Memorias del 2024 Congreso Nacional de Control Automático
8-11 de Octubre, 2024. Ciudad de México, México.

An Evaluation of the Current Tracking PBC for Switched Reluctance Motors

Miguel Escobar-Tufiño * **Fernanda Ramos-García** *
Gerardo Espinosa-Pérez *

* *Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), 04510, Ciudad de México, México (e-mail: mig.escobart@gmail.com, ferramosgarcia03@gmail.com, gerardoe@unam.mx).*

Resumen: In this paper the problem of current tracking control for the three phases Switched Reluctance Motor (SRM) is approached from the Passivity Based Control (PBC) perspective. The methodology applied has two important steps; the first one is to analyze the system structure of the simplified Euler-Lagrange mathematical model of the SRM system, which allows the decomposition of the electrical and mechanical subsystems. Exploiting this property, the key to the control design is on the interconnection of the subsystems; where the current control is designed for the electrical subsystem and the mechanical subsystem, due to its passivity properties, can be considered as a passive perturbation. Also, it is proven that the angular velocity of the motor is bounded, therefore the mechanical subsystem is also bounded. To validate this result, a numerical evaluation is made with a Matlab/Simulink simulation performed with parameters of a three phase SRM 12/8 Emerson Electric Co.

Keywords: Pasivity Based Control, SRM System, Current Tracking.

1. INTRODUCCIÓN

Los motores eléctricos son dispositivos electromecánicos que transforman la energía eléctrica en energía mecánica y durante este proceso de conversión, parte de la energía eléctrica se pierde y se disipa en forma de calor. Sin embargo, en comparación con otras alternativas usadas, las máquinas eléctricas representan una opción eficiente, rentable y escalable para una gran cantidad de aplicaciones; en general, inviables para otras fuentes de energía. El uso de motores eléctricos de mayor eficiencia, menor costo y velocidad variable aumenta el nivel de electrificación de diversos sectores, mejora la eficiencia general del sistema, reduce los costos operativos y el consumo de energía eléctrica, al tiempo que disminuyen las emisiones de gases de efecto invernadero como se describen en Bilgin et al. (2022).

El motor de reluctancia conmutada (SRM por sus siglas en inglés) es una máquina eléctrica de arquitectura compleja que desempeña un papel importante en la expansión del mercado Araújo and Camacho (2020). Una de las principales ventajas del SRM es su bajo costo y sencilla construcción, que proporciona un funcionamiento fiable en un entorno duro, como el del transporte, minería y diversas áreas de las industrias, donde otros motores eléctricos no pueden ser usados por sus características. A pesar de los resultados presentes en la literatura, aún existen problemas a resolver para el SRM, como las elevadas ondulaciones de par y el ruido acústico, sólo por mencionar algunos.

Todas las virtudes que posee el SRM provocan gran interés por parte de la industria e investigación, de ahí la importancia de identificar las áreas de estudio que presenta el SRM para el desarrollo de esquemas de control que permitan resolver los objetivos de control con un desempeño deseado. Con esto en mente, es necesario diseñar e implementar técnicas de control que permitan lidiar con las dificultades que presenta la estructura dinámica del SRM, como son las no linealidades naturales del sistema y su dinámica subactuada. Dentro de la literatura, se encuentran resultados con diversas metodologías de diseño de esquemas de control, como la linealización por retroalimentación en Ilic'-Spong et al. (1987) compensan las no linealidades de estados y desacoplan el efecto de las corrientes de estator del par generado, aplicando la teoría de modos deslizantes en Li et al. (2011) proponen un control continuo para la regulación de velocidad usando una metodología de rediseño de Lyapunov y en Ali Akcayol (2004) se enfocan en resolver el problema de regulación de velocidad desde el enfoque de control difuso adaptable usando redes neuronales.

