

# A Speed Tracking Passivity Based Control of Induction Motors <sup>\*</sup>

Fernanda Ramos-García <sup>\*</sup> Gerardo Espinosa-Pérez <sup>\*</sup>

<sup>\*</sup> *Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), 04510, Ciudad de México, México (e-mail: ferramosgarcia03@gmail.com, gerardoe@unam.mx).*

---

Resumen: In this work, the problem of speed tracking control for the Induction Motor (IM) is studied by implementing a Passivity Based Control (PBC) scheme for the Port Controlled Hamiltonian (PCH) mathematical model of the system. The first step of the implemented methodology is to analyze the model structure and exploit its properties to design a speed tracking control. The mathematical model used to design the speed tracking control is in the  $dq$  reference frame, where the stator electrical sinusoidal signals are transformed into constant signals. The importance of the contribution is embedded in the system inversion, as the IM has an electrical subsystem not completely actuated, which makes the control scheme implementation for the IM not a trivial result. For illustration purposes, the numerical evaluation was done by a MATLAB Simulink simulation that shows that the designed control is able to follow variant speed references.

*Keywords:* Passivity Based Control, Speed Tracking Control, Induction Motor, Simulation.

---

## 1. INTRODUCCIÓN

Los motores de inducción son máquinas eléctricas de gran interés teórico y al mismo tiempo de un valor práctico inestimable como se puntualiza en Lamme (1921), ya que a lo largo del desarrollo de la industria eléctrica han sido fundamentales para el progreso de una gran cantidad de aplicaciones. En un inicio, los motores de inducción eran usados a una frecuencia y voltaje constantes en lazo abierto ya que en un inicio los esquemas para el ajuste de velocidad era único de los motores de corriente de directa. Posteriormente, con el desarrollo de los tiristores se desarrollaron los variadores de frecuencia lo que permitió el nacimiento de controles escalares de velocidad para los motores de inducción. Esto, aunado a las ventajas competitivas de los motores de inducción respecto a los motores de DC como; menor costo, robustez y mejor confiabilidad de operación, permitió que los motores de inducción remplazaran a los motores de DC en varias aplicaciones industriales, como bombas, ventiladores y compresores solo por mencionar algunas. De esta manera, los motores de inducción junto al desarrollo de la electrónica de potencia, abrieron áreas de estudio para el desarrollo de esquemas de control que permitieran el funcionamiento adecuado para las necesidades de cada aplicación. La complejidad del diseño de controles para los motores de inducción se encuentra en la dinámica

compleja y subactuada, así como la naturaleza no lineal del sistema, lo que provoca que se identifiquen una gran cantidad de problemas a resolver.

Existe una gran cantidad de resultados respecto al control de motores de inducción; los cuales abarcan desde uno de los controles más usados en la industria, como el control por campo orientado (FOC por sus siglas en inglés) explicado exhaustivamente Trzynadlowski (2013); el cual se caracteriza por controlar el ángulo y la magnitud de las fases de corriente y voltaje, desacoplando el flujo y par del motor, emulando el control de velocidad realizado en motores de DC. También existen una gran cantidad de esquemas de control no lineal como en Krzemiński (1987) donde usan un modelo multi-escalar al cual aplican el control no lineal y lo comparan con el FOC para contrastar su desempeño y funcionamiento. Los esquemas de control basado en pasividad como en Ortega and Espinosa (1993) donde resuelven el problema de regulación de par a través del análisis del sistema y sus interconexiones, usando un observador y un control de retroalimentación de estados que garantiza la estabilidad exponencial del par deseado, posteriormente en Espinosa-Pérez et al. (1997) expanden el resultado al seguimiento de un par variante en el tiempo donde definen una dinámica en lazo cerrado compatible con el modelo que provee el flujo de rotor y el par deseados. En Espinosa and Ortega (1994) plantean un control de seguimiento de velocidad globalmente estable por retroalimentación de la salida para el seguimiento de par, sin la necesidad de la reconstrucción o medición de los estados. La estabilidad

---

<sup>\*</sup> Los autores agradecen el apoyo dado por PAPIIT-UNAM (Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica): Proyecto DGAPA-UNAM PAPIIT IN109622.

