

Super-twisting control design of speed regulation and tracking for a surface-mounted PMSM. *

Christian Aldrete-Maldonado,*
Juan Jesús Hernández Pastrana, Luis N. Coria,
Ramón Ramírez-Villalobos

* *Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Tecnológico Nacional de México/ Instituto Tecnológico de Tijuana (e-mail: christian.aldrete18@tectijuana.edu.mx, juan.hernandez19@tectijuana.edu.mx, luis.coria@tectijuana.edu.mx, ramon.ramirez@tectijuana.edu.mx).*

Abstract: This work is devoted to presenting a second-order sliding mode control for speed regulation and tracking for a surface-mounted permanent magnet synchronous motor. We tune the conventional PI controllers using the field-oriented control scheme. On the other hand, we design a generalized super-twisting sliding mode control, improving the performance characteristics when the machine is under the effects of external torque. Finally, a high-precision emulator is used to validate the theoretical results.

Keywords: PMSM, Sliding mode, Control, Super-twisting, FOC

1. INTRODUCCIÓN

El alto rendimiento, par elevado y eficiencia energética de los motores síncronos de imanes permanentes (PMSM por sus siglas en inglés) los hace una de las máquinas más deseables en aplicaciones electromecánicas con respecto a los motores asíncronos. Dado que los PMSM giran en sincronía con la frecuencia de alimentación, son capaces de alcanzar mejor rendimiento con un adecuado control de velocidad y corriente.

El control vectorial, también conocido control de campo orientado (FOC, por sus siglas en inglés) es una de las técnicas de control más utilizadas para controlar motores trifásicos, se basa en la orientación del flujo magnético del rotor. Utilizando este método, el PMSM se puede controlar de manera similar a un motor de corriente continua al tener control independiente de las componentes del vector de corriente del estátor, ver Zhang et al. (2022), Krishnan (2017).

El esquema FOC tradicional se basa en el diseño en cascada de controladores proporcionales-integrales (PI), este tipo de controladores son capaces de corregir incertidumbres paramétricas y mantener hasta cierto grado una buena regulación y estabilidad del motor cuando está bajo los efectos de perturbaciones, ver Singh et al. (2019),

además son comúnmente conocidos por ser sencillos de diseñar e implementar en aplicaciones prácticas. Sin embargo, cuando la aplicación exige mayor precisión o el sistema cambia su punto de operación, las ganancias de los controladores PI no pueden auto-ajustarse, volviéndose más sensibles a las señales de ruido y en ocasiones introducen oscilaciones cuando se presentan retardos en el sistema, ver Hu and Zhang (2019); Mondragón (2018). Las desventajas descritas causan que los investigadores opten por la búsqueda y aplicación de otros algoritmos de control más robustos.

El control por modos deslizantes (SMC por sus siglas en inglés) es un método robusto de control no lineal, ha crecido rápidamente en comparación con otras estrategias de control robustas debido a sus características distintivas como insensibilidad a las incertidumbres paramétricas y rechazo de perturbaciones. El SMC convencional basa su funcionamiento en el diseño de una superficie deslizante y una función de conmutación para alterar la dinámica del sistema, lo que determina sus características de convergencia y rendimiento, sin embargo, en la práctica estos controladores pueden generar *chattering* (oscilaciones de alta frecuencia con amplitud finita) en la señal de control, ocasionando comportamientos indeseados en el lazo cerrado del sistema.

Gran parte de la investigación actual de los SMC es reducir o eliminar el *chattering* generado, enseguida se mencionan algunos trabajos con PMSM dedicados a mejorar los efectos del *chattering*. Los diseños de controladores por

* This research was partially financed in the framework of the following projects: Tecnológico Nacional de México/ Instituto Tecnológico de Tijuana, 13391.21-P and 14231.22-P.

modos deslizantes de primer orden en Junejo et al. (2020); Zhang and Pi (2012); Liu Xudong (2021) utilizan una superficie deslizante integral a fin de controlar la velocidad de un PMSM, la selección de este tipo de superficies se debe a que reducen el *chattering* producido por la función de conmutación y sus grandes ganancias. Por otro lado, controladores por modos deslizantes de segundo orden son propuestos como alternativa para reducir el *chattering* y mantener la robustez del controlador, por ejemplo, en Merabet (2019) y Zhang and Pi (2010) se proponen controles de velocidad y par para brindar robustez ante perturbaciones de par externo y en Kashif et al. (2018) se propone un SMC de segundo orden para un sistema de bombeo de agua mantenido por celdas fotovoltaicas.

