

Control No Lineal Basado en Pasividad de Motores de Inducción para Alto Desempeño Dinámico

Hoover Mujica^{a,*}, Gerardo Espinosa-Pérez^b

^aPosgrado en Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, Edificio de Posgrado 2^{do} piso, Ciudad Universitaria, C.P. 04510, México, D.F., MEXICO.

^bFacultad en Ingeniería, Universidad Nacional Autónoma de México, Edificio de Posgrado, Ciudad Universitaria, C.P. 04510, México, D.F., MEXICO.

Resumen

El control de seguimiento de posición y velocidad con alto desempeño dinámico para el motor de inducción ha generado gran interés en la comunidad de control, debido a las características favorables que presenta esta máquina rotatoria. Desafortunadamente, los resultados presentados en la literatura especializada del área están enfocados principalmente a estudiar las propiedades de estabilidad de los esquemas de control y no al desempeño dinámico que estos pueden lograr. En este artículo se presenta el análisis orientado principalmente a evaluar el desempeño que puede alcanzar un motor de inducción con perfiles de velocidad altamente variables, cuando se utiliza un controlador no lineal diseñado a partir de conceptos de pasividad. Específicamente, se evalúa la facilidad que ofrece este controlador para su implementación y los procedimientos para mejorar su respuesta dinámica, estos últimos obtenidos como resultado de un análisis causa-raíz. En particular, se estudian diferentes posibilidades para abordar la necesidad de derivar señales que aparecen en la estructura del controlador. Se presentan resultados tanto en simulación como en una plataforma experimental, ambos apoyados por indicadores clave de desempeño que identifican los escenarios con los que se obtienen mejores desempeños en distintas condiciones de operación. Se muestra 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 el par de carga. Adicionalmente, se establece una política de sintonía del controlador que permite alcanzar alto desempeño dinámico. Copyright © 2014 CEA. Publicado por Elsevier España, S.L. Todos los derechos reservados.

Palabras Clave:

Motor de inducción, control no lineal basado en pasividad, seguimiento velocidad, alto desempeño dinámico.

1. Introducción

En la actualidad, muchas de las aplicaciones de control de movimiento de máquinas rotatorias requieren respuestas dinámicas rápidas y precisas en posición, velocidad y par generado, además de alta eficiencia y mayor confiabilidad. Históricamente los motores de corriente directa (CD) fueron la elección habitual para aplicaciones con alto desempeño dinámico (a pesar de su elevado costo de construcción, mantenimiento y otros inconvenientes propios de esta clase de máquinas rotatorias), 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. Esta situación se debe a las complicaciones que se presentan para realizar el control de movimiento del MI, es decir:

- El proceso de transformación de energía electromagnética en mecánica está descrito por dinámicas no lineales, lo cual constituye un problema de control no trivial, haciendo que la teoría y los esquemas convencionales de control resulten insuficientes para alcanzar altos desempeños.
- Existe variación en los parámetros durante su operación, lo cual se refleja principalmente en cambios en los valores de las resistencias eléctricas y la 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, generalmente desconocido.
- El modelo matemático de esta máquina es un sistema multivariable, con varias entradas de voltaje o corriente y una o más salidas (par, velocidad, posición, flujo magnético) a controlar, lo que impone la necesidad de

* Autor en correspondencia.

Correos electrónicos: hoovortec@gmail.com (Hoover Mujica), gerardoe@unam.mx (Gerardo Espinosa-Pérez)

utilizar técnicas de control más complejas y de mayor cálculo computacional, respecto a esquemas clásicos.

- Solo se dispone de medición parcial de estados, debido a la incapacidad de medir algunos estados eléctricos en el rotor.

Las dificultades mencionadas no han sido un impedimento para el diseño de controladores no lineales para el MI. Así, actualmente la técnica de control más aceptada en el ámbito industrial es el Control por Campo Orientado (FOC por sus siglas en inglés) (Hasse, 1969) (Blaschke, 1972), debido por un lado, al alto desempeño que puede alcanzar¹ y, por otro lado, a que tiene una estructura de control basada en lazos proporcionales-integrativos ampliamente estudiada (Leonhard, 2001). Sin embargo y a pesar del éxito alcanzado con este esquema, es bien reconocida la necesidad de mejorar aún más el desempeño, lo que se traduce en la necesidad de desarrollar técnicas de control más sofisticadas (Kerkman *et al.*, 1999) que demuestren su capacidad para emplear al MI en aplicaciones más demandantes en precisión y exactitud.

Entre las metodologías de diseño de controladores no lineales que han buscado satisfacer la necesidad de mejora el desempeño, una de las más atractivas para afrontar problemas industriales es el Control Basado en Pasividad (CBP). Esta técnica parte de un enfoque energético, ya que para alcanzar los objetivos de control explota las propiedades naturales de disipación de energía de los sistemas a controlar (Ortega y Espinosa, 1991) al proponer esquemas de control que generan estructuras en lazo cerrado a las que les corresponden funciones de energía almacenada y disipada moldeadas adecuadamente. Su concepción se basa en argumentos de la mecánica clásica y mejora las propiedades de robustez del sistema, evitando 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 un algoritmo de control por retroalimentación de salida globalmente asintóticamente estable para seguimiento de velocidad y regulación de la norma de flujo de rotor cuya principal característica es que no requiere de los estados no medibles (flujos de rotor) del motor, pero que exhibe una tasa de convergencia del error en velocidad determinada únicamente por el mecanismo natural de amortiguamiento. En (Ortega *et al.*, 1995) se mejora 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) se extiende este resultado mostrando que las propiedades de este enfoque son independientes del marco de referencia en el que se representan las variables del sistema. Desafortunadamente y aunque en las diferentes contribuciones se pueden encontrar bosquejos de su estudio, en ninguna de ellas se aborda de manera precisa el problema de desempeño.

El objetivo de este trabajo es el de presentar los resultados obtenidos de desarrollar un análisis del CBP para el MI cuyo fin

fue el de establecer las mejores condiciones para su implementación experimental de tal forma que se obtuvo una respuesta dinámica que es competitiva (e incluso superior) a los esquemas que actualmente se utilizan en aplicaciones industriales. Este objetivo de desempeño se planteó, en primera instancia, en términos de la obtención de respuestas dinámica rápidas y precisas con señales de control con bajo contenido frecuencial, aunque de manera colateral también involucró el establecimiento de su mejor programación (en un contexto computacional) lo que condujo a la propuesta de una política de sintonización que facilita su utilización por parte del usuario. Una etapa fundamental en la metodología de análisis fue la evaluación de diversas alternativas para implementar los derivadores requeridos por la ley de control. La cuantificación del desempeño se realizó estableciendo indicadores que fueron evaluados tanto en simulación numérica como en una plataforma experimental. Los experimentos se realizaron sin aplicar par de carga, pero más adelante se explica porqué esta situación no compromete los resultados obtenidos.

Aunque no es el interés principal del trabajo, es importante mencionar que la implementación propuesta para el controlador no compromete sus propiedades de estabilidad previamente establecidas y es congruente con su diseño matemático, es decir, el esquema se obtiene de considerar una descomposición de las dinámicas eléctrica y mecánica del sistema como la interconexión en retroalimentación de subsistemas pasivos, 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 define un mapa estrictamente pasivo desde las señales de control hasta las salidas medibles de corriente y se añade un lazo exterior que asegura la convergencia de las variables mecánicas a sus valores deseados.

El resto del artículo está organizado de la siguiente forma: En la Sección 2 se presenta el modelo considerado para el MI, se plantea el problema de control abordado y se introduce el CBP. La Sección 3 está dedicada a establecer la problemática estudiada, la metodología seguida para el desarrollo del análisis y los criterios de evaluación establecidos. Los resultados principales obtenidos del análisis se reportan en la Sección 4, así como su discusión. Finalmente, se plantean algunas conclusiones.

2. Control Basado en Pasividad - Motor de inducción

2.1. Modelo matemático

Se considera el modelo del MI 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) (Blondel *et al.*, 1913), (Park, 1929). Bajo estas condiciones y la consideración de que las fases son simétricas y además distribuidas sinusoidalmente, se evita la dependencia explícita del modelo respecto a la posición del rotor, simplificando 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).