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

https://doi.org/10.58571/CNCA.AMCA.2024.031

El control basado en pasividad (PBC por sus siglas en inglés) es una técnica reconocida a través de la cual se han obtenido resultados favorables, cuya ley de control puede ser fácilmente interpretada en términos del manejo de la energía. Por esta razón, existen varios resultados reportados en la literatura donde desarrollan esquemas de control usando este enfoque, como en Espinosa-Perez et al. (2000), donde proponen un esquema de control que, a través de las propiedades de pasividad de la máquina, resuelve el problema de regulación de velocidad, primero resolviendo el seguimiento de par y añadiendo un lazo para el seguimiento de velocidad. En Espinosa-Perez et al. (2004) desarrollan un control para resolver el problema de seguimiento de par/velocidad/posición considerando los efectos de saturación de las bobinas del estator.En Loría et al. (2015) presentan un control por retroalimentación de estados para el desarrollo de un control que no requiera mediciones en las variables del rotor, probando estabilidad exponencial y entrada-estado estable.

La gran cantidad de resultados presentes en la literatura, como se muestran en revisiones de Ahn and Lukman (2018) y Fang et al. (2021), sugieren que los problemas de control presentes para esta motor estarían resueltos. Sin embargo, existen áreas de estudio abiertas para resolver problemas irresolutos, así como demostrar la implementación de los esquemas teóricos, además de que siempre existe una oportunidad para mejorar los desempeños de los resultados publicados a la fecha. La contribución de este trabajo se encuentra en el desarrollo del esquema de control de corrientes del SRM a través de una metodología, la cual se basa en las propiedades estructurales de la máquina eléctrica, específicamente en las propiedades de pasividad para garantizar el seguimiento de corrientes, además de la prueba matemática del esquema presentado, aunado a las evaluaciones numéricas a través de simulaciones en Matlab/Simulink donde se muestra el seguimiento correcto de las corrientes y el desempeño del esquema de control.

Este trabajo se encuentra distribuido de la siguiente manera; en la Sección 2 se describe el modelo general del SRM, donde se establece la relación de flujos y corrientes, obteniendo la representación del modelo matemático simplificado. En la Sección 3 se describe el diseño del controlador de corrientes con las pruebas de estabilidad correspondientes. Finalmente, se realiza una evaluación numérica a través de simulaciones en Matlab/Simulink en la Sección 4, y en la Sección 5 se presenta el trabajo futuro que se enfoca en la implementación del control en la maqueta experimental. Finalizando en la Sección 6 con las conclusiones.

2. MODELO DEL MOTOR DE RELUCTANCIA CONMUTADA

En este trabajo, se emplea un modelo matemático que describe la dinámica general para un SRM de 3 fases, donde se desprecia la inductancia mutua de las fases del estator, es decir, se considera que las fases del estator están desacopladas magnéticamente, descrito en Krishnan (2001).

$$\begin{aligned} u_j &= \dot{\psi}_j(\theta, i) + R i_j, \quad j = 1,2,3 \\ J\dot{\omega} &= T_e(\theta, i_1, i_2, i_3) - T_L \\ \dot{\theta} &= \omega \end{aligned} \tag{1}$$

donde $\dot{\psi}_j$ es el eslabonamiento de flujo, i_j es la corriente en el devanado, u_j es el voltaje aplicado a las terminales del devanado, J es la inercia total del rotor, R es la resistencia del devanado, θ la posición angular del rotor, ω es la velocidad angular, T_L es el par de carga, el cual se considera perturbación desconocida y el par mecánico de origen eléctrico generado T_e.

Con el fin de simplificar la relación no lineal entre flujos y corrientes, se emplea la aproximación lineal

$$\psi_j(\theta, i_j) = L_j(\theta) i_j \tag{2}$$

donde la inductancia de cada fase $L_j(\theta)$ se expresa como una serie de Fourier estrictamente positiva y truncada en la primera armónica,

$$L_j(\theta) = l_0 - l_1 \cos\left[N_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right] \tag{3}$$

donde l_0 y l_1 son constantes positivas, además se debe cumplir que $l_0 > l_1$ para garantizar que $L_j(\theta)$ sea estrictamente positiva, usado en Ahmad and Narayanan (2016).

La expresión anterior opera alrededor de un punto de equilibrio de corriente $i = 0$ donde se consideran valores de corrientes bajas para la operación del SRM.

