

Control No Lineal de Motores de Inducción: un Estudio Experimental

R. Alvarez Salas

CIEP - Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Av. Dr. Manuel Nava No. 8, 78290 San Luis Potosí, S. L. P., México

Tel.: (444) 826 23 30 Fax: (444) 817 33 81

ralvarez@uaslp.mx

E. Mendes

Laboratoire de Génie Electrique de Paris, CNRS/SUPÉLEC

Plateau de Moulon, 91192 Gif-sur-Yvette Cedex, Francia

Tel.: (33) 1 69 85 16 32 Fax: (33) 1 69 41 83 18

mendes@lgep.supelec.fr

Resumen—En este trabajo se presenta una comparación de leyes de control no lineales empleando un benchmark de control de motores de inducción propuesto a la comunidad internacional. Los algoritmos seleccionados corresponden a algunas de las técnicas de control no lineal más importantes: pasividad, linealización entrada/salida y backstepping. Las pruebas se realizaron en un banco de pruebas industrial.

Los resultados experimentales permitieron poner en evidencia las características de las diferentes leyes de control.

Palabras Clave: Motor de Inducción, Pasividad, Linealización Entrada/Salida, Backstepping.

I. INTRODUCCIÓN

El control del motor de inducción es un problema interesante desde el punto de vista teórico, e importante desde el punto de vista práctico. Este problema ha sido propuesto recientemente como benchmark para evaluar el desempeño de leyes de control no lineales [6]. El control del motor de inducción presenta desafíos interesantes debido a que:

- El conjunto de ecuaciones diferenciales que describen la dinámica del motor son no lineales, multientradas y multisalidas.
- Los parámetros del sistema varían considerablemente con respecto a sus valores nominales.
- Algunas de sus variables de estado son de difícil medición (flujos magnéticos).

Por otra parte, el motor de inducción trifásico con rotor jaula de ardilla ha logrado imponerse en el ámbito industrial gracias a las características propias del motor: bajo costo, gran robustez mecánica, elevada relación potencia-peso y mantenimiento sencillo.

En este trabajo, se retoma el benchmark propuesto en [6] para efectuar un estudio comparativo de las siguientes leyes de control:

- Control basado en la pasividad (CBP),

- Control por linealización entrada/salida (CLES) y
- Control por backstepping (CB).

En la sección II se introduce el modelo del motor de inducción. El benchmark se presenta en la sección III. Las diferentes leyes de control se dan en la sección IV. La comparación del desempeño de los algoritmos de control se presenta en la sección V.

II. MODELO

El modelo del motor utilizado es el modelo en el marco de referencia (d, q) [3]:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}i_s &= -[\gamma I_2 + \omega_a J_2]i_s + \left[\frac{K}{T_r}I_2 - p\omega K J_2\right]\phi_r + \frac{1}{\sigma L_s}u_s \\ \frac{d}{dt}\phi_r &= \frac{M}{T_r}i_s - \left[\frac{1}{T_r}I_2 + (\omega_a - p\omega)J_2\right]\phi_r \\ \frac{d}{dt}\omega &= \frac{1}{J}(\tau - \tau_L) = \frac{pM}{JJL_r}i_s^T J_2 \phi_r - \frac{1}{J}\tau_L\end{aligned}$$

donde $i_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T$ es el vector de corrientes del estator, $\phi_r = [\phi_{rd}, \phi_{rq}]^T$ es el vector de flujos del rotor, $u_s = [u_{sd}, u_{sq}]^T$ es el vector de tensiones del estator, $\omega = \frac{d}{dt}\theta$, θ es la posición mecánica angular del rotor, $\omega_a = \frac{d}{dt}\theta_a$, θ_a es la posición del marco de referencia, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$, $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, $\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$, I_2 es la matriz identidad de 2×2 y $J_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$.

III. BENCHMARK

En esta sección se presenta el benchmark de control de motores de inducción [6]. Los parámetros del motor considerado se dan en la tabla I y se asume que:

- 1 Las corrientes del estator i_s , la velocidad del rotor ω y la posición θ son medibles.