¹Estudio realizado por el equipo de investigación y desarrollo de Rockwell Automation (Allen-Bradley Standard Drives Business 6400 W. Enterprise Dr. Mequon, Wisconsin, USA)

Suponiendo una relación lineal entre los flujos y las corrientes, que la permeabilidad magnética en los núcleos laminados es infinita y despreciando los efectos en las ranuras y las pérdidas en el hierro y devanados, de la aplicación de la Ley de Gauss y la Ley de Ampere (Espinosa, 1993) se tiene que

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

donde $\psi \triangleq [\psi_s^T, \psi_r^T]^T \in \mathbb{R}^4$ es el vector de encadenamientos de flujos, $I \triangleq [I_s^T, I_r^T]^T \in \mathbb{R}^4$ el vector de corrientes, $L_s, L_r, L_{sr} > 0$ son las inductancias en estator, rotor y mutua, respectivamente, e $I_2 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ es la matriz identidad.

A partir de (1) es posible obtener (Espinosa y Ortega, 1994) una representación no lineal de la dinámica del MI empleando las corrientes de estator y los flujos del rotor como variables de estado eléctricas del sistema. Este modelo, conocido en la literatura como el *modelo ab*, está dado por

$$\begin{aligned} \dot{I}_s &= -\gamma I_s + \left(\frac{L_{sr} R_r}{\sigma L_r^2} \right) \psi_r - \left(\frac{n_p L_{sr}}{\sigma L_r} \right) \omega \mathcal{J} \psi_r + \frac{U_s}{\sigma} \\ \dot{\psi}_r &= -\left(\frac{R_r}{L_r} \right) \psi_r + \left(n_p \omega \mathcal{J} \right) \psi_r + \left(\frac{R_r L_{sr}}{L_r} \right) I_s \\ \dot{\omega} &= \underbrace{\left(\frac{1}{J} \right) \frac{n_p L_{sr}}{L_r} I_s^T \mathcal{J} \psi_r}_{\tau_e} - \left(\frac{B}{J} \right) \omega - \frac{\tau_L}{J} \end{aligned} \quad (2)$$

donde τ_e es el par mecánico de origen eléctrico, ω la velocidad en el eje del motor, $R_s, R_r > 0$ las resistencias en estator y rotor, respectivamente, n_p el número de par de polos, $J > 0$ la inercia del rotor, $B \geq 0$ el coeficiente de amortiguamiento mecánico, τ_L el par de carga externo aplicado al eje del rotor y $U_s \in \mathbb{R}^2$ los voltajes de estator, mientras que

$$\sigma = \left(L_s - \frac{L_{sr}^2}{L_r} \right), \quad \gamma = \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{\sigma L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma} \right), \quad \mathcal{J} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = -\mathcal{J}^T.$$

En este momento es adecuado mencionar que las ecuaciones eléctricas del modelo (2) pueden ser representadas de manera matricial como

$$\begin{aligned} &\underbrace{\begin{bmatrix} L_r \sigma I_2 & 0 \\ 0 & I_2 \end{bmatrix}}_{D_e} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{\psi}_r \end{bmatrix}}_{\dot{x}_e} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega \\ -n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega & -n_p \mathcal{J} \omega \end{bmatrix}}_{C_e(\omega)} \underbrace{\begin{bmatrix} I_s \\ \psi_r \end{bmatrix}}_{x_e} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} L_r \sigma \gamma I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 & n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega \end{bmatrix}}_{R_e(\omega)} \underbrace{\begin{bmatrix} I_s \\ \psi_r \end{bmatrix}}_{x_e} = \underbrace{\begin{bmatrix} L_r U_s \\ 0 \end{bmatrix}}_{Q_e} \end{aligned} \quad (3)$$

con lo que el modelo completo puede escribirse como

$$D_e \dot{x}_e + C_e(\omega) x_e + R_e(\omega) x_e = Q_e \quad (4)$$

$$J \dot{\omega} + B \omega = \tau_e - \tau_L. \quad (5)$$

Esta representación compacta permitirá presentar de una manera más sencilla, como se verá adelante, tanto la estructura como las propiedades de estabilidad del CBP.

2.2. Formulación del problema de control

El problema de control considerado a lo largo de este trabajo se formula como:

Considere el modelo del MI descrito en (4-5) y suponga que

S.1 Se dispone de medición de corrientes de estator I_s y velocidad del rotor ω .

S.2 Todos los parámetros del modelo son conocidos.

S.3 El par de carga τ_L es una función desconocida aunque suave y acotada con primera derivada acotada.

S.4 La velocidad deseada del rotor $\omega_d(t)$ es una función acotada y dos veces diferenciable, con primera y segunda derivada acotadas.

S.5 La norma del flujo magnético de rotor deseado $\|\psi_{rd}\|$ es una constante positiva².

Bajo estas condiciones, diseñe una ley de control por retroalimentación de salida de la forma $U_s = U_s(I_s, \omega)$ tal que se garantice seguimiento asintótico global de velocidad y regulación de la norma del flujo de rotor, es decir

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

con todas las señales internas acotadas.

2.3. Descripción de CBP

Siguiendo la metodología fundamentada en la propiedad de pasividad del modelo del MI, para establecer la estructura del controlador se define el error de estados eléctricos como

$$e_e = \begin{bmatrix} e_I \\ e_\psi \end{bmatrix} = x_e - x_{ed}, \quad x_{ed} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Expresando la dinámica eléctrica del motor (4) en términos del error (6), se tiene que

$$D_e \dot{e}_e + C_e(\omega) e_e + R_e(\omega) e_e = \Phi_{ei} \quad (7)$$

con

$$\Phi_{ei} = \begin{bmatrix} \Phi_{e1} \\ \Phi_{e2} \end{bmatrix} = Q_e - \{D_e \dot{x}_{ed} + C_e(\omega) x_{ed} + R_e(\omega) x_{ed}\} \quad (8)$$

donde $\Phi_{ei} \in \mathbb{R}^2$, $i = 1, 2$.

Para el diseño de la ley de control se considera, primero, el término derecho de las dos primeras filas de la ecuación matricial (8), los cuales se escriben como

$$\begin{aligned} \Phi_{e1} &= L_r U_s - \left(L_r \sigma \dot{I}_{sd} + n_p L_{sr} \mathcal{J} \omega \psi_{rd} + \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r} + L_s R_s \right) I_{sd} \right) \\ &\quad + \frac{L_{sr} R_r}{L_r} \psi_{rd}. \end{aligned} \quad (9)$$

² $\|\cdot\|$ es la norma Euclidiana.

De esta expresión, si se considera la estructura para los voltajes de control dada por

$$U_s = \sigma \dot{I}_{sd} + \frac{n_p L_{sr}}{L_r} \mathcal{J} \omega \psi_{rd} + \left(\frac{L_{sr}^2 R_r}{L_r^2} + R_s \right) I_{sd} - \frac{L_{sr} R_r}{L_r^2} \psi_{rd} - K_e(\omega) e_I, \quad (10)$$

donde se incluye un término de amortiguamiento $K_e(\omega)$ en el error de corrientes, entonces se obtiene que

$$\Phi_{e1} = -K_e(\omega) e_I. \quad (11)$$

Es importante destacar que la dependencia de esta ganancia respecto a ω se requiere para garantizar la convergencia de los errores (6) a cero. De hecho, la expresión precisa para ella es

$$K_e(\omega) = \frac{L_{sr}^2 n_p^2 \omega^2}{4\varepsilon}; \quad 0 < \varepsilon < R_r. \quad (12)$$

Una vez definida la estructura del controlador, se procede a definir las diferentes variables involucradas en esta política de control. Para esto, se consideran las dos segundas filas de la ecuación matricial (8) dadas por

$$\Phi_{e2} = 0 - \{\dot{\psi}_{rd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} - \frac{R_r L_{sr}}{L_r} I_2 I_{sd} + \frac{R_r}{L_r} I_2 \psi_{rd}\}. \quad (13)$$

Si se propone para las corrientes deseadas de estator la expresión dada por

$$I_{sd} = \frac{L_r}{R_r L_{sr}} \left(\dot{\psi}_{rd} - n_p \omega \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \right) \quad (14)$$

mientras que los flujos de rotor deseados se obtienen como solución del sistema dinámico

$$\dot{\psi}_{rd} = \left(n_p \omega + \frac{R_r}{n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \right) \mathcal{J} \psi_{rd}; \quad \psi_{rd}(0) = \begin{bmatrix} \|\psi_{rd}\| \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

entonces se obtiene, por un lado, que $\Phi_{e2} = 0$ y, por otro lado, que

$$I_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \tau_d \mathcal{J} \psi_{rd} + \frac{1}{L_{sr}} \psi_{rd}. \quad (16)$$

