

Identificación de parámetros eléctricos en motores de reluctancia conmutada

Missie Aguado-Rojas Paul Maya-Ortiz
Gerardo Espinosa-Pérez

UNAM - Facultad de Ingeniería. Edificio de Posgrado 2^{do} piso, C.U.,
04510, México D.F. E-mail: missie.aguado@gmail.com,
paulm@dctrl.fi-b.unam.mx, gerardoe@unam.mx

Resumen: En este trabajo se aborda el problema de identificación en línea de los parámetros eléctricos de máquinas de reluctancia conmutada. Con base en un modelo matemático estándar de la máquina, y considerando que el vector de estados está disponible para su medición, se emplean dos técnicas de estimación de parámetros y sus resultados se comparan entre sí. Dos características importantes del esquema propuesto son, en primera instancia, que no se basa en la reconstrucción en lazo abierto del eslabonamiento de flujo a partir de mediciones terminales de voltajes y corrientes y, segunda, a diferencia de los esquemas tradicionales, la medición de las derivadas de las variables de estado del sistema se sustituye con el uso de filtros lineales. Los resultados obtenidos, aun considerando ruido en las mediciones, son satisfactorios y permiten obtener estimados confiables de los parámetros de la máquina.

Palabras clave: Motor de reluctancia conmutada; identificación de parámetros.

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, los motores de reluctancia conmutada (MRC) han atraído un renovado interés en aplicaciones de control de movimiento de alto desempeño debido a sus múltiples ventajas. Las principales de ellas son su estructura física simple y robusta —ausente de escobillas, imanes permanentes o devanados en el rotor— y su bajo costo de construcción, así como su buen desempeño en términos de la relación par/inercia, eficiencia, y su inherente operación tolerante a fallas (Ha et al. (2007); Lukic and Emadi (2010)). Sin embargo, la principal limitación para explotar tales ventajas es su comportamiento electromecánico altamente no lineal: la producción de par se caracteriza por una fuerte dependencia dual tanto de las corrientes de estator como de la posición de rotor. Por tanto, para alcanzar un alto desempeño dinámico es esencial contar con un modelo preciso del motor que describa tales características.

Un modelo ampliamente aceptado del motor es el presentado en Taylor (1992), donde se desprecia la saturación magnética bajo la suposición de que la máquina opera a niveles bajos de corriente. Se utiliza un modelo del eslabonamiento de flujo lineal con respecto a la corriente, y la inductancia de fase se expresa como una serie de Fourier estrictamente positiva donde sólo se considera el primer armónico, es decir, se asume que varía sinusoidalmente con la posición. Desde el punto de vista de identificación de parámetros, la principal ventaja de este modelo radica en el hecho de que puede reescribirse en una forma estándar donde los parámetros aparecen de manera lineal. Este hecho permite considerar la aplicación de técnicas, también estándar, para la identificación de los mismos. Más aún, dada la naturaleza completamente actuada del subsistema eléctrico

del motor, los problemas frecuentemente encontrados en máquinas eléctricas para la identificación de parámetros (por ejemplo, en el motor de inducción) no se presentan en este caso.

De manera sorprendente y hasta donde tienen conocimiento los autores, esta propiedad estructural del modelo no ha sido completamente explotada. En este sentido, pocos resultados acerca de la identificación de parámetros del MRC pueden encontrarse en la literatura científica, y en ninguno de ellos se identifican todos los parámetros eléctricos de la máquina. En Mir et al. (1998) y Russa et al. (2000), vía el algoritmo recursivo de mínimos cuadrados, se estiman los coeficientes de Fourier de la inductancia de fase empleando mediciones de voltaje, corriente y posición angular; el eslabonamiento de flujo saturado y la resistencia de fase se suponen conocidos y constantes, a la vez que se requiere información sobre el eslabonamiento de flujo de la máquina. En Chalupa and Visinka (2002) se describe un algoritmo para estimar la resistencia de fase de un MRC en un esquema de control sin sensores mecánicos; ésta se determina ajustando recursivamente su valor de forma que el eslabonamiento de flujo estimado sea igual a cero al final del periodo de conmutación. Ambas propuestas se basan en la reconstrucción de los eslabonamientos de flujo a partir de mediciones de voltaje y corriente en las terminales de la máquina. Este enfoque se basa en la integración en lazo abierto de las variables mencionadas, esquema que ha sido ampliamente reconocido por su falta de robustez (Zhang and Radun (2006); Zhang et al. (2010)).

