

CONTROL DE VELOCIDAD BASADO EN MODOS DESLIZANTES CON APROXIMACIONES DE LA FUNCIÓN SIGNO PARA UN MOTOR SÍNCRONO

SPEED CONTROL BASED ON SLIDING MODES WITH SIGN FUNCTION APPROXIMATIONS FOR A SYNCHRONOUS MOTOR

David Marcos Andrade

Universidad Politécnica de Tulancingo, México
david.marcos2315006@upt.edu.mx

Francisco Beltrán Carbajal

Universidad Autónoma Metropolitana, México
fbeltran@azc.uam.mx

Juan Eduardo Esquivel Cruz

Universidad Politécnica de Tulancingo, México
juan.esquivel2115002@upt.edu.mx

Iván de Jesús Rivas Cambero

Universidad Politécnica de Tulancingo, México
ivan.rivas@upt.edu.mx

Alexis Castelán Pérez

Universidad Politécnica de Tulancingo, México
alexis.castelan1294@upt.edu.mx

Recepción: 23/noviembre/2023

Aceptación: 26/diciembre/2023

Resumen

En el contexto del crecimiento en la demanda de motores eléctricos para el desarrollo de sistemas de transporte modernos sustentables ambientalmente, se requieren constantes mejoras en eficiencia y fiabilidad de sus sistemas de control. En el presente artículo, se evalúan diversas aproximaciones continuas de la función signo en el control de velocidad por modos deslizantes para un motor síncrono como una solución alternativa para suprimir el fenómeno indeseable denominado *chattering*. Esta técnica de control se utiliza para mantener un sistema dinámico en un “modo deslizante”, una región de operación deseada o una superficie en la que el sistema se comporta de manera predefinida. En este sentido, la metodología de diseño de control basada en modos deslizantes ha demostrado ser efectiva en el

desarrollo de técnicas para regular la operación de máquinas eléctricas en presencia de una amplia clase de perturbaciones dinámicas inciertas. A partir de un modelo de la dinámica no lineal del motor se deriva un controlador para ejecutar tareas de seguimiento de perfiles de velocidad. Se realiza un análisis comparativo con aproximaciones continuas de la función signo mediante simulaciones. Esta evaluación se enfoca en determinar la eficacia en la respuesta del sistema. Como resultado de este estudio, diferentes respuestas son obtenidas que incluyen una reducción significativa e incluso la eliminación del fenómeno de *chattering*. Los resultados de este análisis son valiosos ya que contribuyen a la mejora de los esquemas de control de velocidad en motores síncronos. Esta mejora se traduce en un aumento de la robustez y eficiencia del sistema, lo que lo hace adecuado para una amplia gama de aplicaciones.

Palabras Clave: Control de motores síncronos, Control por modos deslizantes, Chattering, Función signo.

Abstract

In the context of the growing demand for electric motors in developing environmentally sustainable modern transportation systems, constant improvements in the efficiency and reliability of their control systems are required. In this article, various continuous sign function approximations are evaluated for a synchronous motor sliding-mode speed control as an alternative solution to suppress the undesirable phenomenon known as chattering. This control technique is used to maintain a dynamic system in a sliding mode, a desired operating region or a surface on which the system behaves in a predefined manner. In this sense, the control design methodology based on sliding modes has proven effective in developing techniques to regulate the operation of electric machines in the presence of a wide class of uncertain dynamic disturbances. A controller is derived from a model of the nonlinear dynamics of the motor to perform speed profile tracking tasks. A comparative analysis is conducted with sign function continuous approximations through simulations. This evaluation focuses on determining the system's response effectiveness. As a result of this study, different responses are obtained, including a

significant reduction and even the chattering phenomenon elimination. The findings from this analysis are valuable as they contribute to improving speed control schemes in synchronous motors. This improvement increases system robustness and efficiency, making it suitable for various applications.

Keywords: *Chattering, Sign function, Sliding mode control, Synchronous motor control.*

1. Introducción

Un esquema de control eficiente en motores eléctricos permite incrementar su fiabilidad al mejorar su consumo energético. Los esquemas de control de velocidad basados en modos deslizantes permiten aprovechar la característica de responder ante perturbaciones mejorando la respuesta del sistema. Con el uso de distintos enfoques de diseño, se pueden reducir el número de cálculos complejos, disminuir el costo computacional y en consecuencia mejorar la robustez del controlador [Zhang, 2023]. Es de vital importancia una operación adecuada de un motor eléctrico para mantener un buen desempeño de los dispositivos conmutadores de potencia, los cuales tienden a degradarse por fenómenos de variación de temperatura, variación de parámetros etc. Los esquemas de control basados en modos deslizantes en combinación con tablas de búsqueda permiten un comportamiento eficiente en la señal de control [Akhil, 2020]. Algunos enfoques de este tipo de controlador en motores eléctricos utilizan la función signo para generar la señal de control, en consecuencia, el fenómeno indeseable denominado *chattering* aparece. Los usos de aproximaciones suavizadas (continuas) de funciones sigmoides reducen este fenómeno [Tarchala, 2013]. Existen propuestas variadas de aproximaciones de dicha función. La ventaja de estas funciones es su continuidad y cambio en la pendiente, de acuerdo con la aplicación estos enfoques pueden ser de gran utilidad en control de modos deslizantes aplicado en motores síncronos [Sadeghi, 2019], [Kyurkchiev, 2017] y [Shokouhi, 2018].