La última variable que requiere ser definida es el par mecánico de origen eléctrico deseado τ_d . Para esto, se define el error de velocidad $e_\omega = \omega - \omega_d$ y se expresa la dinámica mecánica (5) en términos de esta variable como

$$J \dot{e}_\omega + B e_\omega = \tau_e - \tau_L - J \dot{\omega}_d - B \omega_d.$$

Si se define

$$\tau_d = J \dot{\omega}_d + B \omega_d + \hat{\tau}_L - z, \quad (17)$$

con

$$\hat{\tau}_L = -K_{\omega i} \int e_\omega dt; \quad K_{\omega i} > 0, \quad \hat{\tau}_L(0) = \hat{\tau}_{L0} \quad (18)$$

el par de carga estimado y z el error de velocidad filtrado, dado como la salida del filtro lineal

$$\dot{z} = -az + b e_\omega, \quad a, b > 0, \quad z(0) = e_\omega(0), \quad (19)$$

entonces la dinámica del error de velocidad se escribe como

$$J \dot{e}_\omega + B e_\omega = \tau_e - \tau_d - \tau_L + \hat{\tau}_L - z. \quad (20)$$

Antes de establecer las propiedades de estabilidad del controlador propuesto, es importante reconocer algunas de sus características, específicamente:

- La ley de control (10) requiere para su implementación tanto las derivadas de I_{sd} dada por

$$\dot{I}_{sd} = \frac{L_r}{L_{sr} n_p \|\psi_{rd}\|^2} \left(\tau_d \mathcal{J} \dot{\psi}_{rd} + \dot{\tau}_d \mathcal{J} \psi_{rd} \right) + \frac{1}{L_{sr}} \dot{\psi}_{rd}, \quad (21)$$

como de τ_d , que se escribe como

$$\dot{\tau}_d = J \ddot{\omega}_d + B \dot{\omega}_d + \dot{\hat{\tau}}_L - \dot{z} \quad (22)$$

- La necesidad de incluir el filtro (19) se desprende de las derivadas mencionadas en el punto anterior, ya que si hiciera depender al par deseado τ_d directamente del error de velocidad e_ω , entonces al calcular $\dot{\tau}_d$ se tendría que utilizar la medición de aceleración para implementar el controlador propuesto (Ortega *et al.*, 1995).
- El estimador de par de carga (18) posee una estructura ampliamente utilizada en la práctica industrial. Desde una perspectiva matemática, una de sus ventajas radica en el hecho de que el operador integral exhibe también propiedades de pasividad.
- De la ecuación (20) es fácil reconocer que si $\tau_e \rightarrow \tau_d$, $\hat{\tau}_L \rightarrow \tau_L$ y $z \rightarrow 0$, entonces e_ω tenderá a cero. Esta propiedad establece de hecho, la estructura de la prueba de estabilidad del esquema en lazo cerrado.

2.4. Propiedades del CBP

Para establecer las propiedades de estabilidad del esquema de control considerado, un hecho fundamental (Espinosa y Ortega, 1994) es que el modelo (4-5) se puede representar como la interconexión de dos subsistemas pasivos (vea Figura 1), uno eléctrico (Σ_e), que es pasivo desde la entrada $[U_s, -\omega]^T$ hasta la salida $[I_s, \tau_e]^T$, y otro mecánico (Σ_m), que es pasivo desde la entrada $(\tau_e - \tau_L)$ hasta la salida ω .

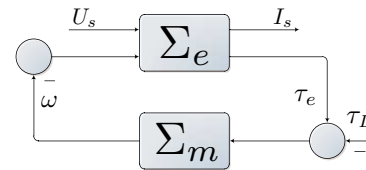


Figura 1: Descomposición del MI en dos subsistemas pasivos

A partir de esta estructura, se puede demostrar que la ley de control (10) establece un lazo de retroalimentación para Σ_e que convierte su naturaleza pasiva en estrictamente pasiva a la

salida, sujeto a una “perturbación” pasiva dada por el sistema Σ_m . Para demostrar esto, se considera la función *tipo*³ energía

$$\bar{H}_e = \frac{1}{2} e_e^T D_e e_e \quad (23)$$

cuya derivada en el tiempo, evaluada a lo largo de las trayectorias de la dinámica del error (7) y considerando la definición de la ley de control (10), es

$$\dot{\bar{H}}_e = -e_e^T \bar{R}_e(\omega) e_e, \quad (24)$$

debido a la estructura anti-simétrica de $C_e(\omega)$ y en donde

$$\bar{R}_e(\omega) = \begin{bmatrix} (L_r \sigma \gamma + K_e(\omega)) I_2 & -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 - \frac{1}{2} n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega \\ -\frac{L_{sr} R_r}{L_r} I_2 + \frac{1}{2} n_p L_{sr} \mathcal{J}^T \omega & \frac{R_r}{L_r} I_2 \end{bmatrix}.$$

Si se considera la expresión (12), entonces se prueba (aplicando el Complemento de Schur, por ejemplo) que $\bar{R}_e(\omega)$ es una matriz definida positiva y por lo tanto que el error eléctrico e_e tiende exponencialmente a cero para toda velocidad de rotor acotada, es decir $e_e = 0$ es un punto de equilibrio Globalmente Exponencialmente Estable (GES por sus siglas en inglés).

Este resultado se complementa explotando la estructura de la dinámica del error de velocidad dada por (20), (19) y (18). De ella, se puede obtener un mapa que es Entrada/Estado Estable (ISS por sus siglas en inglés) desde e_e hasta e_ω , por lo que se tiene la interconexión de un sistema GES con uno ISS. La prueba se concluye aplicando argumentos de sistemas pasivos interconectados para demostrar que e_ω tiende a cero asintóticamente (Ortega *et al.*, 1995).

3. Resultado Principal

3.1. Problemática identificada para implementación

Para la identificación de los problemas de implementación del CBP para el MI, se empleó la metodología de Análisis Causa-Raíz (RCA por sus siglas en inglés) mediante el uso de la herramienta conocida como Diagrama de Ishikawa (Ishikawa, 1990). El RCA es un método de resolución de problemas dirigido a identificar las causas o acontecimientos que los generan. Se basa en el supuesto de que los problemas se resuelven mejor al tratar de corregir o eliminar las causas raíz, en vez de simplemente tratar los síntomas evidentes de inmediato (Amendola, 2006). Esta metodología de análisis es útil para identificar los motivos técnicos por los cuales el desempeño del controlador se deteriora y su realización permite proponer mecanismos de solución de acuerdo a la naturaleza que los causa.

En un diagrama Ishikawa o espina de pez, se distingue mediante una línea horizontal la espina central unida a la cabeza del pez donde se describe el problema a analizar. A ella se conectan líneas oblicuas, que representan las espinas del pez, donde se muestran las posibles causas por las cuales el desempeño del controlador se ve comprometido y estas se agrupan de

acuerdo al ámbito en que se producen. Para su elaboración se requiere de un equipo multidisciplinario que aporte ideas que conduzcan a la identificación de las causas que generan el problema. Una vez realizado este proceso, la estrategia a seguir para la solución de estos inconvenientes está definida por un cuadro de valoración, el cual toma como criterios de ejecución la facilidad para aplicar las correcciones necesarias y el nivel de impacto que estas generan en la solución del problema, por lo que se sugiere realizar primero las correcciones que presentan menor dificultad para su implementación y que logren mayor impacto en la solución de problema propuesto. Dichas tareas deben ser numeradas de forma ascendente. Para el caso particular del CBP, esta metodología se empleó recursivamente generando un nuevo análisis en cada una de las causas planteadas, lo que permitió identificar sistemáticamente las dificultades existentes y proponer soluciones apropiadas a cada uno de los problemas que impiden la correcta implementación del controlador CBP.

Los principales problemas analizados se muestran a continuación:

- P.1** La ley de control requiere derivar las corrientes en estator deseada I_{sd} , lo que implica derivar el par electromagnético deseado τ_d y a su vez el error de velocidad $\omega - \omega_d$, 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 (19), 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 ω_d con lo que se deben sintonizar en total 6 parámetros, a , b , ε , K_ω , $K_{\omega i}$ y $\hat{\tau}_{L0}$, 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.

