

# Thiết kế backstepping điều khiển truyền động không đồng bộ hệ hai khâu quán tính nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp có vòng điều khiển dòng stator lý tưởng

## Backstepping Based Control Design for Two-Mass Systems Using Induction Motor Drive Fed by Voltage Source Inverter with Ideally Control Performance of Stator Current

Võ Thanh Hà<sup>2</sup>, Nguyễn Đức Nam<sup>1</sup>, Nguyễn Phùng Quang<sup>1</sup>  
<sup>1</sup>ĐH Bách khoa Hà Nội, <sup>2</sup>ĐH Giao thông vận tải  
 Email: vothanhha.ktd@utc.edu.vn

### Abstract

The paper presents the results of Backstepping based control design for speed regulation of the load motor to match speed reference, furthermore to ensure "fast, accurate and small overshoot" electrical drive's response and to reduce resonance oscillations for a two-mass system comprises of an induction motor fed by voltage source inverter with ideal control performance of stator current. This result is evidenced by Matlab-Simulink at the point the IM operates at a steady-state speed (flux rotor is constant) and the motor operates at field-weakening mode. The results of the research is the introduction of a new design direction, reduce the calculation for the speed control and the flux control of the two-mass system.

### Keywords

Two-mass system, reduced-order mathematical mode, Speed control, induction motor drives, backstepping

### Tóm tắt<sup>1</sup>

Bài báo trình bày kết quả nghiên cứu thiết kế Backstepping điều khiển tốc độ máy công tác bám sát tốc đặt, đảm bảo tốt các yêu cầu đáp ứng truyền động điện "nhanh, chính xác và quá điều chỉnh nhỏ", đồng thời giảm hiện tượng dao động cộng hưởng của hệ truyền động không đồng bộ hệ hai khâu quán tính ghép mềm, nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp khi kết hợp với mạch vòng dòng lý tưởng. Kết quả được minh chứng bằng mô phỏng Matlab-Simulink, trong trường hợp động cơ IM vận hành ở vùng tốc độ định (từ thông bằng hằng số) và đặc biệt động cơ IM vận hành ở chế độ tốc độ lớn hơn tốc độ định mức (vùng suy giảm từ thông). Kết quả nghiên cứu này, đã đưa ra hướng thiết kế mới, giảm được khối lượng tính toán cho bộ điều khiển tốc độ, từ thông của hệ hai khâu quán tính truyền động không đồng bộ với ghép nối mềm.

### Ký hiệu

Ký hiệu	Đơn vị	Ý nghĩa
A, B		Ma trận của mô hình
b		Ma trận của biến điều khiển
v		Ma trận của biến nhiễu
$\ddot{\varphi}$	Rad	Gia tốc góc
$\dot{\varphi}$	Rad	Vận tốc góc
$\varphi$	Rad	Góc quay
c	Nms/rad	Hệ số cứng quy về trục

d	Nms/rad	Hệ số giảm chấn
$m_M$	Nm	Mômen động cơ
$m_L$	Nm	Mômen máy động cơ tải
$m_c$	Nm	Mômen cứng của trục nối
$m_d$	Nm	Mômen giảm chấn
$J_1$	Nm	Mômen quán tính động cơ
$J_2$	Nm	Mômen quán tính động cơ tải
$i_{sd}$	A	Dòng điện ĐK từ thông
$i_{sq}$	A	Dòng điện ĐK mômen
$L_m$	H	Hỗ cảm giữa stator và Rotor
$L_r$	H	Điện cảm rotor
$\varphi_{rd}$		Từ thông rotor
$T_r$	$\mu s$	Hằng số thời gian rotor
s		Toán tử Laplace
$G(s)$		Hàm truyền đạt

### Chữ viết tắt

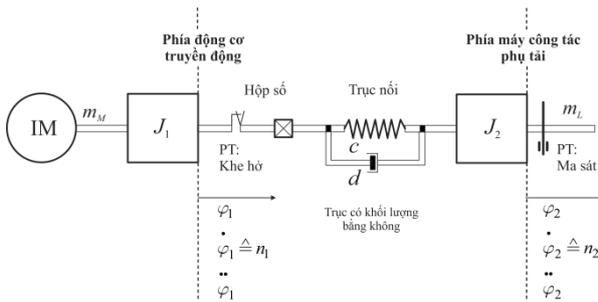
ĐCKĐB-RLS	Động cơ không đồng bộ - rotor lồng sóc.
KĐB	Không đồng bộ
IM	Induction motor (động cơ KĐB)
ĐK	Điều khiển

### 1. Đặt vấn đề

Trong hệ thống truyền động điện hiện đại yêu cầu chuyển động chính xác là cần thiết. Vì vậy việc truyền lực mômen từ động cơ đến máy công tác được thực hiện bằng các khớp nối, hay khớp nối mềm còn được

<sup>1</sup> Ngày nhận bài: 13/12/2017; Ngày nhận bản sửa: 29/05/2018; Ngày chấp nhận: 29/05/2018; Phản biện: Nguyễn Như Hiến, Đoàn Quang Vinh