La primera contribución de este trabajo es abordar el problema de la identificación simultánea de los coeficientes de Fourier de la inductancia y la resistencia de fase del modelo del MRC. Es decir, realizar (por primera vez) la identificación simultánea de todos los parámetros eléctricos del

motor. Entre las ventajas de esta propuesta se encuentran que permite utilizar técnicas estándar de estimación, y no requiere conocimiento previo sobre los parámetros de la máquina, sensores adicionales a los usualmente utilizados o alguna configuración especial de la plataforma de pruebas. Asimismo, al utilizar información sobre todas las fases, no es necesario sincronizar el algoritmo de estimación con el periodo de conmutación de una fase en particular. Entre las limitaciones que exhibe el algoritmo, destaca el hecho de requerir, como es usual para la construcción del regresor del sistema, la derivada de variables de estado del sistema. Una segunda contribución del trabajo es resolver este problema de implementación con base en la utilización de filtros lineales (derivadores sucios) ya que, a pesar de su uso, se obtiene un muy buen desempeño en su operación, la cual es ilustrada por medio de simulaciones numéricas. Más aún, y con el fin de mostrar de una mejor manera las bondades del esquema propuesto, la identificación se realiza utilizando como entradas del motor las resultantes de la aplicación de un esquema de control previamente reportado en la literatura, es decir, se compromete intencionalmente la excitación persistente del sistema.

El resto del trabajo está organizado de la siguiente manera: en la Sección 2 se describen de manera general la estructura y el principio de funcionamiento de la máquina, seguidos en la Sección 3 por el modelo simplificado y el desarrollo de un modelo lineal en los parámetros desconocidos. En la Sección 4 se presenta el esquema de identificación del subsistema eléctrico del motor, y se revisa brevemente la teoría básica de dos técnicas estándar de estimación. En la Sección 5 se muestran resultados de simulación del esquema propuesto, y se discute la validez que podrían tener estos bajo condiciones reales de experimentación. En la Sección 6 se incluyen algunas observaciones finales y posibles derivaciones y trabajo futuro de esta investigación.

2. CARACTERÍSTICAS GENERALES DEL MOTOR DE RELUCTANCIA CONMUTADA

En la Figura 1 se muestra la estructura básica del MRC. Es una estructura doblemente saliente con devanados concentrados en el estator, y sin imanes permanentes o devanados en el rotor. Difieren de otros motores debido a que las fuerzas se generan no por acciones de inducción, sino por acciones de reluctancia. Cuando un devanado de fase es excitado con una corriente, se produce un campo magnético que, a su vez, produce un par reluctivo que tiende a alinear los polos de rotor más cercanos con los polos de estator de la fase excitada, con el fin de minimizar la reluctancia del circuito magnético. Dado que el número de polos de estator y rotor es diferente, cuando el rotor está alineado con una fase, está desalineado respecto a las demás. De esta forma, al excitar las fases de manera secuencial de acuerdo con la posición del rotor, se logra una producción continua de giro y par.

2.1 Relación entre la inductancia y la posición del rotor

Bajo condiciones sin saturación, la inductancia de fase puede considerarse una función lineal a tramos de la posición del rotor. En la Figura 2 se muestra su perfil idealizado para una corriente fija, donde pueden distinguirse cuatro zonas. En la zona desalineada ($0 - \theta_1$ y $\theta_4 - \theta_5$), los

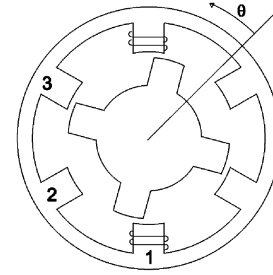


Figura 1. Estructura básica de un MRC de 3 fases.

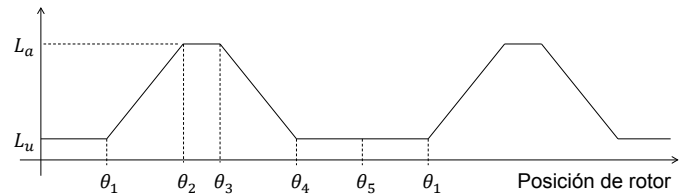


Figura 2. Variación de la inductancia de fase con la posición del rotor para una corriente constante. L_a y L_u denotan las inductancias alineada y no alineada, respectivamente.

polos de estator y rotor no se traslapan y la inductancia es mínima y constante; en la zona 2 ($\theta_1 - \theta_2$), hay un incremento en el traslape de la superficie de los polos y la inductancia aumenta con la posición del rotor, dándole una pendiente positiva; en la zona alineada ($\theta_2 - \theta_3$), los polos de rotor se traslapan completamente con los de estator y la inductancia es máxima y constante; en la zona 4 ($\theta_3 - \theta_4$), hay un decremento en el traslape de la superficie de los polos y la inductancia disminuye con la posición del rotor, dándole una pendiente negativa.

