ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ ROTOR LỒNG SÓC KHÔNG CẦN CẢM BIẾN TỐC ĐỘ TRONG CẤU TRÚC CÓ TÁCH KÊNH TRỰC TIẾP THEO NGUYÊN LÝ THÍCH NGHI SỬ DỤNG MẪU CHUẨN

SPEED SENSORLESS CONTROL OF INDUCTION MOTOR USING MODEL REFERENCE ADAPTIVE SYSTEM IN STRUCTURE WITH DIRECT –DECOUPLING

PHẠM TÂM THÀNH; ĐINH ANH TUẤN

Khoa Điện-Điện tử, Trường ĐHHH Việt Nam

Tóm tắt

Bài báo giới thiệu một cấu trúc điều khiển tách kênh trực tiếp điều khiển tốc độ quay động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc không sử dụng cảm biến tốc độ áp dụng nguyên lý thích nghi theo mô hình mẫu chuẩn (MRAS). Hệ thống điều khiển được xây dựng theo phương pháp tựa theo từ thông rotor với cấu trúc có tách kênh trực tiếp. Bộ ước lượng tốc độ MRAS sẽ ước lượng sẽ ước lượng tốc độ quay của động cơ, tốc độ ước lượng này sẽ được đưa vào khâu tính toán từ thông (mô hình từ thông: MHTT) để ước lượng từ thông cung cấp cho hệ thống điều khiển. Việc mô phỏng kiểm chứng được thực hiện trên nền phần mềm Matlab & Simulink. Kết quả mô phỏng cho thấy phương pháp cấu trúc điều khiển là khả thi.

Từ khóa: *Động cơ không đồng bộ, tách kênh trực tiếp, không cảm biến*

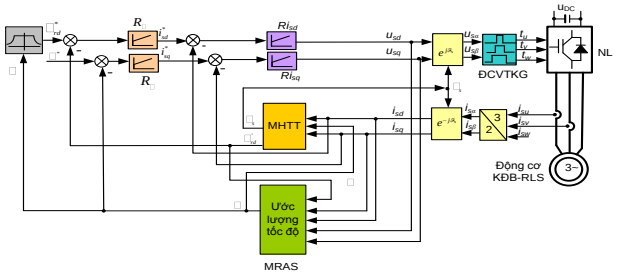
Abstract

The paper presents a speed sensorless control structure for induction motors with squirrel-cage rotor using Model Reference Adaptive System (MRAS) algorithm. The control system is designed by using the method rotor flux orientation with direct decoupling structure. The observer based on MRAS is used to estimate rotor speed. Then Rotor Flux is estimated by the Flux Model to implement structural control. The validation is carried out by simulation with the software Matlab & Simulink. Simulation results are provided to illustrate the effectiveness of the proposed control structures, in terms of better performance.

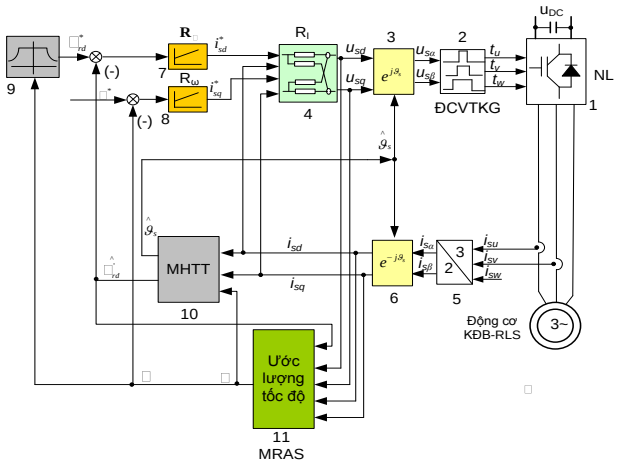
Key words: *Induction Motor, direct-decoupling, sensorless*

