

A comparison of nonlinear controllers for three-phase permanent-magnet synchronous motor drives

E. A. Guzmán-Ortiz* R. Alvarez-Salas* D. Martínez**
H. Miranda-Vidales* H. Méndez-Azua* A. C. Rivera-Rivera*

* Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí
Av. Manuel Nava 8, 78290 San Luis Potosí, S.L.P., México (e-mail:
linkeago@gmail.com, ralvarez@uaslp.mx, hmirandav@uaslp.mx,
hector.mendez@uaslp.mx)

** Université de Technologie de Compiègne, Roberval (Mechanics,
Energy and Electricity), Centre de Recherche Royallieu - CS 60319
-60203 Compiègne Cedex - France (e-mail: dmartine@utc.fr)

Abstract: This work presents a comparison of two nonlinear speed-tracking controllers for three-phase permanent-magnet synchronous motor (PMSM) drives. The chosen algorithms are the Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control (IDA-PBC) and the classical Field-Oriented Control (FOC). Furthermore, a detailed and realistic simulation study is performed, taking into account the power electronic converter. Finally, some figures of merit are used to evaluate the controllers' performance.

Keywords: PMSM, IDA-PBC, FOC, speed-tracking.

1. INTRODUCTION

Los avances recientes en la electrónica de potencia y en materiales para imanes permanentes conocidos como tierras raras, han abierto nuevas perspectivas en el diseño, construcción y aplicación de motores síncronos de imanes permanentes (PMSM, por sus siglas en inglés). El PMSM se emplea ampliamente en la robótica, las industrias automotriz y aeroespacial, en herramientas de maquinado, entre otros. Este tipo de motores tienen ventajas sobre los motores CD convencionales (con escobillas) y los motores de inducción, debido a su alta respuesta dinámica, alta eficiencia y confiabilidad, con una larga vida de operación (no existe erosión por escobillas), operación silenciosa, altos rangos en la velocidad de operación y reducción en la interferencia electromagnética. Adicionalmente, la relación par generado con el tamaño del motor es mayor, haciendo útil en aplicaciones donde el espacio y peso son factores críticos, como en aplicaciones aeroespaciales.

El control basado en pasividad por interconexión y asignación de amortiguamiento (IDA-PBC, por sus siglas en inglés) fue introducido en 2002 por R. Ortega y sus colaboradores para combinar las propiedades de los sistemas Hamiltonianos de puerto controlado (PCH, por sus siglas en inglés) con el control por interconexión basado en energía. Este tipo de controlador se ha logrado implementar en sistemas mecánicos (Li and Liu (2009), Baik and Youn (2000)) y máquinas eléctricas (Mariethoz and Morari (2009), Zhou and Wang (2002)). En años más

recientes sea logrado utilizar en actuadores de sistemas robóticos para seguimiento de trayectorias previamente establecida (Wang et al. (2019)). La idea principal es utilizar la estructura Hamiltoniana para resolver la ecuación diferencial parcial (EDP) asociada a una ecuación de balance de energía requerida por el PBC, considerando una selección apropiada de una matriz de interconexión, de una matriz de disipación y de una función de energía del sistema en lazo cerrado. Debido al número de variables que intervienen en la EDP existen diversos métodos para resolver el problema, como son el IDA no parametrizado, IDA algebraico, IDA parametrizado y el IDA algebraico combinado con parametrizado.

Por otra parte, una técnica ampliamente utilizada para controlar los PMSMs en los variadores de frecuencia comerciales es el control de campo orientado (FOC, por sus siglas en inglés), sin embargo, ésta es una técnica que no tiene una prueba de estabilidad en lazo cerrado; aunque en la práctica exhibe un desempeño elevado. Los trabajos reportados en la literatura se encuentran estudios comparativos entre la técnica de FOC y distintas técnicas de control como el Control Proporcional Integral Generalizado (Huerta (2012)) y Control Predictivo Basado en Modelo (Li et al. (2014)), así como el uso de una estrategia basada en redes neuronales artificiales (Nicola et al. (2020)).