En el motor real, no es posible alcanzar el perfil ideal de inductancia debido a la saturación. A medida que aumenta la corriente, la inductancia alineada disminuye, y la saturación causa que el perfil de inductancia se curve en la parte superior. De hecho, a niveles altos de corriente, la inductancia alineada es menor que la no alineada.

3. MODELO DEL MOTOR

Bajo la suposición (ampliamente aceptada y justificada experimentalmente, ver Miller (1993, 2001); Krishnan (2001)) de que la inductancia mutua entre fases de estator es despreciable, un modelo dinámico general del MRC está dado por

$$\dot{\psi}_j(q, i_j) + R_j i_j = u_j, \quad j = 1, \dots, m \quad (1a)$$

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

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

donde m es el número de fases de estator; u_j , i_j , $\psi_j(q, i_j)$ y R_j denotan el voltaje aplicado a las terminales del estator, la corriente de estator, el eslabonamiento de flujo, y la resistencia del devanado de la fase j , respectivamente; q y ω son la posición y velocidad angulares, J es la inercia total del motor, $T_L(q, \omega)$ es el par de carga, y $T_e(q, i)$ es el par mecánico de origen eléctrico que, debido al desacoplamiento magnético considerado, es igual a la suma del par producido por cada una de las fases, i.e.,

$$T_e(q, i) = \sum_{j=1}^m T_j(q, i_j)$$

donde

$$T_j(q, i_j) = \frac{\partial W'_j(q, i_j)}{\partial q}$$

con la co-energía magnética de cada devanado dada por

$$W'_j(q, i_j) = \int_0^{i_j} \psi_j(q, i_j) di_j.$$

La estructura del modelo (1) es muy general y aplica a diversos modelos dinámicos encontrados en la literatura; lo que los hace diferentes, es la estructura considerada del eslabonamiento de flujo.

3.1 Modelo simplificado del MRC

Partiendo de Taylor (1992), en este trabajo se considera el modelo del eslabonamiento de flujo lineal $\psi_j(q, i_j) = L_j(q)i_j$ que después de ser sustituido en (1) resulta en

$$L_j(q) \frac{di_j}{dt} = u_j - K_j(q)\omega i_j - R_j i_j \quad (2a)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \sum_{j=1}^m \frac{1}{2} K_j(q) i_j^2 - T_L(q, \omega) \quad (2b)$$

donde $L_j(q)$ es una aproximación en series de Fourier del perfil ideal de la inductancia de fase descrito en la Sección 2.1, dada por

$$L_j(q) = l_0 - l_1 \cos \left[N_r q - (j-1) \frac{2\pi}{m} \right]$$

y

$$K_j(q) = \frac{\partial L_j(q)}{\partial q} = l_1 N_r \sin \left[N_r q - (j-1) \frac{2\pi}{m} \right]$$

es la variación de la inductancia de fase respecto a la posición angular del rotor, con l_0 y l_1 constantes positivas que hacen a $L_j(q)$ una función estrictamente positiva, y N_r el número de polos del rotor.

Bajo la suposición usual de que las fases de estator son idénticas, los parámetros (de naturaleza eléctrica) desconocidos en el modelo anterior son los coeficientes de Fourier de la inductancia de fase l_0 y l_1 , y la resistencia del devanado R .

3.2 Parametrización lineal del subsistema eléctrico

Los métodos estándar de estimación de parámetros se basan en ecuaciones donde señales conocidas dependen linealmente de parámetros desconocidos (Ioannou and Fidan (2006)). Sin embargo, el modelo simplificado del MRC no se ajusta de manera inmediata a esta estructura y requiere de una reescritura del mismo. Con el objetivo de desarrollar un modelo adecuado para la aplicación directa de estos métodos, la expresión (2a) se reescribe como

$$\mathbf{L}(q) \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{K}(q)\omega \mathbf{i} + \mathbf{R}\mathbf{i} = \mathbf{u} \quad (3)$$

donde $\mathbf{i} = [i_1 \cdots i_m]^\top$, $\mathbf{u} = [u_1 \cdots u_m]^\top$, $\mathbf{L}(q) = \text{diag}\{L_j(q)\}$, $\mathbf{K}(q) = \text{diag}\{K_j(q)\}$ y $\mathbf{R} = R\mathbf{I}_m$, con \mathbf{I}_m la matriz identidad.

