

Control de un motor de reluctancia conmutada sin utilizar sensor de velocidad : resultados experimentales

Erik Chumacero-Polanco Gerardo Espinosa-Pérez Antonio Loría Missie Aguado

Resumen—En un marco de control sin sensor de velocidad, se presentan los resultados experimentales de un controlador para el Motor de Reluctancia Conmutada (MRC) donde se utilizan únicamente mediciones de corriente eléctrica y de posición mecánica, la velocidad mecánica es obtenida a través de un filtro derivador. Se establece estabilidad global exponencial. Esta propiedad implica robustez del sistema en lazo cerrado respecto a perturbaciones externas, *i.e.* estabilidad entrada-estado. En el diseño del controlador propuesto se considera que el par mecánico de carga es constante y desconocido. Los experimentos fueron realizados en un banco de pruebas, donde el MRC es acoplado a un motor de CD que actuará como carga.

I. INTRODUCCIÓN

El motor de reluctancia conmutada es una máquina confiable y de bajo costo debido a su simplicidad de construcción, sólo el estator está devanado, el rotor no presenta devanado ni imanes, es básicamente una pieza de acero laminado. Esto hace a los MRC's atractivos en muchas aplicaciones, como en sistemas de transportación, en accionamiento de robots y en la emergente industria de vehículos eléctricos –véase [1], [2], [3], [4], entre otros. Además, el MRC es capaz de generar un alto par a baja velocidad, lo que elimina el uso de cajas de engranes.

Sin embargo, estas ventajas vienen a la par con la complejidad del modelo matemático que describe su comportamiento, la saturación magnética, la función no lineal entre la corriente y el flujo, además de la dependencia entre el par generado, la posición y la corriente representan obstáculos significativos para el diseño del control, haciéndolo un reto interesante desde el punto de vista teórico –véase [5], [6].

Existe un número importante de enfoques heurísticos de control e identificación para MRC validados experimentalmente. Estos tienen diferentes objetivos de control: torque y flujo–[7], velocidad–[8], estimación de estados –[9], identificación paramétrica –[10], *etc.*

Son raros los artículos sobre control de MRC en los que se incluya un análisis riguroso de estabilidad,

especialmente en un contexto libre de sensores. Por ejemplo, en [11] se reporta un controlador de tipo PD que considera conocimiento del par de carga y retroalimentación del estado. En [5] se demuestra estabilidad global asintótica considerando carga desconocida, pero con medición de posición y velocidad. En [12] se presenta un controlador adaptivo con retro de posición que usa un filtro diferenciador para la velocidad, se garantiza convergencia a cero de la dinámica de error pero el modelo utilizado comprende únicamente la dinámica del rotor y considera las corrientes como una entrada física disponible. El análisis del lazo de control para el estator no está incluido en las referencias anteriormente citadas, lo cual no sucede para otras máquinas eléctricas. En [17] se presenta un control no lineal bajo un esquema similar al nuestro, sin embargo, se considera par de carga conocido y el modelo incluye fricción viscosa, lo que facilita considerablemente el análisis de estabilidad.

En este trabajo se presenta el diseño y las pruebas experimentales de un controlador de velocidad del MRC considerando medición de posición y de corriente eléctrica, así como par de carga constante y desconocido. Se utiliza un derivador numérico para obtener una versión *filtrada* de la velocidad. En el diseño se utiliza el modelo que considera saturación en el flujo magnético. Lo anterior se diferencia de los trabajos presentados en [19], [20] y [21], donde se utilizó el modelo simplificado y los controladores se evaluaron en simulación computacional.

La estructura del artículo es la siguiente, en la próxima sección se describe el MRC y el modelo matemático utilizado. En la sección III se presenta el diseño del controlador. Posteriormente, en la sección IV se describe el banco de pruebas utilizado. Finalmente, en la sección V se presentan y analizan los resultados experimentales obtenidos.

II. MOTOR DE RELUCTANCIA CONMUTADA

II-A. Descripción y funcionamiento

El MRC es una máquina eléctrica que convierte el cambio en la reluctancia en potencia mecánica, esta clase de motores presentan polos saliente tanto en el estator como en el rotor, esta estructura ayuda

a maximizar el torque electromecánico de salida. El torque es generado debido a la tendencia de alineación de los polos, una vez que una fase es alimentada, el rotor girará hacia una posición donde la reluctancia es minimizada y la inductancia de dicha fase alcanza su valor máximo, esto es, se alinearán los polos del rotor con aquellos correspondientes a la fase alimentada del estator. Es común que el número de polos de estator y rotor sean desiguales para evitar que el motor se encuentre en una posición donde no se pueda producir torque, lo que ocurriría cuando todos los polos del estator están alineados con aquellos del rotor.

