ỨNG DỤNG ĐIỀU KHIỂN VECTOR TỰA TỪ THÔNG ROTOR CHO ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

Lê Thị Thu Phương*, Lê Thị Thu Huyền, Phạm Thị Hồng Anh
Trường Đại học Công nghệ thông tin & Truyền thông – ĐH Thái Nguyên

TÓM TẮT

Nước ta hiện nay đang trong quá trình công nghiệp hoá, hiện đại hoá. Vì thế, tự động hoá đóng vai trò quan trọng, tự động hoá giúp tăng năng suất, tăng độ chính xác và do đó tăng hiệu quả quá trình sản xuất. Việc điều khiển động cơ theo nguyên lý định hướng từ trường có nhiều phương pháp khác nhau như: Định hướng từ thông roto, định hướng từ thông stator, định hướng từ thông khe hở không khí. Trong đó việc điều khiển từ thông roto (FOC) đơn giản và được sử dụng rộng rãi. Nguyên lý điều khiển định hướng theo vecto từ thông dựa trên phương pháp phân tách phi tuyến được sử dụng trong điều khiển các hệ thống phi tuyến. Bản chất của phương pháp này là điều khiển các biến đã chọn sao cho chúng luôn bằng không. Như vậy mô hình toán học sẽ trở nên đơn giản hơn vì có thể loại bỏ một số nhánh trong mô hình tổng quát.

Từ khóa: *điều khiển từ thông roto (FOC), động cơ không đồng bộ, điều khiển tốc độ, FOC, mô hình động cơ.*

ĐẶT VẤN ĐỀ

Động cơ KĐB là đối tượng phi tuyến khá phức tạp với nhiều đầu vào, nhiều đầu ra. Trong các cách mô tả toán học động cơ KĐB, mô hình trạng thái có những ưu thế nổi bật như cung cấp cho ta hiểu biết chi tiết về bản chất bên trong của đối tượng cũng như là cơ sở thuận lợi để thiết kế các khâu điều chỉnh, quan sát. Việc ứng dụng bộ điều khiển tựa từ thông rotor với mục đích là để hệ thống đạt được sự ổn định nhanh và sai lệch bám nhỏ với sự biến đổi tham số động cơ, tham số tải cũng như nhiễu bên ngoài tác động.

MÔ HÌNH ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA

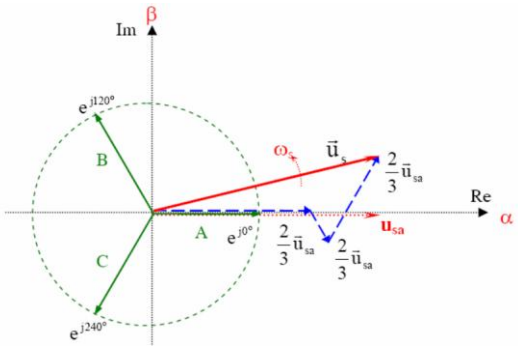
Biểu diễn vector không gian cho các đại lượng ba pha

Trong mặt phẳng cắt ngang trục động cơ, động cơ không đồng bộ có 3 cuộn dây lệch nhau một góc 120^0. Nếu trên mặt cắt đó ta thiết lập một hệ tọa độ phức với trục ảo đi qua trục cuộn dây pha A của động cơ, ta định nghĩa vectơ không gian cho điện áp stator [2].

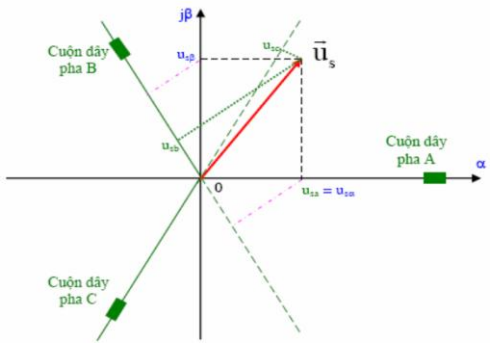
$$\vec{u}_s(t) = \frac{2}{3}[\vec{u}_{sa}(t) + \vec{u}_{sb}(t) + \vec{u}_{sc}(t)]$$

$$\vec{u}_s(t) = \frac{2}{3}[U_{sa}(t) + U_{sb}(t)e^{j120^0} + U_{sc}(t)e^{j-120^0}] \quad (1)$$

Theo công thức (1), vector $u_s(t)$ là vector có modul không đổi quay trên mặt phẳng phức với tốc độ góc $\omega_s = 2\pi f_s$ và tạo với trục thực một góc pha $\gamma = \omega_s t$.