Descripción	Notación	Valor	Unidad
Potencia nominal	P_N	1.1	kW
Velocidad nominal	ω_N	70	rad/s
Resistencia del estator	R_s	8.0	Ω
Resistencia del rotor	R_r	4.0	Ω
Inductancia mutua	M	0.44	H
Inductancia del estator	L_s	0.47	H
Inductancia del rotor	L_r	0.47	H
Inercia total	J	0.04	kgm^2
Pares de polos	p	2	

TABLA I
PARÁMETROS DEL MOTOR.

- 2 Todos los parámetros del motor se conocen exactamente, excepto la constante de tiempo del rotor.
- 3 El par de carga τ_L es desconocido.
- 4 El valor máximo de la norma del vector de tensión bifásico u_s aplicado al motor es de 210 V y el valor máximo de la norma del vector de corriente i_s es de 12 A.

El benchmark consta de dos objetivos de control, los cuales se describen enseguida.

El primer objetivo de control es el seguimiento de una referencia de velocidad y una referencia de la norma del flujo del rotor como se muestra en la figura 1. Las curvas corresponden a la consigna de velocidad ω^* , a la consigna de flujo del rotor β^* , así como al par de carga τ_L y al valor de la resistencia del rotor R_r , respectivamente.

Este benchmark permite demostrar las capacidades de los algoritmos de control en el seguimiento de velocidad en diferentes regímenes de operación: baja velocidad, velocidad nominal o superior, con carga y en presencia de variaciones de la resistencia del rotor.

El segundo objetivo de control es el seguimiento de una referencia de posición de θ^* , la cual se presenta en la figura 2. El flujo y la resistencia del rotor son iguales a sus valores nominales. El par de carga τ_L es igual a la mitad de su valor nominal.

Con el fin de trabajar con trayectorias de consigna de velocidad, posición y flujo derivables, éstas fueron filtradas por filtros lineales obteniéndose así las trayectorias deseadas siguientes: ω_d (velocidad), θ_d (posición) y β_d (flujo).

IV. LEYES DE CONTROL

Todos los algoritmos se implantaron en el en el marco de referencia (d, q) orientado con el vector de flujo del rotor.

Para la ley de control CBP, la posición del marco de referencia θ_a está dado:

$$\begin{aligned}\theta_a &= p\theta + \rho_d \\ \dot{\rho}_d &= \frac{R_r}{p\beta_d^2}\tau_d, \quad \rho_d(0) = 0\end{aligned}$$

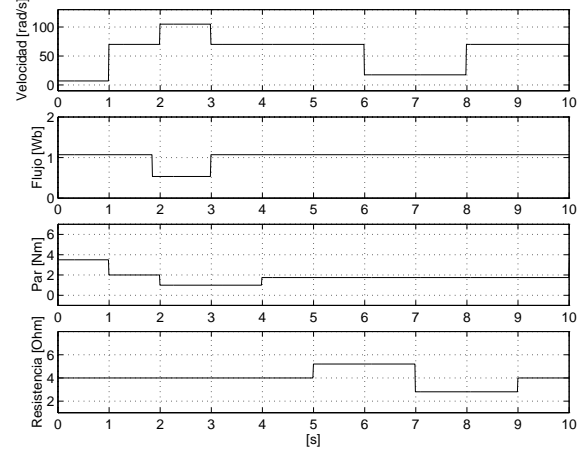


Fig. 1. Trayectorias deseadas del primer objetivo de control del benchmark.

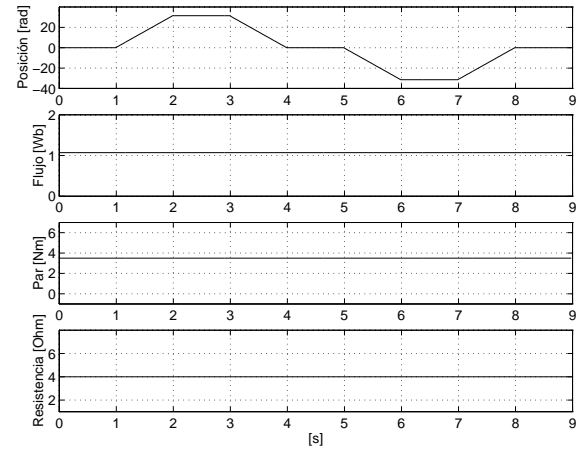


Fig. 2. Trayectorias deseadas del segundo objetivo de control del benchmark.