Recientemente, se han propuesto algoritmos de SMC combinados con observadores de perturbación para mejorar las características de los controladores aplicados a los PMSM cuando se encuentran bajo los efectos del par de carga, revisar Lu et al. (2021); Azizi Sajad (2019); Zhou et al. (2018). El inconveniente del uso de observadores es que condiciona al diseño a conocer los parámetros del sistema, los cuales pueden variar en el tiempo, por cambios en el punto de operación o por condiciones externas como la temperatura.

Al diseñar SMC para sistemas con rápidas dinámicas como es el caso del control de velocidad para los PMSM es conveniente el uso de controladores continuos por modos deslizantes, ver Pérez-Ventura and Fridman (2019). En la literatura, el algoritmo de control super-twisting (STC por sus siglas en inglés) es un tipo de control continuo, este ha sido ampliamente estudiado y modificado para mejorar sus características de estabilidad, convergencia y robustez, Moreno (2009). Por ejemplo, para reducir los efectos del *chattering* se han propuesto algoritmos STC con ganancias adaptativas, cuidando de no sobreestimar los valores de las ganancias de control y asegurar su rendimiento. En cambio, se proponen algoritmos STC generalizado (GSTC por sus siglas en inglés), Castillo et al. (2018) y STC de ganancia variable, Utkin and Poznyak (2013) capaces de compensar las perturbaciones que crecen con el estado.

El objetivo de este artículo es el diseño de un GSTC para el seguimiento trayectoria y regulación de velocidad partiendo del esquema FOC clásico para un PMSM con imanes permanentes superficiales (SPMSM).

La contribución de este artículo es la propuesta de un algoritmo GSTC para implementar en la plataforma de desarrollo Digital Motion Control Developer proporcionada por Technosoft, además de que el controlador diseñado logra atenuar las perturbaciones externas causadas por el par de carga aplicado al PMSM.

El artículo está organizado de la siguiente manera. En la sección 2 se define el modelo matemático del PMSM. En la sección 3 se presenta el diseño de controladores PI y el diseño de un control por modos deslizantes de segundo orden. La sección 4 provee de emulaciones de los

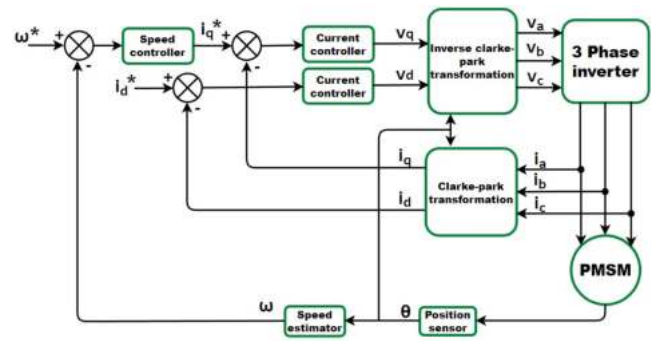


Fig. 1. Esquema de un controlador FOC para un PMSM basado en controladores PI.

controladores propuestos. Finalmente, en la sección 5 se presenta la conclusión del trabajo.

2. MODELO MATEMÁTICO

El modelo matemático del PMSM en coordenadas (d, q) rotatorias puede expresarse como, Campos et al. (2018)

$$\frac{d}{dt}i_d = -\frac{R}{L}i_d + pi_q\omega + \frac{v_d}{L}, \quad (1a)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = -\frac{R}{L}i_q - pi_d\omega - \frac{\psi}{L}p\omega + \frac{v_q}{L}, \quad (1b)$$

$$\dot{\omega} = \frac{K_M}{J}i_q - \frac{F}{J}\omega - \frac{T_l}{J}, \quad (1c)$$

donde i_d e i_q son corrientes del estátor, v_d y v_q son las tensiones del estátor y ω es la velocidad del rotor. El parámetro constante R es la resistencia del devanado del estátor, L es la inductancia del devanado del estátor, K_M es la constante del par del rotor, ψ es el enlace de flujo del imán del rotor, J es la inercia del rotor, p es el número de pares de polos, F es la constante de fricción viscosa y T_l es el par de carga.