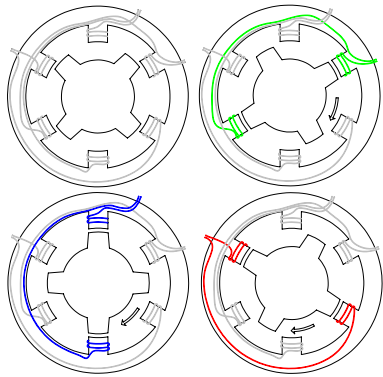


Figura 1. Esquema de funcionamiento del MRC

En la Fig. 1 se muestra el esquema de un MRC 6/4 de tres fases, cada fase contiene 2 polos devanados que son alimentados usando un conmutador de fases o un convertidor. La posición inicial corresponde al esquema izquierdo superior, una vez que se alimenta la primer fase, en verde, el rotor se alinea con ésta –esquema superior derecho; conforme se alimentan alternadamente las fases (azul-rojo-verde-azul,... etc), el rotor se alinea a cada una.

II-B. Modelo Saturado

Considerando que la inductancia mutua entre las fases del estator es despreciable, un modelo general está dado en [22] como:

$$\dot{\psi}_j(q, x) + Rx_j = u_j, \quad j = 1, 2, 3; \quad (1a)$$

$$J\dot{\omega} = T_e(q, x) - T_L(q, \omega) \quad (1b)$$

$$\dot{q} = \omega. \quad (1c)$$

en donde u_j corresponde al voltaje aplicado en las terminales del estator de la fase j , x_j es la corriente del estator y ψ_j es el flujo magnético, q es la posición angular del rotor y ω la velocidad. R la resistencia de devanado, J es la inercia del rotor y de la carga.

$T_L(q, \omega)$ es el par de carga y $T_e(q, x)$ el torque electromagnético. Este último resulta de la contribución de cada una de las corrientes en el estator, ésto es:

$$T_e(q, x) = \sum_{j=1}^3 T_j(q, x_j) = \sum_{j=1}^3 \frac{\partial}{\partial q} W'_j(q, x_j) \quad (2)$$

$W'_j(q, x_j)$ es la co-energía magnética en cada devanado y se expresa como:

$$W'_j(q, x_j) = \int_0^{\bar{x}} \psi_j(q, x_j) dx_j.$$

Por otra parte, el flujo magnético del MRC se satura conforme la corriente aumenta, este fenómeno es descrito matemáticamente por la función –vea [23]:

$$\psi_j(q, x) = \psi_s \arctan(\beta f_j(q) x_j) \quad (3)$$

en donde ψ_s es el flujo magnético saturado, $\beta > 0$ es una constante obtenida experimentalmente y $f_j(q)$ es la inductancia de devanado, que es una función periódica estrictamente positiva dada por:

$$f_j(q) = \ell_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \{ \ell_n \sin(*) + c_n \cos(*) \} \quad (4)$$

en donde $(*) = nN_r q - (j-1)\frac{2\pi}{3}$ y N_r corresponde al número de polos del rotor. Así, tomando en cuenta (2), el torque eléctrico resulta:

$$T_j(q, x_j) = \frac{\psi_s}{2\beta f_j^2} \frac{\partial f_j}{\partial q} \ln(1 + \beta^2 f_j^2 x_j^2). \quad (5)$$

Es conveniente escribir el modelo del motor en la forma dada en [24]:

$$D(q, x)\dot{x} + C(q, x)\omega x + Rx = u \quad (6a)$$

$$J\dot{\omega} = T_e(q, x) - T_L(q, \omega) \quad (6b)$$

donde la matriz

$$D(q, x) = \text{diag} \left\{ \frac{\psi_s \beta f_j(q)}{1 + \beta^2 f_j^2(q) x_j^2} \right\} \quad (7)$$

es estrictamente positiva y

$$C(q, x) = \text{diag} \left\{ \frac{\psi_s \beta}{1 + \beta^2 f_j^2(q) x_j^2} \frac{\partial f_j(q)}{\partial q} \right\}. \quad (8)$$

Existen constantes k_D y k_C tales que $|D(q, x)| < k_D$ y $|C(q, x)| < k_C$. Nótese que el modelo (6) preserva la estructura de sistemas Lagrangianos.