Del subsistema mecánico el par mecánico de origen eléctrico es

$$T_e(\theta, i_1, i_2, i_3) = \sum_{j=1}^{3} T_j(\theta, i_j) = \sum_{j=1}^{3} \frac{1}{2} K_j(\theta) i_j^2 \tag{4}$$

donde $K_j(\theta)$ es la variación de la inductancia de fase respecto a la posición angular dada por

$$K_j(\theta) = \frac{\partial L_j(\theta)}{\partial \theta} = N_r l_1 \sin\left(N_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right) \tag{5}$$

Sustituyendo (2-5) en el modelo general (1) el modelo aproximado resulta

$$\begin{aligned} u_j &= L_j(\theta)\frac{di_j}{dt} + K_j(\theta)\dot{\theta} i_j + R i_j, \quad j = 1,2,3 \\ J\ddot{\theta} &= \sum_{j=1}^{m} \frac{1}{2} K_j(\theta) i_j^2 - T_L(\theta, \dot{\theta}) - R_m\ddot{\theta} \\ \dot{\theta} &= \omega \end{aligned} \tag{6}$$

donde R_m es la resistencia mecánica.

Considerando el modelo simplificado (6) para SRM, se escribe en forma Euler-Langrange como

$$\mathbf{u} = \mathbf{D}(\theta)\frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{i} + \mathbf{R}\mathbf{i}$$
$$J\ddot{\theta} = T_e(\theta, \mathbf{i}) - T_L - R_m\dot{\theta}$$

donde $\mathbf{u} = [u_1, u_2, u_3]^\top$ es el vector de entradas, $\mathbf{i} = [i_1, i_2, i_3]^\top$ corresponde al vector de corrientes, la matriz de inductancias se representa por

$$\mathbf{D}(\theta) = \mathrm{diag}\left\{L_1(\theta), L_2(\theta), L_3(\theta)\right\},$$

la matriz de interconexiones se expresa de la forma

$$\mathbf{C}(\theta) = \mathrm{diag}\left\{K_1(\theta), K_2(\theta), K_3(\theta)\right\}$$

y la matriz de disipación

$$\mathbf{R} = R\mathbf{I}_3.$$

con $\mathbf{I}_3$ como la matriz identidad de dimensión tres.

2.1 Interconexión de Subsistemas

Una de las propiedades de los sistemas pasivos es que la interconexión que preserva potencia de dos sistemas pasivos, preserva las propiedades de pasividad de los subsistemas interconectados Ortega (1998). Aprovechando esta propiedad del sistema SRM, se descompone el sistema en dos subsistemas; el subsistema eléctrico y el subsistema mecánico

$$\Sigma_e : \mathbf{u} = \mathbf{D}(\theta)\frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{i} + \mathbf{R}\mathbf{i} \tag{7}$$
$$\Sigma_m : J\ddot{\theta} = T_e(\theta, \mathbf{i}) - T_L - R_m\dot{\theta} \tag{8}$$

como se ilustra en la Figura 1, donde se puede identificar que el subsistema eléctrico es un sistema completamente actuado, mientras que el subsistema mecánico es un sistema no actuado, el cual se puede trabajar como una perturbación pasiva.

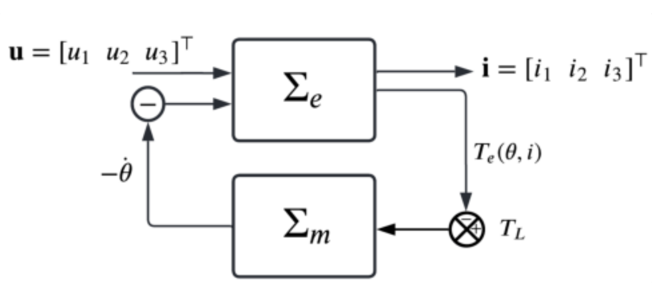

Figura 1. Diagrama de interconexión de los subsistemas eléctrico y mecánico del SRM.