Para los otros algoritmos, se utilizó el estimador de flujos en el marco de referencia (d, q) para obtener el estimado $\hat{\phi}_{rd}$ de ϕ_{rd} y el estimado $\hat{\theta}_a$ de θ_a :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\phi}}_{rd} &= \frac{M}{T_r}\hat{i}_{sd} - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{rd} \\ \hat{\omega}_a &= \dot{\hat{\theta}}_a = p\omega + \frac{M}{T_r}\frac{\hat{i}_{sq}}{\hat{\phi}_{rd}}\end{aligned}$$

donde $\hat{i}_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\hat{\theta}_a) + i_{s\beta} \sin(\hat{\theta}_a)$, $\hat{i}_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\hat{\theta}_a) + i_{s\beta} \cos(\hat{\theta}_a)$, $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ son corrientes del estator en el marco de referencia (α, β) fijo con respecto al estator.

Los algoritmos de control que se probaron se presentan a continuación:

A. Control basado en la pasividad (CBP)

El controlador CBP que se implantó es el siguiente [7]:

$$\begin{aligned} u &= \sigma L_s \frac{d}{dt} i_d + \sigma L_s [\omega_a J_2 + \gamma I_2] i_d \\ &- \sigma L_s \left[\frac{K}{T_r} I_2 - p\omega K J_2 \right] \phi_d - k_{pi} \tilde{i}_s - k_{ii} \int_0^t \tilde{i}_s dt \end{aligned} \quad (1)$$

donde $\tilde{i}_s = i_s - i_d$, $\phi_d = [\beta_d, 0]^T$ es la referencia del flujo y la consigna de corriente está dada por:

$$i_d = \begin{bmatrix} i_d^d \\ i_d^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M} \beta_d + \frac{L_r}{MR_r} \dot{\beta}_d \\ \frac{L_r}{pM\beta_d} \tau_d \end{bmatrix}$$

El controlador de velocidad que elabora la consigna de par es:

$$\begin{aligned} \tau_d &= J\dot{\omega}_d - z + \tau_L \\ \dot{z} &= -az + b(\omega - \omega_d) \end{aligned}$$

y k_{pi} , k_{ii} , a y b son los parámetros del controlador.

El controlador de velocidad puede ser modificado para llevar a cabo el control de la posición del rotor. Las corrientes y los flujos se controlan como se indicó previamente, solamente el controlador de velocidad se reemplaza por el siguiente:

$$\begin{aligned} \tau_d &= J\dot{\omega}_d - z - f_p(\theta - \theta_d) + \tau_L \\ \dot{z} &= -az + b(\omega - \omega_d) \end{aligned}$$

La convergencia asintótica global de este controlador se garantiza para cualquier valor positivo de a , b et f_p .

B. Control por linealización entrada/salida (CLES)

A continuación se presenta la ley de control por linealización entrada/salida para el motores de inducción [5], [8]:

$$\begin{aligned} u &= D^{-1} \begin{bmatrix} -L_f h_1 + v_1 \\ -L_f^2 h_2 + v_2 \end{bmatrix} \quad (2) \\ L_f h_1 &= -\frac{pM}{L_r} \phi_{rd} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) i_{sq} + p\omega (i_{sd} + K\phi_{rd}) \right] \\ L_f^2 h_2 &= \frac{2}{T_r} [M p\omega \phi_{rd} i_{sq} - M \left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) \phi_{rd} i_{sd} \\ &+ \frac{1}{T_r} (MK + 2) \phi_{rd}^2 + \frac{M^2}{T_r} (i_{rd}^2 + i_{rq}^2)] \\ D &= \begin{bmatrix} 0 & pK\phi_{rd} \\ 2R_r K\phi_{rd} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Las entradas v_1 y v_2 se pueden calcular de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} v_1 &= \dot{\tau}_d + k_{p1} e_\tau + k_{i1} \int_0^t e_\tau dt \\ v_2 &= \ddot{\beta}_d + k_{d2} \dot{e}_\phi + k_{p2} e_\phi + k_{i2} \int_0^t e_\phi dt \end{aligned}$$

donde $e_\tau = \tau_d - \tau$ y $e_\phi = \beta_d^2 - \phi_{rd}^2$. Una elección adecuada de las ganancias k_{p1} , k_{i1} , k_{d2} , k_{p2} et k_{i2} permite garantizar

la convergencia exponencial de los errores de seguimiento e_τ y e_ϕ .

