

# Control No Lineal Basado en Pasividad para Motores de Inducción: Análisis de Implementación y Desempeño

Hoover Mujica

Facultad de Ingeniería - UNAM  
Edificio Posgrado 2<sup>do</sup> piso  
Ciudad Universitaria, 04510  
México D.F. E-mail: [hoovertec@gmail.com](mailto:hoovertec@gmail.com)

Gerardo Espinosa-Pérez

Facultad de Ingeniería - UNAM  
Edificio Posgrado 2<sup>do</sup> piso  
Ciudad Universitaria, 04510  
México D.F. E-mail: [gerardoe@unam.mx](mailto:gerardoe@unam.mx)

**Resumen**—El control para seguimiento de velocidad con altos desempeños para el motor de inducción ha generado gran interés en la comunidad de control debido a las características favorables de esta máquina rotatoria. Desafortunadamente, los resultados presentados en la literatura del área están orientados más hacia las propiedades de estabilidad de los esquemas que al desempeño dinámico que pueden alcanzar. En este artículo se presenta el análisis de un controlador no lineal basado en pasividad enfocado principalmente a evaluar el desempeño que puede alcanzar el motor bajo este esquema de control. Específicamente, se analiza la facilidad que ofrece para su implementación y las posibilidades para mejorar su respuesta dinámica. En particular, se estudian diferentes posibilidades para abordar la necesidad de derivar señales que aparece en la estructura del controlador, presentándose resultados tanto en simulación como experimentación, apoyados por indicadores de desempeño que identifican los escenarios con los que se obtienen mejores desempeños bajo distintas condiciones de operación. Los resultados muestran que el escenario de mejor desempeño, facilita la implementación y relaja las condiciones impuestas en la literatura del área sobre el perfil de velocidad deseado y par de carga.

**Palabras clave:** Motor de inducción, Control Basado en Pasividad, Seguimiento de velocidad, Desempeño.

## I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, muchas de las aplicaciones de control de movimiento de máquinas rotatorias requieren: respuestas dinámicas rápidas y precisas tanto en posición, velocidad como en par generado, alta eficiencia y mayor confiabilidad. Históricamente los motores de corriente directa (CD) fueron la elección habitual para aplicaciones con alto desempeño dinámico, esto a pesar de su elevado costo de construcción, mantenimiento y otros inconvenientes; relegando a los motores de inducción (MI) a aplicaciones de velocidad constante (Bose, 1993) pero de mayor potencia como compresores, bombas de impulsión, ventiladores, molinos, etc. Esto debido a las complicaciones que presenta al momento de hacer control de alto desempeño, como son:

- La transformación de energía electromagnética en mecánica está descrita por dinámicas no lineales lo cual constituye un problema de control no trivial,

haciendo que la teoría y los esquemas convencionales de control lineal resulten insuficientes para alcanzar altos desempeños.

- Presenta variación en los parámetros durante su operación en resistencias eléctricas y fricción mecánica (que dependen de la temperatura) y en inductancias (que dependen del nivel de flujo magnético).
- La máquina se ve afectada por un par de carga externo desconocido.
- Son sistemas multivariable, con varias entradas de voltaje o corriente y una o más salidas (par, velocidad, posición, flujo magnético) a controlar.
- Requiere técnicas de control complejas y mayor cálculo computacional respecto a esquemas clásicos.
- Solo se dispone de medición parcial de los estados, debido a la incapacidad de medir estados eléctricos en el rotor.

En la actualidad la técnica de control más aceptada en el ámbito industrial para el MI es el Control por Campo Orientado (FOC por sus siglas en inglés) (Seibel *et al.*, 1997)<sup>1</sup> debido a que tiene una estructura basada en lazos proporcionales-integrativos (Leonhard, 2001), sin embargo se requieren técnicas de control más sofisticadas (Kerkman *et al.*, 1999) que mejoren el desempeño de dichas máquinas.

El PBC es una metodología no lineal que tiene un enfoque energético, explota las propiedades naturales de disipatividad de los sistemas (Ortega y Espinosa, 1991) a partir de ecuaciones de balance de energía, moldea e inyecta disipación, asegurando así los objetivos de control; esta técnica tiene sus raíces en la mecánica clásica, mejora las propiedades de robustez del sistema y evita la presencia de singularidades derivadas del hecho de eliminar no linealidades (Nicklasson *et al.*, 1997).