Proposición 1. *Para ambos subsistemas se mantiene la propiedad de pasividad desde sus entradas hasta sus respectivas salidas*

$$\Sigma_e : \begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \to \begin{bmatrix} \mathbf{i} \\ T_e(\theta, \mathbf{i}) \end{bmatrix}$$
$$\Sigma_m : T_L - T_e(\theta, \mathbf{i}) \to -\dot{\theta}$$

Demostración. La prueba se basa en la propiedad de los sistemas electromecánicos que establece que la suma de las funciones de energía magnética y co-energía es igual al producto del enlace de flujo y los devanados de corriente, Meisel (1966). Para el modelo en estudio, se deduce que

$$W(\theta, \psi) + W'(\theta, \mathbf{i}) = \Psi^\top \mathbf{i} \tag{9}$$

donde la función de energía magnética total es

$$W(\theta, \Psi) = \sum_{j=1}^{3} W_j(\theta, \psi_j) = \sum_{j=1}^{3} \int_0^{\bar{\psi}_j} i_j(\theta, \psi_j)\, d\psi_j$$

con el vector de flujos $\Psi = [\psi_1, \psi_2, \psi_3]^\top$.

Por otro lado, la función de co-energía magnética total es

$$W'(\theta, \mathbf{i}) = \sum_{j=1}^{3} W_j(\theta, i_j) = \sum_{j=1}^{3} \int_0^{i_j} \psi_j(\theta, i_j)\, di_j$$

Se reescribe la función de energía magnética (9) como

$$W(\theta, \Psi) = \Psi^\top \mathbf{i} - W'(\theta, \mathbf{i}) \tag{10}$$

y obteniendo su derivada respecto del tiempo

$$\dot{W}(\theta, \Psi) = \left(\frac{d\Psi}{\partial t}\right)^\top \mathbf{i} - T_e(\theta, \mathbf{i})\dot{\theta} \tag{11}$$

y evaluando (11) a lo largo de las trayectorias del subsistema eléctrico se obtiene

$$\dot{W}(\theta, \Psi) = -\mathbf{i}^\top \mathbf{R}\mathbf{i} + \mathbf{u}^\top \mathbf{i} - T_e(\theta, \mathbf{i})\dot{\theta}. \tag{12}$$

Respecto al sistema mecánico, se demuestra la propiedad de pasividad a partir de la función de co-energía cinética

$$K'(\theta) = \frac{1}{2}J\dot{\theta}^2$$

obteniendo su derivada a lo largo de las trayectorias del subsistema mecánico resulta

$$\dot{K}'(\theta) = T_L - T_e(\theta, \mathbf{i}) \to -\dot{\theta}.$$

por lo tanto ambos subsistemas son pasivos desde sus entradas hasta sus salidas correspondientes. □

Considerando la interconexión de los subsistemas ilustrado en la Figura 1, es posible establecer el objetivo de control:

Encontrar una entrada de control $\mathbf{u}$ tal que dado el vector de corriente de sistema $\mathbf{i}$ tienda a las corrientes deseadas $\mathbf{i_d} = [i_{1d}, i_{2d}, i_{3d}]^\top$, es decir,

$$\lim_{t\to\infty} i_j - i_{jd} = 0, \qquad j = 1, 2, 3$$

con $\mathbf{i_d}$ acotada, garantizando estabilidad interna.

3. DISEÑO DEL CONTROL

El diseño del control se enfoca en visualizar al subsistema eléctrico (7) completamente actuado al cual se le determina su comportamiento referido a las corrientes deseadas, mientras que el subsistema mecánico (8) se puede visualizar como una perturbación pasiva, gracias a la interconexión que preserva potencia ilustrada en la Figura 1.

Para controlar la parte eléctrica del motor, es necesario describir el comportamiento de las corrientes de referencia deseadas, las cuales se definen como las corrientes $\mathbf{i}_d(t)$ para las cuales existe una $\mathbf{u}_d$ tal que cumplen con la dinámica

$$\mathbf{D}(\theta)\frac{d\mathbf{i}_d}{dt} + \mathbf{C}(\theta)\mathbf{i}_d\dot{\theta} + \mathbf{R}\mathbf{i}_d = \mathbf{u}_d \tag{13}$$

la cual es una copia del subsistema eléctrico (7).

Una metodología comúnmente usada para resolver el problema de control de seguimiento es convertir el problema de seguimiento en un problema de regulación a través de la obtención de las coordenadas del error. Tomando como base esta técnica, el problema de seguimiento de corriente se reformula a estabilizar el punto de equilibrio $e = i_j - i_{jd} = 0$. Sin embargo, para lograr este objetivo es necesaria la obtención de la dinámica en coordenadas del error para el subsistema eléctrico para realizar el diseño del esquema de control pertinente.