Para controlar la velocidad del rotor, así como para compensar las variaciones del par de carga, se emplea un regulador PI que proporciona τ_d :

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + Jk_p e_\omega + \hat{\tau}_L, \quad \dot{\hat{\tau}}_L = Jk_i e_\omega$$

donde $e_\omega = \omega_d - \omega$, k_p y k_i se calculan de tal manera que se obtenga la dinámica deseada del error e_ω .

Para controlar la posición θ se emplea un regulador PID:

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + Jk_d e_\omega + Jk_p e_\theta + \hat{\tau}_L, \quad \dot{\hat{\tau}}_L = Jk_i e_\theta$$

donde $e_\theta = \theta_d - \theta$, k_d , k_p et k_i son constantes.

C. Control por backstepping (CB)

La ley de control basada en la técnica de backstepping [4] que se presenta en esta sección es una adaptación del algoritmo propuesto en [1], [2].

La ley de control es:

$$u = C^{-1} \begin{bmatrix} v_d + k_\tau e_\tau + e_\omega \\ v_q + k_i e_i + e_\phi \end{bmatrix} \quad (3)$$

donde

$$C = \begin{bmatrix} 0 & pK\phi_{rd} \\ 2R_r K\phi_{rd} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} v_d &= \frac{pM}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} - \frac{k_\omega}{J} \right) + p\omega i_{sd} + K\phi_{rd} \right] \\ &+ \frac{k_\omega}{J} \tau_L + J\ddot{\omega}_d + k_\omega \dot{\omega}_d \\ v_q &= \frac{2M}{T_r} \left[\left(\gamma + \frac{3}{T_r} - k_\phi \right) \phi_{rd} i_{sd} \right. \\ &- \left. \left(\frac{K}{T_r} + \frac{1}{M} \left(\frac{2}{T_r} - k_\phi \right) \right) \phi_{rd}^2 \right. \\ &- \left. \frac{M}{T_r} (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) - p\omega \phi_{rd} i_{sq} \right] + k_\phi \dot{\beta}_d + \ddot{\beta}_d \end{aligned}$$

$e_\omega = \omega_d - \omega$, $e_\tau = \tau_d - \frac{pM}{L_r} \phi_{rd} i_{sq}$, $e_\phi = \beta_d - \phi_{rd}^2$, $e_i = u_i - \frac{2M}{T_r} \phi_{rd} i_{sd}$ y

$$\tau_d = J\dot{\omega}_d + \tau_L + k_\omega e_\omega, \quad u_i = \dot{\beta}_d + \frac{2}{T_r} \phi_{rd}^2 + k_\phi e_\phi$$

k_ω , k_τ , k_ϕ y k_i son los parámetros del controlador. Este algoritmo permite garantizar el seguimiento exponencial de referencias de velocidad del rotor y de la norma del flujo del rotor al cuadrado con todas las señales internas uniformemente acotadas.

La ley de control se puede extender para realizar el control de la posición. Para tal efecto, se define el error de seguimiento de la posición $e_\theta = \theta_d - \theta$ y el error de seguimiento de la posición filtrado $r = \dot{e}_\theta + \alpha e_\theta$. Si en el algoritmo anterior se elige u y τ_d de la manera siguiente:

$$u = C^{-1} \begin{bmatrix} v_d + k_\tau e_\tau + r \\ v_q + k_i e_i + e_\phi \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\tau_d = J\ddot{\theta}_d + \tau_L + \alpha(\dot{\theta}_d - \omega) + k_\theta r$$

donde v_d esta dado ahora por:

$$v_d = \frac{pM}{L_r}\phi_{rd}\left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} - \frac{\alpha + k_\theta}{J}\right)i_{sq} + p\omega(i_{sd} + K\phi_{rd})\right] + \alpha k_\theta \omega + \frac{\alpha + k_\theta}{J}\tau_L + J\theta_d^{(3)} + (\alpha + k_\theta)\dot{\theta}_d + \alpha k_\theta \ddot{\theta}_d$$

es posible demostrar que se puede obtener un seguimiento exponencial de una referencia de posición para todo valor positivo de α , k_θ , k_τ , k_ϕ , k_i .

