_m}{J_m} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \mathbb{I}_2 \\ [0 \ 0] \end{bmatrix} u_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tau_L \end{aligned} \quad (4)$$

donde el vector de estados $x \in \mathbb{R}^3$ se compone por los estados eléctricos $x_e = [x_{e_d} \ x_{e_q}]^\top = [L_d I_d \ L_q I_q]^\top$ los cuales están compuestos por los flujos de imanes magnéticos, y el estado mecánico $x_m = J_m \omega$ que se define como el momento angular, $R_m > 0$ es la fricción viscosa del rotor. La función de energía del sistema completo está dada por

$$\begin{aligned} H(x) &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} x_{e_d}^2 + \frac{1}{L_q} x_{e_q}^2 + \frac{1}{J_m} x_m^2 \right] \\ &= \frac{1}{2} x^\top \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_m} \end{bmatrix} x \\ &= \frac{1}{2} x^\top Q x \end{aligned} \quad (5)$$

y se puede descomponer en $H(x) = H_e(x_e) + H_m(x_m)$, donde la función de energía del subsistema eléctrico es

$$\begin{aligned} H_e(x_e) &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} x_{e_d}^2 + \frac{1}{L_q} x_{e_q}^2 \right] \\ &= \frac{1}{2} x_e^\top Q_e x_e \end{aligned} \quad (6)$$

mientras que la función de energía del subsistema mecánico se define

$$\begin{aligned} H_m(x_m) &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{J_m} x_m^2 \right] \\ &= \frac{1}{2} x_m^\top Q_m x_m \end{aligned} \quad (7)$$

El modelo (4) se puede descomponer en la interconexión del subsistema eléctrico y el subsistema mecánico, lo cual se explica de manera detallada a continuación.

2.1 Interconexión de Subsistemas

Uno de los puntos más relevantes de la teoría de sistemas Hamiltonianos controlados por puertos es que la interconexión de dos sistemas PCH a través de una interconexión que preserve potencia resulta en un sistema que conserva la estructura PCH. Aprovechando la estructura PCH del sistema PMSM, se descompone el sistema en dos subsistemas, el subsistema eléctrico Σ_e y el subsistema mecánico Σ_m .

$$\begin{aligned} \Sigma_e : \dot{x}_e &= - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{x_{e_d}}{L_d} \\ \frac{x_{e_q}}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_p x_{e_q} \\ -n_p (x_{e_d} + \phi) \end{bmatrix} \frac{x_m}{J_m} + \mathbb{I}_2 u_{dq} \\ \Sigma_m : \dot{x}_m &= -R_m \frac{x_m}{J_m} - \begin{bmatrix} -n_p x_{e_q} & n_p (x_{e_d} + \phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{x_{e_d}}{L_d} \\ \frac{x_{e_q}}{L_q} \end{bmatrix} - \tau_L \end{aligned}$$

donde la interconexión se ilustra en la Figura 1 y se puede identificar que el subsistema eléctrico es un sistema completamente actuado, mientras que el subsistema mecánico es un sistema no actuado.

Para ambos subsistemas se mantiene la propiedad de pasividad desde sus entradas hasta sus salidas:

$$\Sigma_e : \begin{bmatrix} u_{dq} \\ \frac{x_m}{J_m} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} Q_e x_e \\ J_3(x) Q_e x_e \end{bmatrix}$$

$$\Sigma_m : [J_3(x) Q_e x_e] \rightarrow [Q_m x_m]$$

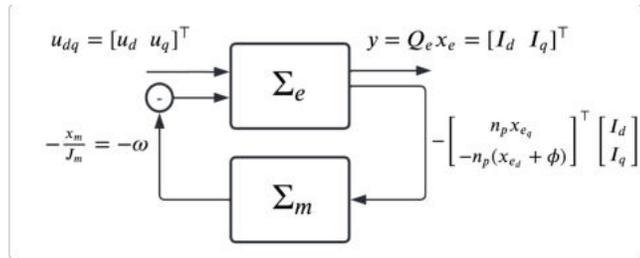


Figura 1. Diagrama de interconexión de los subsistemas eléctrico y mecánico que conforman el sistema PMSM.

Visualizando de manera mas directa los subsistemas y sus interconexiones, ahora se puede establecer el objetivo de control.