III. DISEÑO DE CONTROL

Se utilizan dos lazos de control para controlar el MRC. El primero tiene como objetivo llevar la velocidad mecánica hacia una referencia deseada. El segundo lazo, que se cierra a través de la dinámica eléctrica, controla las corrientes de manera tal que éstas sigan una referencia dada por el lazo mecánico y la *técnica de par compartido*, ésto debido a que la corriente eléctrica se considera como una entrada de control en la dinámica del rotor. La dificultad de este método radica en la no linealidad de las corrientes con respecto al par electromagnético. Esto es, la dinámica eléctrica podría verse como un sistema *no afín* en la entrada. A este efecto, se adopta la técnica de *par compartido* [11], [5], [18], cuya formulación se apoya en las propiedades físicas de la máquina para alimentar alternativamente cada fase. Se utiliza para aprovechar la estructura desacopladas del MRC, se describe con mayor detalle en [24], consiste en formular funciones de conmutación de las fases del motor considerando que el signo del torque electromagnético es función de la variación de la inductancia, estas funciones de conmutación permiten escalar la contribución de cada fase en el torque total generado.

III-A. Corriente de referencia

Para generar la señal de referencia de corriente, se escribe la ecuación dinámica del subsistema mecánico como:

$$J\dot{\omega} = JT_d - T_L + [T_e - T_e^*] \quad (9)$$

el cual puede tratarse como un sistema nominal $\dot{\omega} = T_d - T_L/J$ perturbado por el término $[T_e - T_e^*]/J$. Esto es, por un lado se necesita resolver la ecuación:

$$T_e^*(q, x^*) = JT_d \quad (10)$$

con respecto a la corriente de referencia x^* para una T_d dada. Por otra parte, el término $[T_e - T_e^*]/J$ se desvanece si el lazo de control del subsistema eléctrico logra el objetivo de seguimiento de x^* . Con el fin de resolver (10) se define la corriente de referencia como sigue:

$$x_j^* = \begin{cases} \sqrt{\frac{\exp\left(\frac{m_j JT_d 2\beta f_j^2}{\psi_s \frac{\partial f_j}{\partial q}}\right) - 1}{\beta^2 f_j^2}} & \text{si } \left|\frac{\partial f_j}{\partial q}\right| \geq d_K \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (11)$$

en donde $m_j(q)$ corresponde a la función de conmutación mencionada anteriormente, la cual es el núcleo de la técnica de par compartido, $m_j(q)$ asegura que la corriente x_j^* exista para cualquier q y cualquier T_d .

III-B. Lazo de control para el subsistema mecánico

En la presente sección se presenta el diseño de control para la velocidad del rotor, nótese que la ecuación (1b) puede verse como un sistema lineal $\dot{h} = \nu$ donde ν consiste de una perturbación constante T_L/J y una *entrada de control* T_e/J ; ésto nos motiva a utilizar un controlador de tipo PID. Sin embargo, debido a que no se tiene disponible la medición de velocidad ω , se utiliza el controlador PI²D introducido en [25]. Este controlador es de tipo PID con un término proporcional al error de posición e_q , un término *derivativo* proporcional a la velocidad *filtrada* ϑ y una doble acción integral en e_q y ϑ . Dicho controlador preserva la propiedad de pasividad de los sistemas Lagrangianos y asegura estabilidad exponencial, además de ser libre de modelo. El control PI²D se define como:

$$T_d = -k_p e_q - k_d \vartheta + \nu + \dot{\omega}^* \quad (12a)$$

$$\dot{\nu} = -k_i (e_q - \vartheta) \quad (12b)$$

$$\dot{q}_c = -a(q_c + b e_q) \quad (12c)$$

$$\vartheta = q_c + b e_q \quad (12d)$$

en donde k_p , k_i , k_d , a , b son constantes positivas y el error en seguimiento de posición $e_q = q - q^*$, dada la referencia

$$q^*(t) = \int_0^t \omega^*(s) ds, \quad q^*(0) = q_0^* \in [-\pi, \pi].$$

Debido a que la variable controlada es ω , el valor inicial $q^*(0)$ es inocuo. Las ecuaciones (12c) y (12d) corresponden al conocido filtro “derivador aproximado”. Nótese que ϑ *no es una estimación* de la velocidad sino una versión filtrada de ésta.