1. Đặt vấn đề

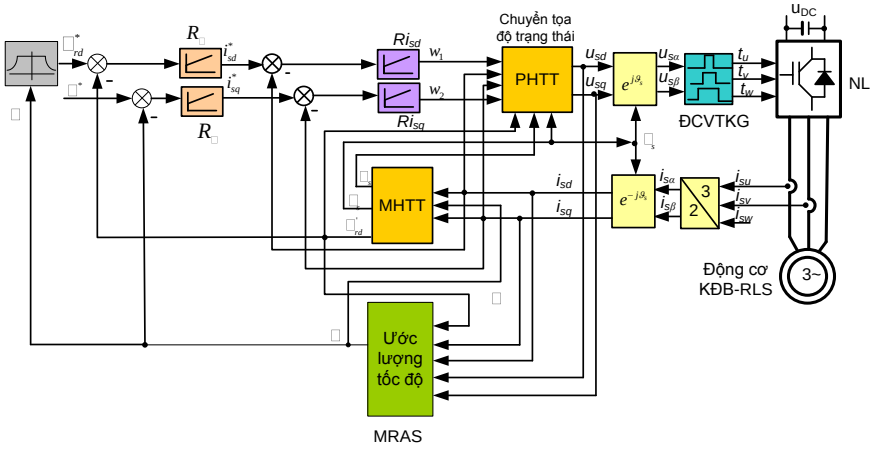
Hệ thống truyền động điện không sử dụng khâu đo tốc độ quay (cảm biến tốc độ) có thể làm giảm giá thành sản phẩm và tăng độ tin cậy của thiết bị. Có rất nhiều công trình nghiên cứu về điều khiển động cơ xoay chiều ba pha không sử dụng cảm biến tốc độ (sensorless). Theo phân loại của [10] có thể phân thành ba nhóm: Nhóm các phương pháp tựa theo từ thông stator. Nhóm các phương pháp tựa theo từ thông rotor. Nhóm các phương pháp tận dụng đặc điểm cấu tạo riêng của máy điện (tính không đối xứng, khe hở trên bề mặt stator và rotor..). Bài báo tập trung vào phương pháp MRAS trong nhóm thứ hai. Một số công trình thuộc nhóm thứ hai sử dụng thuật toán Kalman [20,21,22]. Trong đó một số công trình đã sử dụng thuật toán lọc Kalman kết hợp với cấu trúc tách kênh trực tiếp [2,7]. Về MRAS có rất nhiều công trình nghiên cứu về vấn đề này. Các công trình [1, 11-18,23] đưa ra cấu trúc điều khiển động cơ như hình 1. Trong cấu trúc này, các thành phần dòng i_{sd} và i_{sq} đã coi là không có sự tác động lẫn nhau, các bộ điều chỉnh dòng sử dụng các bộ điều chỉnh PI riêng biệt, sự xen kênh thực chất vẫn tồn tại trong thực tế, do vậy cấu trúc này chưa phát huy được ưu thế của nó, sự biến động về mô-men tải có thể gây ảnh hưởng sang thành phần dòng tạo từ thông i_{sd}.



Hình 1. Cấu trúc điều khiển tốc độ động cơ KĐB-RLS không cần đo tốc độ sử dụng MRAS với hai bộ điều chỉnh dòng riêng biệt



Hình 2. Cấu trúc điều khiển tốc độ động cơ KĐB-RLS không cần đo tốc độ sử dụng MRAS



Hình 3. Cấu trúcđiều khiển tốc độ động cơ KĐB-RLS không cần đo tốc độ sử dụng MRAS trong cấu trúc tách kênh trực tiếp

Và để hoàn thiện cấu trúc này [10] đưa ra cấu trúc điều khiển động cơ KĐB-RLS sử dụng MRAS như hình 2. Trong cấu trúc này bộ điều khiển vector dòng hai chiều đã được sử dụng, bộ điều chỉnh dòng này có khả năng khử tương tác giữa hai trục d và q, cấu trúc này cũng được tác giả kiểm chứng trong thực tiễn công nghiệp và đã phát huy ưu thế, cấu trúc điều khiển này là cấu trúc điều khiển tuyến tính.

