

Control Robusto sin Sensores Mecánicos del Par Eléctrico del Motor de Inducción por Modos Deslizantes Integrales

Marcos I. Galicia, Alexander G. Loukianov, Edgar N. Sánchez
Centro de Investigación y de Estudios Avanzados del I. P. N.
Guadalajara 45015, México
[mgalicia], [louk], [sanchez]@gdl.cinvestav.mx
Teléfono: (33)-37-773600

Resumen—Este artículo presenta un control robusto para el par eléctrico y el módulo de los flujos del rotor del motor de inducción utilizando control vía modos deslizantes. En este nuevo diseño se obtiene la ecuación del error de seguimiento de referencia del par eléctrico, se toma parte de la dinámica del error como perturbación cumpliendo la condición de acoplamiento (“matching condition”) y se utiliza la técnica de modos deslizantes integrales para la estimación y rechazo de perturbaciones provocadas por dinámicas no modeladas, perturbaciones externas y variaciones paramétricas. El término integral añadido en el control reduce el efecto de cascabeleo (“chattering”) en el sistema mientras lo hace robusto ante las perturbaciones. El desempeño de este esquema de control bajo diversas condiciones es mostrado vía simulaciones; para estimar los flujos del rotor los cuales no son medibles, se usa un observador con modos deslizantes.

Palabras clave: control del par, motor de inducción, modos deslizantes integrales, control robusto.

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente en el mundo ha surgido una nueva preocupación por el deterioro del planeta; investigadores de diversas áreas están buscando alternativas para realizar tareas comunes por métodos que estén en armonía con la naturaleza. Actualmente se desarrollan vehículos eléctricos que no producen contaminación al ambiente por quema de combustibles y en los cuales el control del par eléctrico de los motores juega un papel importante. Por esta y otras aplicaciones el control del par en motores de inducción ha sido desarrollado últimamente; una técnica muy común a utilizar para el control del motor es el Control por Orientación del Campo (W. Leonard, 1985) (FOC por sus siglas en inglés) que logra linearización asintótica entrada-salida. El Control Directo del Par (DTC) del motor de inducción introducido por (M. Depenbrock, 1988) es también una técnica popular que hace uso de una tabla, para seleccionar valores de voltajes basados en la magnitud del error de los flujos del rotor y el par. El DTC ha mostrado un alto rendimiento en “drives” de motores de inducción; sin embargo este controlador aún tiene algunos problemas cuando el motor alcanza el estado estable. Más recientemente varios controladores han sido diseñados para

mejorar el esquema del DTC. En (M. Dal, 2005) fue presentado un control FOC sin sensores el cual puede corresponder al DTC sin tabla de comandos para los voltajes. En (Y. Kumsuwan et al., 2008) fue propuesto un método de control basado en la separación de la amplitud y el ángulo del vector de referencia del flujo del estator para determinar la referencia para el vector de voltaje de estator a ser generado por el modulador de ancho de pulso (PWM por sus iniciales en inglés) y alimentado al motor.

El presente artículo incluye en la sección II la teoría de modos deslizantes integrales (Utkin V. y Shi J., 1996, Shi J. y Lu Y., 1996). El uso de modos deslizantes integrales permite rechazar perturbaciones y suprimir incertidumbres paramétricas por medio de un componente discontinuo en el control (Rios-Gastelum et al., 2003). En la sección III, se muestra el modelo matemático del motor a utilizarse. La sección IV discute el diseño del control y las condiciones de existencia de modos deslizantes en las superficies propuestas; la sección V presenta el observador de flujos y velocidad del rotor utilizado en las simulaciones. La sección VI muestra los resultados del esquema propuesto sometido a variaciones abruptas del par de carga y variaciones de la resistencia del rotor.

II. MODOS DESLIZANTES INTEGRALES

A. Establecimiento del problema

La teoría de modos deslizantes integrales como fue establecida en (Utkin V. et al., 1999) es presentada a continuación.