Encontrar una entrada de control $u_{dq} = [u_d \ u_q]^T$ tal que dado el vector de corriente de sistema $I_{dq} = [I_d \ I_q]^T$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|I_{dq} - I_{dq}^*\| = 0 \quad \forall t \geq 0 \quad (8)$$

a pesar de la presencia de incertidumbre paramétrica en las inductancias $L_{dq} + \Delta L_{dq}$ y las resistencias del estator $R_s + \Delta R_s$, donde $I_{dq}^* = [I_d^* \ I_q^*]^T$ son las corrientes deseadas a seguir.

3. DISEÑO DEL CONTROL

El diseño del control se divide en dos partes fundamentales; el diseño del seguimiento de corrientes para el sistema nominal junto con la demostración del acotamiento del sistema mecánico para que a través de la interconexión de los subsistemas se pueda establecer la estabilidad asintótica del punto de equilibrio deseado y posteriormente el diseño de la ley de adaptación para el subsistema eléctrico para lograr resolver el problema de incertidumbre paramétrica.

3.1 Corrientes de Referencia

Se definen las corrientes deseadas a seguir como las corrientes de referencia $I_{dq}^* = [I_d^* \ I_q^*]^T$ como el conjunto de todas las trayectorias de referencia $L_{dq} I_{dq}^*(t) : D \subset \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^2$ para las cuales existe una entrada $u_{dq}^*(t) : D \subset \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^2$ tales que cumplen con ecuación

$$\dot{x}_e^* = -R_e Q_e x_e^* + \begin{bmatrix} n_p x_{e_q}^* \\ -n_p(x_{e_d}^* + \phi) \end{bmatrix} \frac{x_m}{J_m} + \mathbb{I}_2 u_{dq}^* \quad (9)$$

$\forall t \geq 0$. Donde (9) es una copia del subsistema eléctrico original, donde $x_e^* = L_{dq} I_{dq}^*$.

3.2 Coordenadas del error de las corrientes

Una metodología comúnmente usada para resolver el problema de control de seguimiento es convertir el problema de seguimiento en un problema de regulación. Tomando

como base esta técnica, en este trabajo, el problema de seguimiento de corriente se convierte en un problema de regulación donde el punto de equilibrio a estabilizar se define $e^* = x_e - x_e^* = 0$. Sin embargo, para lograr este objetivo es necesario la obtención de la dinámica en coordenadas del error para el subsistema eléctrico.

Dado el subsistema eléctrico Σ_e y las trayectorias deseadas dadas por (9). Suponga

- S₁.** El par de carga τ_L es constante pero desconocido.
- S₂.** Las corrientes deseadas I_{dq}^* son acotadas.
- S₃.** La resistencia mecánica debido a la fricción viscosa del rotor es mayor a cero, $R_m > 0$.

Proposición 1. La dinámica en coordenadas del error del subsistema eléctrico es

$$\dot{e} = - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{e_d}{L_d} \\ \frac{e_q}{L_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_p e_q \\ -n_p(e_d + \phi) \end{bmatrix} \frac{1}{J_m} x_m + \tilde{u} \quad (10)$$

donde los errores de seguimiento de los estados eléctricos se definen $e = [e_d \ e_q]^T = [x_{e_d} \ x_{e_q}]^T - [x_{e_d}^* \ x_{e_q}^*]^T$, y las entradas se definen $\tilde{u} = u_{dq} - u_{dq}^*$.

Demostración. Usando las nuevas coordenadas definidas, $e = x_e - x_e^* \Rightarrow \dot{e} = \dot{x}_e - \dot{x}_e^*$

$$\begin{aligned} \dot{x}_e - \dot{x}_e^* &= -R_e Q_e x_e + \begin{bmatrix} n_p x_{e_q} \\ -n_p(x_{e_d} + \phi) \end{bmatrix} \frac{x_m}{J_m} + \mathbb{I}_2 u_{dq} \\ &\quad - \left[-R_e Q_e x_e^* + \begin{bmatrix} n_p x_{e_q}^* \\ -n_p(x_{e_d}^* + \phi) \end{bmatrix} \frac{x_m}{J_m} + \mathbb{I}_2 u_{dq}^* \right] \\ &= -R_e Q_e (x_e - x_e^*) + \begin{bmatrix} n_p (x_{e_q} - x_{e_q}^*) \\ -n_p ((x_{e_d} - x_{e_d}^*) + \phi) \end{bmatrix} \frac{x_m}{J_m} \\ &\quad + \mathbb{I}_2 (u_{dq} - u_{dq}^*) \\ &= -R_e Q_e e + \begin{bmatrix} n_p e_q \\ -n_p (e_d + \phi) \end{bmatrix} \frac{x_m}{J_m} + \mathbb{I}_2 \tilde{u}_{dq} \end{aligned}$$

□

3.3 Control de Seguimiento de Corrientes

El desarrollo del control de seguimiento se enfoca en visualizar los subsistemas, desarrollando el esquema de seguimiento para el sistema eléctrico completamente actuado usando su dinámica en coordenadas del error y la interconexión del sistema mecánico la cual se puede visualizar como una perturbación pasiva.