Proposición 2. *Considere el subsistema eléctrico* (7) *y las trayectorias deseadas* (13). *Suponga:*

$\boldsymbol{S}_1$. *El par de carga τ_L es acotado.*
$\boldsymbol{S}_2$. *Las corrientes deseadas i_{jd} son acotadas.*

Bajo estas condiciones la ley de control

$$\mathbf{u} = \mathbf{D}(\theta)\frac{d\mathbf{i}_d}{dt} + \mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{i}_d + \mathbf{R}\mathbf{i}_d - \mathbf{K}_v\mathbf{e} \tag{14}$$

donde

$$\frac{1}{2}N_r l_1 \sin\left(N_r\theta - (j-1)\frac{2\pi}{3}\right)\dot{\theta} + r + K_{jv} > 0; \quad j = 1,2,3$$

y $K_{vj} > N_r l_l|\dot{\theta}|$, garantiza la estabilidad asintótica del punto de equilibrio de la dinámica del error $e = 0$, con $\mathbf{K}_v = c_1|\dot{\theta}|\mathbf{I}_3$, donde $c_1 > N_r l_1$, asegurando estabilidad interna.

Demostración. La dinámica en coordenadas del error del subsistema eléctrico está dada por

$$\mathbf{D}(\theta)\frac{d\mathbf{e}}{dt} + \mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{e} + \mathbf{R}\mathbf{e} = \Phi$$

donde se define el error de corrientes como $\mathbf{e} = \mathbf{i} - \mathbf{i}_d$. En la expresión anterior se tiene que

$$\Phi = \mathbf{u} - \left\{\mathbf{D}(\theta)\frac{d\mathbf{i}_d}{dt} + \mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{i}_d + \mathbf{R}\mathbf{i}_d\right\} \tag{15}$$

Suponga temporalmente que $\dot{\theta}$ es acotada y considere la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2}\mathbf{e}^\top\mathbf{D}(\theta)\mathbf{e}$$

Obteniendo su derivada con respecto al tiempo se obtiene que

$$\dot{V} = \mathbf{e}^\top\mathbf{D}(\theta)\dot{\mathbf{e}} + \frac{1}{2}\mathbf{e}^\top\dot{\mathbf{D}}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{e}$$

y evaluando a lo largo de las trayectorias del sistema se llega a la expresión

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \mathbf{e}^\top\mathbf{D}(\theta)\dot{\mathbf{e}} + \frac{1}{2}\mathbf{e}^\top\mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{e} \\
&= \mathbf{e}^\top\mathbf{D}(\theta)\left(\mathbf{D}^{-1}(\theta)\left[-\mathbf{C}(\theta)\dot{\theta} - \mathbf{R} + \Phi\right]\mathbf{e}\right) + \frac{1}{2}\mathbf{e}^\top\mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{e} \\
&= -\mathbf{e}^\top\mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{e} - \mathbf{e}^\top\mathbf{R}\mathbf{e} + \mathbf{e}^\top\Phi + \frac{1}{2}\mathbf{e}^\top\mathbf{C}(\theta)\dot{\theta}\mathbf{e} \\
&= -\frac{1}{2}\mathbf{e}^\top\mathbf{C}(\theta)\mathbf{e} - \mathbf{e}^\top\mathbf{R}\mathbf{e} - \mathbf{e}^\top\Phi
\end{aligned}$$

en donde sustituyendo Φ y $\mathbf{u}$ toma la forma

$$\dot{V} = -\mathbf{e}^\top\left[\frac{1}{2}\mathbf{C}(\theta)\dot{\theta} + \mathbf{R} + \mathbf{K}_v\right]\mathbf{e} < 0$$

por lo que se cumple la desigualdad si y solo si el término

$$\left[\frac{1}{2}\mathbf{C}(\theta)\dot{\theta} + \mathbf{R} + \mathbf{K}_v\right] > 0$$

para todo θ y $\dot{\theta}$.

Bajo estas condiciones, se demuestra que el punto de equilibrio $e = 0$ es globalmente asintoticamente estable siempre y cuando $\dot{\theta}$ sea acotada.