Para un sistema dinámico dado representado por la ecuación en espacio de estados

$$\dot{x} = f(x) + B(x)u_n \quad (1)$$

con $x \in \mathbb{R}^n$ siendo el vector de estado y $u_n \in \mathbb{R}^m$ siendo el vector de la entrada de control (rango de $B(x) = m$), suponga que existe una retroalimentación de control $u_n = u_0(x)$, la cual puede ser continua o discontinua, tal que el sistema (1) puede ser estabilizado en una manera deseada. Denotamos este sistema en lazo cerrado ideal como

$$\dot{x}_0 = f(x_0) + B(x_0)u_0 \quad (2)$$

donde x_0 representa la trayectoria de estado del sistema ideal bajo el control u_0 . Sin embargo en aplicaciones

prácticas el sistema (1) opera bajo condiciones inciertas que pueden ser generadas por variaciones paramétricas, dinámicas no modeladas y perturbaciones externas. Bajo esta consideración el sistema puede ser representado por

$$\dot{x} = f(x) + B(x)u_n + h(x,t) \quad (3)$$

en el cual el vector $h(x,t)$ comprende las perturbaciones antes mencionadas y se supone que cumple la siguiente condición (“matching condition” en Inglés)

$$h(x,t) \in \text{span}\{B(x)\}$$

ó equivalentemente,

$$h(x,t) = B(x)u_p \text{ con } u_p \in \mathbb{R}^m \quad (4)$$

en otras palabras, se supone que el control u_p puede influenciar todos los componentes del vector $h(x,t)$ por medio de la matriz de control $B(x)$.

Suponiendo que $h(x,t)$ está acotada y que un límite superior puede ser encontrado como

$$|h_i(x,t)| \leq h_i^+(x,t) \quad (i=1, \dots, n)$$

con $h_i^+(x,t)$ siendo una función escalar positiva conocida. El reto del diseño del control así llega a ser: encontrar una ley de control $u_n(x,t)$ tal que las trayectorias del sistema (3) satisfagan $x(t) \equiv x_0(t)$, desde el instante de tiempo inicial, esto es $x(0) \equiv x_0(0)$.

B. Principios de diseño

Para el sistema (3), primero se rediseña la ley de control: ser

$$u_n = u_0 + u_1 \quad (5)$$

donde $u_0 \in \mathbb{R}^m$ es el control ideal definido en (2) y $u_1 \in \mathbb{R}^m$ es diseñado para rechazar el término de perturbación $h(x,t)$.

La sustitución de la ley de control (5) dentro de (3) produce

$$\dot{x} = f(x) + B(x)u_0 + B(x)u_1 + h(x,t)$$

Ahora definimos una variedad deslizante como

$$s = s_0(x) + z, \text{ con } s, s_0(x), z \in \mathbb{R}^m \quad (6)$$

la cual consiste de dos partes: la primera parte $s_0(x)$ puede ser diseñada como una combinación lineal de los estados del sistema, similar al diseño de modos deslizantes convencionales; la segunda parte z introduce el término integral y será determinado a continuación. La filosofía de modos deslizantes integrales es: para lograr $x(0) \equiv x_0(0)$ en todo $t > 0$, el control equivalente de u_1 , denotado como u_{1eq} , debe cumplir

$$B(x)u_{1eq} = -h(x,t)$$

ó en términos de (4)

$$u_{1eq} = -u_p \quad (7)$$

El control equivalente u_{1eq} describe precisamente las trayectorias del sistema cuando se “desliza” a lo largo de la variedad $s(x) = 0$ en (6).

Para definir adecuadamente la variable auxiliar $z(x,t)$ en (6) para lograr (7), hacemos la derivada del tiempo \dot{s} igual a cero

$$\begin{aligned} \dot{s} &= \dot{s}_0(x) + \dot{z} \\ &= \frac{\partial s_0}{\partial x} \{f(x) + B(x)u_0(x) + B(x)u_{1eq}(x) + B(x)u_p\} + \dot{z} = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

Para asegurar el requerimiento (7), definimos

$$\dot{z} = -\frac{\partial s_0}{\partial x} \{f(x) + B(x)u_0(x)\}, \quad z(0) = -s_0(x(0)) \quad (9)$$

donde la condición inicial $z(0)$ es determinada con base en el requerimiento $s(0) = 0$. En otras palabras, los modos deslizantes ocurren desde el instante de tiempo inicial. Si la ecuación (7) es satisfecha, la ecuación de movimiento del sistema en modos deslizantes será

$$\dot{x} = f(x) + B(x)u_0(x)$$

similar a las trayectorias del sistema ideal (2).