El principal objetivo de este trabajo es presentar un es-

tudio comparativo de los controladores IDA-PBC y FOC para el seguimiento de velocidad, los cuales se describen en la sección 2. En la sección 3, se presentan los resultados de simulación del accionador basado en el PMSM con las dos técnicas propuestas. Finalmente, en la última sección se dan las conclusiones del trabajo.

2. CONTROLADORES

2.1 IDA-PBC

A partir del modelo en el marco de referencia dq del PMSM (Chiasson (2005)), que se muestra a continuación:

$$\begin{aligned} L_S \frac{di_d}{dt} &= -R_S i_d + n_p \omega_R L_S i_q + u_d \\ L_S \frac{di_q}{dt} &= -R_S i_q - n_p \omega_R L_S i_d - K_m \omega_R + u_q \\ J \frac{d\omega_R}{dt} &= K_m i_q - \tau_L \\ \frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R \end{aligned} \quad (1)$$

La dinámica del PMSM en forma Hamiltoniana (Ortega et al. (2002)) se define de la siguiente manera:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S i_d \\ L_S i_q \\ J \omega_R \end{bmatrix} \quad (2)$$

Y la función de energía del sistema (1) tiene la estructura

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x}, \quad (3)$$

con

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_S} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Entonces el gradiente de la función de energía total está dado por

$$\nabla H(\mathbf{x}) = \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} = \left[\frac{1}{L_S} x_1 \quad \frac{1}{L_S} x_2 \quad \frac{1}{J} x_3 \right]^T \quad (5)$$

A partir de lo anterior, el sistema (1) se puede reescribir en forma Hamiltoniana como:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_S & 0 & n_p x_2 \\ 0 & -R_S & -(n_p x_1 - K_m) \\ 0 & K_m & 0 \end{bmatrix} \nabla H(\mathbf{x}) \\ &+ \mathbf{G} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau_L \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

donde la matriz de disipación es

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}^T = \begin{bmatrix} -R_S & 0 & 0 \\ 0 & -R_S & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

La matriz de interconexión es:

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = -\mathbf{J}^T(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -n_p x_2 \\ 0 & 0 & -K_m + n_p x_1 \\ n_p x_2 & K_m - n_p x_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

y

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Considerando el error en seguimiento:

$$\bar{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_d(t) \quad (10)$$

La dinámica del error de seguimiento está dada por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \dot{\bar{x}}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_S & 0 & n_p \bar{x}_2 \\ 0 & -R_S & -(n_p \bar{x}_1 - K_m) \\ 0 & K_m & 0 \end{bmatrix} \nabla \bar{H}(\mathbf{x}) \\ &+ \mathbf{G} \begin{bmatrix} \bar{u}_1 \\ \bar{u}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

De acuerdo a la metodología de diseño IDA-PBC (Borja and Espinosa (2013)), se desea que la dinámica del error en lazo cerrado tenga la forma:

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}} = \mathbf{F}_d \nabla_{\bar{\mathbf{x}}} H_d(\bar{\mathbf{x}}) \quad (12)$$

con una función de energía deseada

$$H_d = \frac{1}{2} \bar{\mathbf{x}}^T \mathbf{Q}_d \bar{\mathbf{x}} \quad (13)$$

donde

$$\mathbf{Q}_d = \mathbf{Q}_d^T = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 \end{bmatrix} \quad (14)$$

El controlador debe satisfacer la siguiente igualdad:

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}) \mathbf{Q} \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{G} \bar{\mathbf{u}} = \mathbf{F}_d \mathbf{Q}_d \bar{\mathbf{x}}$$

Por lo tanto, si se premultiplica por \mathbf{G}^\perp se obtiene:

$$\mathbf{G}^\perp \mathbf{F}_d \mathbf{Q}_d \bar{\mathbf{x}} - \mathbf{F}(\mathbf{x}) \mathbf{Q} \bar{\mathbf{x}} = 0$$

El controlador que permite lograr el objetivo de control en el punto de equilibrio $\bar{\mathbf{x}}^* = [0 \ 0 \ 0]^T$, siendo $\bar{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_d(t)$, es:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S(K_d - 1)}{L_S} \bar{x}_1 + \frac{n_p}{J} \eta_1 + \frac{n_p K_c}{J} \bar{x}_2 \bar{x}_3 \\ \frac{R_S(K_d - 1)}{L_S} \bar{x}_2 - \frac{n_p K_c}{J} \bar{x}_1 \bar{x}_3 + \frac{n_p}{J} \eta_2 + K_m \bar{x}_3 \end{bmatrix} \quad (15)$$