Từ các phân tích trên, bài báo đưa ra cấu trúc điều khiển sử dụng MRAS kết hợp với cấu trúc tách kênh trực tiếp như hình 3. Cấu trúc tách kênh trực tiếp ở đây thực chất là sử dụng phương pháp tuyến tính hóa chính xác để đưa mô hình phi tuyến cấu trúc của động cơ thành mô hình tuyến tính trong không gian trạng thái sử dụng khâu chuyển đổi hệ tọa độ, khâu chuyển hệ tọa độ trạng thái còn có khả năng khử tương tác thành phần dòng trục *d* và *q*, ta gọi đó là khâu tách kênh trực tiếp. So sánh với cấu trúc hình 2, ta thấy có sự khác biệt đó là : Bộ điều chỉnh dòng hai chiều được thay bởi khâu chuyển hệ tọa độ trạng thái và hai bộ điều chỉnh dòng Ri_{sd} và Ri_{sq} riêng biệt.

2. Cấu trúc điều khiển không sử dụng cảm biến sử dụng nguyên lý thích nghi mẫu chuẩn kết hợp cấu trúc tách kênh trực tiếp

2.1. Mô hình động cơ

Theo [10] ta có mô hình dòng của động cơ kết hợp với phương trình góc quay của từ thông rotor ta có:

$$\begin{cases} \dfrac{di_{sd}}{dt} = -\left(\dfrac{1}{s T_s} + \dfrac{1-s}{s T_r}\right) i_{sd} + w_s i_{sq} + \dfrac{1-s}{s T_r} y'_{rd} + \dfrac{1-s}{s} w y'_{rq} + \dfrac{1}{s L_s} u_{sd} \\ \dfrac{di_{sq}}{dt} = -w_s i_{sd} - \left(\dfrac{1}{s T_s} + \dfrac{1-s}{s T_r}\right) i_{sq} - \dfrac{1-s}{s} w y'_{rd} + \dfrac{1-s}{s T_r} y'_{rq} + \dfrac{1}{s L_s} u_{sq} \\ \dfrac{dJ_s}{dt} = w_s \end{cases} \quad (1)$$

Ta ký hiệu các tham số:

$$a = \frac{1}{s L_s}; b = \frac{1}{s T_s}; c = \frac{1-s}{s T_r}; d = b + c$$

Chọn các biến trạng thái, đầu vào, đầu ra cho mô hình dòng điện (1) :

$$\begin{cases} \dfrac{dx_1}{dt} = -dx_1 + x_2 u_3 + a u_1 + c y'_{rq} \\ \dfrac{dx_2}{dt} = -x_1 u_3 - dx_2 + a u_2 - c T_r w y'_{rq} \\ \dfrac{dx_3}{dt} = u_3 \end{cases} \quad (2)$$

Đưa hệ (2) về dạng thu gọn:

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{H}(\mathbf{x}).\mathbf{u} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{h}_1 u_1 + \mathbf{h}_2 u_2 + \mathbf{h}_3 u_3 \\ \mathbf{y} = \mathbf{g}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (3)$$

Trong đó:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -dx_1 + c y'_{rd} \\ dx_2 - c T_r w y'_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{H}(\mathbf{x}) = [\mathbf{h}_1(\mathbf{x}) \quad \mathbf{h}_2(\mathbf{x}) \quad \mathbf{h}_3(\mathbf{x})]$$

$$\mathbf{h}_1 = \begin{bmatrix} a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{h}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ a \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{h}_3 = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$y_1 = g_1(x) = x_1; y_2 = g_2(x) = x_2; y_3 = g_3(x) = x_3$$