Sean

$$\mathbf{C}(q) := \text{diag} \left\{ \cos \left[N_r q - (j-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\}$$

$$\mathbf{S}(q) := \text{diag} \left\{ \sin \left[N_r q - (j-1) \frac{2\pi}{m} \right] \right\}$$

entonces

$$\mathbf{L}(q) = l_0 \mathbf{I}_m - l_1 \mathbf{C}(q)$$

$$\mathbf{K}(q) = l_1 N_r \mathbf{S}(q)$$

y la ecuación del subsistema eléctrico (3) queda

$$l_0 \frac{d\mathbf{i}}{dt} + l_1 \left(N_r \omega \mathbf{S}(q) \mathbf{i} - \mathbf{C}(q) \frac{d\mathbf{i}}{dt} \right) + \mathbf{R}\mathbf{i} = \mathbf{u} \quad (4)$$

que es una ecuación matricial lineal en los parámetros desconocidos.

4. IDENTIFICACIÓN DE PARÁMETROS EN LÍNEA

La ecuación (4) puede escribirse en la forma

$$z = \phi^\top \theta \quad (5)$$

que constituye el modelo básico para la identificación de parámetros mediante técnicas estándar, con el vector de salidas z , la matriz regresora ϕ , y el vector de parámetros nominales θ dados por

$$z = \mathbf{u}$$

$$\phi^\top = \left[\frac{d\mathbf{i}}{dt} \quad N_r \omega \mathbf{S}(q) \mathbf{i} - \mathbf{C}(q) \frac{d\mathbf{i}}{dt} \quad \mathbf{i} \right]$$

$$\theta = \begin{bmatrix} l_0 \\ l_1 \\ R \end{bmatrix}.$$

Puede observarse que en la matriz regresora se necesita del conocimiento de las derivadas de las corrientes.¹ Sin embargo, éstas pueden reconstruirse empleando diferenciación numérica o aproximada. En este trabajo, siguiendo ideas presentadas en Kelly et al. (1994), se emplea un filtro paso altas comúnmente conocido como *derivador sucio*. Es decir, se reemplaza el vector de derivadas de corrientes $d\mathbf{i}/dt$ por

$$\frac{d\bar{\mathbf{i}}}{dt} = \text{diag} \left\{ \frac{b_j p}{p + a_j} \right\} \mathbf{i}$$

donde a_j y b_j son constantes positivas, y $p = (d/dt)$ denota el operador diferencial. Note que $\bar{\mathbf{i}} \rightarrow \mathbf{i}$, y por tanto $d\bar{\mathbf{i}}/dt \rightarrow d\mathbf{i}/dt$, sólo en el caso límite cuando el polo se coloca en $-\infty$ y la ganancia de corriente directa $b_j/a_j = 1$.

4.1 Algoritmos de estimación

Para evaluar el desempeño del esquema propuesto, en este trabajo se emplean dos técnicas estándar de estimación (Ioannou and Fidan (2006)). Dado su amplio reconocimiento en el área, la prueba de convergencia de los parámetros se omite en este trabajo para concentrar la atención en los problemas de implementación.

¹ Cabe mencionar que éste no es un problema exclusivo de la presente propuesta. Es común que la necesidad del conocimiento de la derivada de las corrientes se presente en los esquemas de identificación para máquinas eléctricas. Véase por ejemplo Stephan et al. (1994), donde se requieren la primera derivada de voltajes, y la primera y segunda de corrientes para estimar los parámetros de un motor de inducción.

Algoritmo gradiente

Sea ε el error de estimación dado por

$$\varepsilon = \hat{z} - z = \phi^T \hat{\theta} - z$$

con $\hat{\theta}$ el vector de parámetros estimados. Se emplea el método gradiente para minimizar el criterio de costo instantáneo

$$J(\hat{\theta}) = \frac{1}{2} \varepsilon^T \varepsilon$$

respecto a $\hat{\theta}$, y se obtiene la dinámica de estimación

$$\dot{\hat{\theta}} = -\Gamma \phi \varepsilon, \quad \hat{\theta}(0) = \hat{\theta}_0 \quad (6)$$

donde $\Gamma = \Gamma^T > 0$ es la matriz de ganancias.