El control u_1 en (5) es utilizado para forzar modos deslizantes a lo largo de la variedad (6) por medio de la función discontinua

$$u_1 = -M_1(x) \text{sign}(s) \quad (10)$$

donde $M_1(x)$ es una función escalar positiva para la ganancia de control. La sustitución de (10) y (9) en (8) produce

$$\dot{s} = \frac{\partial s_0}{\partial x} B(x)u_p - \frac{\partial s_0}{\partial x} B(x)M_1(x) \text{sign}(s) \quad (11)$$

En la ecuación (11), s_0 debe ser seleccionada tal que la matriz $(\partial s_0 / \partial x)B(x)$ sea no singular durante toda la evolución del sistema. Entonces la función escalar $M_1(x)$ puede ser seleccionada dependiendo de la propiedad de $(\partial s_0 / \partial x)B(x)$, tal que los modos deslizantes sean forzados en la variedad $s = 0$.

III. MODELO DINÁMICO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

El modelo del motor de inducción bajo suposiciones de inductancias mutuas iguales y un circuito magnético lineal en el marco de referencia estacionario (α, β) está dado por (Marino R. et al., 1993):

$$\begin{aligned} \frac{dw}{dt} &= \frac{3}{2} \frac{Mn_p}{J_r L_r} (\psi_a i_b - \psi_b i_a) - \frac{T_l}{J_r} \\ \frac{d\psi_a}{dt} &= -a_1 \psi_a - n_p w \psi_b + a_1 M i_a \\ \frac{d\psi_b}{dt} &= -a_1 \psi_b + n_p w \psi_a + a_1 M i_b \\ \frac{di_a}{dt} &= -c_1 i_a + a_1 d_1 \psi_a + n_p d_1 w \psi_b + b_1 u_a \\ \frac{di_b}{dt} &= -c_1 i_b + a_1 d_1 \psi_b - n_p d_1 w \psi_a + b_1 u_b \end{aligned} \quad (12)$$

donde J_r es el momento de inercia del rotor,

$$a_1 = \frac{R_r}{L_r} = \frac{1}{T_r}; \quad d_1 = \frac{Mb_1}{L_r}; \quad c_1 = \frac{M^2 R_r b_1}{L_r^2} + R_s b_1 \quad \text{y}$$

$\frac{1}{b_1} = L_s - \frac{M^2}{L_r}$; R_r y R_s son las resistencias del rotor y del estator respectivamente, L_r , L_s y M denotan las inductancias del rotor, estator y mutua respectivamente y n_p es el número de pares de polos.

ψ_a y ψ_b	Flujos del rotor
i_a y i_b	Corrientes del estator
u_a y u_b	Voltajes de estator
w	Velocidad del rotor

La ecuación del par eléctrico es definida como:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{M n_p}{L_r} (\psi_a i_b - \psi_b i_a).$$

IV. DISEÑO DEL CONTROL

Suponiendo el conocimiento del estado completo, la meta del control es obtener seguimiento de referencia del par eléctrico y mantener el módulo de los flujos del rotor constante para las dinámicas electromagnéticas en (12), usando modos deslizantes.

A. Diseño de las superficies deslizantes

Definimos las siguientes variables de error:

$$\varepsilon_1 = T_e - T_{ref} \quad (13)$$

$$\varepsilon_2 = \psi - \psi_{ref}$$

y la superficie:

$$s_1 = k_s \varepsilon_2 + \dot{\varepsilon}_2$$

donde $\psi = \psi_a^2 + \psi_b^2$ es el módulo de los flujos del rotor, T_{ref} y ψ_{ref} son las señales de referencia. Entonces derivando (13) tenemos:

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= f_{s_1}(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref}) + b_{11} u_a + b_{12} u_b \\ \dot{\varepsilon}_1 &= f_1(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, w, T_{ref}) + b_{21} u_a + b_{22} u_b \end{aligned} \quad (14)$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = f_2(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref}) = -k_s \varepsilon_2 + s_1$$