(4)

2.2. Thiết kế tách kênh trực tiếp

Theo [3,4,5,6,10] đã chứng minh rằng mô hình phi tuyến (3) thỏa mãn đầy đủ các điều kiện thiết kế theo phương pháp tuyến tính hóa chính xác. Các bước thiết kế đã được trình bày ở các tài liệu về lý thuyết điều khiển [8,9]. Sau khi áp dụng các bước thiết kế điều khiển theo phương pháp TTHCX ta được kết quả bộ điều khiển PHTT:

$$\begin{cases} u_{sd} = u_1 = \dfrac{1}{a}\left(dx_1 - c y'_{rd} + w_1 - x_2 w_3\right) \\ u_{sq} = u_2 = \dfrac{1}{a}\left(dx_2 + c T_r w y'_{rd} + w_2 + x_1 w_3\right) \end{cases} \quad (5)$$

Công thức (5) chỉ bao gồm các phép toán đại số, thuận lợi cho việc cài đặt. Bộ điều khiển TTHCX không những đưa mô hình dòng điện phi tuyến về dạng tuyến tính mà còn tách kênh giữa trục d và trục q

2.3. Thiết kế bộ ước lượng tốc độ theo nguyên lý MRAS

Theo [10,13] ta có mô hình từ thông viết dưới dạng mô hình điện áp và mô hình dòng điện:

Mô hình điện áp:

$$s\begin{bmatrix}\psi_{ra}\\ \psi_{rb}\end{bmatrix}=\frac{L_r}{L_m}\begin{bmatrix}u_{sa}\\ u_{sb}\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}(R_r+ssL_r) & 0\\ 0 & (R_r+ssL_r)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\end{bmatrix} \quad (6)$$

Mô hình dòng điện:

$$s\begin{bmatrix}\psi_{ra}\\ \psi_{rb}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-1/T_r & -w\\ w & -1/T_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\psi_{ra}\\ \psi_{rb}\end{bmatrix}+\frac{L_m}{T_r}\begin{bmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\end{bmatrix} \quad (7)$$

Ta viết phương trình (6) viết cho mô hình có thể điều chỉnh và viết (7) cho mô hình mẫu. Sau đó trừ 2 phương trình cho nhau ta được phương trình $\hat{w}$ sai số trạng thái sau:

$$s\begin{bmatrix}e_{ra}\\ e_{rb}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}-1/T_r & -w\\ w_r & -1/T_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}e_{ra}\\ e_{rb}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\hat{y}_{ra}\\ \hat{y}_{rb}\end{bmatrix}(w-\hat{w}) \quad (8)$$

Một cách tổng quát ta có:

$$s[e]=[A][e]-[w] \quad (9)$$

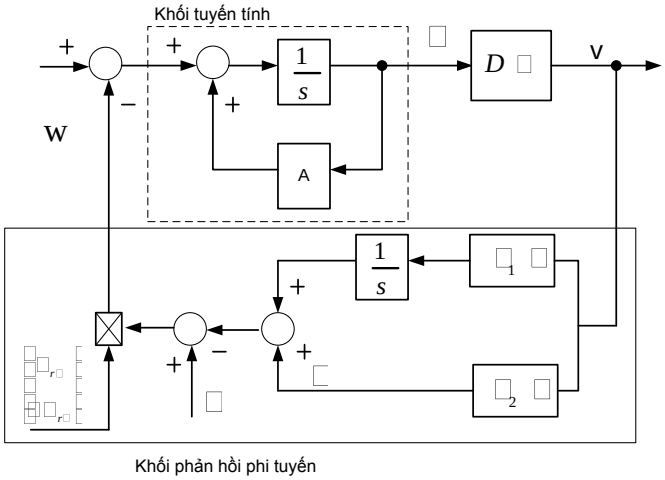
Trong đó:

$$[e]=\begin{bmatrix}e_{ra}\\ e_{rb}\end{bmatrix};[A]=\begin{bmatrix}-1/T_r & -w_r\\ w_r & -1/T_r\end{bmatrix};[w]=\begin{bmatrix}\hat{y}_{rb}\\ \hat{y}_{ra}\end{bmatrix}\left(w-\hat{w}\right) \quad (10)$$