Algoritmo recursivo de mínimos cuadrados

En este caso, se minimiza una función de costo integral que incluye, además, un término de penalización del error inicial entre el estimado $\hat{\theta}_0$ y θ dada por

$$J(\hat{\theta}) = \frac{1}{2} \int_0^t \left(\phi^T(\tau) \hat{\theta}(\tau) - z(\tau) \right)^T \left(\phi^T(\tau) \hat{\theta}(\tau) - z(\tau) \right) d\tau + \frac{1}{2} \left(\hat{\theta} - \hat{\theta}_0 \right)^T Q_0 \left(\hat{\theta} - \hat{\theta}_0 \right)$$

donde $Q_0 = Q_0^T > 0$.

La dinámica de estimación de $\hat{\theta}$ es

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}} &= -P \phi \varepsilon, & \hat{\theta}(0) &= \hat{\theta}_0 \\ \dot{P} &= -P \phi \phi^T P, & P(0) &= P_0 = Q_0^{-1} \end{aligned} \quad (7)$$

que considera toda la información del pasado en un esfuerzo por proveer un buen estimado de θ en presencia de ruido.

4.2 Detalles de implementación

Es sabido que para lograr la convergencia paramétrica en las técnicas de estimación anteriores, es necesario garantizar la excitación persistente de la matriz regresora, lo que usualmente se logra mediante la elección previa de una señal de control adecuada. Sin embargo, con el fin de imponer condiciones de operación más exigentes al esquema propuesto, en este trabajo se hace uso de un controlador en lazo cerrado descrito a detalle en Espinosa-Perez et al. (2004). Dado que en el punto en el que se encuentra este trabajo de investigación, el objetivo no es hacer control adaptable, el controlador empleado no es relevante (aunque éste opere bajo el supuesto del conocimiento de los parámetros), pues desde la perspectiva de la contribución lo que se pretende es emular condiciones de operación que no garantizan a priori la condición de excitación persistente.

5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el propósito de evaluar el esquema de estimación de parámetros propuesto, se realizaron simulaciones numéricas bajo distintas condiciones —sin presencia de ruido y con diferentes niveles del mismo en las señales medidas—, con estimados iniciales iguales a cero. Los parámetros del MRC considerado son: $N_r = 8$, $L_a = 52$ mH, $L_u = 9.5$ mH (por tanto $l_0 = 0.03075$ H y $l_1 = 0.02125$ H), $R = 1.66$ Ω

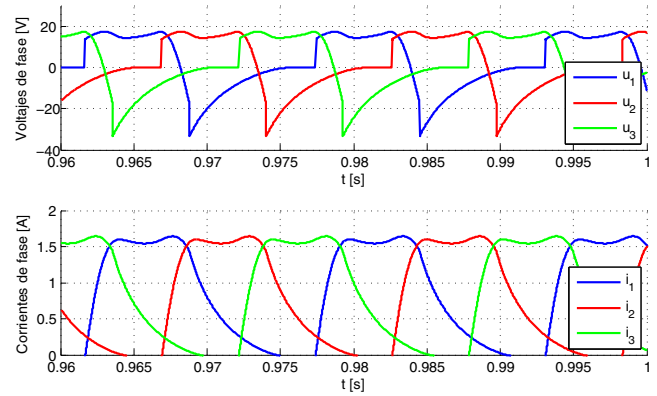


Figura 3. Voltajes de control y corrientes de estator.

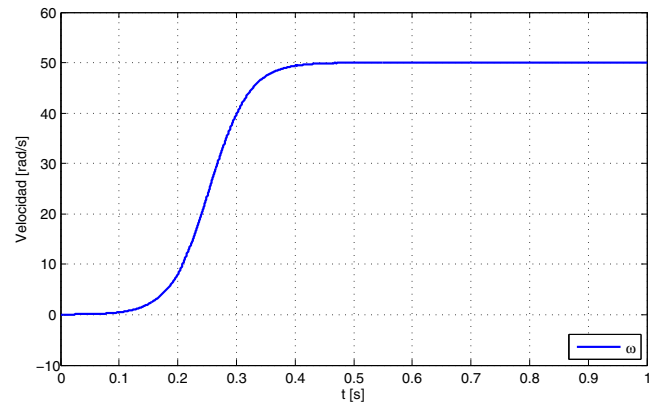


Figura 4. Velocidad angular de rotor.

y $J = 0.001$ kg·m². En todos los casos, el motor parte del reposo y alcanza una velocidad constante de 50 rad/s con un voltaje de bus de 60 V.