donde

$$\begin{aligned} f_{s_1}(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref}) &= k_s \dot{\varepsilon}_2 - 2a_1 \dot{\psi} + 2a_1 M [a_1 d_1 \psi \\ &- c_1 (\psi_a i_a + \psi_b i_b) - a_1 (\psi_a i_a + \psi_b i_b) + a_1 M (i_a^2 + i_b^2) \\ &+ n_p w (\psi_a i_a + \psi_b i_b - 2d_1 \psi_a \psi_b)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_1(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, w, T_{ref}) &= \zeta n_p w (d_1 \psi_a^2 - i_b \psi_b - d_1 \psi_b^2 - i_a \psi_a) \\ &+ \zeta (i_a (\psi_b c_1 + a_1 \psi_a) + c_1 (\psi_b i_a - \psi_a i_b)) - \dot{T}_{ref} \end{aligned}$$

$$f_2(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref}) = -2a_1 \dot{\psi} + 2a_1 M (\psi_a i_a + \psi_b i_b) - \dot{\psi}_{ref}$$

$$\zeta = \frac{3M n_p}{2L_r}, \quad b_{11} = 2a_1 b_1 M \psi_a, \quad b_{12} = 2a_1 M b_1 \psi_b, \quad b_{21} = -\zeta b_1 \psi_b, \\ b_{22} = \zeta b_1 \psi_a \quad \text{y} \quad \dot{\psi} = -2a_1 \dot{\psi} + 2a_1 M (\psi_a i_a + \psi_b i_b).$$

Definimos el vector $\Upsilon = \begin{bmatrix} s_1 \\ \varepsilon_1 \end{bmatrix}$ y tomamos su derivada

$$\dot{\Upsilon} = f_\Upsilon + B_\Upsilon u$$

donde:

$$f_\Upsilon = \begin{bmatrix} f_{s_1}(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref}) \\ f_1(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, w, T_{ref}) \end{bmatrix}, \quad B_\Upsilon = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix}$$

e introducimos la transformación $v = B_\Upsilon u$, donde B_Υ es no singular para todo t . Ahora tenemos un control desacoplado

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad \text{que es definido a continuación.}$$

Para forzar modos deslizantes en la variedad $s_1 = 0$ proponemos

$$v_1 = -k_1 \text{sign}(s_1) \quad (15)$$

Para obtener la ganancia k_1 proponemos la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V_1 = \frac{1}{2} s_1^2 \quad (16)$$

La derivada del tiempo de la función (16) a lo largo de las trayectorias de (14) debe ser definida negativa para que modos deslizantes existan en la variedad $s_1 = 0$.

$$\dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1$$

$$\dot{V}_1 = s_1 [f_{s_1}(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref}) + v_1] \quad (17)$$

Las siguientes suposiciones son consideradas:

Las funciones f_{s_1} y f_1 están acotadas y se conoce su valor

límite superior ℓ_1 y ℓ_2 respectivamente, esto es:

$$|f_{s_1}(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref})| \leq \ell_1 \quad (18)$$

$$|f_1(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, w, T_{ref})| \leq \ell_2 \quad (19)$$

Utilizando (15) en (17) tenemos que

$$\dot{V}_1 = s_1 [f_{s_1}(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref}) - k_1 \text{sign}(s_1)]$$

$$\dot{V}_1 = s_1 f_{s_1}(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, \psi_{ref}) - k_1 |s_1|$$

de (18) tenemos que

$$\dot{V}_1 \leq |s_1| \ell_1 - k_1 |s_1|$$

$$\dot{V}_1 \leq -|s_1| (k_1 - \ell_1)$$

y $k_1 > \ell_1$ debe ser cumplido para la existencia de modos deslizantes.

Ahora el control v_2 es diseñado siguiendo la técnica de modos deslizantes integrales mostrada en la sección II. La ecuación de la dinámica del error de seguimiento del par es modificada de la siguiente manera:

$$\dot{\varepsilon}_1 = f_1(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, w, T_{ref}) + v_2 + h_1(t) \quad (20)$$

donde $h_1(t)$ comprende la perturbación debido a variaciones

paramétricas, dinámicas no modeladas y perturbaciones externas y es una función acotada por un límite superior ℓ_0 tal que

$$|h_1(t)| \leq \ell_0. \quad (21)$$

B. Control del par eléctrico por medio de modos deslizantes integrales

Primero redefinimos la ley de control v_2 como

$$v_2 = v_{20} + v_{21} \quad (22)$$

donde v_{20} es el control ideal (similar a u_0 en la sección II) que hace a ε_1 tener la dinámica deseada, definido como

$$v_{20} = -k_3\varepsilon_0 - k_4\varepsilon_1 \text{ con } k_3, k_4 > 0$$

donde $\dot{\varepsilon}_0 = \varepsilon_1$.