global se define a partir de las propiedades de disipación de energía del modelo. En Batlle et al. (2009) aplican la metodología de interconexión e inyección de amortiguamiento simultaneo (SIDA-PBC) para la regulación del par y flujo del rotor. Posteriormente en Mujica and Espinosa-Pérez (2014) se enfocan en el desempeño de los control de seguimiento de velocidad y flujos magnéticos basados en pasividad y resaltan la facilidad para la implementación y la mejora de su dinámica. En González et al. (2008) emplean la metodología de interconexión y asignación de amortiguamiento (IDA-PBC por sus siglas en inglés) sin restringir la velocidad del marco de referencia, como se hace en el FOC y en Baazouzi et al. (2014) emplean la metodología de retroalimentación de estado a través del principio intercambio de energía empleando con el IDA-PBC. Finalmente en Becherif (2019) se destacan la complicada estructura no lineal que presentan estas máquinas eléctricas donde la estrategia de control, mencionada anteriormente, FOC es un caso particular de la metodología del PCB bien conocida IDA-PBC.

A pesar de la gran cantidad de resultados como se sintetiza en Marino et al. (2010), el tema del control del motor de inducción sigue siendo de gran interés actual y un área de estudio abierta para el desarrollo de nuevos esquemas de control como se observa en investigaciones como en Yadav et al. (2024) presentan un control híbrido PID con modos deslizantes para optimizar el desempeño del control, usando el controlador PID para controlar la velocidad mientras que el control por modos deslizantes se enfoca en el control del flujo y par del motor, en Belay et al. (2024) también usan un control de modos deslizantes para hacer el control robusto ante variación paramétrica y perturbaciones en el par de carga y minimizan la variación en el par. Por otro lado en Aissa et al. (2024) se enfocan en implementar técnicas de inteligencia artificial como el control de árbol neuronal para minimizar los flujos del estator y las variaciones electromagnética del par. Mientras que en Zahraoui, Yassine et al. (2024) desarrollan un control de velocidad basado en modos deslizantes, super-twisting, con acción integral (iSTSMC por sus siglas en inglés) para mejorar el control directo de par (DTC por sus siglas en inglés) disminuyendo el flujo, par y las variaciones de corrientes, a través del modelo fijo al estator. En Singh et al. (2024) trabajan en el motor de inducción de nueve fases para aplicaciones con mayor fiabilidad y redundancia, aplicando un esquema de control predicativo (MPC por sus siglas en inglés) explicando las ventajas de los motores con nueve fases en diversas aplicaciones.

Como se puede recapitular de la extensa literatura reportada, el desarrollo de los esquemas de control, para el motor de inducción, se ha desarrollado a través de varias técnicas de diseño de control para diversos objetivos y/o aplicaciones, sin embargo al no existir una metodología universal para el control de seguimiento para sistemas no lineales, Hamiltonianos controlados por puerto (PCH por sus siglas en inglés), subactuados y con perturbaciones no acopladas, han surgido esquemas de control que se enfo-

can a resolver el problema de clases de sistemas. De esta manera podemos recalcar la contribución de este trabajo, el cual se enfoca en el empleo de una metodología basada en el análisis y diseño del control para sistemas PCH reportada en Ramos-García et al. (2021) aplicada a los motores de inducción, los cuales presentan una estructura subactuada en el subsistema eléctrico, lo cual representa complejo para el cálculo de las trayectorias deseadas admisibles aunado al hecho de que se encuentra sujeto a perturbaciones no acopladas desconocidas como puede ser considerado el par de carga. Esta extensión de resultado obtenido para motores síncronos de imanes permanentes (PMSM) reportada no es trivial y representa un resultado relevante, ya que la inversión del sistema para la obtención de las trayectorias admisibles es una evaluación que no se obtiene de manera directa. Así mismo se aprovechan las características que esta metodología permite, como la interpretación de las entradas de control, su sencilla sintonización y la conservación de la estructura PCH.