En donde $\eta_1 = x_2 x_3 - x_2 d x_3 d$ y $\eta_2 = x_1 x_3 - x_1 d x_3 d$. Para poder realizar el seguimiento de velocidad, es imperativo conocer las trayectorias i_d^* e i_q^* . Para obtener las trayectorias de referencia, se considera ω_R^* un parámetro a elegir por el usuario. La dinámica que describe las trayectorias de referencia es:

$$\begin{aligned} L_S \frac{di_d^*}{dt} &= -R_S i_d^* + n_p \omega_R^* L_S i_q^* \\ L_S \frac{di_q^*}{dt} &= -R_S i_q^* - n_p \omega_R^* L_S i_d^* - K_m \omega_R^* \\ J \frac{d\omega_R^*}{dt} &= K_m i_q^* - \tau_L \end{aligned} \quad (16)$$

La idea es obtener una expresión que describa las trayectorias i_d^* e i_q^* en términos de ω_R^* . Para la primer condición se tiene la siguiente ecuación:

$$J \frac{d\omega_R^*}{dt} = K_m i_q^* - \tau_L \quad (17)$$

de donde se puede deducir que la trayectoria i_q^* es la siguiente igualdad:

$$i_q^* = \frac{J}{K_m} \frac{d\omega_R^*}{dt} + \frac{1}{K_m} \tau_L \quad (18)$$

Para la trayectoria i_d^* , se considera la primer ecuación de (16)

$$L_S \frac{di_d^*}{dt} = -R_S i_d^* + n_p \omega_R^* L_S i_q^* \quad (19)$$

Haciendo un cambio de variable $\beta = \omega_R^* i_q^*$ se obtiene:

$$L_S \frac{di_d^*}{dt} = -R_S i_d^* + n_p L_S \beta \quad (20)$$

Al resolver la ecuación diferencial (20) es posible calcular el valor de i_d^* . Sin embargo, resulta de mayor utilidad la relación entrada-salida del sistema representada por su función de transferencia la cual está dada por:

$$\frac{I_d(s)}{B(s)} = \frac{n_p}{s + \xi} \quad (21)$$

donde $\xi = R_S/L_S$. Para estimar el par de carga τ_L de acuerdo a (Alvarez-Salas (2002)), se hace uso de la siguiente estimación:

$$\dot{\hat{\tau}}_L = \gamma_{\tau_L} e \quad (22)$$

Siendo $e = e_{\omega_R} = \omega_R^* - \omega_R$ para el error en velocidad, $e = e_{\theta_R} = \theta_R^* - \theta_R$ para el error en posición, con $\gamma_{\tau_L} > 0$. Para las pruebas de simulación se escogió con un valor $\gamma_{\tau_L} = 1$.

2.2 FOC

En el modelo (eq.1) es posible cancelar los términos no lineales por retroalimentación de estado, específicamente, escogiendo u_d y u_q de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} u_d &= R_S i_d - n_p \omega_R L_S i_q + L_S v_d \\ u_q &= R_S i_q + n_p \omega_R L_S i_d + K_m \omega_R + L_S v_q \end{aligned} \quad (23)$$

dando como resultado el siguiente sistema linealizado:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= v_q \\ \frac{d\omega_R}{dt} &= (K_m/J) i_q - \tau_L/J \\ \frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R \end{aligned} \quad (24)$$

Se hace uso de un control Proporcional-Integral (PI) para las corrientes i_d e i_q de la forma:

$$\begin{aligned} v_d &= k_p (i_d^* - i_d) + k_i \int_0^t (i_d^* - i_d) dt \\ v_q &= k_p (i_q^* - i_q) + k_i \int_0^t (i_q^* - i_q) dt \end{aligned} \quad (25)$$