En el primer caso se manejan condiciones ideales, es decir, todas las señales medidas de la ecuación (5) se suponen sin presencia de ruido. Las señales de control y las corrientes de fase se muestran en la Figura 3, la velocidad del motor en la Figura 4, y los resultados de la estimación tanto para el algoritmo gradiente como el de mínimos cuadrados en las Figuras 5, 6 y 7. En ellas se observa que los parámetros estimados convergen a valores cercanos a los nominales en un tiempo aproximado de 2 segundos (una vez que el motor ha alcanzado una velocidad constante), aun bajo la presencia del esquema de control y aun cuando no se puede verificar analíticamente la excitación persistente. Es de esperarse por tanto que, entre mejor sea la reconstrucción de las señales que no están disponibles para medición —lo que a su vez dependerá del nivel de ruido presente en las mediciones—, mejor será la estimación de los parámetros de la máquina.

Para verificar este último punto, en los casos dos a cinco se manejan condiciones más realistas, es decir, se reconstruyen las derivadas de las corrientes bajo la presencia de ruido en las mediciones, y se reconstruye la velocidad a partir de la medición de la posición considerando efectos de cuantización como sucedería, por ejemplo, al utilizar un codificador incremental. Para emular la presencia de ruido en las mediciones se emplea el bloque de MATLAB/Simulink denominado “Band-Limited White

Tabla 1. Error de estimación de parámetros:
 Algoritmo gradiente

Caso		l_0	l_1	R
1	Sin ruido	0.180 %	0.310 %	5.820 %
2	RSR 38.30 dB	5.579 %	3.872 %	0.072 %
3	RSR 27.42 dB	10.615 %	7.340 %	2.045 %
4	RSR 17.47 dB	18.060 %	12.260 %	10.395 %
5	RSR 7.42 dB	29.960 %	18.810 %	28.755 %

Tabla 2. Error de estimación de parámetros:
 Mínimos cuadrados

Caso		l_0	l_1	R
1	Sin ruido	0.205 %	0.333 %	5.838 %
2	RSR 38.30 dB	5.635 %	3.891 %	0.205 %
3	RSR 27.42 dB	10.693 %	7.367 %	2.039 %
4	RSR 17.47 dB	18.167 %	12.288 %	10.070 %
5	RSR 7.42 dB	30.107 %	18.828 %	27.825 %

Noise” configurado con un periodo de muestreo de 0.01 ms y una densidad espectral de potencia de 10^{-10} , 10^{-9} , 10^{-8} y 10^{-7} , respectivamente.

Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 1 para el algoritmo gradiente, y en la Tabla 2 para el de mínimos cuadrados. En ellas se indica la relación señal-ruido (RSR) obtenida para cada caso, así como los errores de estimación de cada parámetro. En los cinco casos se observa que los errores de estimación obtenidos con ambas técnicas de identificación son muy similares. En las Figuras 8, 9 y 10 se muestran los resultados obtenidos para el caso 2. Se observa que, si bien con el algoritmo gradiente se logra un tiempo de convergencia más corto que con el de mínimos cuadrados, éste último presenta mayor robustez que el primero ante la presencia de ruido en las mediciones, como puede constatarse en los acercamientos a los últimos 0.1 segundos de la simulación. A pesar de ello, el obtener resultados tan similares con ambas técnicas de identificación indica, aparentemente, que no vale la pena incrementar la complejidad de implementación del algoritmo de estimación. Es evidente que el algoritmo de mínimos cuadrados es computacionalmente más demandante que el algoritmo gradiente, pues requiere del cálculo recursivo de la matriz de ganancias de adaptación. El hecho de que con ambas técnicas de identificación los valores de los parámetros estimados sean prácticamente los mismos, parece apoyar la hipótesis de que una buena estimación dependerá principalmente de qué tan buena sea la reconstrucción de las derivadas de las corrientes. A este respecto, la frecuencia de corte del derivador sucio debe elegirse de manera adecuada de forma tal que se obtenga una buena aproximación de las derivadas de las corrientes y se evite, en lo posible, la amplificación de ruido de alta frecuencia presente en las mediciones. Cabe mencionar que, si bien en el caso 5 se obtiene un error de alrededor del 30 % en los parámetros estimados, la relación señal-ruido de 7.42 dB indica una muy deficiente etapa de instrumentación, por lo que no puede esperarse lograr una buena estimación, con el esquema aquí presentado o cualquier otro.

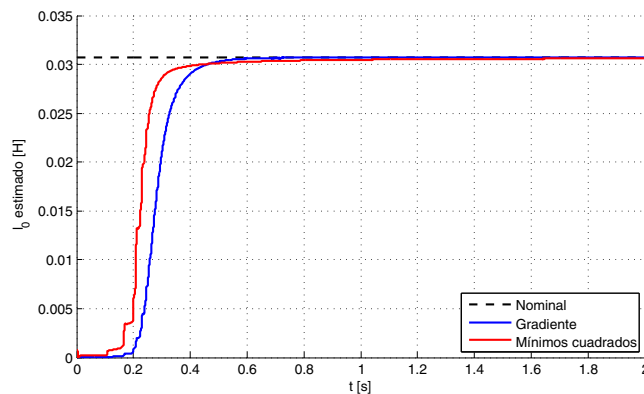


Figura 5. Estimación de l_0 bajo condiciones ideales.