En la mayoría de los casos, el controlador PMSM se basa en el esquema de control orientado al campo (FOC), ver Fig. 1. En tal enfoque, la corriente del estator se desacopla en su componente de flujo $i_d(t)$ y su componente de par i_q para controlar el par del PMSM de manera independiente de la velocidad, similar a como se controla un motor de corriente continua. Por lo tanto, la velocidad del rotor se puede controlar forzando la corriente del estator i_q para seguir una referencia de corriente i_q^* , que actúa como entrada de control virtual.

3. CONTROLADORES

3.1 Diseño de controladores PI

La estrategia de diseño se realiza considerando la respuesta en frecuencia del sistema, esto implica que es necesario usar un modelo lineal del sistema, asumiendo $T_l = 0$, el sistema representado por (1) se expresa en espacio de estados como

$$\dot{x} = Ax + Bu + \Phi(x), \quad (2a)$$

$$y = Cx, \quad (2b)$$

donde $x = [i_d \ i_q \ \omega]^T$ es el vector de estados, $u = [v_d \ v_q \ i_q^*]^T$ son las entradas de control donde se considera la componente del par i_q como una entrada de control virtual i_q^* en (1c), y es la salida del sistema y las matrices de estado se definen como

$$A = \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 \\ 0 & -R/L & -p\psi/L \\ 0 & 0 & -F/J \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (3a)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & K_M/J \end{bmatrix}, \quad \Phi(x) = \begin{bmatrix} p i_q \omega \\ -p i_d \omega \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3b)$$

el vector $\Phi(x)$ contiene los términos no lineales del modelo del PMSM y para efectos de diseño son considerados como perturbaciones del modelo lineal.

A partir de las matrices de estado (3) se pueden deducir las funciones de transferencia del sistema MIMO, tal como

$$\mathbf{G}(s) = C(sI - A)^{-1}B = \begin{bmatrix} G_{ud} & 0 & 0 \\ 0 & G_{uq} & G_{uw} \\ 0 & 0 & G_{i\omega} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

La Fig. 2 muestra un diagrama a bloques del FOC y el PMSM simplificado como funciones de transferencia.

La estructura de los controladores PI de velocidad ω , corriente i_d y corriente i_q son

$$G_{c\omega}(s) = \frac{k_{p\omega}s + k_{i\omega}}{s}, \quad G_{cd}(s) = \frac{k_{pd}s + k_{id}}{s} \quad (5)$$

$$G_{cq}(s) = \frac{k_{pq}s + k_{iq}}{s},$$

respectivamente, donde $k_{p\omega}$, $k_{i\omega}$, k_{pd} , k_{id} , k_{pq} y k_{iq} son ganancias positivas de control.

Metodología para diseño de controladores PI en el esquema FOC

- (1) Diseñar el controlador de corriente G_{cq} en el lazo interno de la Fig. 2 . Ajustar las ganancias para el cero de G_{cq} hasta cumplir con las especificaciones de diseño deseadas.
- (2) Considerar el lazo cerrado interno G_f como la planta para el diseño del controlador de velocidad $G_{c\omega}$.
- (3) Diseñar el controlador $G_{c\omega}$ en el lazo externo de la Fig. 2. Ajustar las ganancias para el cero de $G_{c\omega}$ hasta cumplir con las especificaciones de diseño deseadas.
- (4) Es posible diseñar el controlador G_{cd} de manera independiente del diagrama a bloques de la Fig. 2 considerando $i_d^* = 0$, debido al desacople de la

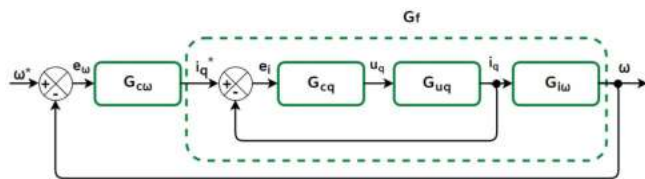


Fig. 2. Planta de primer orden para el controlador PI.

corriente del estator por la transformada de Park en sus componentes i_d y i_q .

3.2 Diseño de control Super-Twisting generalizado

Para brindar robustez ante perturbaciones al esquema FOC propuesto en la sección (3.1) y reducir el típico *chattering* generado en la señal de control por la aplicación de controladores por modos deslizantes en los sistemas electromecánicos, se diseña un control de velocidad por modos deslizantes de segundo orden, específicamente un super-twisting.