El control PI²D (12) en lazo cerrado con el subsistema mecánico (6b) resulta en:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_q \\ \dot{e}_\omega \\ \dot{\vartheta} \\ \dot{z} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -k'_p & 0 & -k_d & 1 \\ 0 & b & -a & 0 \\ -k_i & -k_i/\varepsilon & k_i & 0 \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} e_q \\ e_\omega \\ \vartheta \\ z \end{bmatrix}}_\xi + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ J \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_B \tilde{T}_e \quad (13)$$

donde $k'_p = k_p - k_i/\varepsilon$ y

$$z = \nu - \frac{T_L}{J} - \frac{k_i}{\varepsilon} e_q$$

El error de torque \tilde{T}_e corresponde a:

$$\begin{aligned} \tilde{T}_e &= T_e(q, x_j) - T_e^*(q, x_j^*) \\ &= \frac{\psi_s}{2\beta f_j^2} \frac{\partial f_j}{\partial q} [\ln(\varphi(q, x_j)) - \ln(\varphi(q, x_j^*))] \end{aligned} \quad (14)$$

de las propiedades de logaritmos tenemos

$$\tilde{T}_e = \frac{\psi_s}{2\beta f_j^2} \frac{\partial f_j}{\partial q} \ln \left(\frac{\varphi(q, x_j)}{\varphi(q, x_j^*)} \right) \quad (15)$$

con $\varphi(q, x) = 1 + \beta^2 f_j(q)^2(q)x^2$. Nótese que \tilde{T}_e se desvanece conforme $x(t) \rightarrow x^*(t)$. El argumento de \ln en (15) es mayor o igual a 1 y dado que $\ln(w)$ es Lipschitz para $w \neq 0$, existe $T_M > 0$ tal que:

$$|\tilde{T}_e| \leq T_M |x - x^*| \quad (16)$$

Proposición 3.1: Dadas las ganancias k_p, k_i, k_d, a y b tales que la matriz A en (13) es Hurwitz el sistema (13) es estable en el sentido entrada-estado con respecto a la entrada \tilde{T}_e . Además, si $\tilde{T}_e \equiv 0$ el origen $\xi = 0$ es uniformemente globalmente exponencialmente estable.

Demostración. considerando que la matriz A es Hurwitz, sabemos que para toda $-Q = A^\top P + PA < 0$ existe $P = P^\top > 0$ tal que

$$V(\xi) = \xi^\top P \xi \text{ y } \dot{V}(\xi) = -\xi^\top Q \xi$$

entonces para el sistema (13) se tiene

$$\dot{V}(\xi) \leq -q_m |\xi|^2 + \delta |\xi| |\tilde{T}_e| \quad (17)$$

donde q_m es el valor característico mínimo de Q y $\delta = |PB|$. De (17) se obtiene el resultado clásico de estabilidad entrada-estado para el mapa $|\tilde{T}_e| \rightarrow |\xi|$. ■

III-C. Lazo de control para el subsistema eléctrico

Una vez establecidas las propiedades de estabilidad entrada-estado para el subsistema mecánico (13) con respecto a la entrada $T_e - T_e^*$, se requiere lograr el seguimiento de la corriente de referencia obtenida en (11), lo que equivale a conseguir que \tilde{T}_e se desvanezca en el tiempo. La derivada temporal de la referencia de corriente x^* puede escribirse como:

$$\dot{x}^* = \alpha + \gamma e_\omega, \quad (18)$$

donde α y γ son funciones de variables conocidas o medibles. Sin embargo, \dot{x}^* debido a que e_ω es desconocida, entonces se utiliza la siguiente ley de control:

$$u_c(t, x) := D(q, x)\alpha + C(q, x)\omega^* x + R x^* - k_{px} e_x, \quad (19)$$

nótese que en (19) se utiliza únicamente α , la parte conocida de \dot{x}^* . Sustituyendo $u = u_c$ en (6a) se obtiene

$$D(q, x)\dot{e}_x + [R + k_{px}]e_x = \Delta_2 \quad (20a)$$

$$\Delta_2 = [D\gamma - Cx]e_\omega \quad (20b)$$

Dado que la matriz $D(q, x)$ es definida positiva. $R > 0$ y $k_{px} > 0$, se puede concluir que el sistema (20) es estable entrada-estado con respecto a la entrada e_ω .

Proposición 3.2: Defínase k_{px} en (20) como:

$$k_{px} := k'_{px} + \frac{k_D^2 |\gamma|^2}{\lambda_1} + \frac{k_C^2 |x|^2}{\lambda_2}, \quad k'_{px} > 0. \quad (21)$$

Entonces, el sistema en lazo cerrado (20) formado por (6a) y (19) es ISS con respecto a la entrada e_ω . Además, en caso que $|e_\omega| \equiv 0$, el origen $\{e_x = 0\}$ es globalmente exponencialmente estable.