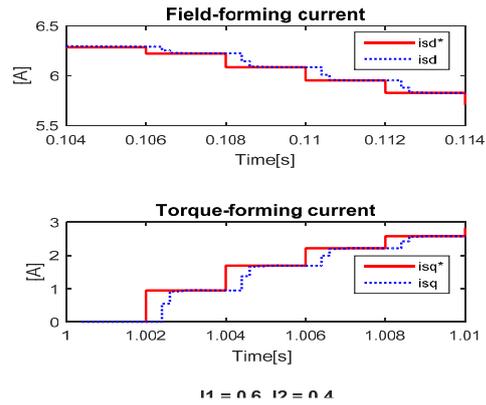
gọi là hệ hai hay nhiều khâu quán tính. Hệ thống này cần quan tâm đến độ cứng của trục động cơ, đó là nguyên nhân chính gây ra hiện tượng cộng hưởng cơ học, dẫn đến độ chính xác tốc độ, vị trí không cao [1], [2] và [3]. Hiện nay cùng với các giải pháp cơ học, điều khiển thì cấu trúc điều khiển hệ 2 khâu quán tính với khớp nối mềm truyền động KĐB, được nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp, tựa theo từ thông rotor được quan tâm nhiều, để khắc phục các sai lệch điều chỉnh. Bởi vì cấu trúc điều khiển đó mang đến cho người thiết kế tương đối thoải mái trong việc lựa chọn một luật điều khiển tuyến tính, phi tuyến để giải quyết bài toán bám cho từng mạch vòng điều khiển [5],[6],[7] và [8]. Để dễ dàng cho việc nghiên cứu và tính toán, thì người ta coi hệ truyền động như là ghép cứng tuyệt đối, có nghĩa quy đổi tất cả các đại lượng tốc độ, mômen, vận tốc, lực và mômen quán tính của mỗi cơ cấu của truyền động về trục động cơ, sao cho đảm bảo năng lượng của hệ trước và sau khi quy đổi không thay đổi [4]. Tuy nhiên trong thực tế ít xảy ra trường hợp lý tưởng mà việc ghép nối giữa động cơ và máy công tác qua hộp số, trục nối bằng thép như H.1 sẽ có các đặc điểm phi tuyến: đàn hồi (lò xo), khe hở, ma sát...



H.1 Ghép nối động cơ truyền động với máy công tác

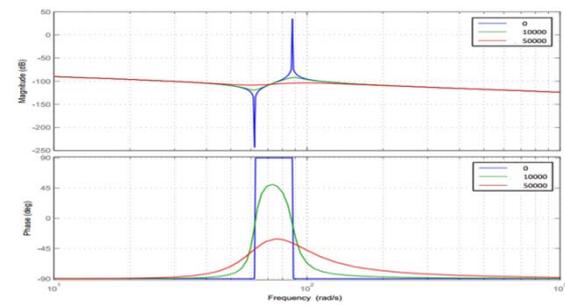
Với ghép nối truyền động này, mô hình trạng thái hệ truyền động không đồng bộ hệ hai khâu quán tính với khớp nối mềm có bậc 7 (mô hình ĐCKĐB-RLS bậc 4, mô hình hệ 2 khâu quán tính là bậc 3), dẫn đến việc xây dựng và cài đặt bộ điều khiển, biến tần phức tạp. Để giải quyết vấn đề này, thì trong cấu trúc điều khiển tựa theo từ thông rotor, ĐCKĐB-RLS được coi như nuôi bởi nghịch lưu nguồn dòng với điều kiện bộ điều khiển dòng stator thỏa mãn 3 tiêu chí “*nhanh, chính xác và không tương tác*”. Theo [9], [10] bộ điều khiển tuyến tính dead-beat đã được thiết kế thành công cho mạch vòng dòng stator của động cơ IM, lúc này dòng điện thực  $i_s$  bám với dòng điện  $i_s^*$  đặt sau số hữu hạn bước trích mẫu vòng trong (sau hai chu kỳ trích mẫu,  $n=3$ ) (H.2).

Vận dụng kết quả này, mô hình trạng thái hệ 2 khâu quán tính được giảm xuống còn là bậc 3 như công thức (4) khi động cơ vận hành ở dải tốc độ định mức và bậc 4 như công thức (6) khi IM hoạt động vùng suy giảm từ thông. Nhờ đó thiết kế điều khiển tốc độ hệ hai khâu quán tính với khớp nối mềm sẽ đơn giản và hiệu quả, đúng với yêu cầu công nghệ.