Y ajustando las ganancias de tal manera que, $i_d^* \rightarrow i_d$, $i_q^* \rightarrow i_q$, lo suficientemente rápido de tal manera que $i_d^* \approx i_d$, $i_q^* \approx i_q$. De manera similar para el control en velocidad:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_R}{dt} &= \frac{K_m}{J} i_q^* - \frac{\tau_L}{J} \\ \frac{d\theta_R}{dt} &= \omega_R \end{aligned} \quad (26)$$

donde i_q^* es considerado como la entrada, permitiendo escoger un controlador seguidor de trayectoria de la forma:

$$i_q^* = k_p (\omega_R^* - \omega_R) + k_i \int_0^t (\omega_R^* - \omega_R) dt \quad (27)$$

Se seleccionan las ganancias del controlador de tal forma que, $\omega_R \rightarrow \omega_R^*$ a pesar de que una carga τ_L actué sobre el motor. A menudo se usa $i_d^* \equiv 0$ en (25) solo si las velocidades no son muy altas.

3. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Las simulaciones fueron realizada en el software PSIM con los parametros del PMSM dados en la tabla 1, las ganancias del IDA-PBC fueron $K_c = K_d = 200$. Para el FOC se emplearon las ganancias $k_p = 40.593$ y $k_i = 1217.79$ para el controlador de velocidad y $k_p = 12000$ y $k_i = 2.25e6$ para el controlador de corriente. En la Fig. 1, se muestra la configuración del inversor trifásico del accionador que alimenta al PMSM, se empleó un bus de CD de 24 V y con una frecuencia de conmutación de 20 kHz.

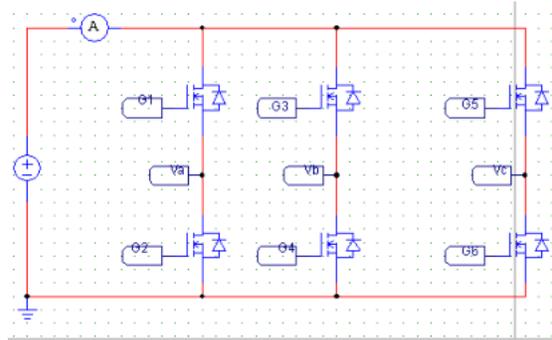


Fig. 1. Inversor trifásico.

El inversor trifásico se conecta al bloque del PMSM de acuerdo a la Fig. 2.

Para la conversión de las corrientes en el marco dq se hace uso de los bloques de función (Fig. 3) que vienen integrados en el software.

El lazo de control se implementó por medio de bloques con código en lenguaje C que permite obtener los voltajes de control necesarios para realizar el seguimiento de trayectorias, los voltajes de control van hacia los bloques de conversión (Fig. 4a) en donde serán tratados para obtener la señal moduladora, la cual se conecta a una serie de comparadores por medio de la técnica de modulación

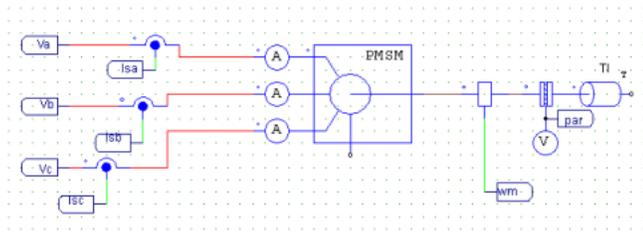


Fig. 2. Conexión del PMSM.

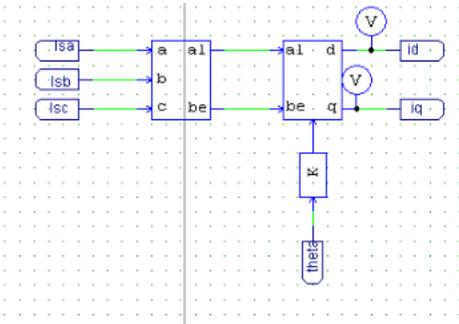
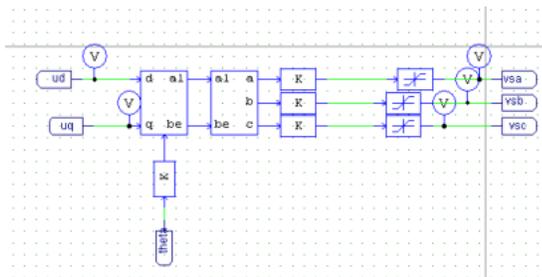
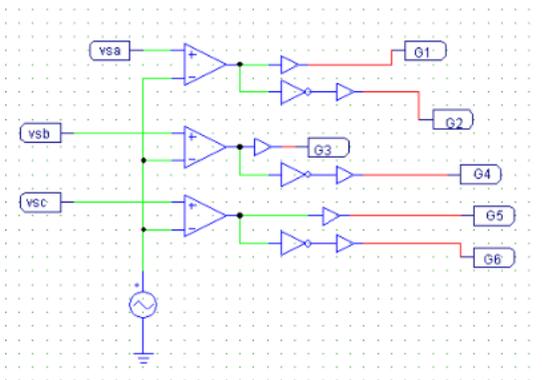