Las secciones del artículo se dividen de la siguiente forma; en la Sección 2 se describe el modelo matemático del IM y se analiza la estructura del mismo. En la Sección 3 se explica la metodología del del diseño del esquema de control seguido de la evaluación experimental y discusión de los resultados en la Sección 4 para finalizar con conclusiones en la Sección 5. Dentro de la notación usada a lo largo del trabajo; la matriz antisimétrica es  $\mathbb{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathbb{J}^\top$ , la matriz identidad corresponde a  $\mathbb{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ , y el gradiente se expresa  $\nabla H(x)_x = \left[ \frac{\partial H}{\partial x_1} \quad \frac{\partial H}{\partial x_2} \quad \dots \quad \frac{\partial H}{\partial x_n} \right]^\top$ .

## 2. MODELO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El modelo matemático estándar del IM de tres fases representado en dos fases en un marco de referencia arbitrario presentado en Krause et al. (2013) está dado por

$$\dot{I}_s = \gamma I_s + \frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \Psi_r - \frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \omega \mathbb{J} \Psi_r - \omega_x \mathbb{J} I_s + \frac{V_s}{\sigma} \quad (1)$$

$$\dot{\Psi}_r = -\frac{R_r}{L_r} \Psi_r + n_p \omega \mathbb{J} \Psi_r - \omega_x \mathbb{J} \Psi_r + \frac{R_r L_{sr}}{L_r} I_s \quad (2)$$

$$\dot{\omega} = \frac{n_p L_{sr}}{J_m L_r} I_s^\top \mathbb{J} \Psi_r - \frac{R_m}{J_m} \omega - \frac{\tau_L}{J_m} \quad (3)$$

donde

$$\sigma = L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r} \quad \gamma = \frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma}$$

y las corrientes del estator están definidas como  $I_s \in \mathbb{R}^2$ ,  $I_s^\top = [I_{s_d} \quad I_{s_q}]$ , compuesto por las corrientes de estator en marco de directa  $I_{s_d}$  y cuadratura  $I_{s_q}$ , de manera semejante los flujos magnéticos correspondiente a las bobinas del rotor son  $\Psi_r \in \mathbb{R}^2$ ,  $\Psi_r^\top = [\Psi_{r_d} \quad \Psi_{r_q}]$ , conformados por los flujos de rotor en el eje de d  $\Psi_{r_d}$  y

en el eje  $q$   $\Psi_{r_q}$ , la velocidad mecánica del rotor es  $\omega \in \mathbb{R}$  y  $\omega_x \in \mathbb{R}$  es la velocidad angular del marco de referencia, para el modelo  $dq$ , igual a la velocidad eléctrica del rotor,  $\omega_x = n_p \omega$ . Así mismo, los parámetros con subíndice  $s$  pertenecen a los parámetros del estator; la inductancia  $L_s$  y la resistencia  $R_s$  que corresponden a las bobinas del estator, mientras que los subíndices  $r$  referentes a los parámetros del rotor; la inductancia  $L_r$  y la resistencia  $R_r$  de las bobinas del rotor y finalmente los subíndices  $m$  corresponden a los parámetros mecánicos; la inercia mecánica  $J_m$  y la fricción mecánica viscosa  $R_m$  del rotor, y el par de carga  $\tau_L$ . El número de polos del motor  $n_p$  y la inductancia mutua se establece como  $L_{sr}$ .

Este modelo se puede representar en forma matricial como

$$D\dot{z} + C(z)x + Rz = Q \quad (4)$$

donde el estado es  $z \in \mathbb{R}^5$ ,  $z = [I_s^\top \ \Psi_r^\top \ \omega]^\top$  y las matrices de inductancias e inercia es

$$D \triangleq \begin{bmatrix} \sigma L_r \mathbb{I}_2 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbb{I}_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r J_m \end{bmatrix},$$

la matriz de  $C(z)$  representa el efecto del subsistema mecánico en el subsistema eléctrico y viceversa

$$C(z) \triangleq \begin{bmatrix} n_p \sigma L_r \omega \mathbb{J} & 0 & n_p L_{sr} \mathbb{J} \Psi_r \\ 0 & 0 & 0 \\ -n_p L_{sr} \Psi_r^\top \mathbb{J}^\top & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