3.2. Metodología y criterios de evaluación

Se evaluó al CBP en simulación y en una plataforma experimental, con el objetivo de establecer una clasificación que premie el mejor desempeño, contemplándose los siguientes escenarios de evaluación:

- **Escenario n.º 1:** Dado I_{sd} en (16), se obtiene \dot{I}_{sd} aplicando un derivador puro directamente.

³El término *tipo* se utiliza porque esta función no cumple con las condiciones formales para calificar como función de energía. Sin embargo comparte estructura con la función de energía de Σ_e dada por $H_e = \frac{1}{2} x_e^T D_e x_e$.

- **Escenario n.º 2:** Similar al escenario n.º 1, pero anteponiendo al derivador puro un filtro pasa bajas de primer orden con $f_c = 628$ rad/s.

- **Escenario n.º 3:** Se obtiene la derivada de las corrientes deseadas \dot{I}_{sd} a partir de I_{sd} aplicando un derivador sucio⁴ de la forma

$$\dot{I}_{sd} = \frac{\lambda s}{s + \lambda} I_{sd} \quad (25)$$

con $s = \frac{d}{dt}$ y $\lambda > 0$.

- **Escenario n.º 4:** Tanto \dot{I}_{sd} como $\dot{\tau}_d$ se implementan de acuerdo a sus expresiones analíticas dadas por (21) y (22), respectivamente. Sin embargo, en lugar de inyectar amortiguamiento mecánico en términos de la variable z , se implementa un derivador sucio en el error de velocidad e_ω , ajustando su frecuencia de corte a 628 rad/s, para generar el error de aceleración \dot{e}_ω .
- **Escenario n.º 5:** Se obtiene la derivada de las corrientes deseadas \dot{I}_{sd} analíticamente como en (21) mientras que para obtener la derivada del par deseado $\dot{\tau}_d$ se emplea un derivador sucio aplicado al par deseado τ_d , definido en (17) y ajustado su frecuencia de corte a 628 rad/s.
- **Escenario n.º 6:** Se obtienen analíticamente tanto \dot{I}_{sd} como $\dot{\tau}_d$, dadas en (21) y (22), respectivamente, y se sustituye directamente el valor de \dot{z} de la expresión (19)⁵.

Los escenarios de evaluación anteriormente descritos contemplan las posibles combinaciones que existen para obtener el valor de la derivada de corrientes deseadas \dot{I}_{sd} en este esquema de control. Por otro lado, es claro que para poder cuantificar correctamente el desempeño obtenido por él y evaluar de forma justa y sistemática cada uno de los escenarios, se requieren de métricas estándares e indicadores clave de desempeño (KPI por sus siglas en inglés) para así establecer una clasificación fundamentada en el desempeño obtenido. Los KPI considerados en este trabajo son:

- Error Cuadrático Medio (ECM) en velocidad de una muestra de dimensión n . Este indicador muestra el error acumulado independientemente del signo que este tome y se define como

$$ECM_\omega = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\omega - \omega_d)^2}.$$

- ECM en ambas corrientes de estator, dado por

$$ECM_{I_s} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (I_s - I_{sd})^2}.$$

⁴Para mayor detalle sobre este método de diferenciación refiérase a (Kelly *et al.*, 1993), (Ortega *et al.*, 1994) y para la metodología de sintonización a (Mujica, 2012)

⁵Es interesante mencionar que esta es la opción de implementación considerada en la literatura relacionada con el controlador estudiado.

- Cota inferior y superior del error de velocidad e_ω .
- Rango máximo del error de velocidad e_ω .
- Valor máximo y mínimo instantáneos de las dos componentes del vector de corrientes en estator, denotadas como I_{sa} e I_{sb} , con el fin de identificar transitorios indeseados en los devanados de estator que ocasionen el desgaste prematuro.
- Amplitud y contenido frecuencial en la acción de control U_s y en las corrientes de estator I_s para considerar los armónicos que se generan en estas variables.

4. Plataforma de evaluación

Los experimentos presentados en este artículo fueron implementados en la plataforma dSPACE DS1104, constituida por un procesador PowerPC 603e de 64 bits de punto flotante (corriendo a 250 MHz) y un subsistema esclavo basado en el procesador digital de señales TMS320F240 (operando a 25 Mhz). Esta plataforma se encuentra integrada al entorno Simulink y cuenta con una interfaz gráfica de usuario denominada ControlDesk, que permite la visualización y captura de datos. Adicionalmente, la estación experimental está compuesta por un MI trifásico de la marca Baldor (modelo ZDNM3581T) con velocidad nominal de 1725 rpm, 1 HP de potencia mecánica, 4 polos y tensión nominal de 230 V (RMS). El motor está equipado con un codificador incremental de 1024 pulsos por revolución, con señales negadas y de indexado. Respecto a los circuitos impulsores, el banco incluye un rectificador-inversor trifásico, compuesto por dispositivos SCR e IGBT en la etapa de rectificación e inversión, respectivamente, operando a una frecuencia de conmutación de 10800 Hz, con capacidad de hasta 3 kW como potencia nominal de salida. Las mediciones de corriente en las tres fases se realizan mediante los sensores magneto-resistivos aislados NT-15 de la marca F.W. Bell con capacidad nominal de 15 A. En la Figura 2 se muestra un diagrama general de la estación experimental.

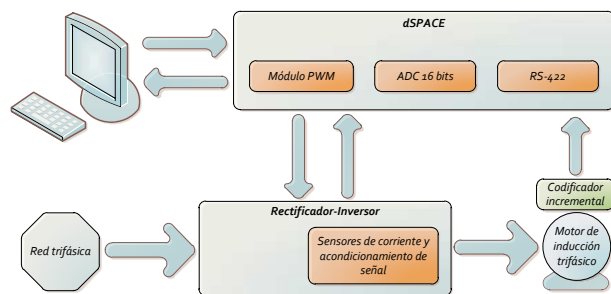


Figura 2: Diagrama de bloques de la plataforma experimental

Concerniente a los parámetros del motor, estos fueron considerados como: $R_s = 2,516 \Omega$, $R_r = 1,9461 \Omega$, $L_s = 0,2340$ mH, $L_r = 0,2302$ mH, $L_{sr} = 2226$ mH y $B = 1,1 \times 10^{-4}$ N·m·s/rad. El valor de la inercia fue $J = 6,04675 \times 10^{-3}$ kg·m², el cual incluye la inercia del codificador incremental y su respectivo

acople, que en conjunto tienen un valor de $6,2764 \times 10^{-5} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. En todos los experimentos se consideró $\tau_L = 0$.

Respecto a la sintonización del controlador, en todos los escenarios se consideraron $K_\omega = 2$ (ya que a partir de los parámetros asumidos se sugiere $0 < K_\omega \leq 3$ para determinar la ganancia del lazo de velocidad), $K_{\omega i} = 2K_\omega$, $K_{I2} = 10K_\omega$ (debido a que la estructura del controlador se asemeja a un sistema en cascada, por lo que la ganancia del lazo interno o de corrientes debe ser aproximadamente diez veces mayor que la del lazo de velocidad), mientras que $\|\psi_{rd}\| = 0,485 \text{ Wb}$. Para el escenario n.º 6 se asignó $a = 750$, $b = 500$, $\varepsilon = 1$ y $\hat{\tau}_{L0} = 0,1$; para el escenario n.º 4 se consideró $\lambda = 250$ (debido a que corresponde al valor máximo de la tasa de variación del perfil de velocidad deseado). En este punto conviene mencionar que esta selección de ganancias está inspirada en las sintonizaciones reportadas en la literatura relacionada con el controlador estudiado (vea por ejemplo (Espinosa-Pérez *et al.*, 1995), (Espinosa-Pérez *et al.*, 1996), (Cecati y Rotondale, 1999) o (Avila, 2009)).

El perfil de velocidad considerado demanda grandes variaciones tanto en velocidad como en el sentido de giro, condiciones poco habituales en este tipo de máquinas rotatorias y que sirven para ilustrar como con la implementación propuesta, el CBP puede lidiar con condiciones que usualmente no se alcanzan en aplicaciones industriales. El perfil obliga al MI a acelerar desde el estado de reposo hasta la velocidad nominal (182,64 rad/s) en tan solo un segundo para que en el tiempo $t = 2 \text{ s}$ desacelere hasta invertir el sentido de giro y nuevamente acelerar, alcanzando la velocidad nominal. Posteriormente, se repite la secuencia anterior con mayor aceleración pero alcanzando velocidades menores, para finalmente permanecer detenido hasta que termina el experimento.