Los motores síncronos son ampliamente utilizados en aplicaciones de ingeniería como sistemas robóticos, máquinas CNC, bombas, elevadores y en la actualidad han aumentado su presencia en vehículos eléctricos. Para mejorar su desempeño,

distintos esquemas de control aplicados en motores síncronos están siendo extendidos con el objetivo de incrementar su eficiencia y robustez ante perturbaciones adversas. Así, es importante tener en cuenta la presencia de perturbaciones desconocidas que pueden afectar el funcionamiento adecuado de un motor síncrono tales como, incertidumbre paramétrica, dinámicas no consideradas en el modelo matemático y torque de carga variable. Por lo tanto, al diseñar esquemas de control y tomar en cuenta estos fenómenos se permite la obtención de señales de control adecuadas que permitan contrarrestar su efecto [Beltran-Carbajal, 2019] y [Beltran-Carbajal, 2020]. Otra alternativa para mejorar el desarrollo de estrategias de control es la integración de inteligencia artificial. Este enfoque demuestra su robustez y eficiencia en sistemas complejos como suspensiones electromagnéticas [Beltran-Carbajal, 2023]. Diversas estrategias de control se han mejorado en años recientes debido a las necesidades de optimizar el consumo energético. Las técnicas de control de alta eficiencia y robustas ante perturbaciones, en conjunto con técnicas de modulación por ancho de pulso, mejoran el rendimiento de los dispositivos utilizados para operar este tipo de máquinas eléctricas [Cheng, 2020] y [Sain, 2020]. Las mejoras en controladores aplicados en motores eléctricos permiten obtener menores pérdidas de potencia, mejorando la autonomía en vehículos eléctricos híbridos. En consecuencia, el comportamiento del sistema eléctrico es mejorado considerablemente, el motor de combustión interna reduce las emisiones de componentes dañinos para el medio ambiente, por lo que la mejora continua en esquemas de control de motores eléctricos que permita un óptimo uso de la energía eléctrica se verá relegado en una mayor autonomía en vehículos híbridos [Xiong, 2019].

De acuerdo con los estudios revisados, la mejora en los esquemas de control de máquinas eléctricas conduce a un rendimiento óptimo y una respuesta más eficiente frente a perturbaciones. Este manuscrito presenta un esquema de control de velocidad basado en modos deslizantes en conjunto con la técnica de control Proporcional - Integral - Derivativa (PID). El diseño parte del modelo dinámico del motor síncrono e incorpora aproximaciones continuas de la función signo en la acción de control deslizante. Se realizan simulaciones en el entorno de Matlab para

evaluar la respuesta ante una entrada de torque variable. Esta técnica de control se utiliza ampliamente en sistemas similares debido a su robustez. Sin embargo, la respuesta del sistema a menudo presenta el fenómeno de *chattering*. Para abordar esto, la función signo se sustituye por cinco aproximaciones en el esquema de control de velocidad, lo que reduce significativamente este fenómeno y, en algunos casos, lo elimina por completo, logrando una respuesta suave. Se realiza un análisis exhaustivo de los resultados, con un enfoque en la aproximación que demuestra un mejor desempeño en la reducción del *chattering*.

La organización de este documento comienza con la sección de métodos, que describe el desarrollo del esquema de control de velocidad. Seguidamente, en la sección de resultados, se presentan las simulaciones realizadas con las cinco aproximaciones de la función signo, evaluando la reducción e incluso la eliminación de este fenómeno. Finalmente, en las secciones de discusión y conclusiones, se destacan las ventajas y limitaciones de estos esquemas de control.

2. Métodos

En esta sección, se describe el desarrollo de un esquema de control que combina las técnicas Proporcional - Integral - Derivativa y modos deslizantes. El controlador PID aporta una acción proporcional que responde a las diferencias instantáneas entre la señal de referencia y la señal de salida, una acción integral que corrige errores a largo plazo y una acción derivativa que suaviza la respuesta ante cambios bruscos. La técnica de modos deslizantes, por otro lado, ofrece una estrategia de control que busca mantener el sistema en un "modo deslizante" donde el error converge rápidamente a cero. La inclusión de la compensación integral en el término deslizante garantiza que el error en estado estacionario sea eliminado de manera efectiva, lo que resulta en un controlador más preciso y robusto [Edwards, 1998], [Nise, 2015] y [Utkin, 2009].