Bajo este enfoque, en (Espinosa y Ortega, 1994) se propone una retroalimentación de salida globalmente estable para seguimiento de velocidad y regulación de la norma de flujo en rotor con el modelo *ab*, donde se

<sup>1</sup>Generado por el equipo de investigación y desarrollo de Rockwell Automation (Allen-Bradley Standard Drives Business 6400 W. Enterprise Dr. Mequon, Wisconsin, USA)

formula una acción de control que no está basada en ideas de reconstrucción del estado, sin embargo la tasa de convergencia del error en velocidad está determinada únicamente por el mecanismo natural de amortiguamiento; en (Ortega *et al.*, 1995) con el modelo  $\alpha\beta$  mejoran el desempeño del transitorio introduciendo un filtro lineal en el error de velocidad, inyectando así amortiguamiento mecánico en el lazo de control. Finalmente en (Espinosa-Pérez y Ortega, 1995) extienden el resultado mostrando que las propiedades de este enfoque son independientes del marco de referencia en el que se establecen.

En este artículo, se presenta un análisis desde la perspectiva de implementación para el PBC, que tiene por objetivo proponer una alternativa para implementación que obtenga respuestas dinámica rápidas, señales de control con bajo contenido frecuencial y una clara política de sintonización; esto como resultado de la evaluación de diversos escenarios y la cuantificación del desempeño tanto en simulación como en una plataforma experimental, abordando el problema que se presenta en la ley de control, la cual impone la necesidad de derivar señales.

El controlador a evaluar está fundamentado principalmente en los artículos citados líneas arriba, el cual consiste en realizar una descomposición de las dinámicas del sistema como la interconexión en retroalimentación de subsistemas pasivos (eléctrico y mecánico), se establece un lazo de retroalimentación interno que, a través de la inyección de un término de amortiguamiento no lineal, asegura que el subsistema eléctrico controlado defina un mapa estrictamente pasivo desde las señales de control hasta las salidas medibles de corriente y se añade un lazo exterior que asegure la convergencia de las variables mecánicas a las deseadas.

## II. CONTROL BASADO EN PASIVIDAD - MOTOR DE INDUCCIÓN

### II-A. Modelo matemático

Se considera el modelo del motor de inducción trifásico de múltiples pares de polos tipo jaula de ardilla, representado en un plano bifásico ortogonal equivalente por medio de la transformación Blondel-Park (BP), que bajo las consideración de que las fases son simétricas y además distribuidas sinusoidalmente, evita la dependencia explícita de la posición del rotor en las ecuaciones de estado y simplifica en gran medida el análisis de dicha máquina (Liu *et al.*, 1989). Esta representación es conocida también como modelo *ab* (Seely, 1962), (Meisel, 1984), modelo de Stanley (Krishnan, 2001) o modelo en el marco de referencia fijo al estator (Krause *et al.*, 2002). Despreciando la saturación de los flujos, pérdidas en el hierro, devanados y los efectos en las ranuras; y además asumiendo que la permeabilidad magnética en los núcleos laminados es infinita y que de la aplicación de la Ley de Gauss y la Ley de Ampere (Espinosa, 1993) se tiene la siguiente relación afín entre los vectores de encadenamientos de flujos  $\psi \triangleq [\psi_s^T, \psi_r^T]^T \in \mathbb{R}^4$  y el de corrientes  $I \triangleq [I_s^T, I_r^T]^T \in \mathbb{R}^4$

descrita, en este marco de referencia, por

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s I_2 & L_{sr} I_2 \\ L_{sr} I_2 & L_r I_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde  $I_2 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  es una matriz identidad. Dada (1) se establece una representación alternativa para el modelo no lineal del motor de inducción empleando, con el objetivo de facilitar la inyección de términos disipativos en el lazo eléctrico y el diseño del controlador (Espinosa y Ortega, 1994), las corrientes de estator y los flujos del rotor como estados del sistema; el modelo *ab* alternativo resulta:

$$\begin{aligned} \dot{I}_s &= -\gamma I_s + \left( \frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \right) \psi_r - \left( \frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \right) \omega \mathcal{J} \psi_r + \frac{U_s}{\sigma} \\ \dot{\psi}_r &= - \left( \frac{R_r}{L_r} \right) \psi_r + (n_p \omega \mathcal{J}) \psi_r + \left( \frac{R_r L_{sr}}{L_r} \right) I_s \\ \dot{\omega} &= \left( \frac{n_p}{J} \right) \underbrace{\frac{L_{sr}}{L_r} I_s^T \mathcal{J} \psi_r}_{T_e} - \left( \frac{B}{J} \right) \omega - \frac{T_L}{J} \end{aligned}$$

donde

$$\sigma = \left( L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r} \right), \quad \gamma = \left( \frac{L_{sr}^2 R_r}{\sigma L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma} \right).$$