Ahora definimos una variedad deslizante como

$$\sigma = \varepsilon_1 + \Omega$$

y obtenemos su derivada con respecto al tiempo utilizando (20) y (22) produce

$$\dot{\sigma} = f_1(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, w, T_{ref}) + h_1(t) + v_{20} + v_{21} + \dot{\Omega} \quad (23)$$

a continuación para aumentar la robustez del sistema definimos una nueva variable $h_c(t)$ que comprenderá a la perturbación $h_1(t)$ y a parte de la dinámica del error del par eléctrico que consideraremos en este punto desconocida como

$$h_c(t) = f_1(\psi_a, \psi_b, i_a, i_b, w, T_{ref}) + h_1(t) \quad (24)$$

Substituimos (24) en (23) y hacemos la derivada $\dot{\sigma}$ igual a cero produciendo:

$$\dot{\sigma} = h_c(t) + v_{20} + v_{21eq} + \dot{\Omega} = 0$$

donde v_{21eq} es el control equivalente del término no lineal v_{21} como se definió en la sección II. Ahora diseñamos la variable que introduce al término integral como

$$\dot{\Omega} = -v_{20} \text{ con } \Omega(0) = -v_{20}(0) \quad (25)$$

Por tanto la condición (7) se cumple $v_{21eq} = -h_c(t)$ y los modos deslizantes ocurren desde el instante de tiempo inicial.

La ley de control discontinuo para v_{21} es definida como sigue:

$$v_{21} = -k_5 \text{sign}(\sigma) \text{ con } k_5 > 0 \quad (26)$$

Para determinar el valor de la ganancia k_5 usaremos la siguiente función candidata de Lyapunov

$$V_2 = \frac{1}{2}\sigma^2$$

Derivando a V_2 con respecto al tiempo obtenemos

$$\dot{V}_2 = \sigma\dot{\sigma}$$

$$\dot{V}_2 = \sigma[h_c(t) + v_{20} + v_{21} + \dot{\Omega}]$$

y sustituyendo (25) y (26) obtenemos

$$\dot{V}_2 = \sigma[h_c(t) - k_5 \text{sign}(\sigma)]$$

Utilizamos los límites superiores (19) y (21) de las funciones y obtenemos

$$\dot{V}_2 = \ell_0\sigma + \ell_1\sigma - \sigma k_5 \text{sign}(\sigma)$$

$$\dot{V}_2 = \ell_0\sigma + \ell_1\sigma - k_5|\sigma|$$

$$\dot{V}_2 \leq -|\sigma|(k_5 - \ell_0 - \ell_1)$$

y encontramos $k_5 > \ell_0 + \ell_1$ para forzar modos deslizantes en la variedad $\sigma = 0$.

El control en variables α y β puede ser obtenido como

$u = B_T^{-1}v$, dado que B_T es no singular, considerando condiciones iniciales pequeñas pero diferentes de cero en los estados del sistema.

V. OBSERVADOR DE VELOCIDAD Y FLUJOS DEL ROTOR

Como ya se sabe la medición de los flujos de rotor implica un costo mayor en el sistema de control, por tal razón se utilizan observadores para la estimación de esos estados. El observador mostrado a continuación esta presentado en (Utkin V. et al., 1999). El observador es diseñado como:

$$\frac{d\hat{i}_a}{dt} = -c_1\hat{i}_a + a_1d_1\hat{\psi}_a + d_1\hat{w}\hat{\psi}_b + b_1u_a$$

$$\frac{d\hat{i}_b}{dt} = -c_1\hat{i}_b + a_1d_1\hat{\psi}_b - d_1\hat{w}\hat{\psi}_a + b_1u_b$$

$$\frac{d\hat{\psi}_a}{dt} = -a_1\hat{\psi}_a - \hat{w}\hat{\psi}_b + a_1M\hat{i}_a$$

$$\frac{d\hat{\psi}_b}{dt} = -a_1\hat{\psi}_b + \hat{w}\hat{\psi}_a + a_1M\hat{i}_b$$

(27)

donde $\hat{\psi}_a$, $\hat{\psi}_b$ son los estimados para los componentes del flujo del rotor; \hat{i}_a , \hat{i}_b son los estimados de las corrientes del estator usados para generar los modos deslizantes; y \hat{w} es la estimación de la velocidad eléctrica del rotor, la cual es discontinua y esta dada por $\hat{w} = w_0 \text{sign}(s_n)$ con $w_0 > 0$.