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Las características del banco de pruebas utilizado se describen a continuación: motor de inducción jaula de ardilla de una potencia de 1.1 kW, inversor construido con IGBT's trabajando a una frecuencia de conmutación de 13 kHz y freno para simular la carga. El sistema de control utilizado esta constituido por una computadora PC operando bajo RT-Linux.

Debido a que las leyes de control consideradas poseen estructuras diferentes, la sintonización de los controladores es una tarea complicada. Por lo que las dinámicas de regulación se escogieron de tal manera que los resultados obtenidos fueran comparables.

Los controladores CBP y CB requieren la información del par de carga, por lo que se utilizó un término integral para estimarlo de la forma $\hat{\tau}_L = \gamma_{\tau_L} e$ donde $e = e_\omega = \omega_d - \omega$ para el seguimiento de velocidad, $e = e_\theta = \theta_d - \theta$ para el seguimiento de posición y $\gamma_{\tau_L} > 0$.

Los parámetros de los reguladores de velocidad para las leyes de control CBP y CLES se escogieron de manera que la dinámica del error de seguimiento de velocidad se comporte como un sistema de segundo orden: $\tau_0^2 p^2 + 2\zeta\tau_0 p + 1 = 0$. Se consideró que el tiempo de respuesta T_{resp} del sistema de segundo orden, a 95% del valor final, está definido por $T_{resp} \approx 5\tau_0$ con un factor de amortiguamiento $\zeta = 1$.

El regulador de velocidad del controlador CBP (2) emplea un filtro lineal que proporciona z donde el parámetro a es el inverso de la constante de tiempo del filtro.

En el caso del controlador CB, la selección de los parámetros se hizo de manera a obtener errores de seguimiento comparables a los conseguidos con las otras leyes de control.

En la ley de control CBP, hay dos lazos de corrientes que corresponden a dinámicas de segundo orden. Las ganancias de los reguladores se tomaron de manera que el tiempo de respuesta fuese de 2 ms.

Para el controlador CLES, el tiempo de respuesta impuesto al lazo de control del flujo fue de 25 ms y al lazo de control del par de 5 ms.

Los parámetros de los reguladores de posición para las leyes de control CBP y CLES se escogieron de manera que la dinámica del error seguimiento de posición se comporte

como un sistema de tercer orden: $(\tau_0 p + 1)(\tau_0^2 p^2 + 2\zeta\tau_0 p + 1) = 0$. En este caso, se consideró que el tiempo de respuesta T_{resp} del sistema de tercer orden, a 95% del valor final, está definido por $T_{resp} \approx 7\tau_0$ con un factor de amortiguamiento $\zeta = 1$.

La selección de parámetros se resume en la tabla II.

Controlador de i_s			Controlador de velocidad			
T_{resp}	k_{pi}	k_{ii}	T_{resp}	a	b	γ_{τ_L}
2 ms	50	2.5	300 ms	500	800	16
Controlador de posición						
T_{resp}	a	b	f_p	γ_{τ_L}		
300 ms	500	1395	64.8	503		
Controlador CBP						
Controlador de par			Controlador de flujo			
T_{resp}	k_{p1}	k_{i1}	T_{resp}	k_{p2}	k_{i2}	k_{d2}
5 ms	2000	76.6	25 ms	2.3×10^5	3300	840
Controlador de velocidad			Controlador de posición			
T_{resp}	k_p	k_i	T_{resp}	k_p	k_i	k_d
300 ms	40	2	300 ms	240	5	24
Controlador CLES						
Controlador de velocidad						
k_ω	k_τ	k_ϕ	k_i	γ_{τ_L}		
15	200	200	200	10		
Controlador de posición						
k_θ	α	k_τ	k_ϕ	k_i	γ_{τ_L}	
10	5	200	200	200	100	
Controlador CB						

TABLA II
PARÁMETROS DE LAS LEYES DE CONTROL.