Fig. 3. Bloques de conversión.



(a) Generación de la señal moduladora.



(b) Comparadores.

Fig. 4. Señal moduladora y comparadores.

por portadora (Fig. 4b) que generaran las señales de control necesarias para accionar el inversor trifásico.

Las pruebas se realizaron aplicando un par de carga constante $\tau_L = 0.131 \text{ N}\cdot\text{m}$ y con la referencia de velocidad mostrada en la Fig. 5. En donde la referencia se muestra

Voltaje nominal	24 [V]
Velocidad nominal	4000 [rpm]
Potencia nominal	55 [W]
Corriente pico	11 [A]
Resistencia de fase (R_s)	0.7 [Ω]
Inductancia de fase (L_s)	6 [mH]
Constante de voltaje (K_m)	0.0355 [V/(rad/s)]
Inercia del rotor (J)	4.8035×10^{-6} [N - m - s ²]
Numero de pares de polos (n_p)	4

Tabla 1. Parámetros del motor PMSM.

en una línea sólida y la velocidad medida se muestra con una línea punteada. Como se puede observar en la Fig. 5 y la Fig. 9, ambos controladores tienen una buena respuesta al seguimiento de velocidad. Los errores rondan entre los -0.8 y 1.5 (Fig. 6) para el IDA-PBC y para el caso del FOC entre -0.36 y 1.35 (Fig. 10) .

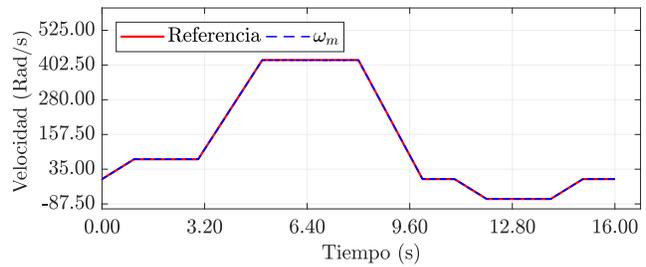


Fig. 5. Velocidad del motor y referencia (IDA-PBC).

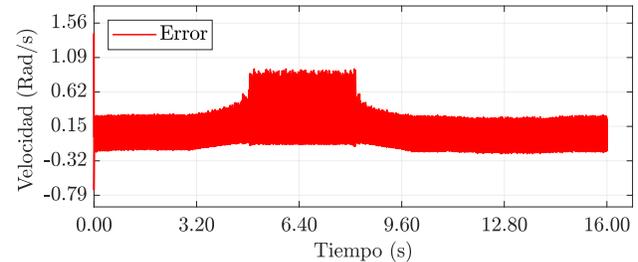


Fig. 6. Error de velocidad (IDA-PBC).

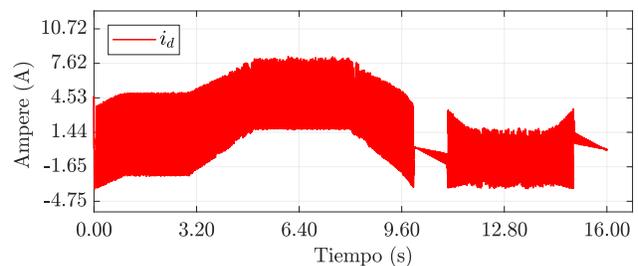


Fig. 7. Corriente i_d (IDA-PBC).