Trong biểu thức (8), biến đầu vào chính là sai lệch giữa tốc độ thực và tốc độ ước lượng của rotor động cơ. Vì theo lý thuyết MRAS song song [19], thông thường, vectơ cột đầu vào của mô hình mẫu và vectơ trạng thái của hệ thống điều chỉnh được là những vector khác không nên đối với tất cả các đại lượng theo thời gian điều kiện sai số phải tiệm cận về không. Tức là trong cơ cấu thích nghi phải có một khâu tích phân. Mặt khác vì tốc độ ước lượng ở đầu ra của cơ cấu thích nghi là hàm của sai số nên luật thích nghi với tốc độ rotor phải là:

$$\hat{w}=f_2([e])+\int_0^t f_1([e])dt \quad (11)$$

Từ các phương trình trên, cấu trúc của MRAS được biểu diễn dưới dạng hệ thống phản hồi phi tuyến như hình 4:



Hình 4. Cấu trúc MRAS theo hệ thống phản hồi phi tuyến

Như vậy, việc thiết kế bộ nhận dạng tốc độ rotor động cơ đưa về bài toán xác định $D([e])$ sao cho hàm truyền của khối tuyến tính bất biến là thực, dương và xác định các hàm $f_1([e])$, $f_2([e])$ sao cho bất đẳng thức tích phân của Popov được thoả mãn.

Để xác định $D([e])$ đồng thời kiểm tra đáp ứng động của bộ nhận dạng tốc độ MRAS, đầu tiên ta phải chuyển phương trình xác định từ thông rotor về hệ toạ độ tựa từ thông, sau đó tuyến tính hoá quanh điểm làm việc để sử dụng các tín hiệu nhỏ.

$$De = \left(y_{rq0} D\hat{y}_{rd} - y_{rd0} D\hat{y}_{rq}\right) + \left(\hat{y}_{rq0} Dy_{rd} - \hat{y}_{rd0} Dy_{rq}\right) \tag{12}$$

Từ các phương trình trên ta có hàm truyền của khối tuyến tính như sau:

$$\left.\frac{De}{Dw_r}\right|_{D\hat{w}_r=0} = \left.\frac{De}{D\hat{w}}\right|_{Dw=0} = \frac{(s+1/T_r)|y_0|^2}{(s+1/T_r)^2 + (w_{s0} - w_0)^2} = G_1(p).|y_0|^2 \tag{13}$$

Trong đó $|y_0|^2 = \left(y_{rd0}^2 + y_{rq0}^2\right)$ và giả thiết rằng $y_{rq0} = \hat{y}_{rq0}$ và $y_{rd0} = \hat{y}_{rd0}$. Từ biểu thức (13) ta thấy rằng với sai số đầu ra là ε thì hàm truyền của khối tuyến tính là thực và dương, tức là thoả mãn điều kiện thứ nhất theo tiêu chuẩn của Popov. Do đó, để đơn giản chọn $D([e]) = 1$.

Sau khi điều kiện thứ nhất đã thoả mãn, thuật toán thích nghi có thể được xây dựng dựa trên cơ sở của bất đẳng thức tích phân Popov.

Ta thấy rằng nếu các hàm ϕ_1 và ϕ_2 được chọn như dưới đây thì bất đẳng thức tích phân của Popov thoả mãn:

$$f_1 = K_2\left(e_{rb}\hat{y}_{ra} - e_{ra}\hat{y}_{rb}\right) = K_2\left(y_{rb}\hat{y}_{ra} - y_{ra}\hat{y}_{rb}\right) \tag{14}$$

$$f_2 = K_1\left(e_{rb}\hat{y}_{ra} - e_{ra}\hat{y}_{rb}\right) = K_1\left(y_{rb}\hat{y}_{ra} - y_{ra}\hat{y}_{rb}\right) \tag{15}$$

Với K_1, K_2 là các hằng số.