y la matriz de disipación

$$R \triangleq \begin{bmatrix} L_r \sigma \lambda \mathbb{I}_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} \mathbb{I}_2 & 0 \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} \mathbb{I}_2 & \frac{R_r}{L_r} \mathbb{I}_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r R_m \end{bmatrix},$$

y la matriz de entradas :

$$Q \triangleq [L_s V_s^\top \ 0 \ -L_r \tau_L]^\top$$

A partir de la función de energía (Hamiltoniano)

$$H(x) = \frac{1}{2} x^\top P x$$

$$= \frac{1}{2} [\Psi_s^\top \ \Psi_r^\top \ \omega] \begin{bmatrix} \frac{-L_r}{L_{sr}^2 - L_r L_s} \mathbb{I}_2 & \frac{L_{sr}}{L_{sr}^2 - L_r L_s} \mathbb{I}_2 & 0 \\ \frac{L_{sr}}{L_{sr}^2 - L_r L_s} \mathbb{I}_2 & \frac{-L_s}{L_{sr}^2 - L_r L_s} \mathbb{I}_2 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \\ \omega \end{bmatrix}$$

y su gradiente correspondiente

$$\nabla H(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial H(x)}{\partial x_1} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_2} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_3} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_4} \\ \frac{\partial H(x)}{\partial x_5} \end{bmatrix} = P x \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \\ \omega \end{bmatrix} \quad (5)$$

se obtiene el modelo Hamiltoniano.

El modelo PCH del motor de inducción en el marco de referencias  $dq$  de Batlle et al. (2009), que se usará para el desarrollo del esquema de control es

$$\dot{x} = [J(x) - R] P x + g u - d \quad (6)$$

donde el estado se define  $x \in \mathbb{R}^5$ ,  $x = [\Psi_s^\top \ \Psi_r^\top \ J_m \omega]^\top$  y la señal de entradas de control  $u \in \mathbb{R}^2$ ,  $u = [u_d \ u_q]^\top$ ,

la matriz de interconexión

$$J(x) = n_p \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} n_p x_2$$

se puede descomponer linealmente, como el producto de matrices antisimétricas constantes multiplicados por los estados. La matriz de disipación es constante

$$R = \begin{bmatrix} R_s \mathbb{I}_2 & 0 & 0 \\ 0 & R_r \mathbb{I}_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_m \end{bmatrix} \quad (7)$$

la matriz de entradas es constante y de rango completo por columnas

$$g = \begin{bmatrix} \mathbb{I}_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

y su gradiente  $\nabla H(x) = P x$  es lineal y se considera el par de carga como una perturbación no acoplada

$$d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tau_L \end{bmatrix} \quad (9)$$

Con el modelo bien definido y las suposiciones establecidas, se plantea el objetivo de control; diseñar una entrada de control  $u$  tal que dado que el

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [\omega(t) - \omega_*(t)] = 0 \quad (10)$$

donde  $\omega_*(t)$ , es la velocidad angular deseada a seguir.

### 3. DISEÑO DEL CONTROL

El diseño del control se divide en dos partes fundamentales; la primera es el análisis del sistema, el cual incluye la definición de las trayectorias de referencia y la obtención de la dinámica del error para posteriormente pasar a la segunda parte con el diseño del control de seguimiento.

#### 3.1 Trayectorias de Referencia

Se definen las trayectorias deseadas como el conjunto de trayectorias  $x_*$  tal que exista una entrada deseada  $u_*$  que cumple con la dinámica deseada

$$\dot{x}_* = [J(x_*) - R] P x_* + g u_* - d_* \quad (11)$$

la cual es una copia de la planta (6).

### 3.2 Dinámica en coordenadas del error

**Proposición 1.** Dado el sistema (6) nominal y las trayectorias deseadas dadas por (11). La dinámica del error es

$$\dot{e} = [J(x) - R]Qe + B(x_*)e + g\tilde{u} \quad (12)$$

donde se define la variable del error como  $e = x - x_*$  y la entrada  $\tilde{u} = u - u_*$ , y el término

$$B(x_*)e = n_p \begin{bmatrix} 0 & x_{5*} & 0 & 0 & 0 \\ -x_{5*} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ x_{2*} & -x_{1*} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} e < \lambda|e|,$$

es una perturbación desvaneciente en el origen y es acotada, donde  $\lambda < \frac{c_1}{c_2}$  y las constantes  $c_1, c_2 < 0$ .