Para garantizar que el subsistema mecánico no afecte la estabilidad del subsistema eléctrico, se debe demostrar que $\dot{\theta}$ es acotado. Para esto, considere la ecuación mecánica del motor dada por

$$\ddot{\theta} = \underbrace{T_e(\theta,\mathbf{i})\frac{1}{J} - T_L\frac{1}{J}}_{\tau} - R_m\frac{\dot{\theta}}{J}$$

donde se define τ como una perturbación acotada debido a que se cumplen las suposiciones $\mathbf{S}_1$, $\mathbf{S}_2$ y que el efecto de θ es acotado. Mas aún, se obtiene que

$$\ddot{\theta} \leq -R_m\frac{\dot{\theta}}{J} + ||\alpha(t)||$$

con $\alpha(t)$ una función variante en el tiempo que representa el comportamiento de τ.

De esta última expresión y aplicando la desigualdad de Gronwall-Bellman se concluye la prueba al demostrar que $\dot{\theta}$ está acotada.

□

4. SIMULACIONES EN MATLAB SIMULINK

Con el propósito de examinar el resultado propuesto en este artículo, se realiza una evaluación numérica a través de simulaciones en la plataforma de MATLAB Simulink donde se usa un paso de integración de 1×10^{-5} y un método numérico fijo (ODE). En la Figura 2 se presenta el perfil de corriente de una de las 3 fases del motor, obtenido a partir de un enfoque comúnmente usado para

https://doi.org/10.58571/CNCA.AMCA.2024.031

el SRM conocido como par compartido, el cual obtiene las corrientes deseadas a partir de

$$i_{jd} = \begin{cases} \sqrt{2m_j(\theta)T_d K_j^{-1}(\theta)} & \text{si } K_j(\theta) \neq 0 \\ 0 & \text{de lo contrario} \end{cases} \quad (16)$$

donde el par deseado es obtenido con la suma del par deseado de cada fase, de la forma

$$T_d = \frac{1}{2}K_1(\theta)i_{1d}^2 + \frac{1}{2}K_2(\theta)i_{2d}^2 + \frac{1}{2}K_3(\theta)i_{3d}^2.$$

Los parámetros usados del motor trifásico se muestran en la Tabla 1

Parámetros	Valores nominal
R	2.5 [Ω]
J_m	0.001 [kgm^2]
l_0	30.75 [mH]
l_1	21.25 [mH]
N_r	12 [1]
N_s	8 [1]

Tabla 1. Parámetros nominales del SMR 12/8 de Emerson Electric Co.

Obteniendo como resultado de simulación el comportamiento de la corriente de la fase A expuesto en la Figura 2, debido a que las 3 fases del SRM presentan un comportamiento similar y por simplicidad se muestra sólamente el perfil obtenido para dicha fase, donde se muestra que el comportamiento deseado ilustrado por la línea punteada azul y el comportamiento del sistema correspondiente a la línea continua roja, además es importante recalcar que dicha señal no sobrepasa el valor de 1 [A].

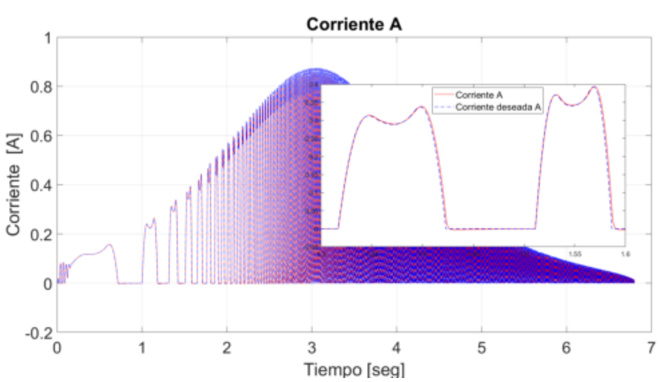

Figura 2. Perfil de corriente deseado y corriente seguida por el SRM para la fase A

Para tener una mejor perspectiva del seguimiento de las corrientes, en la Figura 3 se muestra el error entre la corriente deseada y la corriente del sistema de cada una de las 3 fases (A,B,C) donde se presentan pequeños picos no mayores a 0.1 [A]. Estos errores se presentan en los cambios más súbitos de las corrientes deseadas y se pueden asociar a que se está trabajando con una aproximación lineal sobre el modelo matemático. A pesar de estos errores