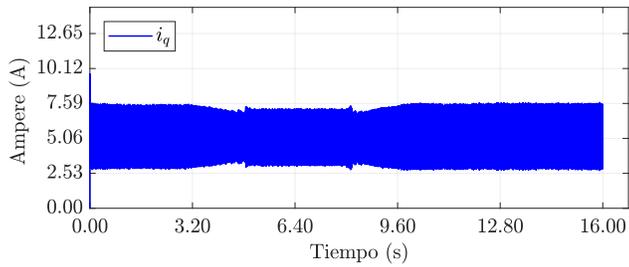


Fig. 8. Corriente i_q (IDA-PBC).

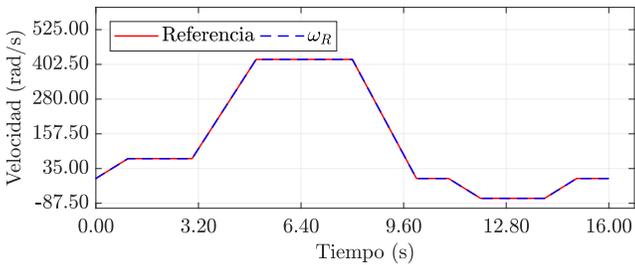


Fig. 9. Velocidad del motor y referencia (FOC).

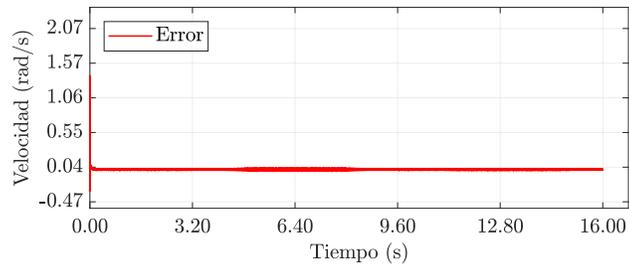


Fig. 10. Error de velocidad (FOC).

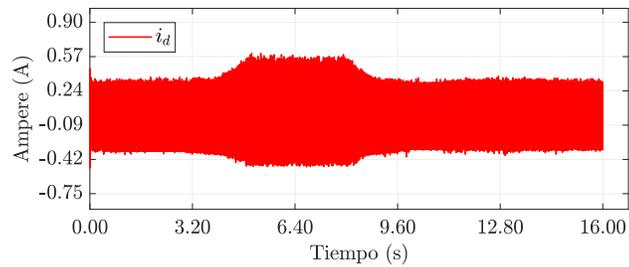


Fig. 11. Corriente i_d (FOC).

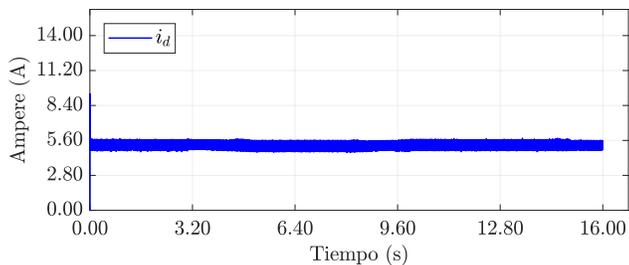


Fig. 12. Corriente i_q (FOC).

Sin embargo, el error de velocidad no es suficiente para medir el desempeño de los controladores. Por lo que se hace uso de la integral del error cuadrático de velocidad, como se puede observar en las Fig. 13 y Fig. 14. El máximo valor que toma cada una estas funciones es: $\int (e_\omega)^2 dt = 0.84501$ para el IDA-PBC y $\int (e_\omega)^2 dt = 0.00076$ para el FOC.

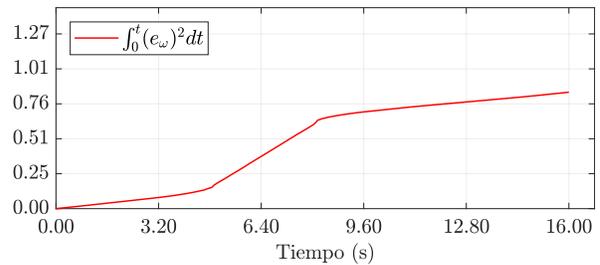


Fig. 13. Integral del error cuadrático (IDA-PBC).