*Demostración.* Se definen las variable de error  $e = x - x_*$  y  $\tilde{u} = u - u_*$  y  $d_* = d$ .

$$\begin{aligned} \dot{x} - \dot{x}_* &= J(x)Px - RPx + gu - d \\ &\quad - [J(x_*)Px_* - RPx_* + gu_* - d_*] \\ &= -RP(x - x_*) + g(u - u_*) - (d - d_*) \\ &\quad + (J(x)Px - J(x_*)Px_*) \\ &= -RPe + g\tilde{u} + (J(x)Px - J(x - e)Px_*) \\ &= -RPe + g\tilde{u} + (J(x)P(x - x_*) - J(e)Px_*) \\ &= [J(x) - R]Pe + g\tilde{u} + B(x_*)e \end{aligned}$$

□

### 3.3 Control de Seguimiento de Velocidad

Convertir el problema de seguimiento de trayectorias a un problema de regulación obtención la dinámica del error es una metodología usual.

**Proposición 2.** Considere la dinámica del error dada por (12) y la entrada de control

$$\tilde{u} = -Kg^T Pe \quad (13)$$

donde  $\tilde{u} = [\tilde{u}_d \ \tilde{u}_q]^T$ .

Suponga:

- S<sub>1</sub>. El par de carga  $\tau_L$  es conocido.
- S<sub>2</sub>. La velocidad deseadas  $\omega^*$  es acotada.
- S<sub>3</sub>. Los parámetros del motor son conocidos.

donde  $K \in \mathbb{R}^{m \times m}$  tal que la parte simétrica del término  $[R + gKg^T] > 0$ , garantiza que el punto de equilibrio  $e = 0$  es asintóticamente estable.

*Demostración.* El sistema (12) con la entrada de control (13) en lazo cerrado

$$\dot{e} = [J(x) - R]Pe - gKg^T Pe \quad (14)$$

Considere la función de energía como una función candidata de Lyapunov

$$H(e) = \frac{1}{2}e^T Pe$$

Obteniendo su derivada a lo largo de las trayectorias del sistema

$$\begin{aligned} \dot{H}(e) &= e^T P\dot{e} \\ &= e^T P[J(x) - R]Pe - gKg^T Pe \\ &= -e^T P[R + gKg^T]P < 0 \end{aligned}$$

Donde si la parte simétrica de la matriz  $[R + gKg^T] > 0$ ,  $\dot{H}(e) < 0$ , se garantiza la estabilidad asintótica del punto de equilibrio  $e = 0$  del sistema nominal. Usando la teoría de sistemas perturbados, el término  $B(x^*)e$  es una perturbación acotada desvaneciente en el origen. Dado que la función de Lyapunov es una función cuadrática y el punto de equilibrio  $e = 0$  del sistema nominal es asintóticamente estable y el término desvaneciente en el origen es acotado entonces el origen del sistema perturbado es asintóticamente estable. □

La ley de control  $\tilde{u}$  que se debe implementar al IM es

$$\begin{bmatrix} \tilde{u}_d \\ \tilde{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 \\ 0 & -k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{I_{sd}} \\ e_{I_{sq}} \end{bmatrix} \quad (15)$$

La aportación de este trabajo se enfoca en la extensión del resultado presentado en Ramos-García et al. (2021) específicamente en la inversión del sistema para obtener las trayectorias deseadas admisibles. Ya que la entrada  $u$  de control del sistema (6) quedan definidas como

$$u = \tilde{u} + u_* \quad (16)$$

donde  $u_* = [u_{d*} \ u_{q*}]^T$  se obtiene de las trayectorias de referencia, explícitamente de las ecuaciones dinámicas eléctricas correspondientes al estator

$$\begin{bmatrix} u_{d*} \\ u_{q*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 + R_s i_{sd} - n_p x_2 \omega \\ \dot{x}_2 + R_s i_{sq} + n_p x_1 \omega \end{bmatrix} \quad (17)$$