El diseño de controladores de corriente por modos deslizantes es omitido, debido que los polos generados por las ecuaciones de corriente del PMSM se encuentran lejos a la izquierda del plano complejo por lo que tendrán poca influencia en la dinámica de velocidad del motor. Los polos dominantes se encuentran cerca del eje imaginario y son generados por la ecuación mecánica de (1).

Para que la velocidad ω siga una trayectoria deseada ω^* , se propone un algoritmo de control super-twisting generalizado, definido como

$$i_q^* = -\lambda\phi_1(e_\omega) + u, \quad (6a)$$

$$\dot{u} = -\alpha\phi_2(e_\omega), \quad (6b)$$

$$\phi_1(e_\omega) = |\sigma|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_\omega) + \beta e_\omega, \quad (6c)$$

$$\phi_2(e_\omega) = \frac{1}{2} \text{sign}(e_\omega) + \frac{3}{2} \beta |e_\omega|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_\omega) + \beta^2 e_\omega, \quad (6d)$$

donde $e_\omega = \omega - \omega^*$ representa el error de velocidad del rotor y λ , α y β son constantes positivas. La función de conmutación "sign" se define como

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1, & s > 0 \\ 0, & s = 0 \\ -1, & s < 0. \end{cases} \quad (7)$$

La dinámica del error de velocidad a partir de (1c) es

$$\dot{e}_\omega = f(t, e_\omega, \omega^*) + \frac{K_M}{J} i_q^*, \quad (8)$$

donde

$$f(t, e_\omega, \omega^*) = -\frac{F}{J}(e_\omega + \omega^*) - \frac{T_l}{J} - \dot{\omega}^*, \quad (9)$$

actúa como función perturbadora de la dinámica. Al sustituir el control (6a) en (8) se consigue la dinámica en lazo cerrado del sistema

$$\dot{e}_\omega = -\frac{K_M}{J} \lambda \phi_1(e_\omega) + \frac{K_M}{J} (u + \frac{J}{K_M} f(t, e_\omega, \omega^*)). \quad (10)$$

Al definir $z_1 = e_\omega$ y $z_2 = u + \frac{J}{K_M} f(t, e_\omega, \omega^*)$ y calcular sus derivadas, se obtiene

$$\dot{z}_1 = -\frac{K_M}{J} \lambda \phi_1(e_\omega) + \frac{K_M}{J} z_2, \quad (11a)$$

$$\dot{z}_2 = -\alpha \phi_2(e_\omega) + \frac{J}{K_M} \dot{f}(t, e_\omega, \omega^*), \quad (11b)$$

donde la derivada de la perturbación se define como

$$\dot{f}(t, e_\omega, \omega^*) = \frac{\partial f}{\partial t} - \frac{K_M}{J} \dot{e}_\omega, \quad (12)$$

con

$$\frac{\partial f}{\partial t} = -\frac{K_M}{J}\dot{\omega}^* - \frac{\dot{T}_l}{J} - \ddot{\omega}^*, \quad (13)$$

al considerar los límites físicos del sistema y sus parámetros nominales, es posible asumir que el término de perturbación dependiente del tiempo esta acotado por una constante positiva, tal que

$$\left| \frac{\partial f}{\partial t} \right| \leq L. \quad (14)$$

Enseguida, para garantizar la estabilidad del sistema y asegurar la existencia de un modo deslizante de segundo orden se presenta el siguiente colorario.

Colorario 1 [Castillo et al. (2018)]: Asuma que $f(t, e_\omega, \omega^*)$ satisface (14). Entonces, los estados z_1 y z_2 convergen a cero y u converge a $-f(t, e_\omega, \omega^*)$, globalmente y en tiempo finito, si las ganancias del control super-twisting generalizado k_1 , k_2 y $\beta > 0$ son diseñadas como sigue para cualquier $\epsilon > 0$:

$$\lambda > \frac{2(1 + \epsilon)J}{K_M\beta}, \quad (15)$$

y

$$\alpha > \frac{1}{4h\epsilon} \left(\frac{2(1 + \epsilon)L}{k_1} + \frac{J\epsilon}{K_M\beta} + 2L \right), \quad (16)$$