Los parámetros  $L_s, L_r, L_{sr} > 0$  son las inductancias en estator, rotor y mutua respectivamente;  $R_s, R_r > 0$  las resistencias eléctricas en estator y rotor,  $n_p$  el número de par de polos,  $J > 0$  la inercia del rotor,  $B \geq 0$  el coeficiente de amortiguamiento mecánico,  $T_L$  el par de carga externo aplicado al eje del rotor,  $T_e$  el par electromagnético generado y  $U_s \in \mathbb{R}^2$  los voltajes de estator. Se representa al modelo en la forma matricial, como

$$D\dot{x} + C(x)x + Rx = Q \quad (2)$$

donde el vector de estados  $x \triangleq [I_s^T, \psi_r^T, \omega]^T \in \mathbb{R}^5$  compuesto por las corrientes de estator  $I_s \in \mathbb{R}^2$ , los flujos de rotor  $\psi_r \in \mathbb{R}^2$  y la velocidad del rotor  $\omega \in \mathbb{R}$ , siendo

$$D \triangleq \begin{bmatrix} \sigma L_r I_2 & 0 & 0 \\ 0 & I_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r J \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$C(x) \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} \psi_r \\ 0 & -n_p \omega \mathcal{J} & 0 \\ -n_p L_{sr} \psi_r^T \mathcal{J}^T & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R \triangleq \begin{bmatrix} L_r \sigma \gamma I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & 0 \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & \frac{R_r}{L_r} I_2 & 0 \\ 0 & 0 & L_r B \end{bmatrix}, \quad Q \triangleq \begin{bmatrix} L_r U_s \\ 0 \\ -L_r T_L \end{bmatrix}$$

donde  $\mathcal{J} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  una matriz antisimétrica de la forma

$$\mathcal{J} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathcal{J}^T$$

## II-B. Descripción del PBC

Dado el modelo del motor de inducción (2), se impone un comportamiento deseado en los estados definido por  $x_d \triangleq [I_{sd}^T, \psi_{rd}^T, \omega_d]^T = [I_{sad}, I_{sbd}, \psi_{rad}, \psi_{rbd}, \omega_d]^T$  con lo cual el PBC asegura el seguimiento asintótico global de velocidad  $\omega$  y la regulación de la norma del flujo en rotor  $\|\psi_r\|$ , donde  $\|\cdot\|$  es la norma Euclidiana, tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\omega - \omega_d| = 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \|\|\psi_r\| - \|\psi_{rd}\|\| = 0$$

con todas las señales internas uniformemente acotadas, bajo las siguientes suposiciones:

- S.1 Se dispone de medición de corrientes de estator  $I_s(t)$  y velocidad del rotor  $\omega(t)$ .
- S.2 Todos los parámetros del modelo son perfectamente conocidos.
- S.3 El par de carga  $T_L(t)$  es una función desconocida<sup>2</sup> con primera derivada, tal que  $|T_L(t)| \leq c_1 < \infty, \forall t \in [0, \infty)$ .
- S.4 El perfil de velocidad del rotor deseado  $\omega_d(t)$  es una función acotada y dos veces diferenciable con cotas conocidas, tal que  $|\omega_d(t)| \leq c_2 < \infty, \forall t \in [0, \infty)$ .
- S.5 La norma del flujo de rotor deseado  $\|\psi_{rd}\|$  es una constante positiva.

Con la acción de control no lineal de retroalimentación de salida compuesta por

$$U_s = \sigma \dot{I}_{sd} + n_p \frac{L_{sr}}{L_r} \mathcal{J} \omega \psi_{rd} + \left( \frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r^2} + R_s \right) I_{sd} - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} \psi_{rd} - K_e(\omega) e_I \quad (4)$$

donde

$$K_e(\omega) \geq \frac{L_{sr}^2 n_p^2 \omega^2 L_r}{4R_r}, \quad U_s = \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \end{bmatrix}, \quad e_I \triangleq \begin{bmatrix} I_{sa} - I_{sad} \\ I_{sb} - I_{sbd} \end{bmatrix}$$

las corrientes de estator deseadas

$$I_{sd} = \frac{1}{\frac{R_r L_{sr}}{L_r}} \left( \dot{\psi}_{rd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \right) \quad (5)$$

y el vector de flujos de rotor deseados se obtiene de la solución del sistema dinámico

$$\dot{\psi}_{rd} = \left( n_p \omega + \frac{R_r}{n_p^2 \|\psi_r\|^2} T_d \right) \mathcal{J} \psi_{rd} \quad (6)$$

$$\dot{\psi}_{rd}(0) = [\|\psi_{rd}\| \ 0]^T.$$

Aplicando (6) en (5) se define las corrientes de estator deseadas en función de los flujos de rotor deseados

$$I_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr} n_p^2 \|\psi_r\|^2} T_d \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{1}{L_{sr}} \psi_{rd}, \quad (7)$$

<sup>2</sup>Esta función es estimada mediante una ley de adaptación descrita en (Ortega *et al.*, 1992) y (Ortega y Espinosa, 1993) ya que puede verse como una parametrización lineal del par de carga  $T_L(t)$ .