Los cuales se desarrollan de la siguiente forma para su implementación

$$\begin{bmatrix} u_{d*} \\ u_{q*} \end{bmatrix} = \sigma \left[ \dot{I}_{s*} + \gamma I_{s*} - \frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \Psi_{r*} + \frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \omega_* \Psi_{r*} + n_p \omega_* I_{s*} \right] \quad (18)$$

Para poder implementar estas entradas deseadas se requiere conocer las corrientes  $I_s$  y su derivada  $\dot{I}_s$ , así como los flujos  $\Psi_r$  y la velocidad deseada  $\omega_d$ .

A partir de una velocidad perfil de velocidad deseado  $\omega_*$  se puede obtener el par deseado  $T_e$  y se obtienen

las corrientes  $I_{s^*} = [I_{sd^*} \ I_{sq^*}]^T$  y flujos de referencia  $\Psi_{r^*} = [\Psi_{rd^*} \ \Psi_{rq^*}]^T$ .

De la ecuación de los flujos del rotor (2) se obtienen las corrientes deseadas  $I_{s^*}$ , donde se puede observar que el rotor presenta una dinámica de oscilador que presenta disipación debido a variables de la corriente del estator.

$$\dot{\Psi}_r = -\frac{R_r}{L_r}\Psi_r + \frac{R_r L_{sr}}{L_r}I_s$$

y a partir de la ecuación mecánica y su interacción mecánica debida a las variables eléctricas se obtienen  $I_{sq}$

$$I_{sq} = \Psi_{rd}^{-1} \left[ \frac{J_m L_r}{n_p L_{sr}} \left[ \dot{\omega} + \frac{R_m}{J_m} \omega + \frac{1}{J_m} \tau_L \right] + I_{sd} \Psi_{rq} \right]$$

Finalmente la entrada de control que se debe implementar para poder garantizar el objetivo de control es

$$u_d = \sigma \left[ \dot{I}_{sd} + \gamma I_{sd} - \frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \Psi_{rd} - \frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \omega \Psi_{rq} - n_p \omega I_{sq} \right] - \left[ k_1 e_{I_{sd}} \right]$$

$$u_q = \sigma \left[ \dot{I}_{sq} + \gamma I_{sq} - \frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \Psi_{rq} + \frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \omega \Psi_{rd} + n_p \omega I_{sd} \right] - \left[ k_2 e_{I_{sq}} \text{ rad} \right]$$

#### 4. SIMULACIONES

Con el propósito de ilustrar el resultado propuesto en este artículo se realiza una evaluación numérica a través de simulaciones en la plataforma de MATLAB/Simulink versión 2024a, con un paso de integración  $1 \times 10^{-5}$  y método numérico ODE4 (Runge-Kutta).

Los parámetros utilizados para la simulación, corresponden al motor Baldor Modelo ZDNM3581T, motor de inducción trifásico de 60 [Hz] a 1 [HP] de potencia, y par de carga nominal 4.12[Nm], se encuentran en la Tabla 1.

Parámetros	Valores
Resistencia del Rotor $R_r$	1.9461 [ $\Omega$ ]
Resistencia del Estator $R_s$	2.516 [ $\Omega$ ]
Inductancia del Rotor $L_r$	0.2302 [ $H$ ]
Inductancia del Estator $L_s$	0.2340 [ $H$ ]
Inductancia Mutua $L_{sr}$	0.2226 [ $H$ ]
número de par de polos $n_p$	2 [1]
Inercia Mecánica $J_m$	$6.04675 \times 10^{-3}$ [ $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ]
Resistencia Mecánica $R_m$	$1.1 \times 10^{-4}$ [ $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$ ]

Tabla 1. Parámetros del IM.

A partir del perfil de velocidad graficado y representado en línea roja continua en la Figura 1 se presenta el seguimiento de velocidad del IM en línea azul discontinua, donde se puede observar que la velocidad del sistema sigue a la trayectoria deseada.