Demostración. Dado que $D(q, x)$ es una matriz estrictamente positiva, la ecuación (20a) corresponde a un sistema ISS con respecto a la entrada Δ_2 . Considérese la función de Lyapunov

$$V_{e_x}(e_x, x, q) = \frac{1}{2} e_x^\top D(q, x) e_x \quad (22)$$

cuya derivada temporal a lo largo de las trayectorias de $e_x(t)$ satisface:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{e_x} \leq & - \left(R + k_{px} - \frac{k_D^2 |\gamma|^2}{\lambda_1} - \frac{k_C^2 |x|^2}{\lambda_2} \right) |e_x|^2 \\ & + (\lambda_1 + \lambda_2) |e_\omega|^2 \end{aligned} \quad (23)$$

de (21) tenemos

$$\dot{V}_{e_x} \leq - (R + k'_{px}) |e_x|^2 + (\lambda_1 + \lambda_2) |e_\omega|^2 \quad (24)$$

se deduce entonces estabilidad entrada-estado para el mapa $e_\omega \rightarrow e_x$. Además, si $e_\omega \equiv 0$, el origen $e_x = 0$ es UGES. ■

III-D. Interconexión de sistemas

El sistema global en lazo cerrado se escribe como:

$$\dot{\xi} = A\xi + B(T_e - T_e^*) \quad (25)$$

$$D\dot{e}_x = -(R + k_{px})e_x + (D\gamma - Cx)e_\omega \quad (26)$$

Proposición 3.3: Dadas las condiciones de las proposiciones 3.1 y 3.2, origen $[e_x^\top \ \xi^\top]^\top = 0$ del sistema global (25) es UGES.

Demostración. se propone la función de Lyapunov

$$V_T(t, \xi, e_x) = \xi^\top P \xi + \frac{1}{2} e_x^\top D(q, x) e_x$$

cuya derivada temporal en vista de (17), (16) y (24) satisface

$$\begin{aligned} \dot{V}_T(t, \xi, e_x) \leq & -q_m |\xi|^2 - (R + k'_{px}) |e_x|^2 \\ & + (\lambda_1 + \lambda_2) |e_\omega|^2 + T_M \delta |\xi| |e_x| \end{aligned} \quad (27)$$

recuerde que q_m es dependiente de las ganancias de control, entonces, para suficientemente grande q_m y suficientemente pequeñas λ_1 y λ_2 , \dot{V}_T es definida negativa para todo e_x y ξ , se deduce estabilidad global exponencial para el origen $[e_x^\top \ \xi^\top] = 0$. ■

IV. BANCO DE PRUEBAS

La implementación del esquema propuesto se realizó en un banco de pruebas de fabricación académica, dicho banco consiste de una tarjeta de adquisición y procesamiento de datos fabricada por dSPACE Inc. la cual ha sido instalada en una PC en la que el controlador diseñado se programa directamente en el ambiente *Simulink* de MATLAB. Un panel de conexiones de dSPACE Inc. es utilizado como interfaz entre la tarjeta de adquisición y el motor. Dicho panel recibe las mediciones obtenidas del motor, es decir, la corriente a través de sensores de efecto Hall y la posición a través de un *encoder* incremental de 1024ppr. Para alimentar el MRC se utilizó un convertidor asimétrico de medio puente que es alimentado por una fuente de CD. El motor utilizado es un MRC 12/8 de tres fases fabricado por *Emerson Electric Co.* Se trata de una máquina rotatoria regular de campo radial doblemente saliente. El voltaje nominal del motor es de 120V, con una corriente nominal de 2,5A y una corriente máxima de 4A. La potencia del motor es de 250W y la velocidad base es de 1200rpm. Finalmente, con el objetivo de inducir carga mecánica al MRC, se ha acoplado un motor de CD que trabaja en lazo abierto y se alimenta independientemente.

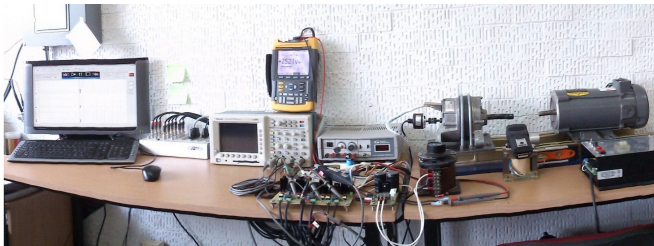


Figura 2. Banco de prueba, Laboratorio de Control Automático del Edificio de Posgrado de la Facultad de Ingeniería de la UNAM.

En la Fig. 2 se observan, de izquierda a derecha, la PC utilizada, la interfaz de conexión del *D-Space*, los equipos de medición de voltaje y de corriente, el convertidor de medio puente, el MRC y finalmente el motor de CD.

El control y monitoreo de las variables de control se realiza a través de la interfaz gráfica de usuario *ControlDesk*, propiedad de Dspace Inc. Con dicha interfaz es posible manipular en línea los parámetros del controlador y las condiciones del experimento.