Ta thấy rằng cơ cấu thích nghi có dạng một khâu tỉ lệ - tích phân (PI).

Trong thực tế, khi sử dụng bộ điều khiển PI thì vấn đề quan trọng nhất là phải lựa chọn được các thông số $K_1 = K_p$ và $K_2 = K_I$ cho phù hợp với đối tượng điều khiển nhằm đạt được các chỉ tiêu chất lượng của quá trình quá độ. Để đơn giản, giả sử $\omega_s = 0$, ta có thể xác định K_P và K_I qua các thông số như hệ số tắt dần ξ và tần số góc tự nhiên ω_c theo công thức sau:

$$\begin{cases} K_P = (2\xi w_c - 1/T_r)/|y_r|^2 \\ K_I = w_c^2/|y_r|^2 \end{cases} \quad (16)$$

Tuy nhiên trong thực tế, sự tổng hợp từ thông rotor dựa vào mô hình mẫu chuẩn là rất khó thực hiện, đặc biệt là ở vùng tốc độ thấp, do phép tích phân đơn thuần của các tín hiệu điện áp. Để khắc phục những nhược điểm như phải có điều kiện đầu hay hiện tượng trôi do phần tử tích phân này gây ra, có thể đặt các bộ lọc thông cao ở đầu ra hoặc vào của hai mô hình.

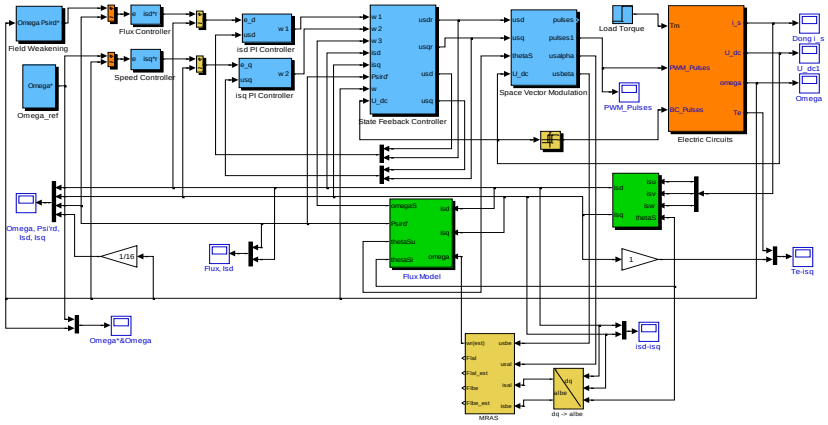
2.4. Các bộ điều chỉnh vòng ngoài và mô hình từ thông

Các bộ điều chỉnh dòng Ri_{sd}, Ri_{sq}, bộ điều chỉnh từ thông, bộ điều chỉnh tốc độ, mô hình từ thông được tính toán và tổng hợp chi tiết trong [10]

2.5. Cấu trúc mô phỏng và kết quả

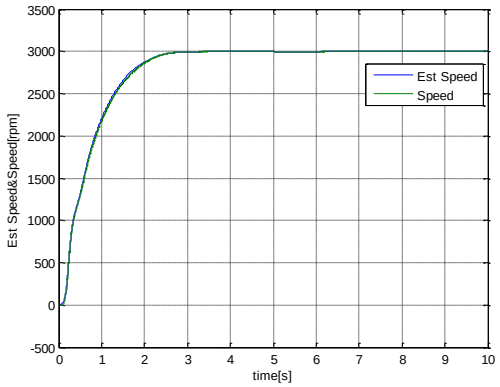
Cấu trúc điều khiển hình 3 có thể mô phỏng sử dụng phần mềm Matlab&Simulink như hình 5