dado que se requiere la derivada de las corrientes deseadas, esta es obtenida analíticamente, tal que

$$\dot{I}_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \left( T_d \mathcal{J} \dot{\psi}_{rd} + \dot{T}_d \mathcal{J} \psi_{rd} \right) + \frac{1}{L_{sr}} \dot{\psi}_{rd} \quad (8)$$

así el par mecánico de origen eléctrico deseado y su primera derivada se definen como:

$$T_d = J \dot{\omega}_d + B \omega_d + \hat{T}_L - z \quad (9)$$

$$\dot{T}_d = J \ddot{\omega}_d + B \dot{\omega}_d + \dot{\hat{T}}_L - \dot{z} \quad (10)$$

donde  $z$  es la salida del filtro lineal<sup>3</sup> cuya estructura es

$$\dot{z} = -az + be_\omega, \quad a, b > 0, \quad z(0) = e_\omega(0), \quad (11)$$

para lo cual el error de velocidad se define como  $e_\omega \triangleq \omega - \omega_d$  y finalmente la implantación de un estimador de par de carga<sup>4</sup> determinado por

$$\hat{T}_L = -k_i \int e_\omega dt, \quad k_i > 0, \quad \hat{T}_L(0) = 0 \quad (12)$$

## II-C. Propiedades del PBC

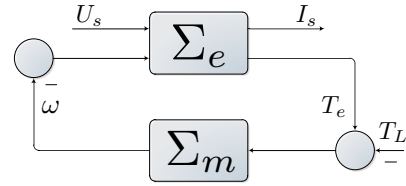


Figura 1. Descomposición del MI en dos subsistemas pasivos

El modelo (2) puede descomponerse en dos subsistemas (vea Figura 1) uno eléctrico  $\Sigma_e$  que es pasivo desde la entrada  $[U_s, -\omega]^T$  hasta la salida  $[I_s, T_e]^T$  con la función de almacenamiento de energía  $H_e$ , tal que

$$\Sigma_e : \begin{bmatrix} U_s \\ -\omega \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} I_s \\ T_e \end{bmatrix}, \quad H_e = \frac{1}{2} I_s^T D_e I_s$$

donde  $D_e \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$  es la descomposición del subsistema eléctrico de (3); y un subsistema mecánico  $\Sigma_m$  es pasivo desde la entrada  $(T_e - T_L)$  hasta la salida  $\omega$  con función de almacenamiento de energía  $H_m$ , tal que

$$\Sigma_m : T_e - T_L \rightarrow \omega, \quad H_m = \frac{1}{2} J \omega^2$$

De esta forma, ambos subsistemas preservan propiedades de estabilidad, los detalles de la prueba son ampliamente explicados en (Ortega *et al.*, 1995).

<sup>3</sup>La aplicación de este filtro busca evitar la medición de la aceleración del rotor, necesaria para obtener analíticamente la derivada del par deseado ( $\dot{T}_d$ ) formulado en (Ortega *et al.*, 1995).

<sup>4</sup>Se establece la condición inicial igual a cero, ya que de ser diferente afecta negativamente el desempeño del controlador cuando el perfil de velocidad deseado genera un par electromagnético de signo contrario a la condición inicial establecida (Mujica, 2012).

### III. RESULTADO PRINCIPAL

#### III-A. Problemática identificada para implementación

- P.1 La ley de control requiere derivar las corrientes en estator deseada ( $\dot{I}_{sd}$ ), lo que implica derivar el par electromagnético deseado ( $\dot{T}_d$ ) y a su vez el error de velocidad ( $\dot{\omega} - \dot{\omega}_d$ ), lo cual amplifica el ruido presente en la medición de velocidad.
- P.2 Las señales de corriente de estator medidas ( $I_s$ ) contienen niveles moderados de ruido, debido a la técnica de conmutación propia del inversor, esto induce también ruido en la acción de control ( $U_s$ ) en proporción a la ganancia dinámica  $K_e(\omega)$ .
- P.3 La introducción del filtro lineal, descrito en (11), para evitar el problema de medición de aceleración trae como consecuencia:

- P.3.1 Complicación en la sintonización del controlador, debido a que esta depende de los perfiles de velocidad deseados ( $\omega_d$ ) con lo que se deben sintonizar en total 6 parámetros fuertemente relacionados.
- P.3.2 La elección inapropiada de los parámetros del filtro genera, en algunos casos, oscilaciones sostenidas.
- P.3.3 Deteriora el transitorio cuando se requieren respuestas del motor rápidas (la acción de control no gobierna al filtro).
- P.3.4 Incrementa el costo computacional y dificulta la puesta en marcha.