V. PRUEBAS EXPERIMENTALES

El objetivo de control consiste en el seguimiento de dos diferentes perfiles de velocidad:

- a) *Referencia senoidal*: Esta referencia permite evaluar la respuesta del sistema cuando se tienen cambios recurrentes en el sentido de giro del motor.

- b) *Tren de rampas*: Se trata de rampas saturadas que permiten observar la respuesta del controlador en situaciones de seguimiento y regulación de velocidad. Se utilizaron las siguientes ganancias para los experimentos:

$$a = 750, b = 1600, k_p = 600, k_d = 85$$

$$k_i = 2,5 \times 10^{-4} \quad \varepsilon = 5 \times 10^{-4}$$

note que para estos valores, la matriz A en (13) es Hurwitz. El controlador utiliza la serie infinita de la ecuación (4) truncada en el primer componente ($n = 1$) con $c_1 = 0$, $N_r = 8$ y

$$\ell_0 = 9,5mH, \ell_1 = 52mH \text{ and } R = 2,5\Omega$$

V-A. Referencia Senoidal

Consiste en una señal senoidal con amplitud de 100rad/sec y periodo de 15sec. En la Fig. 3 se observa un buen desempeño en el seguimiento de referencia, sin embargo, se puede notar un retraso entre la referencia (línea punteada) y la velocidad real del motor, este retraso es debido al efecto que tiene el filtro derivador.

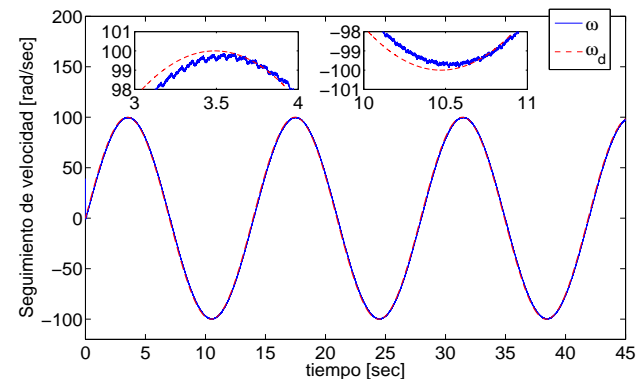


Figura 3. Seguimiento de velocidad Referencia Senoidal

En la Fig. 4 se presentan los resultados para el seguimiento de corriente, se observa un buen seguimiento con un pequeño error en la amplitud.

En la Fig. 5 se muestra las entradas de control, la señal de control muestra un comportamiento senoidal de alta frecuencia que es acorde a la señal de referencia de velocidad. Las entradas de control se sitúan entre los ± 50 V lo cual es un voltaje apropiado para este motor.

V-B. Referencia de Rampas Saturadas

Se impuso una referencia más exigente al sistema, se trata de rampas saturadas. Los resultados obtenidos en el seguimiento de velocidad se muestran en la Fig. 6, note en las ampliaciones un pequeño retraso,