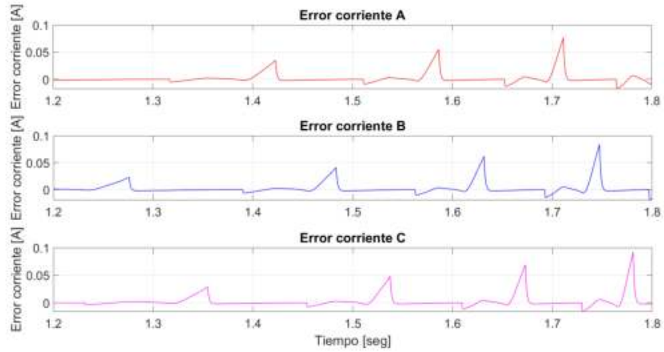

Figura 3. Gráficas del error de corrientes de cada fase

que se presentan, se obtiene un comportamiento favorable en los perfiles de corriente deseados.

Finalmente, para tener una perspectiva general del desempeño del esquema de control, en la Figura 4 se presentan las señales de voltaje provenientes del controlador para cada una de las fases del SRM, las cuales tienen un comportamiento similar debido a la similitud de las características físicas de cada fase.

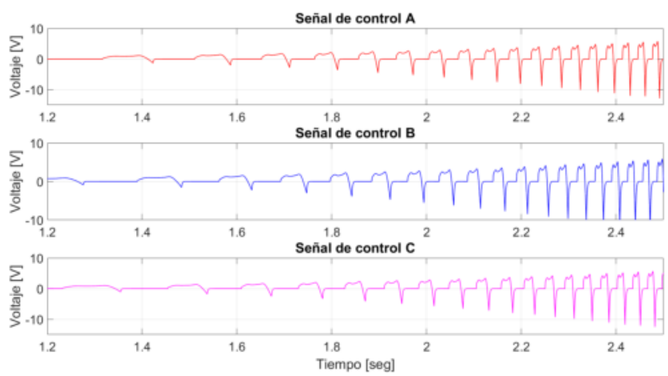

Figura 4. Señales de control, voltajes por fases

Por último, para verificar que se cumple con todas las condiciones, En la Figura 5 se muestra el perfil de velocidad obtenido, el cual está acotado de 0 a 100[rad/s] cumpliendo con la condición del subsistema mecánico para ser considerado como una perturbación pasiva y afectar las condiciones de estabilidad del subsistema eléctrico.

5. TRABAJO FUTURO

La evaluación experimental se realizará en el Laboratorio de Control, ubicado en la Unidad de Posgrado de la Facultad de Ingeniería, UNAM, utilizando un motor de Emerson Electric Co. descrito en la sección anterior.

La maqueta experimental armada se expone en la Figura 6 donde en 1 se encuentra el SRM de Emerson Electric, en 2 se ubica la tarjeta de medición de corrientes fabricada en el laboratorio de control y el convertidor de potencia