Động cơ mô phỏng là động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc có các thông số: Công suất định mức: P_N=7,5kW, điện áp danh định: u_N=340V, tần số danh định: f_N=50Hz, tốc độ danh định: n_N=3000 vòng/phút, dòng pha danh định: I_N=19,2A, điện trở Stator: R_s= 2,52195Ω, điện trở Rotor: R_r=0,976292 Ω, điện cảm Stator: L_s=0,1825148H, điện cảm Rotor: L_r=0,1858366H, hỗ cảm giữa Stator và Rotor: L_m=0,1763H, mô-men quán tính J=0,117kGm^2

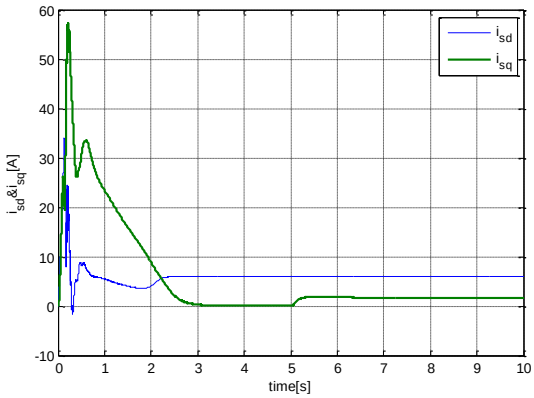


Hình 5. Cấu trúc mô phỏng động cơ KĐB-RLS sử dụng MRAS trong cấu trúc tách kênh trực tiếp

Sau khi chạy mô phỏng ta được một số kết quả như sau:



Hình 6. Tốc độ thực và tốc độ ước lượng của động cơ



Hình 7. Các thành phần dòng

Từ kết quả ta thấy rằng, sai lệch tốc độ trong quá trình khởi động ban đầu còn lớn, sau thời gian quá độ, đáp ứng tốc độ ước lượng và tốc độ thực của động cơ gần như trùng nhau.

3. Kết luận

Bài báo giới thiệu cấu trúc kết hợp giữa thuật toán ước lượng tốc độ động cơ MRAS và cấu trúc tách kênh trực tiếp, các kết quả mô phỏng bước đầu cho thấy cấu trúc này hoàn toàn có thể triển khai ứng dụng.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Phạm Tâm Thành, Nguyễn Phùng Quang, *Điều khiển động cơ không đồng bộ ba pha không dùng cảm biến tốc độ theo phương pháp thích nghi dùng mô hình chuẩn*, Tạp chí Khoa học và Công nghệ các Trường Đại học Kỹ thuật, Số 84, tr. 12-17, 2011

[2] Nguyễn Đình Hiếu, Nguyễn Phùng Quang, *Điều khiển không cần cảm biến động cơ không đồng bộ sử dụng lọc Kalman trong cấu trúc có tách kênh trực tiếp*, Tạp chí Khoa học & Công nghệ các Trường Đại học Kỹ thuật, Số 74, tr.24-29, 2009

[3] Dương Hoài Nam, Nguyễn Phùng Quang, *Về triển vọng của phương pháp tuyến tính hóa chính xác để điều khiển động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc*, Chuyên san "Kỹ thuật điều khiển tự động"- tạp chí Tự động hoá ngày nay, số 11, trang 10-15, 2004.