Modelo de la dinámica no lineal del motor síncrono

En el presente estudio la dinámica del motor síncrono no lineal es transformada a través del marco de referencia $dq0$ y se describe por las ecuaciones 1 a 3.

$$\frac{d}{dt}i_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{PL_q}{L_d}i_q\omega + \frac{1}{L_d}u_d \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{PL_d}{L_q}i_d\omega - \frac{P\lambda_m}{L_q}\omega + \frac{1}{L_q}u_q \quad (2)$$

$$J\frac{d}{dt}\omega = \frac{3}{2}P\lambda_m i_q - b\omega + \tau_L \quad (3)$$

Donde i_d e i_q representan las señales de corriente eléctrica en el eje directo y en el eje de cuadratura, respectivamente. La velocidad angular de la flecha del motor se denota por ω . L_d es la inductancia del eje directo, L_q la inductancia del eje de cuadratura, R_s la resistencia de armadura, J el momento de inercia y b el coeficiente de amortiguamiento viscoso. El número de pares de polos se indica como P y el flujo magnético del imán permanente por λ_m . El torque de carga variable afectando la dinámica del rotor del motor se describe por τ_L . Además, se considera $L_d = L_q$.

Control por modos deslizantes con compensación integral

El controlador del motor se diseña en dos etapas, en la primera se propone un control para la corriente del eje directo, se establece una trayectoria de referencia para la corriente del eje directo $i_d^* = 0$ con el objetivo de simplificar el controlador de velocidad angular. Se parte de la ecuación 1 en donde se propone una variable auxiliar v_d para el desarrollo del controlador como lo muestra la ecuación 4.

$$v_d = \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{PL_q}{L_d}i_q\omega + \frac{1}{L_d}u_d \quad (4)$$

Seguidamente, se propone el controlador descrito por la ecuación 5. Los primeros tres términos representan una acción de control de tipo PID. El cuarto término es la acción de control por modos deslizantes donde W_d es la ganancia del controlador.

$$v_d = \frac{d}{dt}e_d - \alpha_{1,d}e_d - \alpha_{0,d} \int_0^t e_d(\tau) d\tau - W_d \text{sign}(\sigma_d) \quad (5)$$

La superficie de deslizamiento descrita por σ_d se utiliza en la acción de control deslizante para estabilizar el sistema y llevar la corriente del eje directo hacia la trayectoria de referencia i_d^* y es descrita por la ecuación 6.

$$\sigma_d = e_d + \alpha_{1,d} \int_0^t e_d(\tau) d\tau + \alpha_{0,d} \int_0^t \int_0^{\tau_2} e_d(\tau_1) d\tau_1 d\tau_2 \quad (6)$$

Con las definiciones del error dadas como lo describen las ecuaciones 7 y 8.

$$e_d = i_d - i_d^* \quad (7)$$

$$\frac{d}{dt} e_d = \frac{d}{dt} i_d - \frac{d}{dt} i_d^* \quad (8)$$

Para la sintonización de las ganancias del controlador $\alpha_{1,d}$ y $\alpha_{0,d}$ se propone un polinomio estable de segundo orden mostrado en la ecuación 9.

$$P_d(s) = (s + \lambda_d)^2 = s^2 + 2\lambda_d s + \lambda_d^2 \quad (9)$$

Esto permite establecer las ganancias como $\alpha_{1,d} = 2\lambda_d$ y $\alpha_{2,d} = \lambda_d^2$. A continuación, se despeja u_d de la ecuación 4 y se obtiene el controlador para el eje directo descrito por la ecuación 10.

$$u_d = L_d \left[\begin{aligned} & \frac{d}{dt} i_d^* - \alpha_{1,d} e_d - \alpha_{0,d} \int_0^t e_d(\tau) d\tau - W_d \text{sign}(\sigma_d) \dots \\ & + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{PL_q}{L_d} i_q \omega \end{aligned} \right] \quad (10)$$

En la segunda etapa del controlador se toma como referencia la ecuación 3, la cual se deriva con respecto al tiempo como se desarrolla en la ecuación 11.

$$\frac{d^2}{dt^2} \omega = \frac{3P\lambda_m}{2J} \frac{di_q}{dt} - \frac{b}{J} \frac{d\omega}{dt} \quad (11)$$

Seguidamente, se sustituye el valor de la derivada de i_q con lo que se obtiene la ecuación 12.

$$\frac{d^2}{dt^2} \omega = \frac{3P\lambda_m}{2J} \left[-\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{PL_d}{L_q} i_d \omega - \frac{P\lambda_m}{L_q} \omega + \frac{1}{L_q} u_q \right] - \frac{b}{J} \frac{d\omega}{dt} \quad (12)$$

Para esta etapa del controlador se emplea nuevamente una variable auxiliar definida por la ecuación 13.

$$v_q = \frac{d^2 \omega}{dt^2} \quad (13)$$

Ahora se propone el controlador para el eje de cuadratura descrito por la ecuación 14 siguiendo una estructura similar a la descrita previamente en la ecuación 5.