con

$$h = 1 - \frac{JK_M + J^2\epsilon}{\beta k_1 K_M^2}, \quad (17)$$

4. RESULTADOS DE EMULACIÓN

4.1 Descripción del emulador de alta precisión

Los controladores diseñados en la sección anterior serán emulados en la plataforma de desarrollo Digital Motion Control Developer para controladores con procesadores de señales digitales (DSP) TMS320F28x proporcionada por Technosoft, esta plataforma cuenta con un módulo de potencia PM50v3.1 integrado con transistores MOSFET con una frecuencia de conmutación de hasta 50kHz, un PMSM con número de parte MBE.300E.500 equipado con tres sensores Hall y un codificador incremental de 500 líneas, también proporciona el entorno de desarrollo integrado (IDE) y las librerías necesarias para agilizar la programación y depuración del código C. La tabla 1 presenta los valores nominales del motor.

Table 1. Parámetros del motor

Símbolo	Valor	Unidad
R	4.3	ohm
L	359×10^{-3}	H
K_M	24.5×10^{-3}	Nm/A
p	1	
F	0.157×10^{-3}	Nms
J	1.1×10^{-6}	kgm ²

4.2 Descripción de resultados

Usando el método del diagrama de Bode se establecieron las condiciones de estabilidad del sistema, las ganancias del controlador PI de velocidad se sintonizaron en $k_{p\omega} = 0.0163$ y $k_{i\omega} = 0.5$ para un margen de ganancia ∞ y un margen de fase de 85.1° , las ganancias del controlador PI de corriente i_q se sintonizaron en $k_{pq} = 2$ y $k_{iq} = 70000$ para un margen de ganancia ∞ y un margen de fase de 64.2° y las ganancias del controlador PI de corriente i_d se sintonizaron en $k_{pd} = 0.06$ y $k_{id} = 50000$ para un margen de ganancia ∞ y un margen de fase de 53.3° .

Las ganancias del controlador de velocidad super-twisting se sintonizaron a $\lambda = 0.0035$ y $\alpha = 18$ y $\beta = 28$ para cumplir con las condiciones de estabilidad del Colorario 1. Los resultados de este controlador se realizan en conjunto con los controladores de corriente PI previamente diseñados.

Prueba 1

La Fig. 3 muestra el seguimiento de velocidad producido por el controlador PI de velocidad ω_{PI} y por el controlador super-twisting ω_{GSTC} , la referencia ω^* está formada por rampas y escalones sin someter al sistema a un par de carga externo, en esta prueba el GSTC logra reducir la sobre elongación cuando la velocidad cambia de forma abrupta de una velocidad positiva máxima a velocidad negativa máxima en comparación con el controlador PI, esto se observa en la Fig. 3 a partir del segundo 0.5. La Fig. 4 muestra los errores de seguimiento de trayectoria de ambos controladores.

Prueba 2

La Fig. 5 muestra el seguimiento de velocidad producido por el controlador PI de velocidad ω_{PI} y por el controlador super-twisting ω_{GSTC} , la referencia ω^* es la misma que en la prueba 1, esta vez el PMSM es sometido a un par de carga senoidal con amplitud de 0.02 Nm y

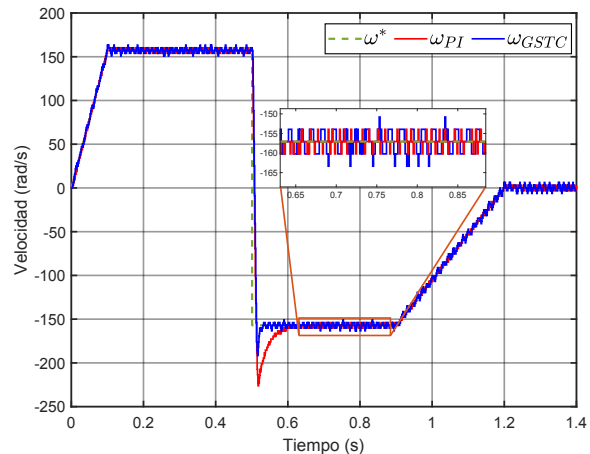


Fig. 3. Respuesta de los controladores sin perturbación.