[4] Phạm Tâm Thành, Nguyễn Phùng Quang, *Điều khiển động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc dựa trên cấu trúc tách kênh trực tiếp*, CD tuyển tập Hội nghị Cơ điện tử toàn quốc lần thứ 6, VCM-2012, tr.202-209, Hà Nội

[5] Phạm Tâm Thành, Nguyễn Phùng Quang, *Cấu trúc điều khiển thời gian thực động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc sử dụng phương pháp tuyến tính hóa chính xác*, Hội nghị Điều khiển và Tự động hóa toàn quốc lần thứ 2, tr.247-254, Đà Nẵng,

[6] Phạm Tâm Thành, Nguyễn Phùng Quang, *Cấu trúc điều khiển thời gian thực động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc sử dụng phương pháp tuyến tính hóa chính xác*. Hội nghị Điều khiển và tự động hóa toàn quốc lần thứ 2, tr.247-254, Đà Nẵng, 2013

[7] Tuan DA, Quang NP, Duc LM, A new and effective controller for Induction Motor drives using Direct-Decoupling Methodology based on exact linearization algorithm and adaptive backstepping teachnology, International conference Control Automation and Systems, Oct.2010, KINTEX, Gyeonggi-do, Korea,pp.1941-1945, 2010

[8] Isidori A, *Nonlinear Control Systems. 3rd Edition*, Springer-Verlag, London Berlin Heidelberg, 1995

[9] Phuoc ND, Minh PX, Trung HT, *Nonlinear control theory*, Publishing House of Sicence and Technique, Hanoi (in Vietnamese), 2006

[10] Nguyen Phung Quang, Joerg-Andreas Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC-Machines-System Develoment in the Practice,* Springer Berlin Heideilberg, 2008

[11] C.-M. Ta, T. Uchida, and Y. Hori, *MRAS-based speed sensorless control for induction motor drives using instantaneous reactive power*, IEEE Industrial Electronics Society Conference IECON, vol. 2, pp. 1417–1422, November/December 2001

[12] C.Schauder, Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.28, no.5, pp. 1054 – 1061, 1992
[13] H. Tajima, Y. Hori, *Speed sensorless field-orientation control of the induction machine* IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.29, no.1 Jan./Fed.1993, pp.175-180
[14] Joachim Holtz, *Sensorless Control of Induction Motor Drives*, Proceedings of the IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359–1394, 2002.
[15] Kubuta H., Matsue K., Nakano T, *DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor*. IEEE Trans. on IA, Vol.29, No.2, March/April 1993,pp.344-348
[16] Kubuta H.,Matsue K., Nakano T, *Speed sensorless Field-Orientated Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation*, IEEE Trans. on IE, Vol.30, No.5, September/October 1994,pp. 1219-1224
[17] Li Zhen, Longya Xu, Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme, IEEE Trans. Ind. Applicat,1998
[18] Shiu- Yung Lin, Hwa Wu, Ying- Yu Tzou, Sensorless Control of Induction Motors with On-line Rotor Time Constant Adaptation, IEEE Trans.Ind.Application, pp.1593-1598
[19] Y.P. Landau, *Adaptive Control: The Model Reference Aproach* , Macrel Dekker, New York, 1979
[20] K.L.Shi, T.F.Chan, Y.K.Wong, S.L.Ho, *Speed estimation of an Induction motor drive using an optimized extended Kalman filter,* IEEE Trans. On IE, Vol. 49, No. 1, February 2002
[21] Salomon Chavez Velaquez, Ruben Alejos Palomares, Alfredo Nava Segura, *Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman Filter*, IEEE Computer Society CONIELECOM, 2004.
[22] Kanungo Barada Mohanty, Amit Patra, *Flux and speed estimation in decoupled induction motor drive using Kalman Filter*, Proc. of 29th National System Conference (NSC), IIT Mumbai, Dec. 2005, pp. 1-9.
[23] Maiti S.,Chakraborty C., Hori Y., Ta M.C., *Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power*, IEEE Transactions on Industrial Electronics,Volume: 55, Issue: 2, 2008

Ngày nhận bài: 27/6/2016
Ngày phản biện: 11/8/2016
Ngày chỉnh sửa: 15/8/2016
Ngày duyệt đăng: 19/8/2016