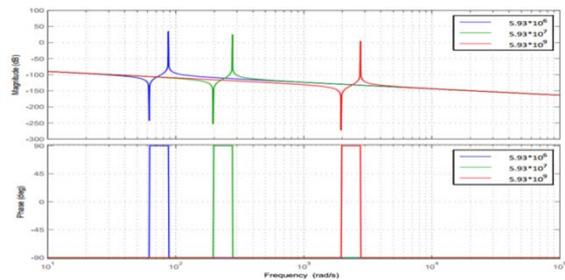


H.2 Đáp ứng dòng điện (hình ảnh phóng to)

Bên cạnh đó trong hệ 2 khâu quán tính với khớp nối mềm, do sự mềm dẻo hay đàn hồi của bộ phận nối, hoặc sự không cứng vững ở khớp nối giữa động cơ và máy công tác, cùng với sự khác nhau giữa tốc độ cứng như vị trí của động cơ IM và máy công tác, làm xuất hiện mômen xoắn trên các trục nối, hiện tượng dao động cưỡng bức trên các trục này xảy ra. Hiện tượng dao động này phụ thuộc vào hệ số cứng c và giảm chấn d của trục nối khá rõ, thể hiện qua H.3 và H.4.



H.3 Đồ thị đặc tính tần biên - pha khi hệ số giảm chấn d thay đổi



H.4 Đồ thị đặc tính tần biên - pha hệ số cứng trục quy về trục c thay đổi

Ở hình H.3 thấy rằng khi càng tăng hệ số giảm chấn (d) thì biên độ cộng hưởng càng giảm, khi hệ số  $d=0$  thì hiện tượng cộng hưởng xảy ra nghiêm trọng nhất. Hình H.4 thể hiện hệ số cứng trục nối (c) càng lớn thì tần số cộng hưởng càng lớn, dải tần số làm việc dưới cộng hưởng được mở rộng c càng lớn thì

trục khớp càng cứng, tốc độ thực máy công tác bám với tốc độ đặt tốt hơn. Vì vậy các hệ số này dẫn đến ảnh hưởng chất lượng của hệ truyền động, làm giảm hệ số ổn định, có tác dụng giảm hiệu suất hệ truyền động [11], [12]. Chính điều này nên rất cần đưa ra các giải pháp để giảm và dập tắt dao động cộng hưởng. Trong bài báo sẽ trình bày một giải pháp điều khiển mạch vòng ngoài của hệ động cơ ghép mềm với phụ tải, sử dụng phương pháp điều khiển phi tuyến backstepping (cuốn chiếu). Phương pháp điều khiển này có đặc điểm tìm ra bộ điều khiển dựa trên nguyên tắc tìm dẫn hàm điều khiển Lyapunov từ các mô hình con, để cuối cùng tìm ra được hàm điều chỉnh phân hồi trạng thái đảm bảo hệ thống ổn định toàn cục. Với cách thực hiện thiết kế này thì đối tượng phi tuyến được chuyển sang tuyến tính, vì vậy với ưu điểm bộ ĐK tuyến tính PI để điều chỉnh và mong muốn bộ điều khiển này sẽ mang lại kết quả khả quan trong điều khiển tốc độ hệ truyền động hệ hai khâu quán tính ghép nối mềm [13].

Trong bài báo này sẽ trình bày mô hình dòng lý tưởng, thiết kế bộ điều khiển backstepping cho mạch vòng ngoài tốc độ, từ thông, thiết lập quỹ đạo và kiểm nghiệm tính đúng đắn của lý thuyết qua kết quả mô phỏng. Kết quả minh chứng các đáp ứng động học của bộ điều khiển dòng điện stator, tốc độ, từ thông, mô-men, khi động cơ IM vận hành ở dải tốc độ định mức và đặc biệt vùng suy giảm từ thông. Đây là hướng nghiên cứu khác, hứa hẹn mang đến những đóng góp khoa học vào công trình nghiên cứu điều khiển tốc độ cho hệ nhiều khâu quán tính, nhiều vật.

### 2. Mô hình động cơ KĐB-RLS khi mạch vòng dòng $i_s$ lý tưởng

Mô hình trạng thái của ĐCKĐB-RLS được nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp trên hệ tọa độ tựa từ thông rotor [5], [6], [7] và [10]:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sd} + \omega_s i_{sq} \\ \quad + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}i_m + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)i_{sq} \\ \quad - \frac{1-\sigma}{\sigma}\omega i_m + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} \\ \frac{di_m}{dt} = -\frac{1}{T_r}i_m + \frac{1}{T_r}i_{sd} \\ \frac{d\omega}{dt} = ki_m i_{sq} - \frac{z_p}{J}m_L \end{cases} \quad (1)$$

Mô hình trạng thái động cơ IM là mô hình phi tuyến bậc 4, kích thước của vector biến trạng thái sẽ tỉ lệ với khối lượng tính toán cần thiết. Khối lượng tính toán nhiều và phức tạp trong cài đặt biến tần. Khi bộ điều khiển dòng lý tưởng thì mô hình trạng thái rút gọn của ĐCKĐB-RLS [5], [6], [7], [8], [9] và [10]:

$$\begin{cases} \frac{di_m}{dt} = -\frac{1}{T_r}i_m + \frac{1}{T_r}i_{sd} \\ \frac{d\omega}{dt} = ki_m i_{sq} - \frac{z_p}{J}m_L \end{cases} \quad (2)$$

$$i_m = \frac{\psi_{rd}}{L_m}; k = \frac{3z_p^2 L_m^2}{2L_r J}$$

Mô hình trạng thái mới (2) chỉ còn là bậc 2, minh họa hai quá trình từ hóa và tạo mô men quay ở dải tốc độ định mức. Trong đó các thành phần dòng ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) bám theo lượng đặt ( $i_{sd}^*, i_{sq}^*$ ), thành phần dòng  $i_{sd}$  thực sự trở thành biến điều khiển quá trình từ hóa, dòng  $i_{sq}$  thực sự trở thành biến điều khiển quá trình chuyển động.