$$v_q = \frac{d^2}{dt^2} e_\omega - \alpha_{2,q} \frac{d}{dt} e_\omega - \alpha_{1,q} e_\omega - \alpha_{0,q} \int_0^t e_\omega(\tau) d\tau - W_q \text{sign}(\sigma_q) \quad (14)$$

La superficie de deslizamiento σ_q es descrita por la ecuación 15, en la cual la compensación integral en la superficie implica una mejora la capacidad del controlador para seguir de manera precisa una trayectoria de referencia deseada además de eliminar los errores en estado estable.

$$\sigma_q = \frac{d}{dt} e_\omega + \alpha_{2,q} e_\omega + \alpha_{1,q} \int_0^t e_\omega(\tau) d\tau + \alpha_{0,q} \int_0^t \int_0^{\tau_2} e_\omega(\tau) d\tau_1 d\tau_2 \quad (15)$$

Los errores se definen como lo muestran las ecuaciones 16 a 18.

$$e_\omega = \omega - \omega^* \quad (16)$$

$$\frac{d}{dt} e_\omega = \frac{d}{dt} \omega - \frac{d}{dt} \omega^* \quad (17)$$

$$\frac{d^2}{dt^2} e_\omega = \frac{d^2}{dt^2} \omega - \frac{d^2}{dt^2} \omega^* \quad (18)$$

Donde ω^* es la trayectoria de referencia de velocidad angular del motor. Para la sintonización de las ganancias del controlador se propone un polinomio estable de tercer orden desarrollado en la ecuación 19.

$$P_q(s) = (s + \lambda_q)^3 = s^3 + 3\lambda_q s^2 + 3\lambda_q^2 s + \lambda_q^3 \quad (19)$$

Así que las ganancias pueden ser definidas como $\alpha_{2,q} = 3\lambda_q$, $\alpha_{1,q} = 3\lambda_q^2$ y $\alpha_{0,q} = \lambda_q^3$. Para finalizar se despeja u_q que describe el controlador en el eje de cuadratura mostrado en la ecuación 20.

$$u_q = \frac{2 J L_q}{3 P \lambda_m} \left[\begin{array}{l} \frac{d^2}{dt^2} \omega^* - \alpha_{2,q} \frac{d}{dt} e_\omega - \alpha_{1,q} e_\omega - \alpha_{0,q} \int_0^t e_\omega(\tau) d\tau - W_q \text{sign}(\sigma_q) \\ + \frac{b}{J} \frac{d}{dt} \omega + \frac{3 P^2 \lambda_m^2}{2 J L_q} \omega + \frac{3 P \lambda_m R_s}{2 J L_q} i_q + \frac{3 \lambda_m P^2 L_d}{2 J L_q} i_d \omega \end{array} \right] \quad (20)$$

Para el seguimiento de trayectoria de velocidad ω^* del controlador se propone una curva de Bezier para obtener un cambio suave en un intervalo de tiempo $[t_1, t_2]$, las trayectorias planificadas se describen por la ecuación 21.

$$\omega^* = \begin{cases} \omega_1, & \text{para } 0 \leq t < t_1 \\ \omega_1 + (\omega_2 - \omega_1) \mathfrak{B}_\omega, & \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \\ \omega_2, & \text{para } t < t_2 \end{cases} \quad (21)$$

Donde \mathfrak{B}_ω es la referencia de la curva de Bezier mostrada en la ecuación 22.

$$\mathfrak{B}_\omega = \sum_{k=1}^9 r_k \left(\frac{t - t_1}{t_2 - t_1} \right)^{2+k} \quad (22)$$

3. Resultados

En esta sección se describen los resultados obtenidos en simulación dentro del entorno de Matlab al sustituir la función signo por aproximaciones. Existen diversas propuestas de la función signo, el parámetro ϵ permite suavizar la pendiente de la función y así suavizar la respuesta del sistema, se presentan cinco aproximaciones de esta función, las ecuaciones 23 y 24 muestran aproximaciones generales, la ecuación 25 muestra la aproximación tangente hiperbólica, seguida por la ecuación 26 que muestra la aproximación arco tangente y finalmente la ecuación 27 muestra otra aproximación general. Cada una de estas fórmulas propone una variación en la pendiente de la función signo, lo que resulta en una respuesta más suave del sistema en comparación con la función signo estándar “ $Sign_1$ ”.

$$Sign_2(\sigma) = \frac{\sigma}{|\sigma| + \epsilon} \quad (23)$$

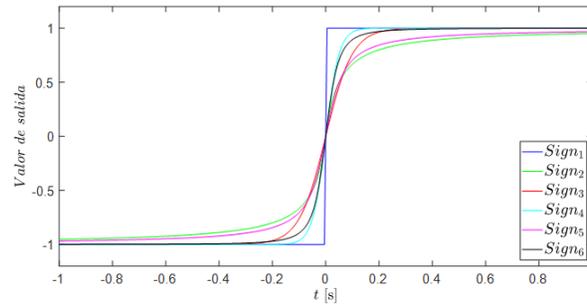
$$Sign_3(\sigma) = \frac{2}{1 + e^{-\frac{\sigma}{\epsilon}}} - 1 \quad (24)$$

$$Sign_4(\sigma) = \tanh \frac{\sigma}{\epsilon} \quad (25)$$

$$Sign_5(\sigma) = \frac{2}{\pi} \operatorname{atan} \frac{\sigma}{\epsilon} \quad (26)$$

$$Sign_6(\sigma) = \frac{\frac{\sigma}{\epsilon}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\epsilon}\right)^2}} \quad (27)$$