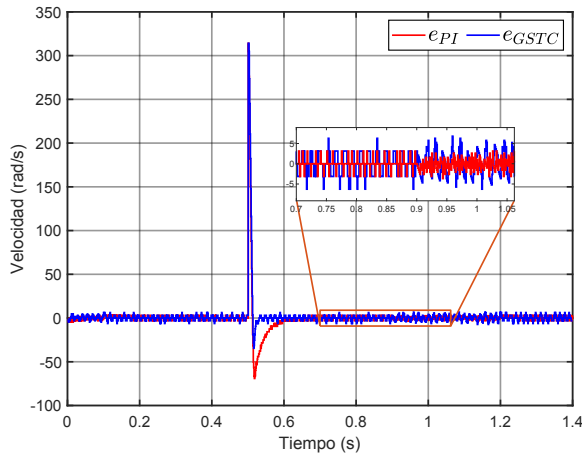


Fig. 4. Errores de velocidad sin perturbación.

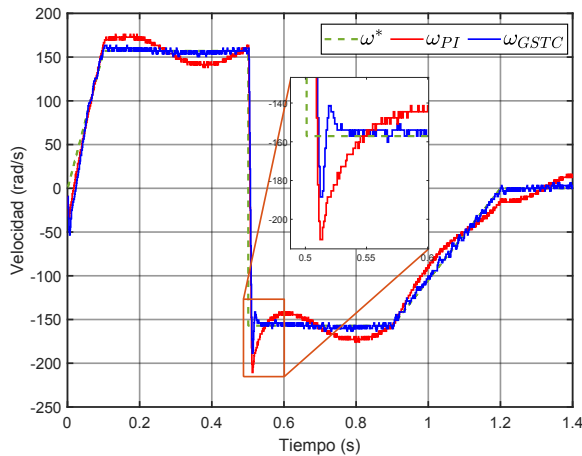


Fig. 5. Respuesta de los controladores con perturbación.

una frecuencia a 15 rad/sec. En esta prueba, a pesar de la perturbación externa el control PI logra regular con éxito la velocidad del rotor alrededor de la referencia aunque con un claro error de seguimiento diferente de cero, por otro lado, el control super-twisting además de regular la velocidad, logra atenuar el par de carga senoidal a lo largo de toda la trayectoria de velocidad. La Fig. 6 muestra los errores de seguimiento de trayectoria de ambos controladores.

5. CONCLUSIÓN

En este artículo se diseñó con éxito un controlador por modos deslizantes de segundo orden tipo super-twisting, además controladores PI fueron sintonizados para realizar emulaciones de un esquema de FOC. Los resultados obtenidos demuestran que el control por modos deslizantes mantiene estable al PMSM de cambios abruptos de velocidad amortiguando las sobre elongaciones y atenúa los efectos del par de carga externo, algo que no

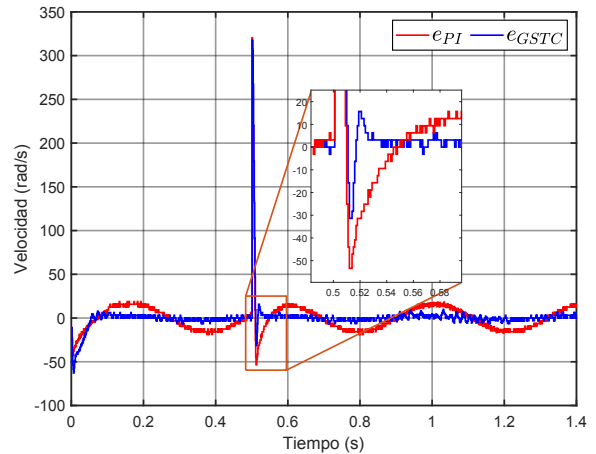


Fig. 6. Errores de velocidad con perturbación.

se logra con un controlador PI convencional del esquema FOC.

ACKNOWLEDGEMENTS

This research was partially financed in the framework of the following projects: Tecnológico Nacional de México/ Instituto Tecnológico de Tijuana, 13391.21-P and 14231.22-P.