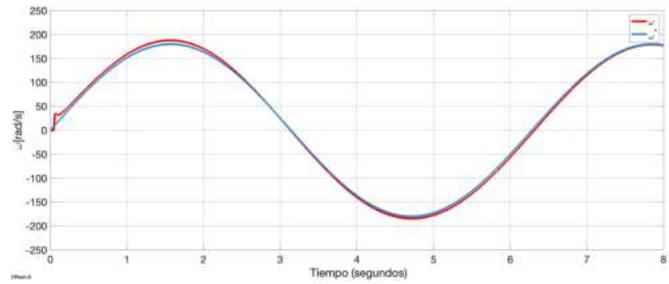


Figura 1. Perfil de velocidad deseado y seguimiento de velocidad del IM

Para poder tener una visualización adecuada del seguimiento que se realiza a través de la implementación del esquema de control diseñado, en la Figura 2 se expone el error de seguimiento de los estados. En esta gráfica se puede observar que el seguimiento error de velocidad, donde se ve que el error disminuye.

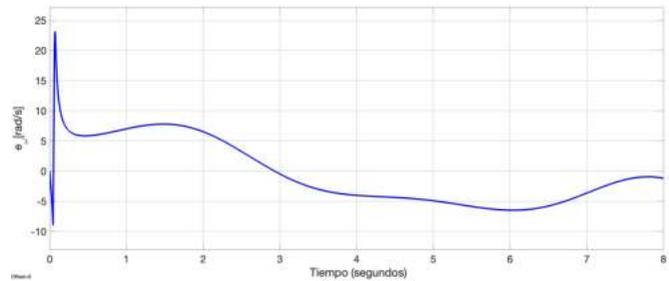


Figura 2. Gráfica del error de seguimiento de la velocidad

Finalmente, para poder tener una idea del desempeño del control descrito se muestran las gráficas de la Figura 3 las cuales corresponden a las entradas control, señales de voltaje del estator en el marco de referencia  $dq$ .

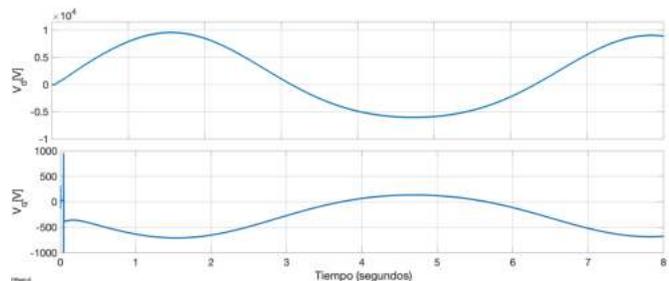


Figura 3. Gráficas de las entradas de control  $u_{dq}$

#### 5. CONCLUSIONES

En este trabajo, se aplico el resultado presentado en Ramos-García et al. (2021) aplicado a el motor eléctrico de inducción. Este dispositivo electromecánico, a diferencia del PMSM, presenta una naturaleza subactuada en las coordenadas eléctricas por lo que su implementación no es trivial por la dinámica de los flujos de rotor. A partir del

modelo trifásico del IM representado en dos fases referenciado al rotor, mejor conocido como  $dq$ , se diseñó la entrada de control correspondiente para que el objetivo de control, seguimiento de un perfil de velocidad variable en el tiempo acotado, se garantice asintóticamente. Finalmente el resultado es evaluado numéricamente a través de unas simulaciones realizadas en MATLAB/Simulink, las cuales ilustran el desempeño del esquema de control diseñado. Como parte de trabajo futuro se considera expandir el resultado para lidiar con el par de carga desconocido, ya que puede ser visto con una perturbación no acoplada que afecta directamente al subsistema mecánico. Así mismo, se tiene pendiente la parte de la implementación de este control en una maqueta experimental para poder evaluar su desempeño frente a otros controles industriales usados.