El tiempo de simulación fue $t = 13,1072 \text{ s}$ y se utilizó el método de solución numérica ODE45 (con periodo de integración $t_i = 0,0001 \text{ s}$). Para el cálculo del ECM se empleó $n = 131072$ muestras y para la obtención del espectro frecuencial en voltajes y corrientes se utilizó la Transformada Rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés) fuera de línea con ventana de muestreo simétrica tipo Hann.

4.1. Propuesta de implementación para alto desempeño

La clasificación generada en simulación mostró que el escenario n.º 1 tiene el mejor desempeño en términos del ECM en velocidad. Sin embargo, debido a que el análisis se realizó en ausencia de ruido, fue descartada esta opción para implementación y únicamente se presenta a continuación la clasificación de los resultados experimentales.

Tabla 1: 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.º 1	5	0.624127395	1.418294835	-1.038778648	2.940664288	3.979442936
Escenario n.º 2	3	0.547632550	1.873692647	-8.142875506	4.593745386	12.736620892
Escenario n.º 3	4	0.589276788	2.736453830	-9.546927660	0.349745768	9.896673427
Escenario n.º 4	1	0.359085300	0.868337260	-1.160283419	2.275193524	3.435476943
Escenario n.º 5	2	0.379861428	1.065243759	-4.389431113	1.672653496	6.062084609
Escenario n.º 6	6	1.275638457	0.965352737	-21.387355927	6.857254866	28.244610793

De la Tabla 1 se obtiene que el Escenario n.º 4 tiene el mejor desempeño considerando como indicadores principales los ECM en velocidad y corriente. Adicionalmente, como se muestra en la Figura 3, el contenido frecuencial de la señal de control U_{sa} se encuentra dentro de márgenes aceptables de acuerdo a la norma IEC 60034-17⁶ reportada en (WEG, 2010).

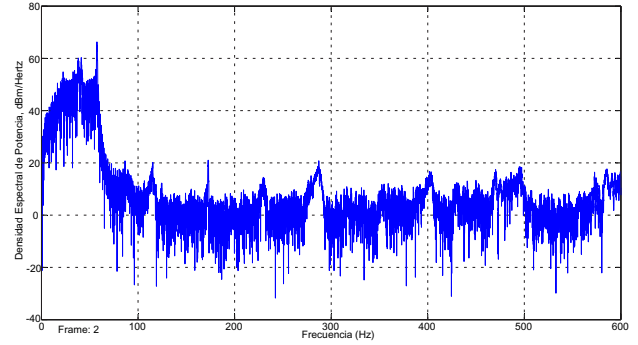


Figura 3: Espectro frecuencial de acción de control en escenario n.º 4

La importancia del análisis presentado radica en el hecho de que, a partir de la metodología RCA, fue posible reconocer que las causas por las que el controlador implementado en el Escenario n.º 4 obtiene mejores desempeños, se pueden recuperar con el control que corresponde al Escenario n.º 6, es decir, el considerado en la literatura relacionada con el controlador estudiado, bajo las siguientes modificaciones:

M.1 La ecuación que define el término de corrección del error eléctrico e inyección de amortiguamiento dada en (12) se redefine como

$$K_e(\omega) = \frac{L_{sr}^2 n_p^2 \omega^2 L_r}{4R_r} + K_{I2}; \quad K_{I2} > 0. \quad (26)$$

M.2 El par deseado τ_d definido en (17), toma la forma

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + B\omega_d + \hat{\tau}_L - K_\omega z, \quad (27)$$

donde se distingue el término proporcional de inyección de amortiguamiento mecánico K_ω .

M.3 Para la estimación del par de carga $\hat{\tau}_L$ definida en (18), se considera una condición inicial igual a cero, es decir

$$\hat{\tau}_L = -K_{\omega i} e_\omega; \quad \hat{\tau}_L(0) = 0; \quad K_{\omega i} > 0. \quad (28)$$

M.4 Los parámetros a y b del filtro (19) se sintonizan al mismo valor, con lo que se implementa como

$$\dot{z} = -\lambda z + \lambda e_\omega; \quad z(0) = e_\omega(0); \quad \lambda > 0 \quad (29)$$

⁶En esta norma se estudia el aumento de las pérdidas de potencia del motor (operando con valores nominales de par y velocidad) debidas al uso de convertidores de potencia que generan frecuencias armónicas sumadas a la frecuencia fundamental.

Debido a que las modificaciones presentadas no modifican las propiedades de estabilidad del CBP presentado en la Sección 2.3, ellas establecen una propuesta formal de implementación y sintonización del mismo, a partir de las cuales es posible mejorar su desempeño dinámico.

4.2. Evaluación de la propuesta de implementación

Con el fin de validar el resultado obtenido, se compararon experimentalmente las respuestas obtenidas del CBP con y sin incluir las modificaciones de implementación propuestas. Estas se presentan en las Figuras 4-8 identificando la implementación modificada con el *Escenario de evaluación de alto desempeño*, en la parte inferior de las mismas, y la implementación sin modificar con el *Escenario de evaluación n.º6*, en la parte superior. De esta evaluación y en referencia a la Tabla 1, se obtuvo que el ECM en velocidad fue 0,1588181155 rad/s, el de corriente de la fase *a* fue 0,535559178 A, las cotas inferior y superior del error de velocidad fueron -1,975799647 rad/s y 0,451489708 rad/s, respectivamente, y el rango del error de velocidad fue de 2,427289356 rad/s.

En la Figura 4 se observa como el controlador modificado exhibe un mejor desempeño respecto al no modificado, en particular cuando se exigen cambios drásticos en el perfil de velocidad y cuando opera en las cercanías de velocidad cero. Esta mejora se evidencia más claramente en la Figura 5, la que presenta una comparación de los errores de velocidad generados. En ella se verifica que el rango de error de velocidad para el esquema no modificado es del 12,46 % de la velocidad nominal, mientras que para el modificado esta variable alcanza tan solo el 1,05 %.

La comparación de los voltajes de control en una de las fases del motor se muestra en la Figura 6. En ella se observa que el esquema no modificado exige voltajes de control con amplitudes superiores al valor del bus de CD del rectificador-inversor, el cual está limitado a 311 V, lo que implica que el controlador entra en un régimen de saturación. En contraparte, el esquema modificado opera siempre con valores que evitan este fenómeno no deseado.

Los resultados obtenidos para las corrientes de estator presentan un escenario similar al de los voltajes de control, como se muestra en la Figura 7. Mientras que el esquema modificado demanda menor amplitud de corriente para alcanzar satisfactoriamente el objetivo de control, alcanzando valores menores a la corriente nominal, el escenario n.º6 excede estos márgenes.

En relación a la estimación del par de carga, el mejor desempeño del esquema modificado se evidencia en la Figura 8, ya que es claro que el valor esperado para esta variable es cercano a cero, debido a que la máquina solo está recibiendo el efecto de la inercia de la flecha y el codificador.

Una vez establecida la superioridad del esquema modificado y evidenciada su capacidad para alcanzar altos desempeños, su evaluación se complementó incluyendo un perfil de velocidad más exigente, el cual incluyó cambios en el sentido de giro del rotor. Específicamente, se aceleró al motor de 0 a 1500 rpm (89 % de la velocidad nominal) en tan solo 500 ms, para luego desacelerarlo hasta detenerlo, invertir giro y alcanzar nueva-

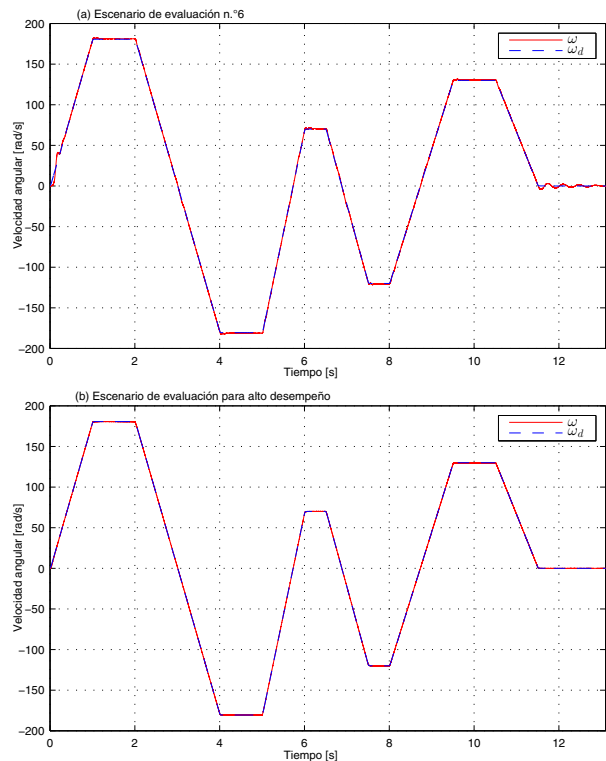


Figura 4: Perfil de seguimiento de velocidad

mente las 1500 rpm en $t = 1$ s, tomando un comportamiento sinusoidal periódico como se observa en la Figura 9a.