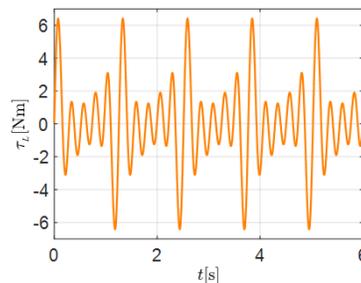
La figura 1 muestra la función signo estándar (“ $Sign_1$ ”) y las cinco aproximaciones descritas por las ecuaciones previamente mencionadas, normalizadas para que sus valores estén en el rango de ± 1 , con un parámetro ϵ de 0.05, al aumentar el valor de ϵ se visualiza una pendiente suavizada, a pesar de las diferencias notables en la gráfica, cada ecuación asemeja el comportamiento de la función signo y pueden ser de gran utilidad en el diseño de control por modos deslizantes.



Fuente: elaboración propia.

Figura 1 Función signo estándar y diferentes aproximaciones continuas.

Dentro del modelo del motor se considera un torque de carga variable mostrado en la figura 2 el cual está representado por la suma de componentes armónicas de la ecuación 28.



Fuente: elaboración propia.

Figura 2 Torque de carga aplicado al motor.

$$\tau_L = \sum_{i=1}^4 A_i \sin(\omega_i t) \quad (28)$$

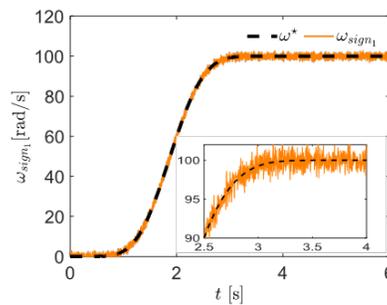
La tabla 1 muestra los parámetros de amplitud y frecuencia utilizados en el torque. A pesar de la presencia de estas oscilaciones, la técnica de control de modos deslizantes muestra una buena capacidad de respuesta ante estas perturbaciones. El proceso de simulación comienza evaluando la función signo estándar en el término de control deslizante, esta acción permite determinar la dirección del ajuste necesario para llevar el sistema a su estado deseado. El resultado de la simulación se muestra en la figura 3, se observa claramente la presencia del fenómeno de *chattering*, el cual se manifiesta como la presencia de oscilaciones de alta frecuencia en la respuesta y en las señales de control. Seguidamente la figura 4

muestra los voltajes de control generados en el eje directo y el eje de cuadratura de misma manera con presencia del fenómeno de *chattering*.

Tabla 1 Valores de amplitud y frecuencia del torque de carga variable.

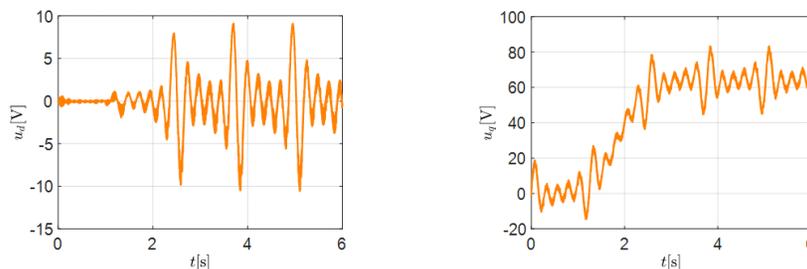
Amplitud [N]	Frecuencia [rad/s]
$A_1 = 1$	$\omega_1 = 10$
$A_2 = 1.5$	$\omega_2 = 15$
$A_3 = 2$	$\omega_3 = 20$
$A_4 = 2.5$	$\omega_4 = 25$

Fuente: elaboración propia.



Fuente: elaboración propia.

Figura 3 Respuesta del sistema utilizando la función signo estándar.



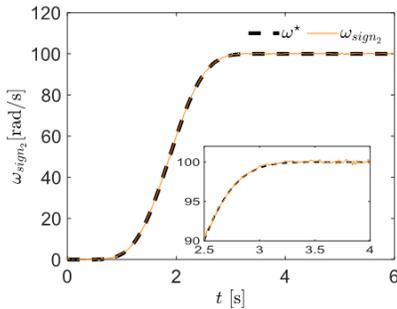
a) Señal de control en el eje directo. b) Señal de control en el eje de cuadratura.

Fuente: elaboración propia.