La superficie s_n es definida como:

$$s_n = (\hat{i}_b - i_b)\hat{\psi}_a - (\hat{i}_a - i_a)\hat{\psi}_b$$

Para obtener los valores equivalentes de la velocidad estimada \hat{w} y v_{21} , \hat{w}_{eq} y v_{21eq} respectivamente, se implementaron filtros pasa-bajas (Utkin V., 1992) como:

$$\hat{w}_{eq} = \frac{1}{1 + \tau_1 p} \hat{w} \text{ y } v_{21eq} = \frac{1}{1 + \tau_2 p} v_{21}$$

donde τ_1 y τ_2 son las constantes de tiempo y p es la variable de Laplace. Las frecuencias de corte fueron elegidas más rápidas que las dinámicas de las perturbaciones, pero lo suficiente lentas para evitar excitar dinámicas no modeladas. Finalmente dado que los recursos de control son limitados por el voltaje nominal del motor una lógica de control es agregada.

$$u_{ia} = \begin{cases} U_0 \text{sign}(u_i), & |u_i| > U_0 \\ u_i, & |u_i| \leq U_0 \end{cases} \quad i = a, b$$

VI. SIMULACIONES

Las simulaciones fueron obtenidas utilizando Matlab /Simulink, utilizando el modelo (12). Los parámetros del motor están listados en la tabla 1. Los parámetros para la ley de control y el observador son presentados en la tabla 2. En las simulaciones se utilizó el observador (27) a excepción de la del resultado mostrado en figura 3 dado que la variación de la resistencia del rotor afecta a la estimación del observador, en lugar de los estados estimados se utilizaron los de la planta.

La figura 1 muestra el resultado de seguimiento de referencia del par. Una señal senoidal es utilizada como referencia, el par de carga $T_L=0.35 \text{ Nm}$. La figura 2 muestra la respuesta del módulo del flujo, la referencia utilizada es una señal constante de 0.12 Wb^2 .

TABLE 1
PARÁMETROS DEL MOTOR

Símbolo	Parámetro	Valor
R_s	Resistencia de estator	14 Ω
L_s	Inductancia de estator	0.4 H
M	Inductancia mutua	0.377 H
R_r	Resistencia del rotor	10.1 Ω
L_r	Inductancia del rotor	0.4128 H
N	Número de pares de polos	2
J	Momento de inercia del rotor	0.01 Kgm^2
T_{Ln}	Par de carga nominal	1.1 Nm

TABLE 2
PARÁMETROS UTILIZADOS EN EL CONTROL Y EL OBSERVADOR

Symbol	Value	Symbol	Value
k_s	1000	τ_1	13
k_1	6000	τ_2	100
k_3	70	w_0	183
k_4	85	U_0	220
k_5	1200		

En la figura 3 se presenta la respuesta del par eléctrico del motor sometido a ambas perturbaciones: cambio en el par de carga y variación de la resistencia del rotor.

El par de carga y la resistencia del rotor utilizados para la simulación de la figura 3 son mostrados en la figura 4.

La figura 5 muestra un acercamiento de las variedades s_1 y σ . La figura 6 despliega el comportamiento de la velocidad del motor. Observe la cercanía de la velocidad al cero, lo que implica que el control funciona aún a bajas velocidades. En la figura 7 se muestran las señales de control u_{aa} y u_{ba} generadas por el control.