Los resultados correspondientes al primer objetivo de control del benchmark (figura 1) se presentan en las figuras 3 a 6. La figura 3 muestra, por una parte, la referencia filtrada de velocidad, y por la otra, el error de seguimiento de velocidad para las tres leyes de control. De acuerdo a las curvas, se puede constatar que el seguimiento se obtiene con un desempeño satisfactorio a pesar del par de carga y de las variaciones de la resistencia del rotor en todos los casos, salvo en los momentos en los que se producen fuertes variaciones de velocidad. El valor máximo del error de seguimiento es igual al 15 % de la velocidad nominal (ω_N) y ocurre cuando la referencia aumenta de ω_N a $1.5\omega_N$ para los tres algoritmos. Sin embargo, el error se mantiene alrededor del 1.5 % de ω_N la mayor parte del tiempo.

Las figuras 4, 5 y 6 presentan las normas de la corriente y de la tensión del estator para los controladores CBP, CLES y CB, respectivamente, de donde se puede observar que el mejor control es realizado por algoritmo CBP. Además, se puede observar a partir de las curvas de la norma de la tensión del estator de los controladores CLES y CB que estos imponen una tensión bastante elevada en los intervalos de $t = 1$ s a $t = 6$ s y de $t = 8$ s a $t = 10$ s, en los cuales el inversor entrega su máxima tensión. También es posible constatar que algoritmo CLES presenta una gran

sensibilidad frente a variaciones de la resistencia del rotor, sobretodo cuando la resistencia está subestimada (entre los instantes $t = 7 \text{ s}$ y $t = 9 \text{ s}$). Por otra parte, el controlador CB produce un pico de corriente en $t = 1 \text{ s}$ que alcanza más de 12 A contra 10 A para los controladores CBP y CLES.

Los resultados del segundo objetivo de control del benchmark (figura 2) se muestran en las figuras 7 a 10. La figura presenta la referencia filtrada de posición y los errores de seguimiento para los tres algoritmos. Las figuras 8, 9 y 10 muestran las normas de la corriente y de la tensión del estator para las leyes de control CBP, CLES y CB, respectivamente. De manera general, se puede concluir que los resultados del seguimiento de posición corroboran el buen desempeño del controlador CBP con respecto a los otros algoritmos.

Finalmente, después de haber realizado los pruebas comparativas con las diferentes técnicas de control, se recapitula de manera no exhaustiva, el desempeño de los controladores en la tabla III, donde un signo “+” corresponde a un buen comportamiento con respecto al criterio indicado y un signo “-” indica un comportamiento poco satisfactorio.

Criterio de comparación	Ley de control		
	CBP	CLES	CB
Respuesta transitoria	+	-	-
Robustez frente a variaciones paramétricas de tipo resistivo	+	--	-
Facilidad de sintonización	+	-	--
Simplicidad	+	-	--

TABLA III
COMPARACIÓN DE LEYES DE CONTROL.

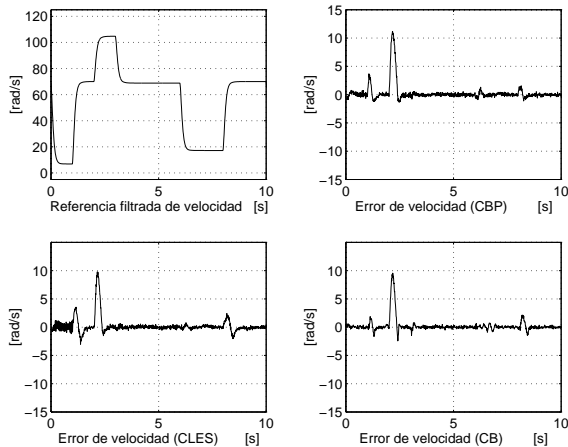


Fig. 3. Referencia filtrada de velocidad y errores de seguimiento de velocidad.