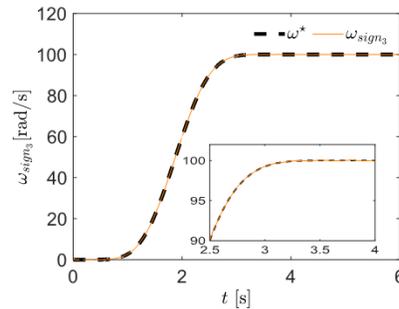
Figura 4 Señales de control con función signo estándar.

Mediante la ecuación 17 con una pendiente suavizada de la función, una mejora significativa en la respuesta del sistema se observa en la figura 5a, así como en las señales de control en la figura 6. Además, al evaluar el resto de las aproximaciones e incrementar el valor del parámetro ϵ , se observa una reducción en el fenómeno de *chattering*. A medida que se incrementa el valor de ϵ , se suaviza aún más la pendiente de la función signo, llegando incluso a eliminar completamente este

fenómeno en la respuesta del sistema; este es el caso mostrado en las figuras 5b y 7. Esto indica que ajustar adecuadamente el valor de ϵ permite controlar y minimizar el impacto del chattering, figuras 8 a 12, respectivamente. Los resultados respaldan la efectividad de las aproximaciones en la mitigación de este fenómeno.



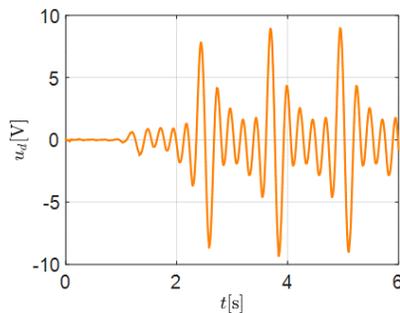
a) Ecuación 17.



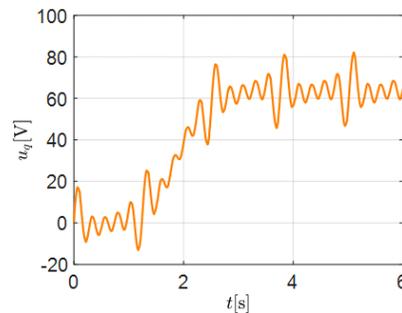
b) Ecuación 18

Fuente: elaboración propia.

Figura 5 Respuesta del sistema utilizando la aproximación.



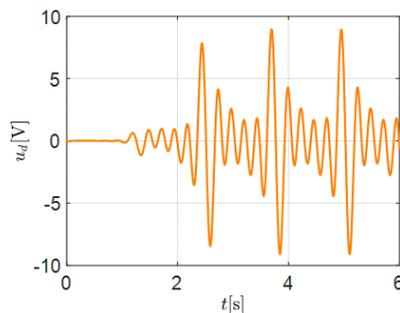
a) Señal de control en el eje directo.



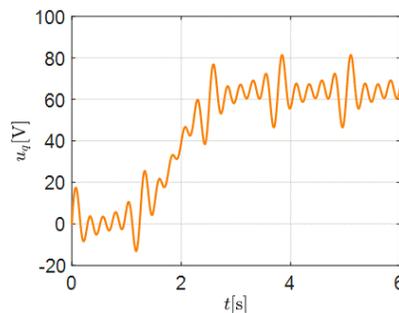
b) Señal de control en el eje de cuadratura.

Fuente: elaboración propia.

Figura 6 Señales de control utilizando la aproximación de la ecuación 17.



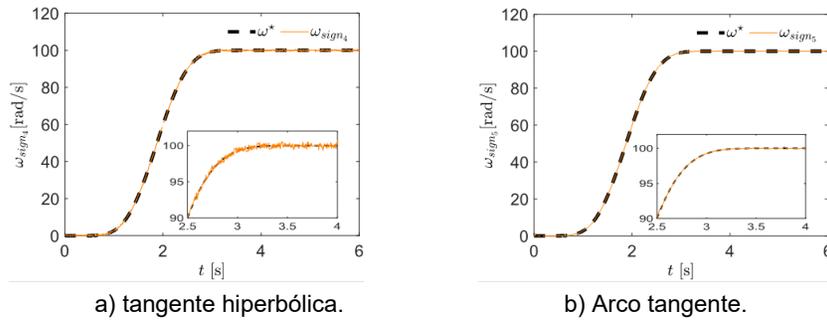
a) Señal de control en el eje directo.



b) Señal de control en el eje de cuadratura.

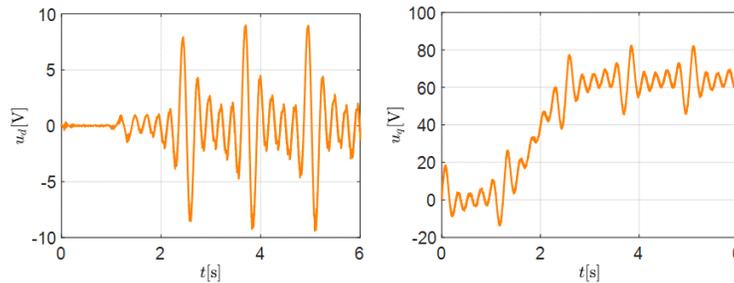
Fuente: elaboración propia.