Proposición 2. Considere la dinámica en coordenadas dadas por (10), la ley de control

$$\tilde{u} = -K_1 Q_e e - \begin{bmatrix} n_p e_q \\ -n_p (e_d + \phi) \end{bmatrix} \frac{x_m}{J_m} \quad (11)$$

donde $K_1 \in (R)^{2 \times 2}$ es la matriz de ganancias donde si $K_1 > 0$ se garantiza que el término $[R_e + K_1] < 0$ por lo que el punto de equilibrio es asintóticamente estable.

Demostración. El sistema en lazo cerrado de la dinámica en coordenadas del error (10) con la ley de control (11) es

$$\dot{e} = -[R_e + K_1]Q_e \quad (12)$$

donde $K_1 = K_1^\top > 0$, $K_1 = \text{diag}\{k_d, k_q\}$, $k_d, k_q > 0$.

Usando la función de energía como función candidata de Lyapunov, $H(e) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} e_d^2 + \frac{1}{L_q} e_q^2 \right]$ y obteniendo su derivada a lo largo de las trayectorias del sistema:

$$\begin{aligned} \dot{H}(e) &= e^\top Q_e \dot{e} \\ &= -e^\top Q_e [R_e + K_1] Q_e e \end{aligned}$$

Si se garantiza que la parte simétrica de $[R + K_1]$ es positiva definida, $[R_e + K_1]_{\text{sym}} > 0$, entonces $\dot{H} < 0$

Para demostrar la estabilidad del sistema nominal se debe demostrar que el sistema mecánico Σ_m es acotado.

$$\dot{x}_m = -R_m \frac{x_m}{J_m} + \underbrace{n_p x_{e_q} \frac{x_{e_d}}{L_d} - n_p (x_{e_d} + \phi) \frac{x_{e_q}}{L_q}}_{\tau} - \tau_L$$

donde se plantea τ como una perturbación acotada, usando la función de energía del subsistema mecánico como la función candidata de Lyapunov y obteniendo su derivada a lo largo de las trayectorias del sistema

$$\begin{aligned} \dot{H}(x_m) &= \frac{1}{2} x_m Q_m \dot{x}_m \\ &= \frac{1}{2} \frac{x_m}{J_m} [-R_m \frac{x_m}{J_m} + \tau] \end{aligned}$$

donde si $R_m > 0$ y $\frac{x_m}{J_m} \tau \leq 0$, el subsistema mecánico es acotado.

$$\begin{aligned} \|\tau\| &= \|n_p x_{e_q} \frac{x_{e_d}}{L_d}\| + \|n_p (x_{e_d} + \phi) \frac{x_{e_q}}{L_q}\| + \|\tau_L\| \\ &\leq \|\alpha_1(x_e)\| + \|c\| \end{aligned}$$

donde a través de la desigualdad de Gronwall-Bellman

$$\dot{x}_m \leq -R_m \frac{x_m}{J_m} + \|\alpha(x_e)\| + \|\tau_L\|$$

se concluye que es una función acotada. \square

3.4 Ley de adaptación

Como se mencionó en el objetivo de control, se considera incertidumbre paramétrica en los dispositivos eléctricos: las inductancias $L_d^{-1} + \Delta L_d$, $L_q^{-1} + \Delta L_q$ y las resistencias del estator $R_s + \Delta R_s$. Así mismo se incluye la incertidumbre en un elemento mecánico: en el momento de inercia $J_m^{-1} + \Delta J_m$. La dinámica en coordenadas del error del subsistema eléctrico (10) con incertidumbre paramétrica se describe de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} R_s + \Delta R_s & 0 \\ 0 & R_s + \Delta R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} + \Delta L_d & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} + \Delta L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} n_p e_q \\ -n_p (e_d + \phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{J_m} + \Delta J_m \end{bmatrix} + \tilde{u} \end{aligned} \quad (13)$$

donde se puede definir las incertidumbres paramétricas en términos de una parametrización lineal y el vector de parámetros se define como

$$\Theta = \begin{bmatrix} R_s \Delta L_d + \frac{1}{L_d} \Delta R_s + \Delta L_d \Delta R_s \\ R_s \Delta L_q + \frac{1}{L_q} \Delta R_s + \Delta L_q \Delta R_s \\ n_p + \Delta J_m \end{bmatrix} \quad (14)$$