### 3. Mô hình điện cơ hệ 2 khâu quán tính khớp nối mềm

Theo [14] ta có mô hình trạng thái của hệ hai khâu quán tính với ghép mềm ở vùng tốc độ định mức (3). Vùng này động cơ luôn được từ hóa với giá trị định mức, có nghĩa: từ thông rotor  $\psi_{rd}$  luôn được điều khiển ổn định tại giá trị định mức. Khi ấy mô men quay  $m_M$  tỷ lệ thuận trực tiếp với dòng  $i_{sq}$  và  $m_M$ , được coi là biến điều khiển đầu vào của hệ thống cơ hai khâu quán tính, vòng điều khiển vector dòng stator  $i_s$  được thay thế bởi khâu PT1.

$$\begin{cases} \ddot{\phi}_1 = -\frac{d}{J_1}\dot{\phi}_1 - \frac{c}{J_1}\Delta\phi + \frac{d}{J_1}\dot{\phi}_2 + \frac{1}{J_1}m_M \\ \Delta\dot{\phi} = \dot{\phi}_1 - \dot{\phi}_2 \\ \ddot{\phi}_2 = \frac{d}{J_2}\dot{\phi}_1 + \frac{c}{J_2}\Delta\phi - \frac{d}{J_2}\dot{\phi}_2 - \frac{1}{J_2}m_L \end{cases} \quad (3)$$

Mô hình trạng thái hệ hai khâu quán tính với khớp nối mềm (4) được viết lại như (5):

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \ddot{\phi}_1 \\ \Delta\dot{\phi} \\ \ddot{\phi}_2 \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{d}{J_1} & -\frac{c}{J_1} & \frac{d}{J_1} \\ 1 & 0 & -1 \\ \frac{d}{J_2} & \frac{c}{J_2} & -\frac{d}{J_2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\phi}_1 \\ \Delta\phi \\ \dot{\phi}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{J_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}} \underbrace{m_M}_u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}} \underbrace{m_L}_z$$

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{Ax}(t) + \mathbf{bu}(t) + \mathbf{vz}(t) \quad (4)$$

Với:  $u(t)$  là biến điều khiển;  $z(t)$  là biến nhiễu

Đặc biệt khi hệ động cơ IM được vận hành ở tốc độ ngoài dải định mức (vùng suy giảm từ thông). Lúc này từ thông  $\psi_{rd}$  không còn được coi là hằng số, mà được điều khiển thay đổi với động học của tốc độ quay phía trục động cơ  $\omega_1 = \dot{\varphi}_1$ . Dòng từ hóa quá trình từ hóa được mô tả bởi quan hệ sau:

$$i_m = -\frac{1}{T_r} i_m + \frac{i_{sd}^*}{T_r} \quad (5)$$

Theo [14] mô hình trạng thái đầy đủ của hệ thống điện - cơ khi ở vùng suy giảm từ thông:

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_m \\ \ddot{\varphi}_1 \\ \Delta\dot{\varphi} \\ \ddot{\varphi}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{d}{J_1} & -\frac{c}{J_1} & \frac{d}{J_1} \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & \frac{d}{J_2} & \frac{c}{J_2} & -\frac{d}{J_2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} i_m \\ \dot{\varphi}_1 \\ \Delta\varphi \\ \dot{\varphi}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{k_\omega i_m}{J_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}(\mathbf{x})} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{J_2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{v}} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}(t) + \mathbf{v}z(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (7)$$

Mô hình (7) có chứa thành phần  $\mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}(t)$  phản ánh đặc điểm phi tuyến dạng bilinear (tích giữa biến trạng thái  $i_m$  và biến vào  $i_{sq}$ ).

#### 4. Thiết kế bộ điều khiển backstepping cho mạch vòng ngoài hệ động cơ ghép mềm với phụ tải, khi động cơ làm việc ở vùng suy giảm từ thông

Động cơ KĐB-RLS thường vận hành ở dải tốc độ định mức, tuy nhiên ở những trường hợp đặc biệt yêu cầu tốc độ động cơ lớn hơn tốc độ định mức, lúc này từ thông phải giảm xuống để đảm bảo không bị quá điện nguồn. Chính vì thế bài báo sẽ trình bày tập trung nghiên cứu động cơ KĐB-RLS làm việc ở vùng suy giảm từ thông, do đó mô hình trạng thái hệ truyền động hai khâu quán tính với khớp nối mềm (9), được sử dụng để thiết kế các bộ điều khiển mạch vòng ngoài: từ thông và tốc độ.