Hình 1. *Xây dựng vector trong không gian A, B,C*



Hình 2. *Hệ tọa độ stator (α-β)*

Vector không gian điện áp stator có modul là $|u_s|$ và quay trong mặt phẳng phức với tốc độ

* *Tel: 0987 229580, Email: lttphuong@ictu.edu.vn*

góc ω_s và tạo với trục cuộn dây A một góc ω_{st}. đặt tên trục cuộn dây A là trục thực α và trục vông góc với nó là trục ảo β. Khi đó ta có được hệ tọa độ là hệ tọa độ cố định stator (α-β) và các vector không gian có thể mô tả thông qua 2 thành phần là trục thực và trục ảo.

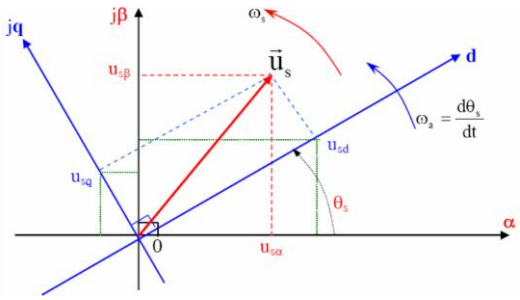
$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_{sa} \\ u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{sa} + 2u_{sb}) = \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{sb} - u_{sc}) \end{cases}$$

Hệ trục tọa độ cố định stator (d-q).

Vector không gian điện áp stator có modul là $|u_s|$ và quay trong mặt phẳng phức với tốc độ góc ω_s và tạo với trục cuộn dây A một góc ω_{st}. đặt tên trục cuộn dây A là trục thực α và trục vông góc với nó là trục ảo β.

Trong mặt phẳng của hệ tọa độ (α-β) ta xét thêm một hệ tọa độ thứ hai có trục hoành d và trục tung q, hệ tọa độ này quay với tốc độ đồng bộ và có chung điểm gốc và nằm lệch đi một góc θ_s so với hệ tọa độ stator [1].

Khi đó sẽ tồn tại hai tọa độ và một vector không gian có thể biểu diễn trên hai tọa độ này.



Hình 3. *Mối liên hệ giữa hệ tọa độ (α-β) và hệ (d-q)*

Đặt vector $\overline{U}_s$ trong hệ tọa độ trực giao (d,q) quay với tốc độ đồng bộ $\omega_s = 2\pi f/p_p$.

$$U_{sd} = |\overline{U}_s|\cos(\theta_{su} - \theta_s) \quad (2)$$

$$U_{sq} = |\overline{U}_s|\sin(\theta_{su} - \theta_s)$$

Phương trình điện áp và từ thông của động cơ không đồng bộ trên hệ dq [3].

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_s \Psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_s \Psi_{sd} \\ U'_{rd} = R'_r i'_{rd} + \frac{d\Psi'_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \Psi'_{rq} \\ U'_{rq} = R'_r i'_{rq} + \frac{d\Psi'_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \Psi'_{rd} \end{cases} \quad (3)$$

Trong đó $\omega_{sl} = \omega_s - p_p\omega$ là tốc độ trượt của động cơ, i_{sd}, i_{sq} là dòng điện stator hệ tọa độ cố định stator, i_{rd}, i_{rq} là dòng điện rotor hệ tọa độ cố định startor.