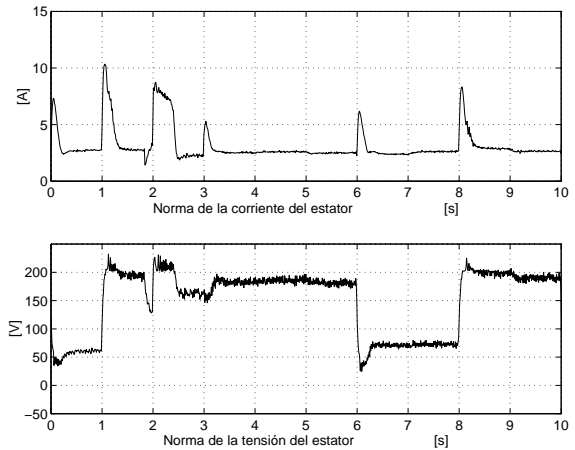


Fig. 4. Normas de la corriente y de la tensión del estator (CBP).

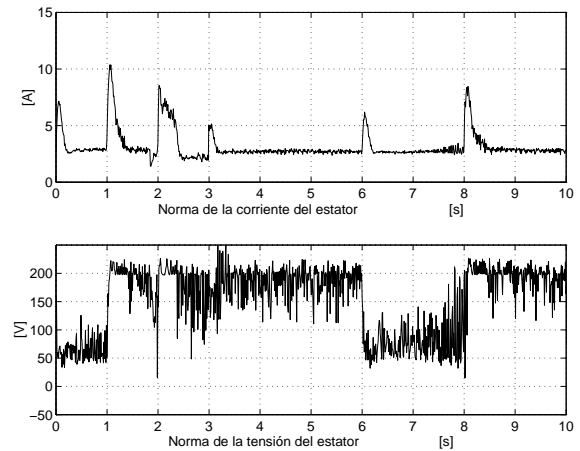


Fig. 5. Normas de la corriente y de la tensión del estator (CLES).

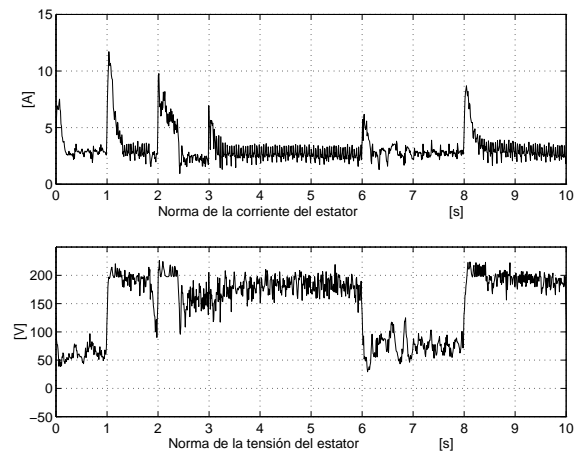


Fig. 6. Normas de la corriente y de la tensión del estator (CB).

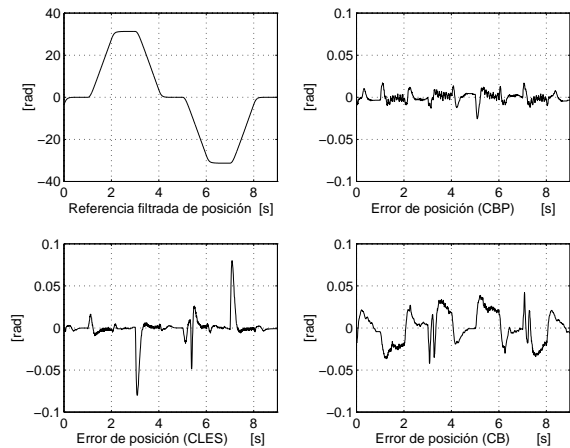


Fig. 7. Referencia filtrada de posición y errores de seguimiento de posición.