Figura 7 Señales de control utilizando aproximación de la ecuación 18.



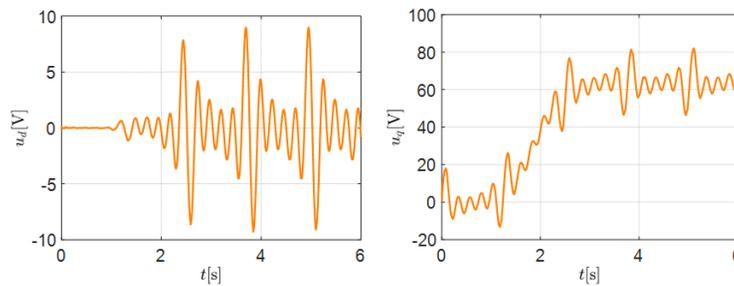
Fuente: elaboración propia.

Figura 8 Respuesta del sistema utilizando la aproximación.



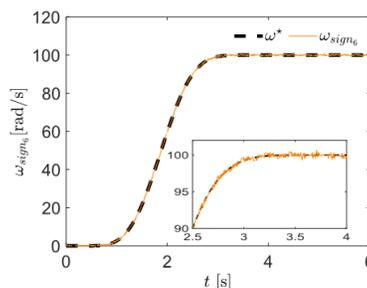
Fuente: elaboración propia.

Figura 9 Señales de control utilizando la aproximación tangente hiperbólica.



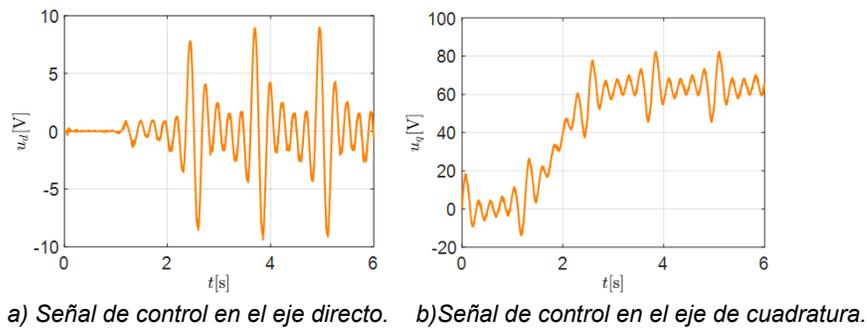
Fuente: elaboración propia.

Figura 10 Señales de control utilizando la aproximación arco tangente.



Fuente: elaboración propia.

Figura 11 Respuesta del sistema utilizando la aproximación de la ecuación 21.



Fuente: elaboración propia.

Figura 12 Señales de control utilizando la aproximación de la ecuación 21.

4. Discusión

Los resultados claramente indican que las versiones continuas de la función signo tienen un impacto significativo en la reducción de *chattering* en el esquema de control de velocidad del motor síncrono. En comparación con la función signo estándar, estas versiones continuas mostraron una disminución notoria en las oscilaciones no deseadas. Se observó que aumentando el valor del parámetro ϵ en estas aproximaciones, se logra una reducción aún mayor del fenómeno. En algunos casos, se alcanzó la eliminación completa. Este fue el caso de la aproximación “*sign₃*” descrita por la ecuación 18 en donde se observa una respuesta suave del sistema. Es importante destacar que el uso de estas aproximaciones continuas de la función mantiene la característica del esquema de control de modos deslizantes, teniendo una respuesta rápida ante perturbaciones como se demostró al considerar un torque de carga variable. Esto es fundamental para garantizar un control preciso y eficiente del motor síncrono. Los resultados obtenidos respaldan la efectividad de las aproximaciones de la función signo para la reducción y la eliminación del *chattering* en el esquema de control de modos deslizantes aplicado al motor síncrono. La elección de estas aproximaciones en el diseño de estos esquemas de control dependerá de la aplicación específica. En el futuro sería interesante explorar más propuestas de aproximaciones continuas de la función signo aplicado a esquemas de control de modos deslizantes, además de considerar la implementación de este enfoque en otros tipos de motores. La simplicidad de su implementación, que implica reemplazar la función signo estándar por una

aproximación, abre la puerta a un amplio campo de investigación y desarrollo en el control de sistemas dinámicos.