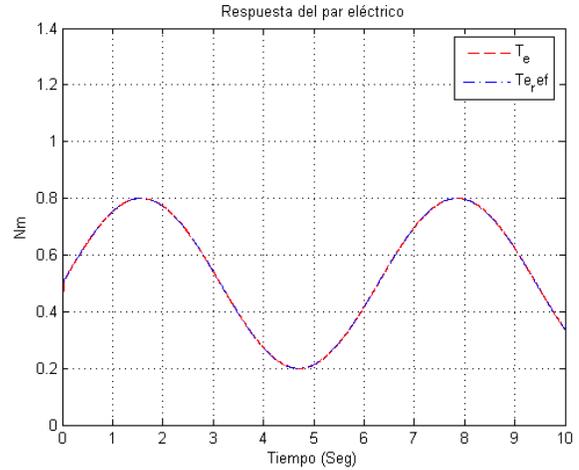


Figura 1. Seguimiento de referencia senoidal y $T_L = 0.35 \text{ Nm}$

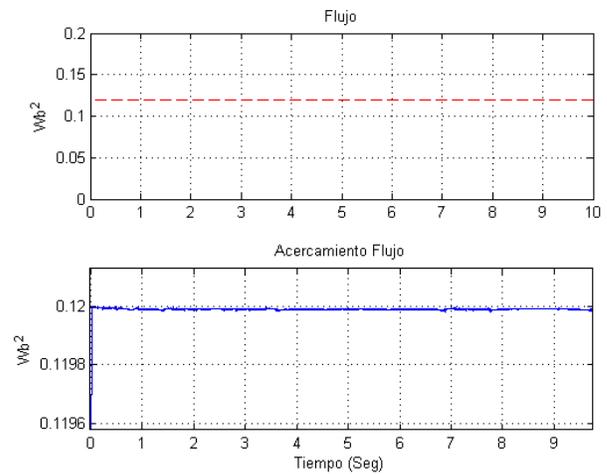


Figura 2. Módulo del flujo del rotor $\psi_{ref} = 0.12 \text{ Wb}^2$.

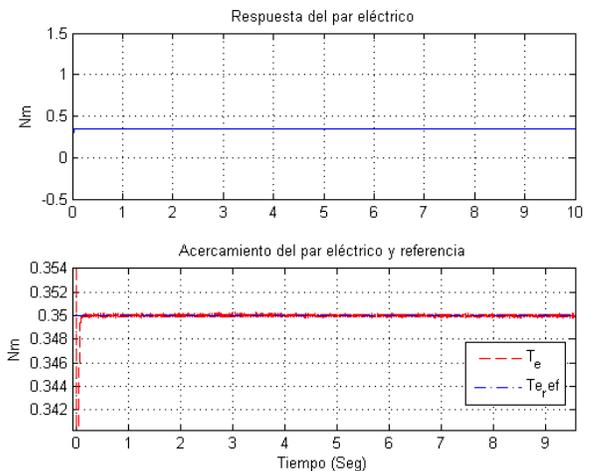


Figura 3. Par del motor bajo perturbaciones, $T_{ref} = 0.35 \text{ Nm}$

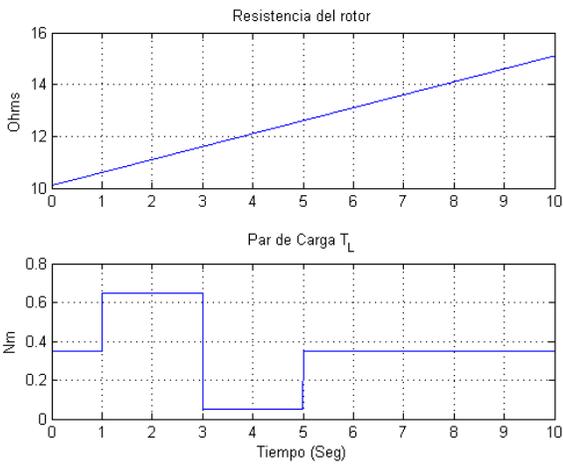


Figura 4. Resistencia del rotor y par de carga aplicado.

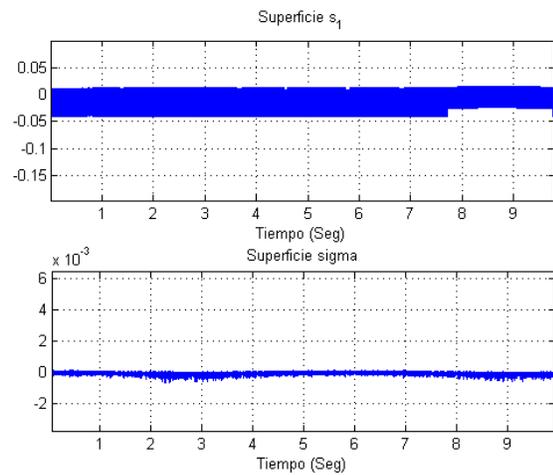


Figura 5 Superficies deslizantes s_1 y σ .