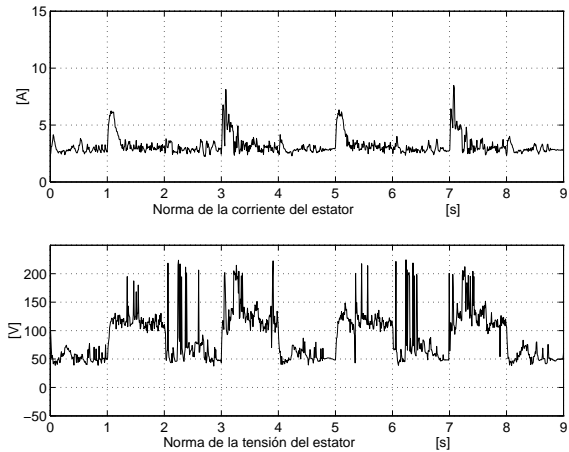


Fig. 10. Normas de la corriente y de la tensión del estator (CB).

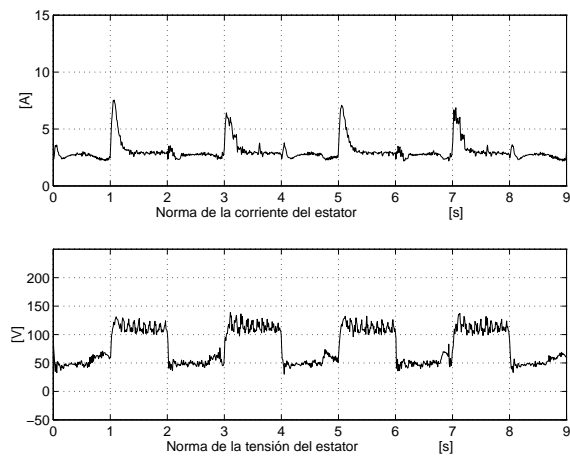


Fig. 8. Normas de la corriente y de la tensión del estator (CBP).

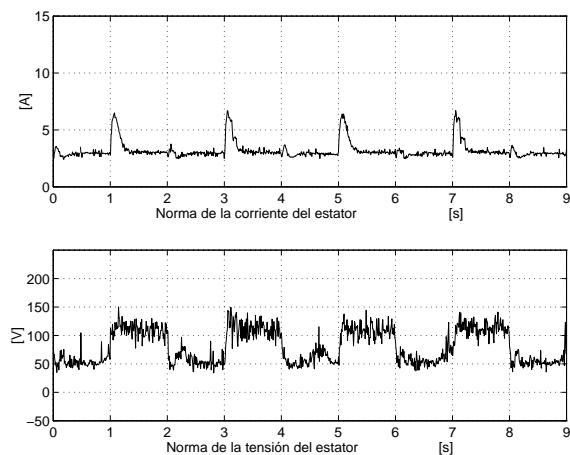


Fig. 9. Normas de la corriente y de la tensión del estator (CLES).

VI. CONCLUSIONES

Se compararon tres leyes de control en un banco de pruebas. Se observó que una desventaja importante en los controladores CLES y CB, es la necesidad de conocer todo el vector de estado. Además, estos algoritmos no están definidos globalmente. Sin embargo, la utilización de un observador de flujos en lugar de un estimador, aun cuando este aumente la complejidad de los algoritmos, parece más interesante sobretodo si se desea mejorar la calidad de la estimación en presencia de variaciones paramétricas.

Se corroboró el buen desempeño de la ley de control CBP con respecto a los otros algoritmos. Una gran ventaja de este controlador es que no necesita un estimador de flujos.

REFERENCIAS

- [1] P. Aquino, M. Feemster, D. M. Dawson, and A. Behal. Adaptive partial state feedback control of the induction motor: Elimination of rotor flux and rotor velocity measurements. *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, 14:157–170, March 2000.
- [2] D. M. Dawson, J. Hu, and T. C. Burg. *Nonlinear Control of Electric Machinery*. Marcel Dekker, 1998.
- [3] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery*. McGraw Hill, 1987.
- [4] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. Kokotovic. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. John Wiley & Sons, 1995.
- [5] R. Marino, S. Peresada, and P. Valigi. Adaptive input-output feedback linearizing control of induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38(2):208–221, February 1993.
- [6] R. Ortega, G. Asher, and E. Mendes (Guest Editors). Special issue: Nonlinear control of induction motors. *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, 14:157–170, March 2000.
- [7] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramírez. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*. Springer Verlag, 1998.
- [8] T. von Raumer. Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone. Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet 1994.