#### III-B. Metodología y criterios de evaluación

Se evaluó al PBC en simulación y en la plataforma experimental bajo las mismas condiciones, con el objetivo de establecer una clasificación que premie el mejor desempeño, contemplándose los siguientes escenarios de evaluación:

- **Escenario nro. 1:** Dado  $I_{sd}$  en (7), se obtiene  $\dot{I}_{sd}$  aplicando un derivador puro.
- **Escenario nro. 2:** Similar al escenario nro. 1, pero anteponiendo un filtro pasa bajas de primer orden con  $f_c = 628 \text{ rad/s}$ .
- **Escenario nro. 3:** Se obtiene  $\dot{I}_{sd}$  aplicando un derivador sucio<sup>5</sup> en  $I_{ds}$  ajustado a  $628 \text{ rad/s}$ .
- **Escenario nro. 4:** Se obtiene  $\dot{I}_{ds}$  analíticamente como en (8) donde  $\dot{T}_d$  se consigue aplicando un derivador sucio en  $T_d$  (10) ajustado a  $628 \text{ rad/s}$ .
- **Escenario nro. 5:** Se obtiene analíticamente  $\dot{I}_{ds}$  y  $\dot{T}_d$  como en (8) y (10) respectivamente pero con un derivador sucio para generar  $\dot{e}_\omega$ .
- **Escenario nro. 6:** Se obtiene analíticamente  $\dot{I}_{ds}$  y  $\dot{T}_d$  aplicando el filtro lineal dado en (11).

Con los siguientes criterios de evaluación e indicadores de desempeño:

- Error Cuadrático Medio (ECM) en velocidad.

<sup>5</sup>Para mayor detalle sobre este mecanismo refiérase a (Kelly *et al.*, 1993) y para la metodología de sintonización a (Mujica, 2012)

- ECM en corrientes de estator.
- Cota inferior y superior de error de velocidad.
- Rango del error de velocidad.
- Valor máximo y mínimo de corriente ( $I_{sa}$ ) e ( $I_{sb}$ ).
- Contenido frecuencial en acción de control ( $U_s$ ) y corrientes de estator ( $I_s$ .)

#### III-C. Resultado del análisis

La clasificación generada en simulación mostró que el escenario nro. 1 tiene el mejor desempeño, esto debido a que se realizó en ausencia de ruido, por lo tanto fue descartada esta opción para implementación y únicamente se presenta a continuación la clasificación de los resultados de experimentales. En la Tabla I se observa que el esce-

TABLA I

CLASIFICACIÓN EN BASE AL DESEMPEÑO DEL PCB EXPERIMENTAL

Evaluación	Ranking	ECM velocidad	ECM corriente	Cota inferior error velocidad	Cota superior error velocidad	Rango error velocidad
Escenario n°1	5	0.624127395	1.418294835	-1.038778648	2.940664288	3.979442936
Escenario n°2	3	0.547632550	1.873692647	-8.142875506	4.593745386	12.736620892
Escenario n°3	4	0.589276788	2.736453830	-9.546927660	0.349745768	9.896673427
Escenario n°4	1	0.359085300	0.868337260	-1.160283419	2.275193524	3.435476943
Escenario n°5	2	0.379861428	1.065243759	-4.389431113	1.672653496	6.062084609
Escenario n°6	6	1.275638457	0.965352737	-21.387355927	6.857254866	28.244610793

nario nro. 4 tiene el mayor desempeño y con contenido frecuencial  $U_{sa}$  dentro de los límites aceptables como se muestra en la Figura 2. En las Figuras 3, 4, 5 y 6 se

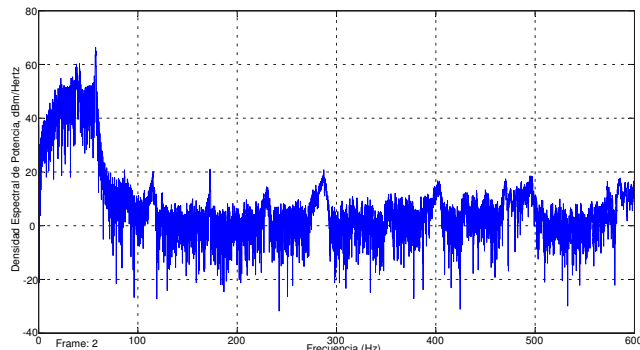


Figura 2. Espectro frecuencial de acción de control en escenario nro. 4

presenta la comparación del escenario nro. 6 por ser el esquema implementado generalmente en la literatura y el escenario nro. 4 como propuesta de implementación con alto desempeño dinámico.