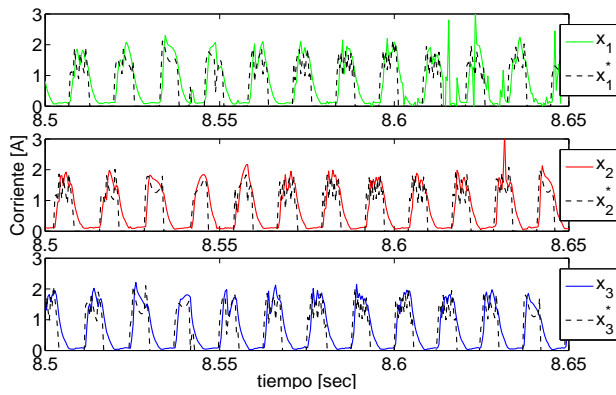


Figura 4. Seguimiento de corrientes Referencia Senoidal

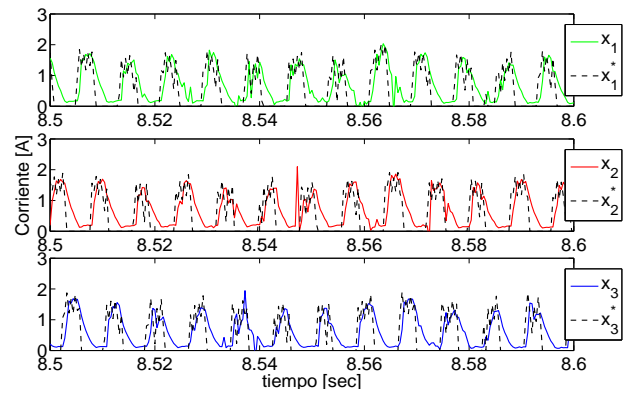


Figura 7. Seguimiento de corrientes Referencia de rampas

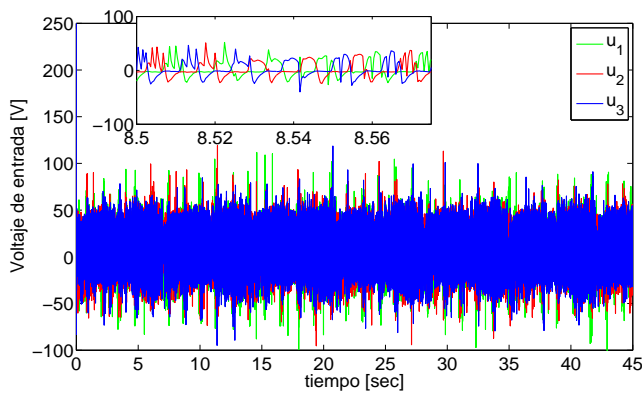


Figura 5. Entrada de Control Referencia Senoidal

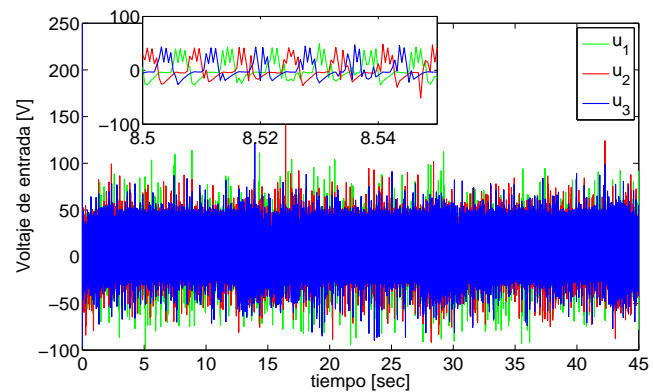


Figura 8. Entrada de Control Referencia de rampas

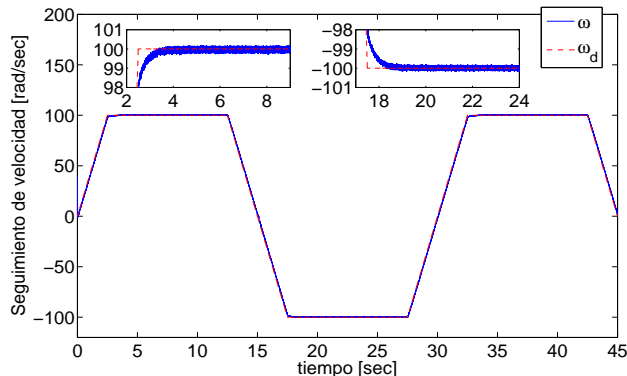


Figura 6. Seguimiento de velocidad Referencia de rampas

sin embargo se regula apropiadamente la velocidad en ambos sentidos de giro.

En la Fig. 7 mostramos las gráficas correspondientes al seguimiento de corriente de referencia, con resultados similares a los presentados en el escenario anterior, puede observarse un buen desempeño en el seguimiento de la corriente de referencia, incluso mejor que el correspondiente a la referencia senoidal.

En la Fig. 8 se muestra la entrada de control para este escenario, la señal de control presenta un comportamiento adecuado y la magnitud de los voltajes es

apropiada para el motor y para el convertidor utilizado.

VI. CONCLUSIÓN

Se ha presentado un enfoque de control para la estabilización robusta del motor de reluctancia conmutada, dicho enfoque consiste en controlar separadamente los dos *subsistemas* del MRC; el subsistema mecánico es estabilizado a través de un control de tipo PID acondicionado con un filtro derivador para la variable de velocidad. El subsistema eléctrico es controlado utilizando un control basado en modelo con retroalimentación de corriente eléctrica y posición.

Se presentan los resultados de pruebas experimentales con dos diferentes perfiles de velocidad. En dichos experimentos se han obtenido resultados satisfactorios considerando que el objetivo de control es la velocidad de giro del motor. Las señales de control son acordes a las esperadas, esto es, similares a las obtenidas a nivel de simulación computacional, la corriente eléctrica y el voltaje tienen magnitudes apropiadas tanto para el motor como para el convertidor utilizados.

El trabajo pendiente consiste en el diseño de observadores así como un enfoque de equivalencia cierta para

evitar el uso de la medición de posición en el diseño del control.

Agradecimientos

E. Chumacero realiza estudios doctorales en la Universidad de París 11 auspiciado por una beca del CONACyT. El trabajo de G. Espinosa es patrocinado por DGAPA-UNAM (IN11121).