##### 4.1 Thiết kế bộ điều khiển từ thông

Xuất phát từ phương trình (8) và vận dụng lý thuyết backstepping ta có ta có bộ điều khiển từ thông  $R_\psi$  như sau:

$$\text{Đặt: } z_1 = i_m - i_m^* \quad (i_m^* \text{ là giá trị đặt của từ thông})$$

$$\dot{z}_1 = \frac{di_m}{dt} - \frac{di_m^*}{dt} \quad (8)$$

$$\dot{z}_1 = -\frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{di_m^*}{dt} \quad (9)$$

Ta thấy (9) là một phương trình phi tuyến dạng  $dx/dt = f(x, u, t)$  với  $z_1$  là biến trạng thái;  $i_{sd}$  là tín hiệu đầu vào (hay tín hiệu điều khiển). Theo tiêu chuẩn ổn định Lyapunov, cần tồn tại hàm  $V(z_1)$  xác định dương để (11) ổn định tại gốc tọa độ  $z_1=0$ . Vậy:

Chọn hàm:

$$V(z_1) = \frac{1}{2} z_1^2 \geq 0 \quad (10)$$

Khi đó:

$$\dot{V}(z_1) = z_1 \dot{z}_1 = z_1 \left( -\frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{di_m^*}{dt} \right) \quad (11)$$

Để thỏa mãn theo tiêu chuẩn Lyapunov:

$$\dot{V}(z_1) = -c_1 z_1^2 \leq 0 \quad (c_1 \text{ là hằng số dương}) \quad (12)$$

Thay (12) vào (11) ta được:

$$i_{sd} = -c_1 T_r z_1 + i_m + T_r \frac{di_m^*}{dt} \quad (13)$$

Thay  $i_{sd}^* \approx i_{sd}$ ;  $i_{sq}^* \approx i_{sq}$  vào (13) ta thu được:

$$i_{sd}^* = -c_1 T_r z_1 + i_m + T_r \frac{di_m^*}{dt} \quad (14)$$

Nhận thấy:  $i_{sd}^*$  là tín hiệu điều khiển thực, đó là luật điều khiển vòng ĐK từ thông ĐCKĐB-RLS được xây dựng và biểu diễn bằng công thức (14).

##### 4.2 Thiết kế bộ điều khiển tốc độ

Theo [14], phương trình điều khiển tốc độ như sau:

$$\begin{cases} \ddot{\varphi}_1 = \frac{1}{J_1} k_\omega i_m i_{sq} - \frac{c}{J_1} \Delta\varphi - \frac{d}{J_1} \dot{\varphi}_1 + \frac{d}{J_1} \dot{\varphi}_2 \\ \ddot{\varphi}_2 = \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_1 + \frac{c}{J_2} \Delta\varphi - \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_2 - \frac{1}{J_2} m_L \end{cases} \quad (15)$$

Ta thấy hệ có dạng tam giác dưới như sau:

$$\begin{cases} \frac{d\dot{\varphi}_2}{dt} = f(\dot{\varphi}_2, \dot{\varphi}_1) \\ \frac{d\dot{\varphi}_1}{dt} = f([\dot{\varphi}_2, \dot{\varphi}_1], i_{sq}) \end{cases} \quad (16)$$

- Bước 1: Xét  $\dot{\varphi}_2$

Đặt:

$$z_2 = \dot{\varphi}_{2d} - \dot{\varphi}_2 \Rightarrow \dot{z}_2 = \dot{\varphi}_{2d} - \dot{\varphi}_2 \quad (17)$$

Chọn hàm Lyapunov:

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 \quad (18)$$

$$\Rightarrow \frac{dV_2}{dt} = z_2 \dot{z}_2 \quad (19)$$

Thay (15), (17) vào (19)

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= z_2 \left( \ddot{\varphi}_{2d} - \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_1 - \frac{c}{J_2} \Delta\varphi + \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_2 + \frac{1}{J_2} m_L \right) \\ &= -\frac{d}{J_2} z_2^2 \\ &+ z_2 \left( \ddot{\varphi}_{2d} - \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_1 - \frac{c}{J_2} \Delta\varphi + \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_{2d} + \frac{1}{J_2} m_L \right) \end{aligned} \quad (20)$$

Để thỏa mãn tiêu chuẩn Lyapunov cần có:

$$\begin{aligned} \left( \ddot{\varphi}_{2d} - \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_1 - \frac{c}{J_2} \Delta\varphi + \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_{2d} + \frac{1}{J_2} m_L \right) &= 0 \\ \Rightarrow \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_1 + \frac{c}{J_2} \varphi_1 &= \ddot{\varphi}_{2d} + \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_{2d} + \frac{1}{J_2} m_L + \frac{c}{J_2} \varphi_2 \\ \Rightarrow d \dot{\varphi}_1 + c \varphi_1 &= J_2 \ddot{\varphi}_{2d} + d \dot{\varphi}_{2d} + m_L + c \varphi_2 \end{aligned} \quad (21)$$

Từ đây ta có:

$$\dot{\varphi}_1 = \dot{\varphi}_{2d} + \frac{1}{d} m_L - \frac{c}{d} \Delta\varphi \quad (22)$$

Vì đạo hàm của giá trị đặt bằng không.