### IV. PLATAFORMA DE EVALUACIÓN

#### IV-A. Descripción

Los experimentos presentados en este artículo fueron implementados en la plataforma dSPACE DS1104; con el motor trifásico de la marca Baldor (modelo ZDNM3581T) con velocidad nominal de 1725 rpm, 1 HP de potencia mecánica, 4 polos, tensión nominal de 230v (RMS) y con codificador incremental de 1024 pulsos por revolución; el inversor trifásico, compuesto por dispositivos IGBT opera a 10800 Hz y entrega hasta 4kW como potencia nominal de

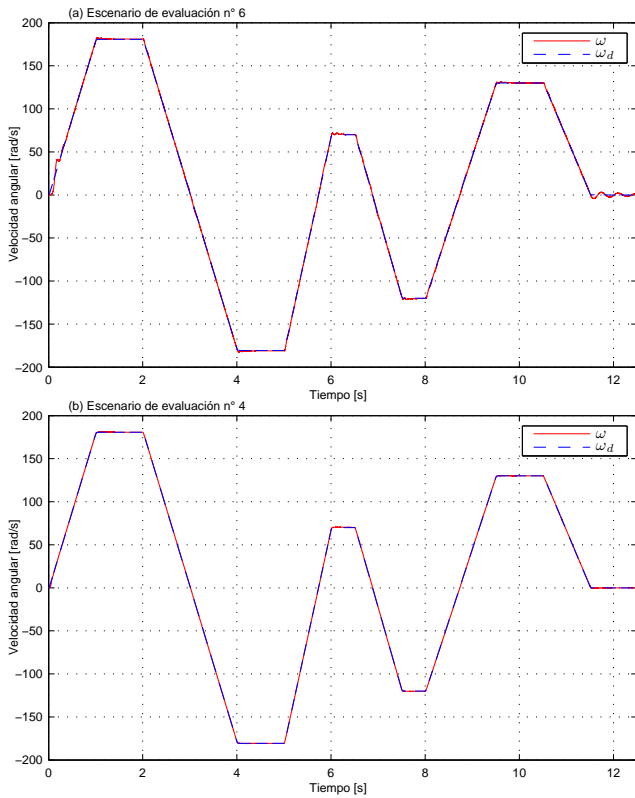


Figura 3. Perfil de seguimiento de velocidad

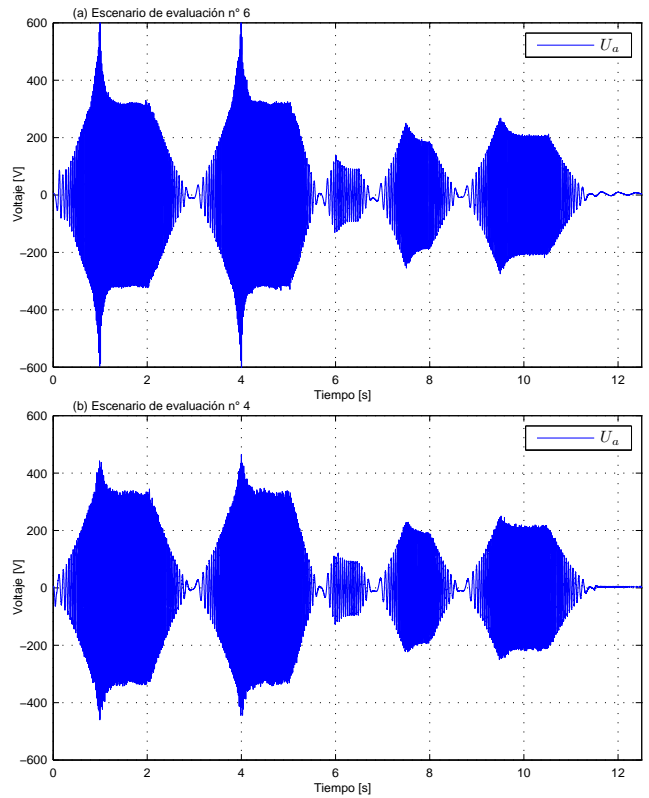


Figura 5. Acción de control

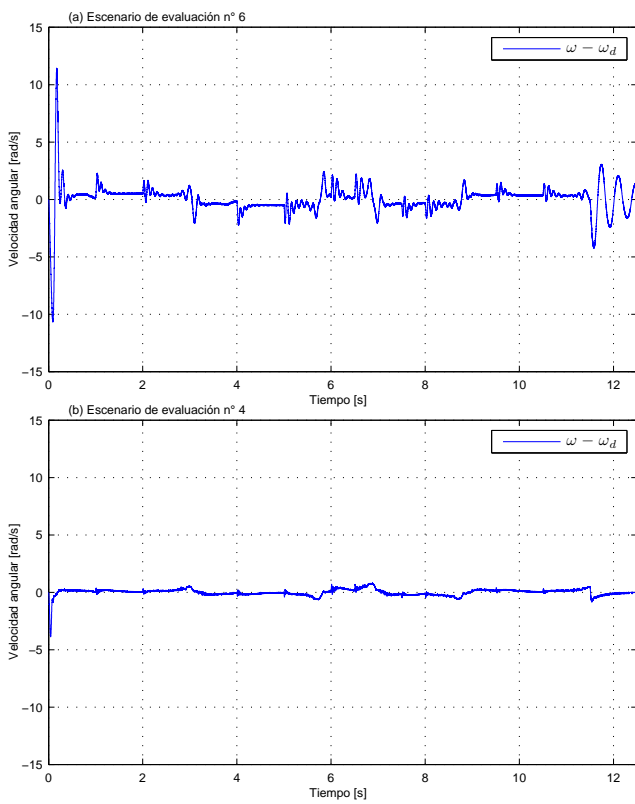


Figura 4. Error de seguimiento de velocidad

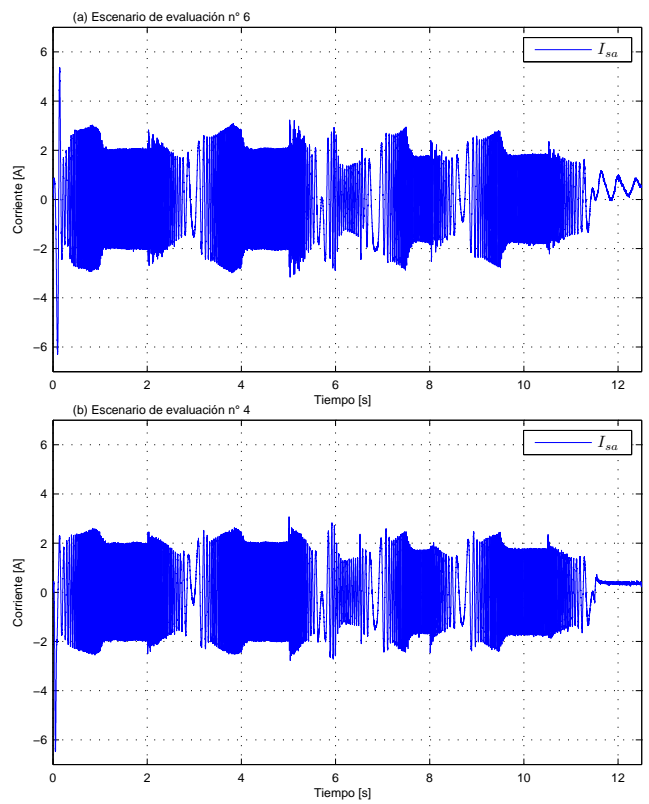


Figura 6. Corriente medida en una de las fases del estator



salida. Respecto a los parámetros consideró:  $R_s = 2.516\Omega$ ,  $R_r = 1.9461\Omega$ ,  $L_s = 0.234\text{mH}$ ,  $L_r = 0.2302\text{mH}$ ,  $L_{sr} = 2226\text{mH}$ ,  $J = 6.04967 \times 10^{-3}\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $B = 1.1 \times 10^{-4}\text{Nm}\cdot\text{seg}/\text{rad}$ ,  $\|\psi_{rd}\| = 0.525\text{Wb}$ , para el escenario nro. 6 se asigna  $a = 1500$  y  $b = 2200$ ; para el escenario nro. 4, el derivador sucio tiene función de transferencia  $\frac{\lambda s}{s+\lambda}$ , donde se considera a  $\lambda = 198$ . El tiempo de simulación es  $t = 13.1072\text{s}$  y método de solución numérica ODE45 (Ti=0.0001s).

#### IV-B. Discusión

Tomando en cuenta los resultados de la evaluación del esquema de control en la plataforma experimental, se tiene:

- El escenario nro. 4 propuesto en este artículo, tiene un desempeño dinámico notable, donde el error es menor al 2.2% de la velocidad nominal en el arranque y menor al 0.6% en operación continua inclusive al momento de invertir el sentido de giro del motor abruptamente (ver Figuras 3 y 4).
- Las suposiciones (S.3) y (S.4) pueden relajarse en el escenario nro. 4 ya que el uso del derivador sucio no impone restricciones de suavidad en las funciones.
- Uno de los factores principales que afecta directamente el desempeño del controlador, es la sintonización del filtro lineal descrito en (11), en (Ortega *et al.*, 1995) consideran  $a = 80$  y  $b = 10$ , (Espinosa-Perez *et al.*, 1996) asigna  $a = 20$  y  $b = 10$ , (Nicklasson *et al.*, 1997)  $a = 1000$  y  $b = 320$  y (Cecati y Rotondale, 1999)  $a = 100$  y  $b = 29$ , lo que evidencia la carencia de políticas de sintonía. Sin embargo en (Mujica, 2012) se muestra una metodología para la elección de estos parámetros fundamentada en la respuesta frecuencial del perfil de velocidad deseado, con lo que es posible mejorar considerablemente el desempeño del controlador bajo este escenario.
- El escenario nro. 4 tiene como cualidades: Un solo parámetro a sintonizar, menor costo computacional, menor consumo de energía como se muestra en las Figuras 5 y 6 debido a que no padece de desfase de señales producto de la introducción de dinámicas intermedias, sin embargo podría reducirse aún más el consumo, mejorando el sensor de velocidad y modificando la suposición (S.5), haciendo la norma del flujo de rotor variante en el tiempo.
- En relación con la suposición (S.2), es importante mencionar que los parámetros eléctricos aquí considerados pueden no ser los reales, debido a que se reportaron diversos valores de parámetros para este mismo motor en trabajos anteriores, lo que da una idea de la robustez de este esquema.