5. Conclusiones

En este estudio, se evaluó un esquema de control de velocidad basado en modos deslizantes para un motor síncrono utilizando diversas versiones de la función signo, con el objetivo de reducir o eliminar el fenómeno de *chattering*. Las simulaciones realizadas demostraron que, al utilizar la función signo estándar, el controlador mantuvo sus características deseadas. La elección de la aproximación de la función signo dependerá de las necesidades y criterios de diseño del controlador. En algunos casos, la eliminación completa del fenómeno de *chattering* puede no ser alcanzable. Es importante destacar que, mediante las aproximaciones de la función signo utilizadas en este estudio, se logró una significativa reducción e incluso la eliminación total de estas oscilaciones. Estos resultados destacan el potencial de las versiones continuas de la función signo para mejorar la estabilidad y el rendimiento del sistema de control de modos deslizantes. Además, se resalta el uso del motor síncrono como una plataforma adecuada para aplicaciones diversas, y se reconoce la importancia de seguir explorando enfoques y técnicas para optimizar el control de estos motores. Estos avances contribuyen al crecimiento y desarrollo de sistemas de control más eficientes y confiables en el contexto de motores eléctricos para diversas aplicaciones. Por lo tanto, los resultados obtenidos en este estudio respaldan la efectividad de las versiones continuas de la función signo en la reducción y eliminación del fenómeno de *chattering* en el esquema de control de velocidad por modos deslizantes. Las aproximaciones ofrecen una solución para mejorar la estabilidad y el rendimiento de los sistemas de control, con aplicaciones en diferentes campos de estudio.

Agradecimientos

Agradecemos a los revisores designados a este trabajo, por su revisión exhaustiva, comentarios constructivos y recomendaciones para mejorar la calidad del artículo. De igual forma agradecen al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencia y

Tecnología (CONAHCYT) por el apoyo proporcionado para el desarrollo de este trabajo.

6. Bibliografía y referencias

- [1] Akhil, R. S., Mini, V. P., Mayadevi, N., & Harikumar, R. (2020). Modified flux-weakening control for electric vehicle with PMSM drive. *IFAC-PapersOnLine*, 53(1), 325-331.
- [2] Beltran-Carbajal, F., Favela-Contreras, A., Hernandez-Avila, J. L., Olvera-Tapia, O., Sotelo, D., & Sotelo, C. (2020). Dynamic output feedback control for desired motion tracking on synchronous motors. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 30(3), e12260.
- [3] Beltran-Carbajal, F., Tapia-Olvera, R., Lopez-Garcia, I., Valderrabano-Gonzalez, A., Rosas-Caro, J. C., & Hernandez-Avila, J. L. (2019). Extended PI feedback tracking control for synchronous motors. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 17, 1346-1358.
- [4] Beltran-Carbajal, F., Yañez-Badillo, H., Tapia-Olvera, R., Rosas-Caro, J. C., Sotelo, C., & Sotelo, D. (2023). Neural Network Trajectory Tracking Control on Electromagnetic Suspension Systems. *Mathematics*, 11(10), 2272.
- [5] Cheng, S., Yu, J., Zhao, L., & Ma, Y. (2020). Adaptive fuzzy control for permanent magnet synchronous motors considering input saturation in electric vehicle stochastic drive systems. *Journal of the Franklin Institute*, 357(13), 8473-8490.
- [6] Edwards, C., & Spurgeon, S. (1998). *Sliding Mode Control: Theory and Applications* (1st ed.). Boca Raton, Florida: CRC Press.
- [7] Kyurkchiev, V., & Kyurkchiev, N. (2017). A family of recurrence generated functions based on the "half-hyperbolic tangent activation function". *Biomedical Statistics and Informatics*, 2(3), 87-94.
- [8] Sain, C., Banerjee, A., & Biswas, P. K. (2020). Modelling and comparative dynamic analysis due to demagnetization of a torque controlled permanent magnet synchronous motor drive for energy-efficient electric vehicle. *ISA transactions*, 97, 384-400.

- [9] Nise, Norman S. (2015). *Control Systems Engineering*, 7th ed. Pomona, California: John Wiley & Sons.
- [10] Sadeghi, M., Ghayem, F., Babaie-Zadeh, M., Chatterjee, S., Skoglund, M., & Jutten, C. (2019, September). LOSoft: ℓ_0 Minimization via Soft Thresholding. In 2019 27th European Signal Processing Conference (EUSIPCO) (pp. 1-5). IEEE.
- [11] Shokouhi, F., & Davaie Markazi, A. H. (2018). A new continuous approximation of sign function for sliding mode control. In *International Conference on Robotics and Mechatronics (ICRoM 2018)*. Tehran. Iran.
- [12] Tarchala, G., & Orławska-Kowalska, T. (2013). Sliding mode speed observer for the induction motor drive with different sign function approximation forms and gain adaptation. *Organ Stowarzyszenia Elektryków Polskich*, 1, 13.
- [13] Utkin, V., Guldner, J., & Shi, J. (2009). *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems* (2nd ed.). Boca Raton, Florida: CRC Press.
- [14] Xiong, H., Zhang, M., Zhang, R., Zhu, X., Yang, L., Guo, X., & Cai, B. (2019). A new synchronous control method for dual motor electric vehicle based on cognitive-inspired and intelligent interaction. *Future Generation Computer Systems*, 94, 536-548.
- [15] Zhang, D., Zhang, H., Li, X., Zhao, H., Zhang, Y., Wang, S., ... & Wu, T. (2023). A PMSM control system for electric vehicle using improved exponential reaching law and proportional resonance theory. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*.