https://doi.org/10.58571/CNCA.AMCA.2024.031

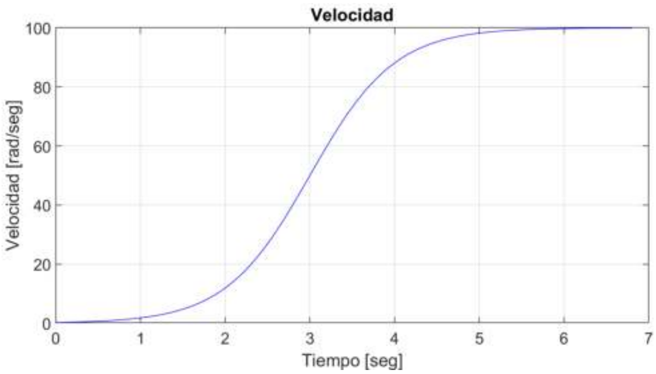

Figura 5. Velocidad del motor SRM

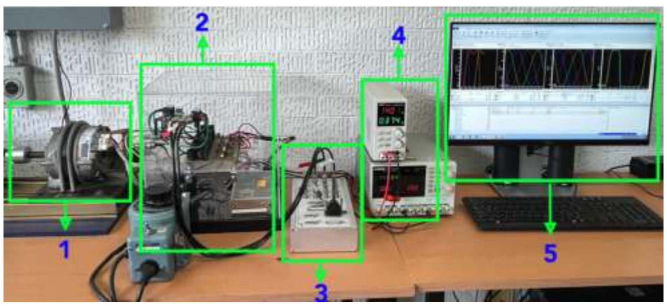

Figura 6. Maqueta experimental del Motor de Reluctancias Conmutadas

necesario para alimentar al SRM, en 3 se encuentra el panel de conexión dSPACE CP1104 donde se lee la señal del encoder del SRM para determinar su posición, así como de la tarjeta de corrientes, además genera las señales PWM que son alimentadas el convertidor de potencia, en 4 las fuentes de alimentación y en 5 se encuentra la computadora donde se programará el control y donde se visualizan las señales medidas a través del software Control Desk.

6. CONCLUSIONES

En este trabajo, se desarrolló un control basado en pasividad (PBC) para el seguimiento de corrientes de un SRM de 3 fases. Al utilizar esta metodología de diseño, es posible visualizar al sistema completo como en la interconexión de dos sistemas pasivos, lo cual permite trabajar con la dinámica en coordenadas del error del subsistema eléctrico y aprovechando la estructura del modelo, se puede garantizar la estabilidad asintótica del punto de equilibrio. Al realizar una evaluación numérica utilizando parámetros nominales de un SRM en especifico, se puede prever un comportamiento y desempeño que mediante la evaluación numérica es posible verificar. Finalmente, al llevar a cabo la implementación, será posible identificar retos tanto en la parte de electrónica de potencia como de instrumentación al realizar la medición exacta de corrientes.

REFERENCIAS

Ahmad, S.S. and Narayanan, G. (2016). A simplified flux linkage characteristics model of switched reluctance machine. In *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, 1–6.

Ahn, J.W. and Lukman, G.F. (2018). Switched reluctance motor: Research trends and overview. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2(4), 339–347.

Ali Akcayol, M. (2004). Application of adaptive neuro-fuzzy controller for SRM. *Advances in Engineering Software*, 35(3-4), 129–137.

Araújo, R.E. and Camacho, J.R. (2020). *Modelling and Control of Switched Reluctance Machines*. IntechOpen, Rijeka.

Bilgin, B., Jiang, J., and Emadi, A. (2022). *Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications*. Taylor & Francis Group.

Espinosa-Perez, G., Maya-Ortiz, P., Velasco-Villa, M., and Sira-Ramirez, H. (2000). On the control of switched reluctance motors. In *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 2, 413–418. IEEE, Cholula, Puebla, Mexico.

Espinosa-Perez, G., Maya-Ortiz, P., Velasco-Villa, M., and Sira-Ramirez, H. (2004). Passivity-Based Control of Switched Reluctance Motors With Nonlinear Magnetic Circuits. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 12(3), 439–448.

Fang, G., Pinarello Scalcon, F., Xiao, D., Vieira, R., Grundling, H., and Emadi, A. (2021). Advanced Control of Switched Reluctance Motors (SRMs): A Review on Current Regulation, Torque Control and Vibration Suppression. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, 2, 280–301.

Ilic'-Spong, M., Marino, R., Peresada, S., and Taylor, D. (1987). Feedback linearizing control of switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 32(5), 371–379.

Krishnan, R. (2001). *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*. CRC press.

Li, Y., Tang, Y., Chang, J.b., and Li, A.h. (2011). Continuous sliding mode control and simulation of SRM. In *IEEE 10th International Conference on Cognitive Informatics and Cognitive Computing (ICCI-CC'11)*, 314–317. IEEE, Banff, AB, Canada.

Loría, A., Espinosa-Pérez, G., and Chumacero, E. (2015). Robust passivity-based control of switched-reluctance motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 25(17), 3384–3403.

Meisel, J. (1966). *Principles of Electromechanical-energy Conversion*. McGraw-Hill electrical and electronic engineering series. McGraw-Hill.

Ortega, R. (1998). Passivity-based control of euler-lagrange systems : mechanical, electrical and electromechanical applications.