#### V. CONCLUSIONES

Considerando los resultados mostrados, se puede afirmar que esta técnica no lineal cubre las expectativas de desempeño esperadas, lo cual, exhibe al PBC como una propuesta seria de alto desempeño para control de movimiento de MI. Con lo que se espera capturar nuevamente el interés de la industria. Sin embargo existen diversos problemas

aún sin abordar desde esta perspectiva, como son probar estabilidad con este esquema modificado, operación en condición *sensorless* y durante fallas en instrumentos.

#### REFERENCIAS

- Bose, B.K. (1993). Power electronics and motion control-technology status and recent trends. *Industry Applications, IEEE Transactions on* **29**(5), 902–909.
- Cecati, C. y N. Rotondale (1999). Torque and speed regulation of induction motors using the passivity theory approach. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* **46**(1), 119–127.
- Espinosa, G. (1993). Nonlinear control of induction motors. PhD in Control. UNAM. C.U. México. Clasif.: 001-01190-E1-1993-1M.
- Espinosa, G. y R. Ortega (1994). State observers are unnecessary for induction motor control. *Systems & Control Letters* **23**(5), 315–323.
- Espinosa-Perez, G., I. Campos-Canton y R. Ortega (1996). On the experimental robustness of a passivity-based controller for induction motors. En: *Control Applications, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on*. pp. 626–631.
- Espinosa-Pérez, G. y R. Ortega (1995). An output feedback globally stable controller for induction motors. *Automatic Control, IEEE Transactions on* **40**(1), 138–143.
- Kelly, R., R. Ortega, A. Ailon y A. Loria (1993). Global regulation of flexible joint robots using approximate differentiation. En: *Decision and Control, 1993., Proceedings of the 32nd IEEE Conference on*. Vol. 1. pp. 617–618.
- Kerkman, R.J., G.L. Skibinski y D.W. Schlegel (1999). Ac drives: year 2000 (y2k) and beyond. En: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC. Fourteenth Annual*. Vol. 1. pp. 28–39.
- Krause, P.C., O. Wasynczuk y S.D. Sudhoff (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems*. IEEE Press series on power engineering. IEEE Press.
- Krishnan, R. (2001). *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*. Prentice Hall.
- Leonhard, W. (2001). *Control of Electrical Drives*. Power Systems. Springer.
- Liu, X.Z., G.C. Verghese, J.H. Lang y M.K. Onder (1989). Generalizing the blondel-park transformation of electrical machines: necessary and sufficient conditions. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on* **36**(8), 1058–1067.
- Meisel, J. (1984). *Principles of electromechanical-energy conversion*. R.E. Krieger.
- Mujica, Hoover (2012). Control no lineal basado en pasividad de motores de inducción para alto desempeño dinámico. Tesis de maestría. UNAM. CU, México D.F.
- Nicklasson, P.J., R. Ortega, G. Espinosa-Perez y C.G.J. Jacobi (1997). Passivity-based control of a class of blondel-park transformable electric machines. *Automatic Control, IEEE Transactions on* **42**(5), 629–647.
- Ortega, R., P.J. Nicklasson y G. Espinosa-Pérez (1995). On speed control of induction motors. En: *American Control Conference, 1995. Proceedings of the*. Vol. 5. pp. 3521–3525.
- Ortega, R. y G. Espinosa (1991). A controller design methodology for systems with physical structures: application to induction motors. En: *Decision and Control, 1991., Proceedings of the 30th IEEE Conference on*. Vol. 3. pp. 2345–2349.
- Ortega, Romeo, Carlos Canudas y Seleme I. Seleme (1992). Nonlinear control of induction motors: Torque tracking with unknown load disturbance. En: *American Control Conference, 1992*. pp. 206–210.
- Ortega, Romeo y Gerardo Espinosa (1993). Torque regulation of induction motors. *Automatica* **29**(3), 621–633.
- Seely, S. (1962). *Electromechanical energy conversion*. McGraw-Hill electrical and electronic engineering series. McGraw-Hill.
- Seibel, B.J., T.M. Rowan y R.J. Kerkman (1997). Field-oriented control of an induction machine in the field-weakening region with dc-link and load disturbance rejection. *Industry Applications, IEEE Transactions on* **33**(6), 1578–1584.