Phương trình từ thông:

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i'_{rd} \\ \Psi_{sq} = L_s i_{rq} + L_m i'_{sq} \\ \Psi'_{rd} = L'_r i'_{rd} + L_m i_{sd} \\ \Psi'_{rq} = L_m i_{sq} + L'_r i'_{rq} \end{cases}$$

Điều khiển vector tựa từ thông rotor FOC

Trong không gian d,q tựa từ thông rotor, các đại lượng điện từ biến thiên chậm và có thể coi là các đại lượng 1 chiều [1] .

$$\Psi_{rd} = \psi_r = -L_r i_{rd} + L_{r\sigma} i_{rq} \quad (4)$$

$$\Psi_{rq} = 0 = -L_r i_{rq} + L_{r\sigma} i_{sq}$$

Từ đó có thể tính được:

$$i_{sq} = L_{r\sigma} i_{rq} / L_M \quad (5)$$

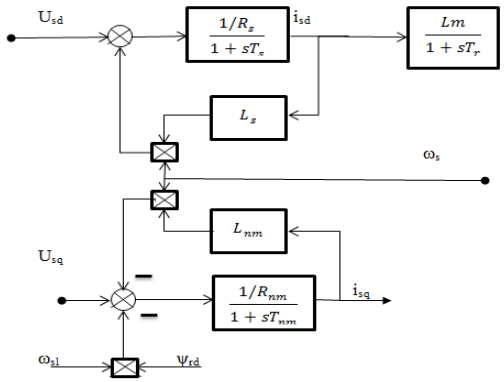
Từ đó ta thấy rằng dòng điện rotor trên trục oq ngược chiều với dòng điện từ hóa và $L_{r\sigma} << L_M$ nên gần đúng có thể coi $i_{sq}=0$.

Phương trình điện áp rotor trên trục od:

$$0 = -R_r i_{rd} + s\psi_r \quad (6)$$

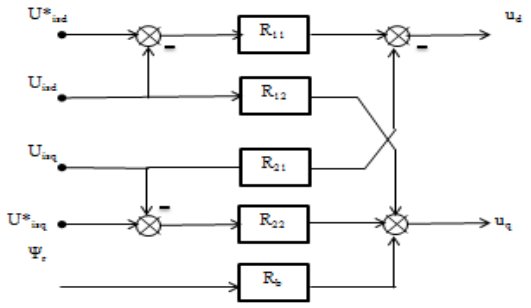
Suy ra: $\Psi_{rd} = L_M i_{sd}/(1+sT_r)$

Như vậy trong chế độ xác lập có thể coi $i_{rd}=0$ và ta có mô hình gần đúng của động cơ không đồng bộ trong hệ tọa độ dq quay đồng bộ tựa từ thông rotor. Biến đổi sơ đồ động cơ không đồng bộ trên hệ dq thành mô hình tương đương:



Hình 4. *Mô hình gần đúng của động cơ không đồng bộ trong hệ trục dq tựa từ thông rotor*

Bộ điều khiển dòng điện riêng rẽ có tách kênh



Hình 5. *Mô hình bộ điều khiển dòng điện có bù tách kênh*

Với các bộ điều khiển có dạng:

$$R_{11} = \frac{1}{2T_i K_{nl} K_i} L_s \left(1 + \frac{1}{sT_s}\right)$$

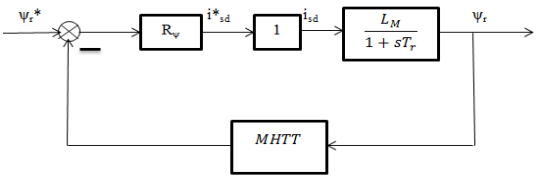
$$R_{22} = \frac{1}{2T_i K_{nl} K_i} L_{nm} \left(1 + \frac{1}{sT_{nm}}\right)$$

$$R_{12} = \frac{\omega_s L_s}{K_i K_{nl}} \qquad (7)$$

$$R_{21} = \frac{\omega_s L_{nm}}{K_i K_{nl}}$$

$$R_b = \frac{\omega_{sl}}{K_{nl}}$$

Thiết kế bộ điều khiển từ thông:



Hình 6. *Hình mạch vòng điều khiển từ thông*

Vậy ta xác định được bộ điều khiển như sau:

$$G_{R\psi} = \frac{1+sT_r}{2T_\psi L_m K_\psi / K_i} \qquad (8)$$

Trong đó: T_ψ: tổng hằng số thời gian nhỏ

K_ψ: hệ số chuyển đổi thời gian

Thông số động cơ

Ta có thông số của động cơ không đồng bộ kiểu MTKM211_6 như sau:

Công suất P = 5 (Kw)

Dòng định mức I_{dm} = 12.5 (A)

Điện áp dây U = 380 (V)

Tần số f = 50 (Hz)

Điện trở stator R_s = 1.41 (Ω)

Điện trở rotor R_r = 2.0 (Ω)

Điện cảm stator L_s = 0.1335 (H)

Điện cảm rotor L_r = 0.139 (H)

Điện cảm hỗ cảm L_m = 0.1335 (H)

Moment quán tính J = 0.11 (kg.m^2)

Số đôi cực p = 3

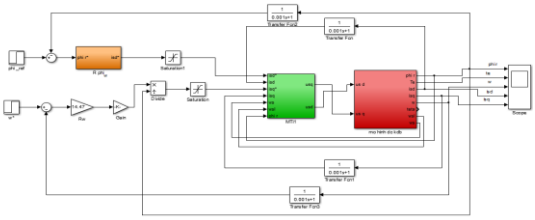
Điện cảm tiêu tán stator Lσs = 0.0041 (H)

Điện cảm tiêu tán roto Lσr = 0.0055 (H)

Tốc độ roto: ω = 96.33 (rad/s)

ω_s = 104.67 (rad/s)

Mômen định mức: Mdm = 52 (Nm)



(2.17)

Hình 7. *Mô hình động cơ điều khiển vector tựa từ thông rotor*

(2.18)

Kết quả mô phỏng

+ Động cơ khi khởi động không tải:

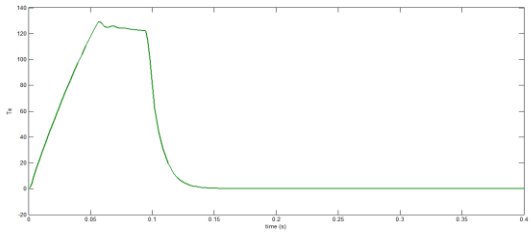
(2.19)

Đáp ứng của động cơ:

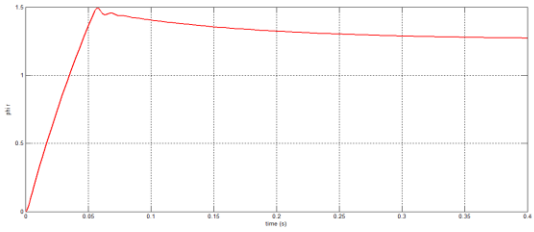
+ t = 0→0.4(s) : Mc = 0;

+ t = 0→0.4 (s): ω_ref = 90 (rad/s)

+ t = 0→0.4 (s): ψ_r_ref = 1.2

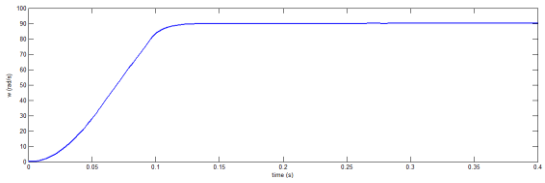


Hình 8. *Dạng sóng mômen động cơ không tải*



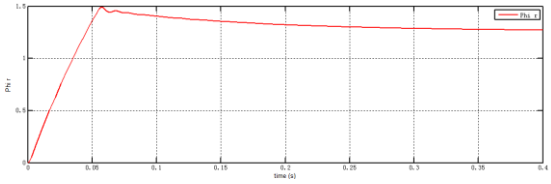
(2.21)