REFERENCIAS

- [1] H. Vasquez, J. Parker, and T. Haskew, "Control of a 6/4 switched reluctance motor in a variable speed pumping application," *Mechatronics*, vol. 15, no. 9, pp. 1061–1071, 2005.
- [2] F. Daldaban and N. Ustkoyuncu, "A novel linear switched reluctance motor for railway transportation systems," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, no. 3, pp. 465 – 469, 2010.
- [3] D. Cajander and H. Le-Huy, "Design and optimization of a torque controller for a switched reluctance motor drive for electric vehicles by simulation," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 71, no. 4–6, pp. 333–344, 2006.
- [4] J. Faiz and K. Moayed-Zadeh, "Design of switched reluctance machine for starter/generator of hybrid electric vehicle," *Electric Power Systems Research*, vol. 75, no. 2–3, pp. 153 – 160, 2005.
- [5] G. Espinosa-Perez, P. Maya-Ortiz, M. Velasco-Villa, and H. Sira-Ramirez, "Passivity-based control of switched reluctance motors with nonlinear magnetic circuits," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 439 – 448, may 2004.
- [6] H. Hannoun, M. Hilairret, and C. Marchand, "High performance current control of a switched reluctance machine based on a gain-scheduling pi controller," *Control Engineering Practice*, vol. 19, no. 11, pp. 1377 – 1386, 2011.
- [7] A. Cheok and Y. Fukuda, "A new torque and flux control method for switched reluctance motor drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 543 –557, jul 2002.
- [8] H. Gao, F. Salmasi, and M. Ehsani, "Inductance model-based sensorless control of the switched reluctance motor drive at low speed," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1568 – 1573, nov. 2004.
- [9] I. Husain and M. Islam, "Observers for position and speed estimations in switched reluctance motors," in *Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on*, vol. 3, pp. 2217 –2222 vol.3, 2001.
- [10] L. dos Reis, F. Sobreira, A. Coelho, O. Almeida, J. Campos, and S. Daher, "Identification and adaptive speed control for switched reluctance motor using DSP," in *Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian*, pp. 836 –841, 27 2009-oct. 1 2009.
- [11] D. Taylor, "Pulse-width modulated control of electromechanical systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-37, pp. 524–528, 1992.
- [12] R. Milman and S. Bortoff, "Observer-based adaptive control of a variable reluctance motor: Experimental results," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 7, pp. 613 –621, sep 1999.
- [13] R. Marino, P. Tomei, and C. Verrelli, "Nonlinear tracking control for sensorless induction motors," in *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*, vol. 4, pp. 4423 – 4428 Vol.4, dec. 2004.
- [14] S. Ibarra-Rojas, J. Moreno, and G. Espinosa-Perez, "Global observability analysis of sensorless induction motors," *Automatica*, vol. 40, no. 6, pp. 1079–1085, 2004.
- [15] P. Tomei and C. Verrelli, "Observer-based speed tracking control for sensorless permanent magnet synchronous motors with unknown load torque," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1484 –1488, june 2011.
- [16] G. O. R. Shah, D. Espinosa-Perez and M. Hilairret, "An asymptotically stable sensorless speed controller for non-salient permanent magnet synchronous motors," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2012.
- [17] J. H. D. Dawson and T. Burg, *nonlinear control of electric machinery*. Marcel Dekker Inc, 1998.
- [18] M. Ilic-Spong, R. Marino, S. Peresada, and D. Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-32, pp. 371–379, 1987.
- [19] A. Loria, G. Espinosa, and E. Chumacero, "Speed-sensorless control of switched-reluctance motors with uncertain payload," in *Proc. IEEE American Control Conference*, (Washington, D.C.), 2013.
- [20] E. Chumacero, A. Loria, and G. Espinosa, "Robust adaptive control of switched-reluctance motors without velocity measurements," in *12th European Control Conference*, (Zurich, Zwitterland), 2013.
- [21] C. Loria, Espinosa, "Robust passivity-based control of switched-reluctancemotors," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*.
- [22] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives*. CRC Press, 2001.
- [23] W. R. P. Vedagarbha, Darren M. Dawson, "An adaptive controller for a general class of switched reluctance motor models," *Automatica*, vol. 33, pp. 1647–1655, 1997.
- [24] C. V. a. G. Espinosa, "A note on the passivity-based control of switched reluctance motors," in *Proc. 16th. IFAC World Congress*, (Czech Republic), 2005.
- [25] R. Ortega, A. Loria and R. Kelly, "A semiglobally stable output feedback PI2D regulator for robot manipulators," *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. 40, no. 8, pp. 1432–1436, 1995.