- Bước 2: Xét  $\dot{\varphi}_1$

Đặt:

$$z_1 = \dot{\varphi}_{1d} - \dot{\varphi}_1 \quad (23)$$

$$\Rightarrow \dot{z}_1 = \ddot{\varphi}_{1d} - \ddot{\varphi}_1 \quad (24)$$

Chọn hàm Lyapunov:

$$V_1 = \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_1^2 \quad (25)$$

$$\Rightarrow \dot{V}_1 = z_2 \dot{z}_2 + z_1 \dot{z}_1 \quad (26)$$

Thay (15), (24) vào (26)

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -\frac{d}{J_2} z_2^2 \\ &+ z_2 \left( \ddot{\varphi}_{2d} + \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_{1d} - \frac{c}{J_2} \Delta\varphi + \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_{2d} + \frac{1}{J_2} m_L \right) \\ &- \frac{d}{J_1} z_1^2 \\ &+ z_1 \left( \ddot{\varphi}_{1d} - \frac{1}{J_1} k_\omega i_m i_{sq} + \frac{c}{J_1} \Delta\varphi + \frac{d}{J_1} \dot{\varphi}_{1d} - \frac{d}{J_1} \dot{\varphi}_2 + \frac{d}{J_2} z_2 \right) \end{aligned} \quad (27)$$

Để  $\dot{V}_1$  thỏa mãn tiêu chuẩn Lyapunov cần có:

$$\begin{aligned} \ddot{\varphi}_{1d} - \frac{1}{J_1} k_\omega i_m i_{sq} + \frac{c}{J_1} \Delta\varphi + \frac{d}{J_1} \dot{\varphi}_{1d} - \frac{d}{J_1} \dot{\varphi}_2 + \frac{d}{J_2} z_2 &= 0 \\ \Rightarrow \ddot{\varphi}_{2d} + \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_{1d} - \frac{c}{J_2} \Delta\varphi + \frac{d}{J_2} \dot{\varphi}_{2d} + \frac{1}{J_2} m_L &= 0 \\ \Rightarrow i_{sq} &= \frac{J_1}{k_\omega i_m} \left( \frac{c}{J_1} \Delta\varphi + \frac{d}{J_1} \dot{\varphi}_{1d} - \frac{d}{J_1} \dot{\varphi}_2 + \frac{d}{J_2} z_2 \right) \end{aligned} \quad (28)$$

Bộ điều khiển tốc độ như:

$$i_{sq}^* = \frac{1}{k_\omega i_m} \left( c \Delta\varphi + d \dot{\varphi}_{1d} - d \dot{\varphi}_2 + \frac{d J_1}{J_2} z_2 \right) \quad (29)$$

Nhận xét:  $i_{sq}^*$  là tín hiệu điều khiển thực. Ở đây bài

báo coi  $m_w$  là giả thiết biết trước được. Vì vậy tìm được luật điều khiển vòng ĐK tốc độ quay ĐCKĐB-RLS, được xây dựng và biểu diễn bằng công thức (29).

### 4.3 Thiết lập quỹ đạo cho từ thông và tốc độ

Khi thiết kế bộ điều khiển thường để giá trị đặt là hằng số (quỹ đạo dạng bước nhảy) mà ở những khoảng thời gian đầu tiên, sai lệch sẽ lớn khiến cho bộ điều khiển đòi hỏi đầu vào lớn. Tuy nhiên, đáp ứng của cơ cấu chấp hành của ĐCKĐB là hữu hạn, nhiều khả năng sẽ không đáp ứng được yêu cầu của bộ điều khiển. Vì vậy phương pháp điều khiển theo nguyên lý backstepping sẽ “làm mềm” tín hiệu đặt bằng cách tín hiệu đặt sẽ biến đổi từ từ để cho khả năng đáp ứng của hệ thống được mềm mại và tốt nhất. Dạng quỹ đạo lựa chọn ở đây là khâu quán tính bậc hai, bởi vì trong các công thức biểu diễn luật điều khiển (14) và (29) cần sử dụng đến đạo hàm bậc nhất, nên dạng quỹ đạo  $i_m^*$  và  $\omega^*$  sẽ phải khả vi bậc nhất.

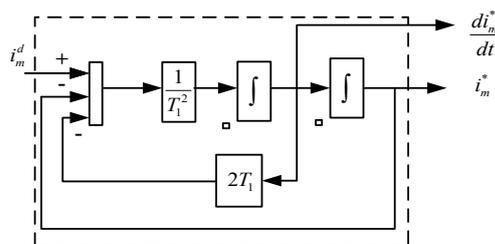
- Thiết kế quỹ đạo từ thông  $i_m^*$

$$\frac{i_m^*(s)}{i_m^d(s)} = \frac{1}{(1+T_1s)^2} = \frac{1}{1+2T_1s+T_1^2s^2} \quad (30)$$

Trong đó:  $T_1$  là hằng số thời gian quán tính  
Vậy trên miền thời gian:

$$\begin{aligned} T_1^2 \frac{d^2 i_m^*}{dt^2} + 2T_1 \frac{d i_m^*}{dt} + i_m^* &= i_m^d \\ \Rightarrow \frac{d^2 i_m^*}{dt^2} &= \frac{1}{T_1^2} \left( i_m^d - i_m^* - 2T_1 \frac{d i_m^*}{dt} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

Sơ đồ khâu thiết kế quỹ đạo từ thông như H. 5.