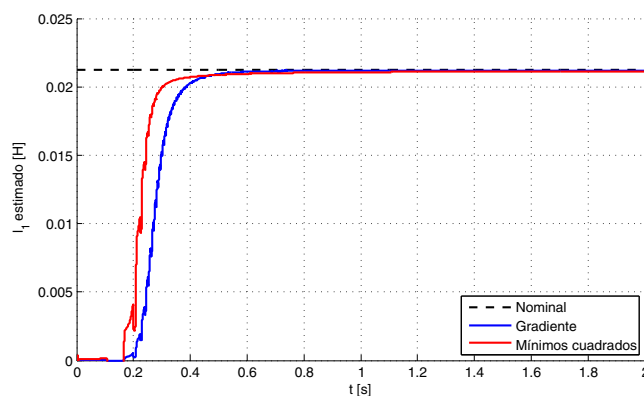


Figura 6. Estimación de l_1 bajo condiciones ideales.

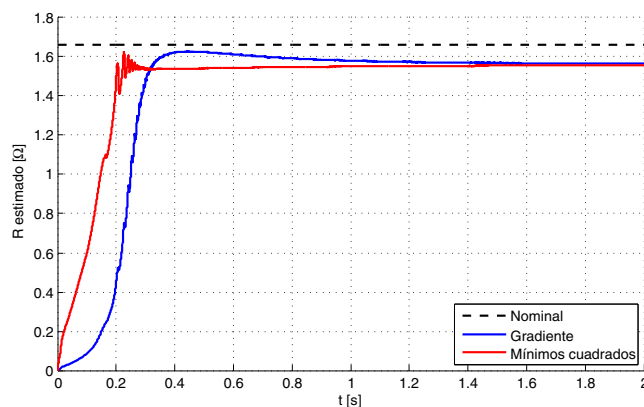


Figura 7. Estimación de R bajo condiciones ideales.

6. CONCLUSIONES

Se presentó un método para estimar en línea los parámetros de naturaleza eléctrica del MRC mediante técnicas estándar. Los parámetros estimados convergen en un periodo de tiempo corto (menos de 2 segundos) bajo una operación a velocidad constante mediante un controlador por retroalimentación de estados. Al no estar basado en la realización de pruebas a rotor bloqueado ni requerir señales de excitación atípicas, el algoritmo es sencillo y (relativamente) fácil de implementar en cualquier plataforma de pruebas sin necesidad de equipo adicional. El método es potencialmente aplicable en el desarrollo de impulsores auto-sintonizables para un amplio rango de motores y cargas.

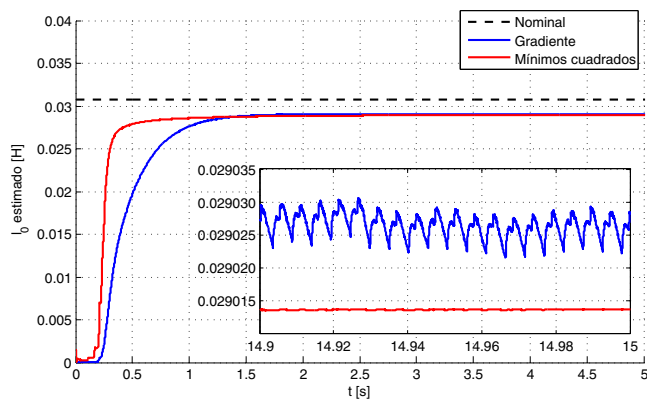


Figura 8. Estimación de l_0 con ruido.

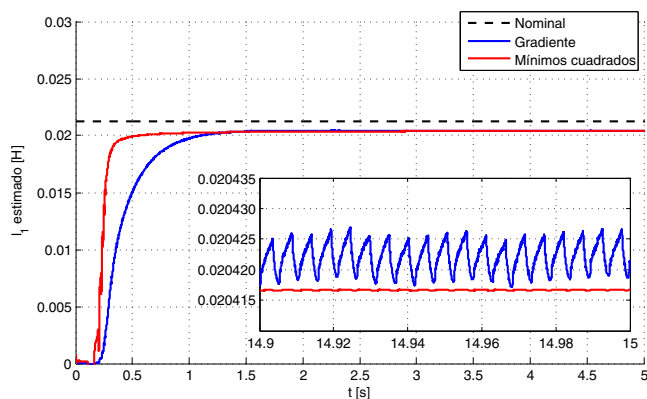


Figura 9. Estimación de l_1 con ruido.