El error de velocidad para el perfil sinusoidal correspondió al 1,93 % de la velocidad nominal en el arranque y del 0,22 % a partir de $t = 200$ ms, como se puede ver en la Figura 9b. Así, se puede afirmar que la velocidad real siguió con notable precisión a la velocidad de referencia, alcanzándose el objetivo de control satisfactoriamente.

Adicionalmente, en la Figura 10a se muestra el voltaje de control correspondiente a una de las fases del motor, en donde se observa que su valor máximo instantáneo no excedió los 311 V que corresponden al voltaje de bus CD del rectificador-inversor, garantizando un correcto funcionamiento del sistema sin que el controlador presente fenómenos de saturación.

En la Figura 10b se incluye el comportamiento de una de las corrientes del motor. Su valor en estado estacionario fue menor al valor nominal, aunque debe notarse que su valor de arranque (6,6 A) si lo excede. Sin embargo, este comportamiento es razonable, ya que se debe a que el controlador aún no consigue regular el flujo deseado y a que el perfil de velocidad exige mucha energía para que en tan poco tiempo logre acelerar al MI y vencer la inercia propia del mismo.

La parte final de la evaluación del esquema modificado consistió en imponer un perfil de velocidad más drástico que el anterior. Este se denominó *perfil sinusoidal II* y consistió en acelerar de 0 a 800 rpm en 111 ms para luego desacelerar, cruzar

por cero e invertir el giro hasta alcanzar nuevamente 800 rpm en solo 222 ms. La motivación de este perfil viene del hecho de que corresponde a una operación en la que las corrientes de estator alcanzan justamente su valor nominal en estado estacionario. La respuesta de velocidad del motor se muestra en la Figura 11a, mientras que el error de velocidad se incluye en la Figura 11b. En estas figuras se evidencia el alto desempeño alcanzado.

4.3. Discusión

Tomando en cuenta los resultados experimentales obtenidos en la evaluación del esquema de control, se tiene que:

- Considerando los tres perfiles de velocidad impuestos, se puede afirmar que la propuesta de implementación para el CBP establece una alternativa viable para obtener desempeños que son equiparables (e incluso superiores) a los obtenidos en aplicaciones industriales. Esta afirmación se basa en hechos como el que el error es menor al 0,98 % de la velocidad nominal en el arranque y menor al 0,27 % en operación continua, esto inclusive al momento de invertir el sentido de giro.
- Una característica de las evaluaciones reportadas del CBP era la carencia de una política de sintonía para el filtro descrito en (19). Mientras que en (Ortega *et al.*, 1995) consideran $a = 80$ y $b = 10$, en (Espinosa-Perez *et al.*,

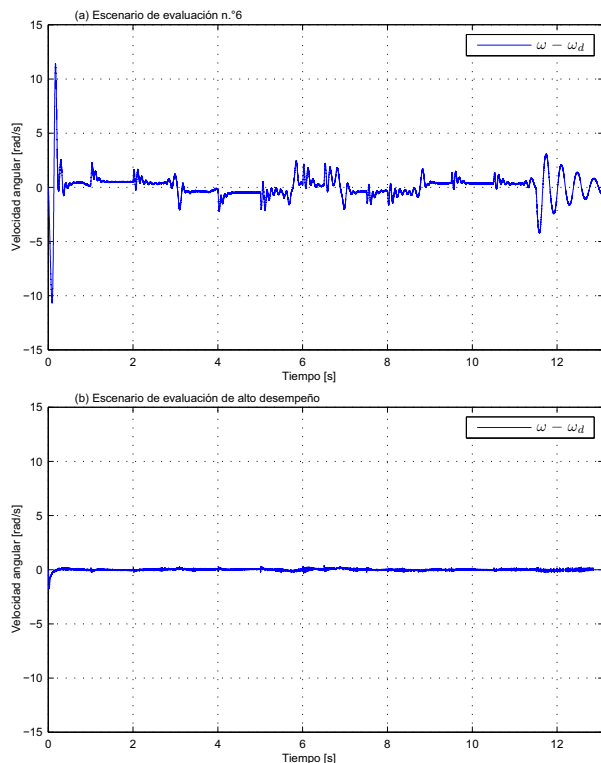


Figura 5: Error de seguimiento de velocidad

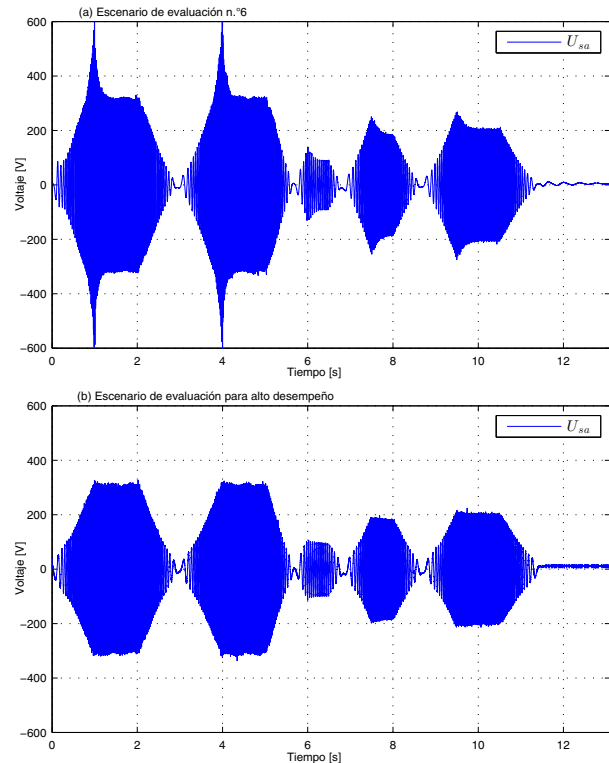


Figura 6: Acción de control correspondiente a la fase a en el marco bifásico

1996) se asigna $a = 20$ y $b = 10$, en (Nicklasson *et al.*, 1997) estos valores son $a = 1000$ y $b = 320$, en (Cecati y Rotondale, 1999) se utiliza $a = 100$ y $b = 29$ y en (Avila, 2009) se elige $a = 0,5$ y $b = 5$. La consecuencia de esto es la obtención de desempeños muy diferentes. En este sentido, la propuesta de implementación se puede considerar como una política de sintonía que establece la elección de un único parámetro, fundamentada en la máxima tasa de variación del perfil de velocidad deseado.