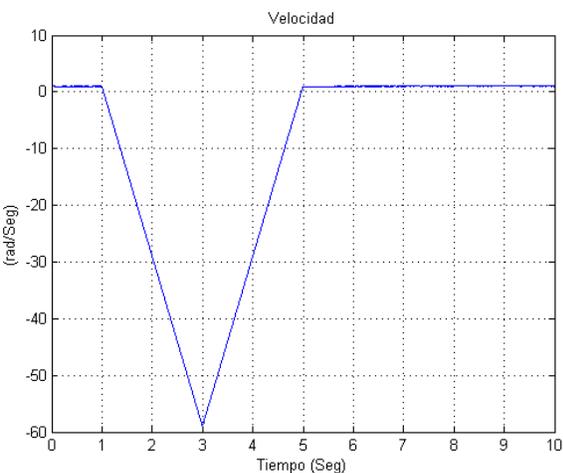


Figura 6. Velocidad del motor.

VII. CONCLUSIONES

En este artículo se presentó el diseño de un control del par eléctrico del motor con modos deslizantes integrales, y el control del módulo del flujo por modos deslizantes. Las simulaciones muestran que la ley de control presenta un muy buen funcionamiento ante cambios abruptos del par de

carga (perturbación externa) y variación de la resistencia del rotor (variaciones paramétricas). El funcionamiento en conjunto con un observador de flujos y velocidad del rotor fue también presentado, lo que es de utilidad para la implementación. Está claro que el desempeño del observador deberá ser alto aún con variaciones paramétricas para no afectar el desempeño del controlador. Como trabajo futuro se propone la implementación del controlador en un motor de inducción utilizando un observador que estime velocidad, flujos y resistencia del rotor.

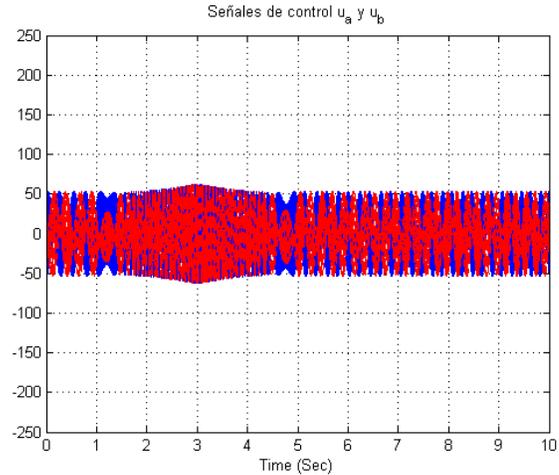


Figura 7. Señales de control.

REFERENCIAS

- M. Dal (2005). Sensorless sliding mode direct torque control (DTC) of induction motor. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (*ISIE*), Dubrovnik, Croatia.
- M. Depenbrock (1988). Direct self control (DSC) of inverter-fed induction Machine. IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, no. 4, pp 420-429.
- Rios-Gastelum O. G., Castillo-Toledo B. and Loukianov A. G. (2003). Nonlinear block integral sliding mode control: application to induction motor control. IEEE Proc. Decision and Control, vol. 3, pp. 3124-3129.
- R. Marino, S. Peresada, P. Valigi (1993). Adaptive input-output linearizing control of induction motors. IEEE Trans. Autom. Control, vol. 38, no. 2, pp 208-221.
- Shi J. and Lu Y. S. (1996). Chatter free variable structure perturbation estimator on the torque control of flexible robot joints with disturbance and parametric uncertainties. IEEE Proc. Industrial Electronics, Control and Instrumentation, vol. 1, pp. 238-243.
- Utkin V., Guldner J. and Shi J. (1999). Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, Taylor and Francis, London, England.
- Utkin V. and Shi J. (1996). Integral sliding mode in systems operating under uncertainty condition. IEEE Proc. Decision and Control, vol. 4 pp. 23-36.
- Utkin V. (1992). Sliding modes in control and optimization. Springer-Verlag, Berlin, Germany.
- W. Leonard (1985), Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, Berlin, Germany.
- Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn, and H. A. Toliyat (2008). Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux. Electric Power Systems Research, vol. 78, no. 10, pp. 1712-1718.