REFERENCES

- Azizi Sajad, Gao Peng, O.H.M.L. (2019). A sliding mode control with nonlinear fractional order pid sliding surface for the speed operation of surface-mounted pmsm drives based on an extended state observer. *Mathematical Problems in Engineering*, 2019. doi: <https://doi.org/10.1155/2019/7130232>.
- Campos, P., Coria, L., and Trujillo, L. (2018). Nonlinear speed sensorless control of a surface-mounted pmsm based on a thau observer. *Electrical Engineering*, 100. doi:10.1007/s00202-016-0491-1.
- Castillo, I., Fridman, L., and Moreno, J.A. (2018). Super-twisting algorithm in presence of time and state dependent perturbations. *International Journal of Control*, 91(11), 2535–2548. doi:10.1080/00207179.2016.1269952. URL <https://doi.org/10.1080/00207179.2016.1269952>.
- Hu, T. and Zhang, X. (2019). Simulation of pmsm vector control system based on fuzzy pi controller. In *2019 IEEE International Conference on Power, Intelligent Computing and Systems (ICPICS)*, 111–114. doi:10.1109/ICPICS47731.2019.8942439.
- Junejo, A.K., Xu, W., Mu, C., Ismail, M.M., and Liu, Y. (2020). Adaptive speed control of pmsm drive system based a new sliding-mode reaching law. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(11), 12110–12121. doi: 10.1109/TPEL.2020.2986893.
- Kashif, M., Murshid, S., and Singh, B. (2018). Super twisting smc based speed sensorless pmsm driven solar

- pv water pumping system. In *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 1–6. doi:10.1109/IICPE.2018.8709562.
- Krishnan, R. (2017). *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press.
- Liu Xudong, Y.H. (2021). Continuous adaptive integral-type sliding mode control based on disturbance observer for pmsm drives. *Springer Nonlinear Dynamics*, 104(2), 1429–14414. doi: <https://doi.org/10.1007/s11071-021-06360-z>.
- Lu, E., Li, W., Wang, S., Zhang, W., and Luo, C. (2021). Disturbance rejection control for pmsm using integral sliding mode based composite nonlinear feedback control with load observer. *ISA transactions*.
- Merabet, A. (2019). Cascade second order sliding mode control for permanent magnet synchronous motor drive. *Electronics*, 8(12). doi:10.3390/electronics8121508. URL <https://www.mdpi.com/2079-9292/8/12/1508>.
- Mondragón, F.M. (2018). *Control de Motores Síncronos de Imanes Permanentes (PMSM) Utilizando el Enfoque de Control por Orientación de Campo (FOC)*. Ph.D. thesis, Universidad Autónoma de Queretaro.
- Moreno, J.A. (2009). A linear framework for the robust stability analysis of a generalized super-twisting algorithm. In *2009 6th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, 1–6. doi:10.1109/ICEEE.2009.5393477.
- Pérez-Ventura, U. and Fridman, L. (2019). When is it reasonable to implement the discontinuous sliding-mode controllers instead of the continuous ones? frequency domain criteria. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 29(3), 810–828. doi: <https://doi.org/10.1002/rnc.4347>.
- Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., and Levant, A. (2014). *Sliding mode control and observation*. Springer New York. doi:10.1007/978-0-8176-4893-0. Publisher Copyright: Springer Science+Business Media New York 2014. All rights reserved.
- Singh, A.K., Raja, R., Sebastian, T., and Ali, A. (2019). Limitations of the pi control with respect to parameter variation in pmsm motor drive systems. In *2019 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 1688–1693. doi: 10.1109/IEMDC.2019.8785406.
- Utkin, V.I. and Poznyak, A.S. (2013). Adaptive sliding mode control with application to super-twist algorithm: Equivalent control method. *Automatica*, 49(1), 39–47. doi:<https://doi.org/10.1016/j.automatica.2012.09.008>.
- Zhang, B. and Pi, Y. (2010). Velocity control of permanent magnet synchronous motor based on second-order sliding-mode technology. In *2010 International Conference on Digital Manufacturing and Automation*, volume 2, 893–897. doi:10.1109/ICDMA.2010.124.
- Zhang, B. and Pi, Y. (2012). Hybrid first and second order sliding mode control for permanent magnet synchronous motor. In *2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*, 1000–1004. doi:10.1109/AIM.2012.6265875.
- Zhang, G., Wang, G., Zhao, N., and Xu, D. (2022). *Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Gearless Traction Elevators*. Springer Singapore.
- Zhou, Z., Zhang, B., and Mao, D. (2018). Robust sliding mode control of pmsm based on rapid nonlinear tracking differentiator and disturbance observer. *Sensors*, 18(4). doi:10.3390/s18041031. URL <https://www.mdpi.com/1424-8220/18/4/1031>.