H. 5 Khâu thiết kế quỹ đạo  $i_m^*$

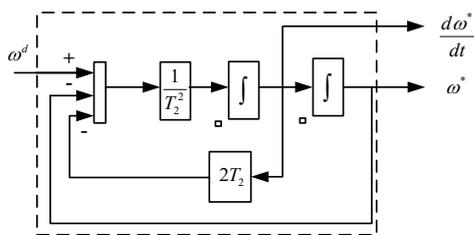
- Thiết kế quỹ đạo tốc độ  $\omega^*$

$$\frac{\omega^*(s)}{\omega^d(s)} = \frac{1}{(1+T_2s)^2} = \frac{1}{1+2T_2s+T_2^2s^2} \quad (32)$$

Trong đó:  $T_2$  là hằng số thời gian quán tính  
Vậy trên miền thời gian:

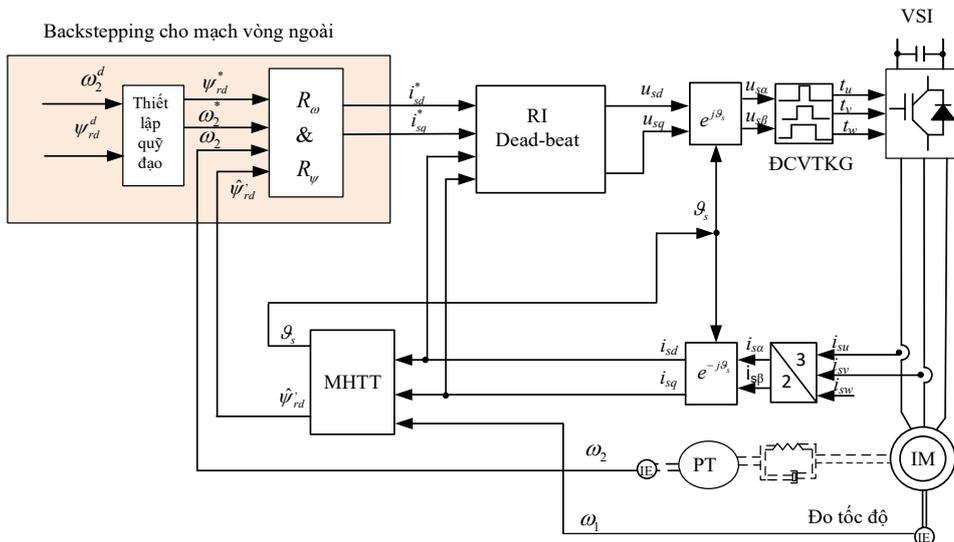
$$\begin{aligned} T_2^2 \frac{d^2 \omega^*}{dt^2} + 2T_2 \frac{d \omega^*}{dt} + \omega^* &= \omega^d \\ \Rightarrow \frac{d^2 \omega^*}{dt^2} &= \frac{1}{T_2^2} \left( \omega^d - \omega^* - 2T_2 \frac{d \omega^*}{dt} \right) \end{aligned} \quad (33)$$

Sơ đồ khâu thiết kế quỹ đạo tốc độ như H. 6.



H. 6 Khâu thiết kế quỹ đạo  $\omega^*$

Từ thiết kế bộ điều khiển từ thông, tốc độ và thiết lập quỹ đạo ở trên, thì cấu trúc điều khiển tựa theo từ thông rotor với vòng trong điều khiển dead-beat và vòng ngoài backstepping của hệ hai khâu quán tính với khớp nối mềm như hình **Error! Reference source not found.**



H. 7 Cấu trúc điều khiển FOC với vòng trong ĐK dead-beat và vòng ngoài ĐK backstepping của hệ hai khâu quán tính với khớp nối mềm

### 5. Kết quả mô phỏng

Xây dựng khảo sát trên Matlab-Simulink với bộ điều dòng là dead beat, vòng ngoài điều khiển Backstepping (H.7) với bảng thông số như B.1.