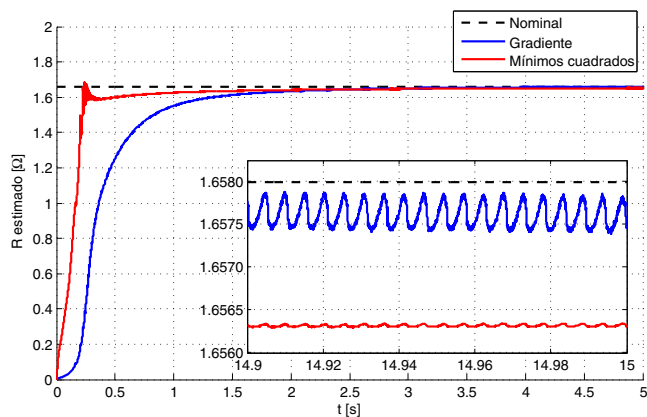


Figura 10. Estimación de R con ruido.

El esquema de identificación propuesto se basa en el modelo simplificado (2) y está, por tanto, limitado por la suposición subyacente de circuitos magnéticos no saturados, situación que debe tomarse en cuenta al implementarse de manera experimental. Asimismo, se mencionó en la Sección 2.1 que el perfil de inductancia de la Figura 2 es válido bajo condiciones sin saturación y para una corriente constante. Es de esperarse por tanto que, a diferentes niveles de corriente se obtengan diferentes valores estimados para l_0 y l_1 . Otro punto a considerarse es que, aunque los resultados de simulación muestran que los algoritmos de estimación son robustos respecto a la presencia de ruido en las mediciones y efectos de cuantización, es posible que bajo condiciones reales de experimentación el rango de los

errores de estimación sea mayor debido a la presencia de dinámicas no modeladas. Una forma de compensar esto último sería mejorar la reconstrucción de las señales necesarias para la estimación, lo que podría lograrse mediante el empleo de otras técnicas de diferenciación. Trabajo de investigación se realiza actualmente en este sentido.

REFERENCIAS

- Chalupa, L. and Visinka, R. (2002). Apparatus and method for estimating the coil resistance in an electric motor. U.S. Patent 6,366,865. April 2, 2002.
- Espinosa-Perez, G., Maya-Ortiz, P., Velasco-Villa, M., and Sira-Ramirez, H. (2004). Passivity-based control of switched reluctance motors with nonlinear magnetic circuits. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 12(3), 439–448.
- Ha, K., Lee, C., Kim, J., Krishnan, R., and Oh, S.G. (2007). Design and development of low-cost and high-efficiency variable-speed drive system with switched reluctance motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 43(3), 703–713.
- Ioannou, P. and Fidan, B. (2006). *Adaptive Control Tutorial*. Advances in Design and Control. Society for Industrial and Applied Mathematics.
- Kelly, R., Ortega, R., Ailon, A., and Loria, A. (1994). Global regulation of flexible joint robots using approximate differentiation. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 39(6), 1222–1224.
- Krishnan, R. (2001). *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*. Industrial Electronics Series. CRC Press.
- Lukic, S. and Emadi, A. (2010). State-switching control technique for switched reluctance motor drives: Theory and implementation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(9), 2932–2938.
- Miller, T. (1993). *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Monographs in Electrical and Electronic Engineering. Magna Physics Publishing.
- Miller, T. (ed.) (2001). *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*. Newnes Power Engineering Series. Elsevier Science.
- Mir, S., Husain, I., and Elbuluk, M. (1998). Switched reluctance motor modeling with on-line parameter identification. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 34(4), 776–783.
- Russa, K., Husain, I., and Elbuluk, M. (2000). A self-tuning controller for switched reluctance motors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 15(3), 545–552.
- Stephan, J., Bodson, M., and Chiasson, J. (1994). Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 30(3), 746–759.
- Taylor, D. (1992). Pulse-width modulated control of electromechanical systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 37(4), 524–528.
- Zhang, J. and Radun, A. (2006). A new method to measure the switched reluctance motor's flux. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 42(5), 1171–1176.
- Zhang, P., Cassani, P., and Williamson, S. (2010). An accurate inductance profile measurement technique for switched reluctance machines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(9), 2972–2979.