El sistema (13) se reescribe con el regresor $\varphi(e, x_m)$ y el vector de parámetros Θ

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} e_d + n_p \frac{1}{J_m} e_q x_m \\ -\frac{R_s}{L_q} e_q - n_p \frac{1}{J_m} (e_d + \phi) x_m \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} e_d & 0 & e_q x_m \\ 0 & e_q & -e_d x_m \end{bmatrix}}_{\varphi(e, x_m)} \Theta + (\tilde{u} + v) \end{aligned} \quad (15)$$

Proposición 3. Considere el sistema (15) y la ley de control

$$v = -\varphi(e, x_m) \tilde{\Theta} \quad (16)$$

$$\dot{\tilde{\Theta}} = -\gamma \varphi^\top(e, x_m) Q_e e \quad (17)$$

garantizan la estabilidad asintótica del sistema en lazo cerrado $e = 0$, a pesar de la presencia de incertidumbre paramétrica en los elementos eléctricos considerados.

Demostración. El sistema en lazo cerrado compuesto por el sistema (15) junto con las leyes de control (11) y (16-17) se escribe como:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \\ \dot{\tilde{\Theta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + k_d}{L_d} e_d \\ -\frac{R_s + k_q}{L_q} e_q \\ -\gamma \phi^\top(x) Q_e e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d & 0 & e_q x_m \\ 0 & e_q & -e_d x_m \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{\Theta}$$

Se propone la función candidata de Lyapunov

$$W(e, \tilde{\Theta}) = \frac{1}{2} e^\top Q_e e + \frac{1}{2} \tilde{\Theta}^\top \gamma^{-1} \tilde{\Theta}$$

donde $\gamma^{-1} > 0$ y se obtiene su derivada a lo largo de las trayectorias del sistema

$$\dot{W}(e, \tilde{\Theta}) = -e^\top Q_e (R_e + K_1) Q_e e < 0$$

Se propone la función candidata de Lyapunov

$$W(e, \tilde{\Theta}) = \frac{1}{2} e^\top Q_e e + \frac{1}{2} \tilde{\Theta}^\top \gamma^{-1} \tilde{\Theta}$$

donde $\gamma^{-1} > 0$ y se obtiene su derivada a lo largo de las trayectorias del sistema

$$\begin{aligned}\dot{W}(e, \tilde{\Theta}) &= \frac{1}{2}e^T Q_e \dot{e} + \frac{1}{2}\tilde{\Theta}^T \gamma^{-1} \dot{\tilde{\Theta}} \\ &= -e^T Q_e (R_e + K_1) Q_e e < 0\end{aligned}$$

De esta expresión, utilizando argumentos estándares es posible demostrar la estabilidad asintótica de $e = 0$. \square

4. SIMULACIONES EN MATLAB SIMULINK

Con el propósito de ilustrar el resultado propuesto en este artículo se realiza una evaluación numérica a través de simulaciones en la plataforma de MATLAB Simulink. Los parámetros de Shah et al. (2014) se muestran en la Tabla 1 y los valores del controlador se encuentran en la Tabla 2. Las simulaciones se realizaron con incertidumbres de $\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 15\%$, $\pm 20\%$.

Parámetros	Valores nominal
R_s	0.225 [Ω]
R_m	0.00063 [Ω]
$L_d = L_q$	3.8 [mH]
J_m	0.012 [kgm ²]
n_p	3 [1]
ϕ	0.17 [Wb]

Tabla 1. Valores de parámetros nominales usados en las simulaciones realizadas.

Parámetros	Valores
K_1	90
K_2	85
γ	$\frac{1}{0.0125}$

Tabla 2. Valores del controlador usados en las simulaciones.