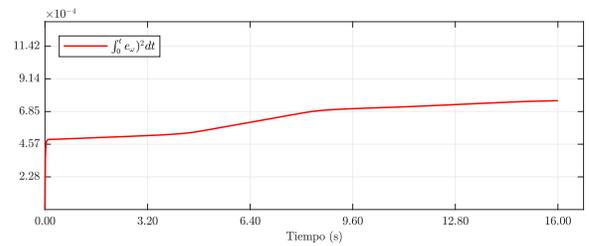


Fig. 14. Integral del error cuadrático (FOC).

Las corrientes en el marco de referencia dq se presentan en las Figs. 7 y 8 para el IDA-PBC y para el FOC en las Figs. 11 y 12, se puede observar un mejor control de estas variables en el FOC gracias a los lazos de control de corriente.

Los valores máximos de las normas de los vectores de corriente y de voltaje se pueden utilizar también como criterios para analizar el desempeño de los controladores. La norma del vector de corriente es un indicativo del calentamiento al que pueden ser sometidos los devanados del estator del motor. La norma del vector de voltaje permite determinar si la tensión del inversor que alimenta a la máquina se puede saturar. Las normas de los vectores de corriente y voltaje se determinan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \|I\| &= \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \\ \|U\| &= \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \end{aligned} \quad (28)$$

El valor máximo de la norma del vector de corriente y voltaje para cada uno de los controladores se muestran en la Tabla 2.

Norma \ Controlador	FOC	IDA-PBC
$\ I\ _{max}$	9.38 A	10.37 A
$\ U\ _{max}$	15.42 V	22.49 V

Tabla 2. Norma de la corriente y voltaje.

4. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó la comparación entre dos técnicas de control no lineal en tareas de seguimiento de velocidad. Se consideraron varios indicadores para realizar la comparación del desempeño de los controladores como son la integral del error cuadrático de velocidad y los valores máximos de las normas de los vectores de corriente y de voltaje. Se observó que el FOC dió mejores resultados que el IDA-PBC, aunque las diferencias no fueron muy dispares. La desventaja del FOC frente al IDA-PBC es la ausencia de una prueba de estabilidad en lazo cerrado. Como trabajo futuro se proyecta realizar un estudio más detallado para diferentes casos de sintonización de ambos controladores, así como la implementación experimental en un banco de pruebas empleando una plataforma digital basada en un procesador digital de señales.

REFERENCES

- Borja, P. and Espinosa, G. (2013). Seguimiento de trayectorias para sistemas mecánicos subactuados via IDA-PBC. *Congreso Nacional de Control Automático*.
- Chiasson, J. (2005). *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*. John Wiley and Sons.
- Baik, I.-C. and Youn, M.J. (2000). Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 8, 47–54.
- Li, S. and Liu, Z. (2009). Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56, 3050–3059.
- Alvarez-Salas, R. (2002). *Développement de lois de commandes avec observateurs pour machine asynchrone*. Ph.D. thesis, Insitut National Polytechnique de Grenoble.
- Nicola, M., Nicola, C. -I. and Duță, M. (2020). Sensorless control of PMSM using FOC strategy based on multiple ann and load torque observer. *2020 International Conference on Development and Application Systems*, 3143–3147.
- Li, N., Ming, Y., Xianguo, G. and Dianguo, X. (2014). A comparative study of model predictive current control and FOC for PMSM. *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou*, 3143–3147.
- Ortega, R., van der Schaft, A., Maschke, B. and Escobar, G. (2002). Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled hamiltonian systems. *Automatica*, 38, 585–596.
- Mariethoz, S. and Morari, M. (2009). A model predictive control scheme with torque ripple mitigation for permanent magnet motors. *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 985–990.
- Huerta-Saucedo, C. N. (2012). *Estudio comparativo de técnicas de control para motores síncronos de imanes permanentes*. Master’s thesis, Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
- Wang, Y., Yu, H., and Liu, X. (2019). IDA-PBC of the robot manipulator including actuator dynamics. *2019 Chinese Automation Congress (CAC), Hangzhou, China*, 5111–5114.
- Zhou, J. and Wang, Y. (2002). Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 149, 165–172.