Hình 9. *Dạng sóng từ thông rotor của động cơ*

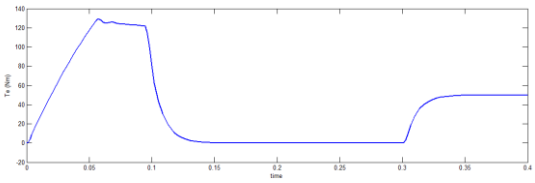


Hình 10. *Dạng sóng tốc độ động cơ*

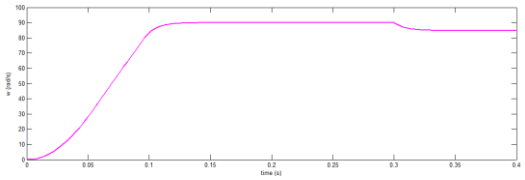
+ Động cơ khởi động khi không tải, sau đó đóng tải:



Hình 11. *Dạng sóng từ thông rotor của động cơ khi đóng tải*



Hình 12. *Dạng sóng moment của động cơ khi có tải*



Hình 13. *Dạng sóng tốc độ động cơ khi có tải*

Nhận xét:

+ Tốc độ: Thời gian đáp ứng khoảng 0.01s, thời gian xác lập 0.11s. Tốc độ tại thời điểm xác lập bám sát giá trị đặt, ổn định nhanh,. Khi có tải tốc độ giảm 8 (rad/s), tốc độ giảm không đáng kể, chấp nhận được, sai lệch bám nhỏ không đáng kể.

+ Moment: Giá trị khởi động của moment là 120 Nm, sau thời gian 0.15s moment được xác lập về giá trị 0 khi khởi động không tải. Tại thời điểm 0.3s lúc này mômen tăng lên giá trị 55 N.m.

+ Từ thông rotor: Khi khởi động có tải sau thời gian 0.06s từ thông rotor đạt giá trị ổn định 1.2 bằng giá trị đặt. Độ vọt lố lên 0.05 nhưng vẫn chấp nhận được. Không thay đổi lớn so với khi động cơ không có tải.

KẾT LUẬN

Bài báo này đưa ra ứng dụng bộ điều khiển vector tựa từ thông rotor (FOC) để điều khiển tốc độ của động cơ không đồng bộ. Nhằm điều khiển cho động cơ điện chạy êm hơn, điều khiển mượt hơn và hoạt động ổn định nhanh. Hệ thống đạt được sự ổn định nhanh và sai lệch bám nhỏ với sự biến đổi tham số động cơ, tham số tải cũng như nhiễu bên ngoài tác động.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Bùi Quốc Khánh, Nguyễn Văn Liễn, Phạm Quốc Hải, Dương Văn Nghi (2004), *Điều chỉnh tự động truyền động điện*, Nhà xuất bản - Khoa học và Kỹ thuật Hà Nội.

2. Nguyễn Phùng Quang (2004), *Matlab & Simulink dành cho kỹ sư điều khiển tự động*, Nhà xuất bản Khoa học kỹ thuật Hà Nội.

3. Pragyanshree Parida (2009), *A sliding mode control for induction motor driver*, Master thesis, National Institute Of Technology, Rourkela-769008, Orissa.

SUMMARY

APPLICATION OF FIELD ORIENTED CONTROL FOR INDUCTION MOTOR

Le Thi Thu Phuong*, Le Thi Thu Huyen, Pham Thi Hong Anh

University of Information & Communication Technology - TNU

Our country is currently in the process of industrialization and modernization. Therefore, Automation is very important synonym, helps improve productivity, increase accuracy and therefore increase production process efficiency. Motor control in the magnetic-driven principle has many different methods such as: field oriented control, direction of stator flux, orientation from air gap. In which, field oriented control (FOC) is simple and widely used. Control principles based on the nonlinear separation method used in controlling nonlinear systems. The essence of the method like to control the selected variables so that they always equal zero. Thus the mathematical model becomes simpler since it can eliminate some branches in the general model.

Key words: *FOC, induction motor, field oriented control, speed, motor.*

Ngày nhận bài: 01/9/2017; Ngày phản biện: 21/9/2017; Ngày duyệt đăng: 16/10/2017

* *Tel: 0987 229580, Email: lttphuong@ictu.edu.vn*