En la Figura 2 se compara los estados deseados y los del sistema PMSM nominal y con incertidumbre paramétrica, esto con el fin de poder observar de manera más clara. En estas gráficas se identifica una diferencia en los transitorios entre los estados deseados, el estado del sistema nominal y los estados del sistema que presentan incertidumbre paramétrica. En la Figura 3 se trazan los errores de seguimiento de los estados del sistema nominal y el sistema con las incertidumbres señaladas anteriormente. En esta figura se nota de manera más clara las diferencias que se presentan en los transitorios ilustradas en el seguimiento de los estados.

Finalmente en la Figura 4 se ilustran las entradas de control, es decir, los voltajes de entrada del sistema; comparando el control nominal sin incertidumbre paramétrica con el control que incluye la ley de adaptación con las incertidumbres paramétricas. A través de los resultados de estas simulaciones, se puede observar que el objetivo de control se cumple tanto para el caso nominal como para el sistema con incertidumbre, el cual cuenta con el control adaptable diseñado.

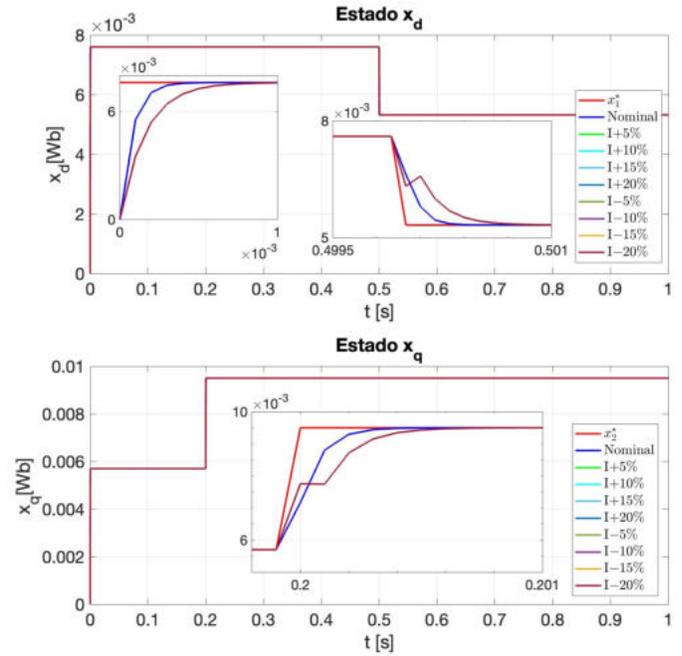


Figura 2. Gráficas del seguimiento de estados actuados x_d y x_q .

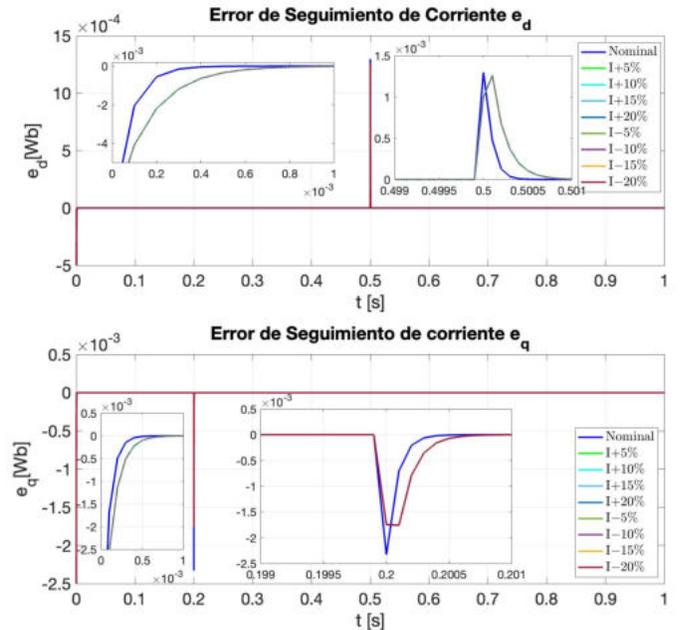


Figura 3. Gráficas de los errores de seguimiento e de los estados actuados.

5. CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolló un control para seguimiento de corriente para el sistema del PMSM en el marco de referencia rotativo dq considerando incertidumbre paramétrica del subsistema eléctrico, basando el esquema de control en los fundamentos del PBC y el marco de trabajo

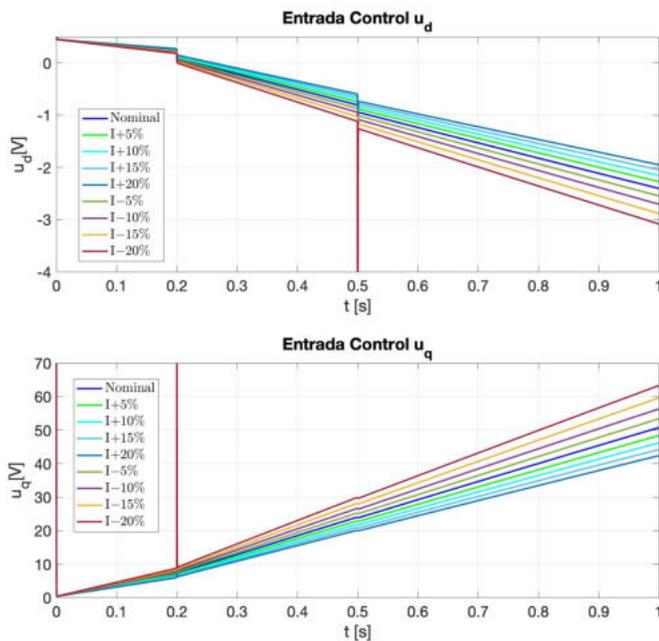


Figura 4. Gráficas de las entradas de control u_{dq}

del los sistemas PCH, los cuales nos permiten analizar la estructura del modelo y aprovechar las interconexiones y la disipación del mismo. A través de una metodología usada comúnmente para resolver el problema de seguimiento, se obtuvo la dinámica en coordenadas del error del subsistema eléctrico y aprovechando la estructura del modelo, se puede establecer las pruebas de estabilidad y garantizar la estabilidad asintótica del punto de equilibrio. Finalmente, a través de simulaciones se realiza una evaluación numérica, ilustrando el resultado teórico del esquema de control diseñado y como primer paso para una implementación futura.

REFERENCIAS

- Alfehaid, A.A., Strangas, E.G., and Khalil, H.K. (2020). Speed control of permanent magnet synchronous motor with uncertain parameters and unknown disturbance. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 29(6), 2639–2646.
- Chiasson, J. (2005). *Modeling and high performance control of electric machines*. John Wiley & Sons.
- El-Refaie, A.M. (2013). Motors/generators for traction/propulsion applications: A review. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, 8(1), 90–99.
- Hong, D.K., Hwang, W., Lee, J.Y., and Woo, B.C. (2018). Design, analysis, and experimental validation of a permanent magnet synchronous motor for articulated robot applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 54(3), 1–4. doi:10.1109/TMAG.2017.2752080.
- Kazerooni, M. and Kar, N.C. (2011). Methods for determining the parameters and characteristics of pmsm. In *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 955–960. IEEE.
- Kosaka, M. and Uda, H. (2009). Parameters identification for interior permanent magnet synchronous motor driven by sensorless control. *Journal of low frequency noise, vibration and active control*, 28(4), 269–283.
- Krause, P.C. (1986). Analysis of electric machinery mcgraw-hill book company. *New York*.
- Liu, K., Hou, C., and Hua, W. (2019). A novel inertia identification method and its application in pi controllers of pmsm drives. *IEEE Access*, 7, 13445–13454.
- Menon, R., Kadam, A.H., Azeez, N.A., and Williamson, S.S. (2016). A comprehensive survey on permanent magnet synchronous motor drive systems for electric transportation applications. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 6627–6632. doi:10.1109/IECON.2016.7793136.
- Rueda-Escobedo, J.G., Metzkwow, R., and Schiffer, J. (2023). Robust current control of ipmsm drives under uncertain and varying inductances. *Automatica*, 152, 110998.
- Shah, D., Espinosa-Pérez, G., Ortega, R., and Hilaiet, M. (2014). An asymptotically stable sensorless speed controller for non-salient permanent magnet synchronous motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 24(4), 644–668.
- Sun, Y., Yang, M., Wang, B., Chen, Y., and Xu, D. (2023). Precise position control based on resonant controller and second-order sliding mode observer for pmsm-driven feed servo system. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 9(1), 196–209. doi:10.1109/TTE.2022.3182027.
- Waide, P. and Brunner, C.U. (2011). Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems.
- Zeng, M.X. and Ouyang, W. (2013). Cnc servo system base on pmsm. In *Applied Mechanics and Materials*, volume 331, 267–270. Trans Tech Publ.