#### REFERENCIAS

- Aissa, O., Reffas, A., Krama, A., Benkercha, R., Talhaoui, H., and Abu-Rub, H. (2024). Advanced direct torque control based on neural tree controllers for induction motor drives. *ISA Transactions*, 148, 92–104. doi: 10.1016/j.isatra.2024.03.017.
- Baazouzi, K., Bensalah, A.D., and Drid, S. (2014). The PBC technical to control the induction motor. In *2014 15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, 7–10. IEEE, Hammamet, Tunisia. doi: 10.1109/STA.2014.7086690.
- Batlle, C., Dòria-Cerezo, A., Espinosa-Pérez, G., and Ortega, R. (2009). Simultaneous interconnection and damping assignment passivity-based control: the induction machine case study. *International Journal of Control*, 82(2), 241–255. doi:10.1080/00207170802050817.
- Becherif, M. (2019). Survey on Passivity Based Control of Induction Machine. *Asian Journal of Control*, 21(4), 2137–2154. doi:10.1002/asjc.1957.
- Belay, A., Salau, A.O., Kassahun, H.E., and Eneh, J.N. (2024). Stator flux estimation and hybrid sliding mode torque control of an induction motor. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*. doi:10.1007/s13198-024-02275-1.
- Espinosa, G. and Ortega, R. (1994). State observers are unnecessary for induction motor control. *Systems & Control Letters*, 23(5), 315–323. doi:10.1016/0167-6911(94)90063-9.
- Espinosa-Pérez, G., Ortega, R., and Nicklasson, P.J. (1997). Torque and Flux Tracking of Induction Motors. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 7(1), 1–9. doi:10.1002/(SICI)1099-1239(199701)7:1::AID-RNC194;3.0.CO;2-2.
- González, H., Duarte-Mermoud, M.A., Pelissier, I., Travieso-Torres, J.C., and Ortega, R. (2008). A novel induction motor control scheme using IDA-PBC. *Journal of Control Theory and Applications*, 6(1), 59–68. doi:10.1007/s11768-008-7193-9.
- Krause, P.C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S.D., and Pekarek, S. (eds.) (2013). *Analysis of electric machinery and drive systems*. Number 37 in IEEE Press series on power engineering. Wiley, Hoboken, NJ, 3. ed edition.
- Krzemiński, Z. (1987). Nonlinear Control of Induction Motor. *IFAC Proceedings Volumes*, 20(5), 357–362. doi: 10.1016/S1474-6670(17)55396-3.
- Lamme, B.G. (1921). The story of the induction motor. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, 40(3), 203–223. doi: 10.1109/JoAIEE.1921.6592844.
- Marino, R., Tomei, P., and Verrelli, C.M. (2010). *Induction Motor Control Design*, volume 0 of *Advances in Industrial Control*. Springer London, London. doi: 10.1007/978-1-84996-284-1.
- Mujica, H. and Espinosa-Pérez, G. (2014). Control No Lineal Basado en Pasividad de Motores de Inducción para Alto Desempeño Dinámico. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI*, 11(1), 32–43. doi:10.1016/j.riai.2013.08.001.
- Ortega, R. and Espinosa, G. (1993). Torque regulation of induction motors. *Automatica*, 29(3), 621–633. doi: 10.1016/0005-1098(93)90059-3.
- Ramos-García, F., Espinosa-Pérez, G., and Avila-Becerril, S. (2021). On the trajectory tracking control of hamiltonian systems. Mexico.
- Singh, A.K., Dewangan, H., Venu, S., and Jain, S. (2024). Model Predictive Control for Nine Phase Induction Motor. In *2024 Third International Conference on Power, Control and Computing Technologies (ICPC2T)*, 657–662. IEEE, Raipur, India. doi: 10.1109/ICPC2T60072.2024.10474940.
- Trzynadlowski, A. (2013). *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*. Springer, New York, NY. OCLC: 1066182625.
- Yadav, A., Das, R., and Roy, G. (2024). PID-Based Nonlinear Sliding Mode Control For Speed Regulation in Induction Motors: A Comprehensive Survey and Analysis. In *2024 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, 1–7. IEEE, Bhopal, India. doi: 10.1109/SCEECS61402.2024.10482307.
- Zahraoui, Yassine, Moutchou, Mohamed, Tayane, Souad, Fahassa, Chaymae, and Elbadaoui, Sara (2024). Induction Motor Performance Improvement using Super Twisting SMC and Twelve Sector DTC. *International Journal of Robotics and Control Systems*, 4(1), 50–68.