- Es importante mencionar que no se tiene una certeza absoluta respecto a conocer el valor de los parámetros del motor. En reportes anteriores, por ejemplo en (Torres, 1999) y (Guerrero, 2000), se han obtenido diferentes valores bajo diferentes escenarios de evaluación. Esto permite afirmar que aunque la suposición (S.2) es necesaria para establecer las propiedades de estabilidad del esquema, en realidad sus propiedades de robustez son mayores a las formalmente probadas.
- La ausencia de par de carga en la evaluación realizada impone, evidentemente, un argumento en contra de los resultados obtenidos. Sin embargo, los autores de este trabajo consideran que esto no representa un inconveniente mayor. Este razonamiento se basa en el hecho de que para perfiles de velocidad usuales, por ejemplo el primero de los considerados, la operación del esquema se lleva a

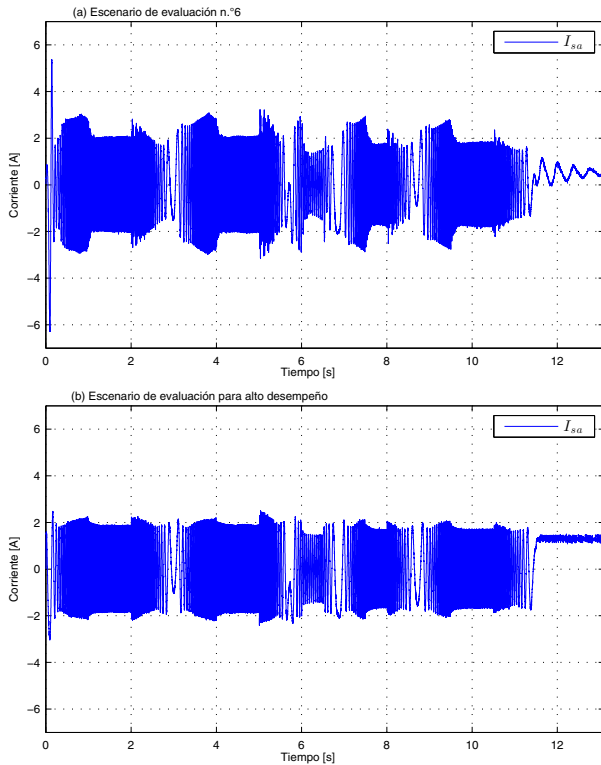
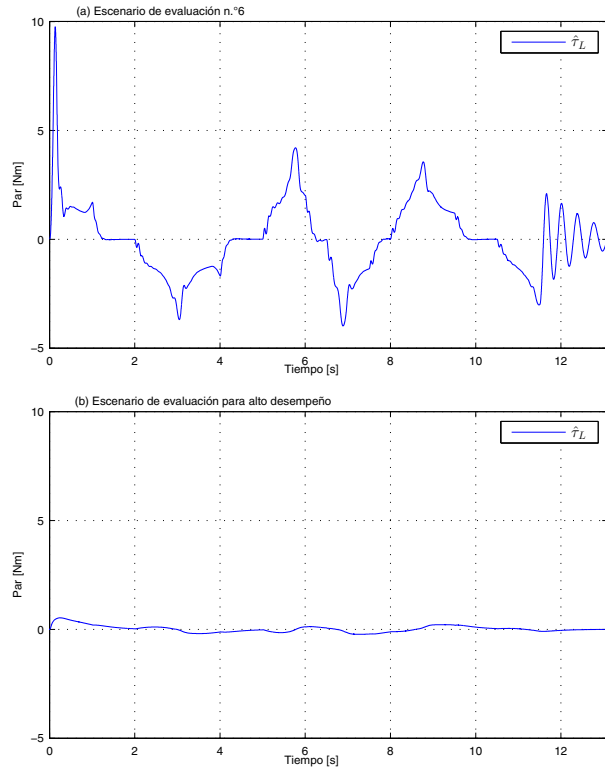
Figura 7: Corriente medida en la fase α del estator

Figura 8: Par de carga estimado

cabo con un consumo de energía inferior al disponible en la plataforma experimental. De esta manera, es razonable esperar que el excedente sirva para lidiar con este tipo de perturbaciones.

- De manera similar a la suposición (S.2), aunque las suposiciones (S.3) y (S.4) son necesarias en un contexto de análisis de estabilidad, los resultados experimentales muestran que ellas pueden relajarse, ya que el uso del filtro de velocidad y del mecanismo de estimación permiten suavizar las posibles discontinuidades impuestas por el perfil de velocidad deseada y el par de carga.

5. Conclusiones

En este trabajo se presenta una propuesta de implementación para el CBP del MI reportado en la literatura que establece, al mismo tiempo, una política de sintonización para el mismo. Esta propuesta, por un lado, respeta todas las condiciones bajo las cuales sus propiedades de estabilidad son establecidas, pero por otro lado, permite mejorar drásticamente el desempeño obtenido. De esta forma, los resultados experimentales mostrados permiten establecer que este esquema de control es competitivo (incluso superior) respecto a los esquemas actualmente utilizados en ambientes industriales. Los resultados obtenidos establecen trabajo de investigación que actualmente se desarrolla y que

permite conjeturar la obtención de una mejor respuesta del sistema, específicamente: Inclusión de par de carga, mejoramiento en la instrumentación del banco de pruebas, inclusión de referencias variantes en el tiempo para la norma de flujo de rotor deseado y mejoramiento en el conocimiento de los parámetros del motor.

English Summary

Nonlinear Passivity-Based Control of Induction Motors for High Dynamic Performance.

Abstract

Position and velocity tracking control with high dynamic performance of induction motors has generated great interest in the control community, due to the advantageous characteristics that this rotating machine exhibits. Unfortunately, the results reported in the specialized literature about this topic are mainly focused on the study of the stability properties of the control scheme, leaving the dynamic performance as a secondary issue. In this paper, the analysis of a nonlinear controller designed using passivity concepts is presented. This analysis is mainly oriented towards the performance evaluation of the induction motor when highly variable velocity profiles are imposed. Following a Root-Cause analysis, it is evaluated the im-

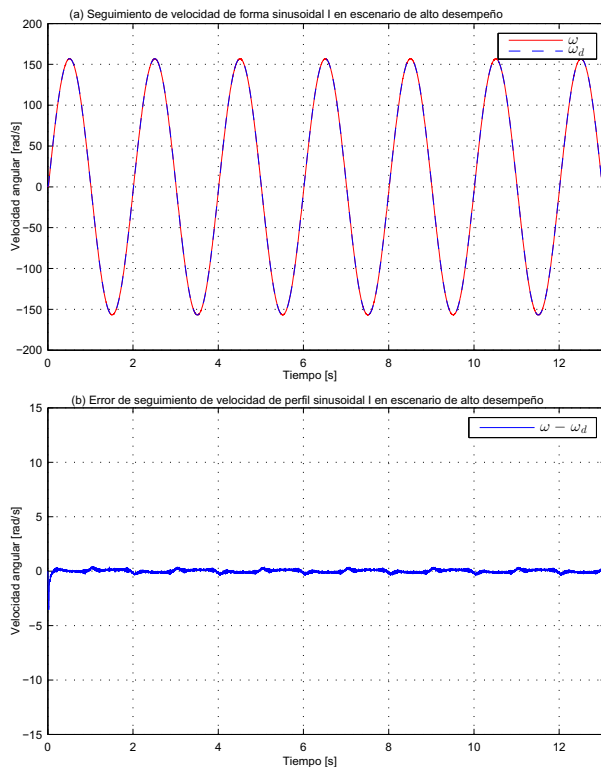


Figura 9: Respuesta al perfil de velocidad sinusoidal en el escenario de alto desempeño

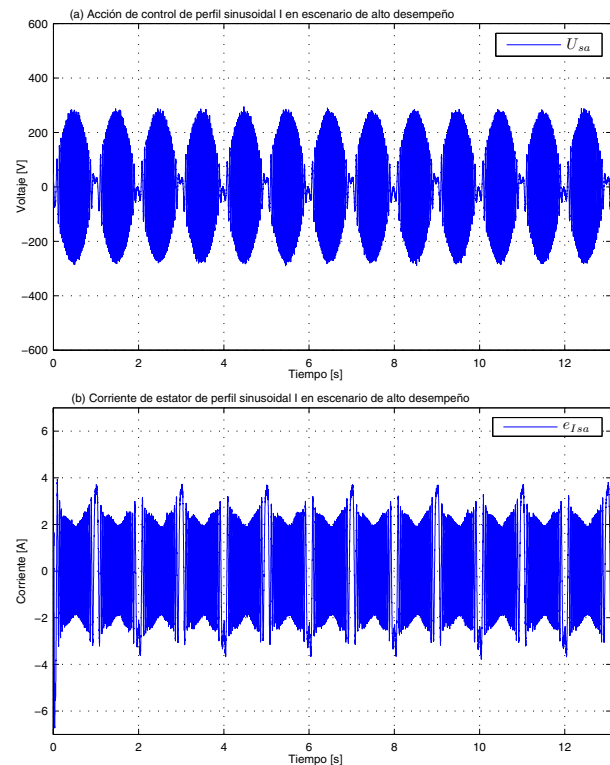


Figura 10: Voltaje de control para el perfil de velocidad sinusoidal en el escenario de alto desempeño

plementation facility of this control scheme and the required implementation issues that improve its dynamic response. Special attention is given to the necessity of differentiate signals that appears in the control structure and several alternatives to carry this operation out are evaluated. The results are presented in simulation, as well as, in an experimental setup. In both cases the analysis is validated by key indicators of performance that identify the scenario with the best behavior under different operation conditions. The results show that the scenario with the best performance corresponds to the basic structure considered in the literature but incorporating suitable modifications that define a tuning strategy that allows to reach excellent dynamic performance.

Keywords:

Induction Motor, nonlinear passivity-based control, speed tracking, high dynamic performance.

Agradecimientos

Parte de este trabajo fue desarrollado con el apoyo de DGA-PA - UNAM (IN114513) y II-FI-UNAM (I111). El trabajo de Hoover Mujica fue desarrollado con el apoyo de CONACYT, México.

Referencias

- Amendola, L., 2006. Gestión de Proyectos de Activos Industriales, 2nd Edition. Ed. Universidad Politécnica de Valencia. 5
- Avila, S., 2009. Control no lineal de motor de inducción. Tesis licenciatura, Universidad Nacional Autónoma de México. 7, 9
- Blaschke, F., 1972. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines. Rev 34, Siemens, 217-220. 2
- Blondel, A., Mailloux, C., Adams, C., 1913. Synchronous motors and converters: theory and methods of calculation and testing. McGraw-Hill Book Company. 2
- Bose, B., oct 1993. Power electronics and motion control-technology status and recent trends. Industry Applications, IEEE Transactions on 29 (5), 902–909. DOI: 10.1109/28.245713 1
- Cecati, C., Rotondale, N., feb 1999. Torque and speed regulation of induction motors using the passivity theory approach. Industrial Electronics, IEEE Transactions on 46 (1), 119–127. DOI: 10.1109/41.744403 7, 9
- Espinosa, G., 1993. Nonlinear control of induction motors. PhD in Control, UNAM, C.U. México, clasif.: 001-01190-E1-1993-1M. 3
- Espinosa, G., 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 2, 3, 4
- Espinosa-Perez, G., Campos-Canton, I., Ortega, R., sep 1996. On the experimental robustness of a passivity-based controller for induction motors. In: Control Applications, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on. pp. 626–631. DOI: 10.1109/CCA.1996.558935 7, 9
- Espinosa-Pérez, G., Campos-Canton, I., Lara-Reyes, P., Gomez-Becerril, D., oct 1995. Passivity-based speed control of a 2 phi; induction motor: experimental results. In: Power Electronics Congress, 1995. Technical Proce-

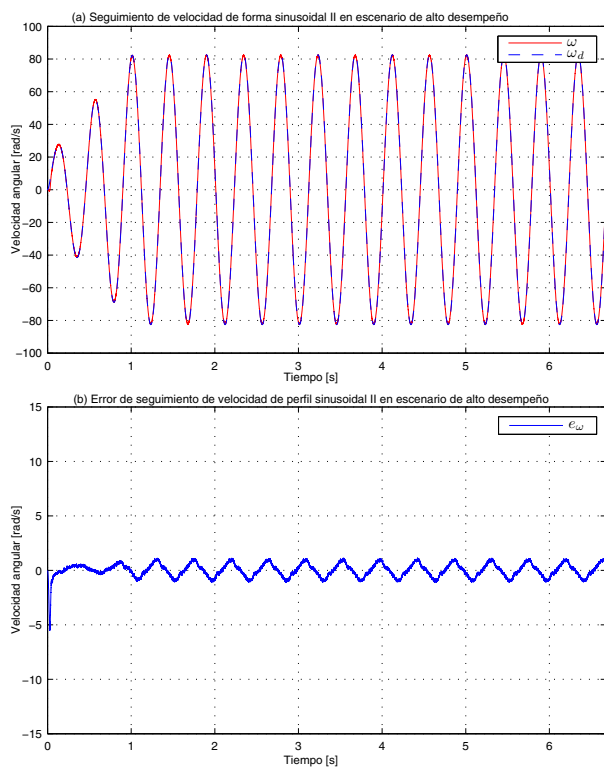


Figura 11: Respuesta al perfil de velocidad sinusoidal II en el escenario de alto desempeño

dings. CIEP 95., IV IEEE International. pp. 33–38.

DOI: 10.1109/CIEP.1995.535931 7

Espinosa-Pérez, G., Ortega, R., jan 1995. An output feedback globally stable controller for induction motors. Automatic Control, IEEE Transactions on 40 (1), 138–143.

DOI: 10.1109/9.362883 2

Guerrero, C., 2000. Control de motores de inducción para maximización de par con mejora en el desempeño : una evaluación experimental. Tesis maestría, Universidad Nacional Autónoma de México. 9

Hasse, K., 1969. Zur dynamik drehzahlregelter antriebe mit stromrichtergespeisten asynchron-kurzschlußläufermaschinen (on dynamics of the speed controlled static ac drive with squirrel-cage induction machine). Tech. rep., Technische Hochschule Darmstadt. 2

Ishikawa, K., 1990. Introduction to quality control, 1st Edition. 3A Corp. 5

Kelly, R., Ortega, R., Ailon, A., Loria, A., dec 1993. Global regulation of flexible joint robots using approximate differentiation. In: Decision and Control, 1993., Proceedings of the 32nd IEEE Conference on. Vol. 1. pp. 617–618. DOI: 10.1109/CDC.1993.325211 6

Kerkman, R., Skibinski, G., Schlegel, D., mar 1999. Ac drives: year 2000 (y2k) and beyond. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC. Fourteenth Annual. Vol. 1. pp. 28–39. DOI: 10.1109/APEC.1999.749486 2

Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S., 2002. Analysis of electric machinery and drive systems. IEEE Press series on power engineering. IEEE Press. 2

Krishnan, R., 2001. Electric motor drives: modeling, analysis, and control. Prentice Hall. 2

Leonhard, W., 2001. Control of Electrical Drives. Power Systems. Springer. 2

Liu, X., Verghese, G., Lang, J., Onder, M., aug 1989. Generalizing the blondel-park transformation of electrical machines: necessary and sufficient conditions. Circuits and Systems, IEEE Transactions on 36 (8), 1058–1067. DOI: 10.1109/31.192414 2

Meisel, J., 1984. Principles of electromechanical-energy conversion. R.E. Krieger. 2

Mujica, H., 2012. Control no lineal basado en pasividad de motores de inducción para alto desempeño dinámico. Master's thesis, Universidad Nacional Autónoma de México, CU, México D.F. 6

Nicklasson, P., Ortega, R., Espinosa-Pérez, G., Jacobi, C., may 1997. Passivity-based control of a class of blondel-park transformable electric machines. Automatic Control, IEEE Transactions on 42 (5), 629–647. DOI: 10.1109/9.580867 2, 9

Ortega, R., Espinosa, G., dec 1991. A controller design methodology for systems with physical structures: application to induction motors. In: Decision and Control, 1991., Proceedings of the 30th IEEE Conference on. Vol. 3. pp. 2345–2349. DOI: 10.1109/CDC.1991.261599 2

Ortega, R., Loria, A., Kelly, R., Praly, L., dec 1994. On passivity-based output feedback global stabilization of euler-lagrange systems. In: Decision and Control, 1994., Proceedings of the 33rd IEEE Conference on. Vol. 1. pp. 381–386 vol.1. DOI: 10.1109/CDC.1994.410898 6

Ortega, R., Nicklasson, P., Espinosa-Pérez, G., jun 1995. On speed control of induction motors. In: American Control Conference, 1995. Proceedings of the. Vol. 5. pp. 3521–3525. DOI: 10.1109/ACC.1995.533791 2, 4, 5, 9

Park, R. H., july 1929. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the 48 (3), 716–727. DOI: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275 2

Seely, S., 1962. Electromechanical energy conversion. McGraw-Hill electrical and electronic engineering series. McGraw-Hill. 2

Torres, M., 1999. Identificación de parámetros del motor de inducción utilizando filtro kalman extendido. Master's thesis, Universidad Nacional Autónoma de México. 9

WEG, oct 2010. Induction motors fed by pwm frequency inverters. Technical article 28.00/122009, WEG, Jaraguá do Sul - SC - Brazil. 7