Với kịch bản mô phỏng như sau:

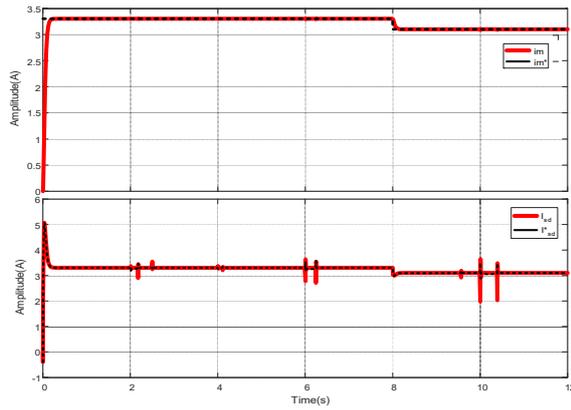
- Tại  $t = 0.1s$  khởi động tạo từ thông.
- Tại  $t = 2s$  tăng tốc đến giá trị định mức 2000 vòng/phút.
- Tại  $t=2.5s$  đóng tải định mức (đầy tải)
- Tại  $t=4s$  tăng tốc lên 2500 vòng/phút
- Tại  $t=6s$  thực hiện đảo chiều quay động cơ xuống đến -2000 vòng/ phút.
- Tại  $t=8s$  tăng tốc 3500 vòng/ phút.
- Tại  $t=10s$  thực hiện đảo chiều quay động cơ xuống đến -3500 vòng/ phút.

Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển từ thông cho chất lượng tốt khi giá trị thực bám sát giá trị đặt sau 0.1s, dòng điện giá trị thực  $i_{sd}$  đã bám rất sát giá trị đặt. Tại thời điểm  $t=8s$  đến  $t=12s$  có sự suy giảm từ thông nên dòng  $i_{sd}$  giảm xuống. Suy giảm từ thông nhằm đạt được tốc độ ngoài định mức mà không ảnh hưởng đến tới hạn của điện áp điều chế (H8).

### B. 1 Bảng thông số dùng trong các mô phỏng

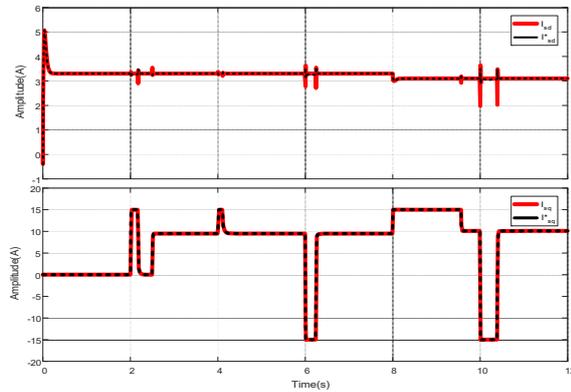
1. Thông số động cơ	Ký hiệu	Giá trị
Công suất định mức	$P_{nom}$	0.5 kW
Tốc độ định mức	$n_{nom}$	3000 vg/ph
Dòng điện định mức	$I_{nom}$	10.4 A <sub>RMS</sub>
Điện áp định mức	$U_{nom}$	220 V <sub>RMS</sub>
Số đôi cực	$Z_p$	1
Điện trở rotor	$R_r$	0.42 Ω
Điện trở stator	$R_s$	0.37 Ω
Điện cảm rotor	$L_r$	34.25 mH
Điện cảm stator	$L_s$	34.41 mH
Hỗ cảm	$L_m$	33.1 mH
Hệ số công suất	$\cos\phi$	0.9
Hệ số từ tản toàn phần	$\sigma$	0.0704
Mô-men quán tính IM	$J_1$	0.00641 kgm <sup>2</sup>
Mô-men quán tính tải	$J_2$	0.00523 kgm <sup>2</sup>
Hệ số cứng trục	$c$	27200Nm/rad
Hệ số giảm chấn	$d$	0.313Nm/rad/s
2. Thông số bộ điều khiển		
Tần số điều chế	$f_{pwm}$	5 kHz
Thời gian trích mẫu		
- Vòng trong	$T_s$	200 μs
- Vòng ngoài	$T_{sw}$	2 ms

$$c_1 = c_2 = 500; l_1 = l_2 = 0.5; T_1 = 0.025; T_2 = 0.3;$$



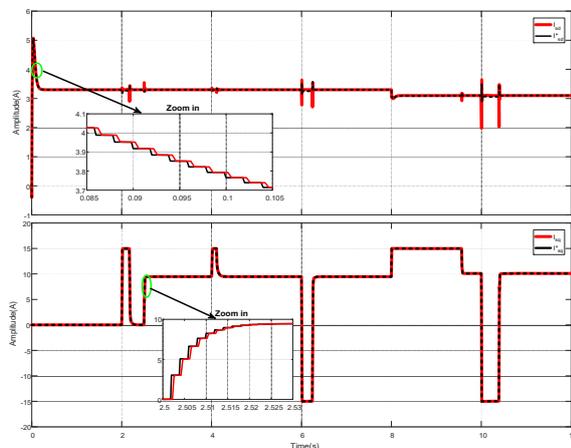
H. 8 Đáp ứng từ thông và dòng điện  $i_{sd}$

Bên cạnh đó cả thành phần dòng tạo từ thông và dòng sinh mômen đều bám chính xác theo quỹ đạo đặt ở tất cả các chế độ làm việc được khảo sát, tuy nhiên tại thời điểm quá độ thì dòng điện  $i_{sd}$  có sai lệch, nhưng rất nhỏ, điều đó chứng tỏ đảm bảo tách kênh đã thực hiện tốt. (H.9).



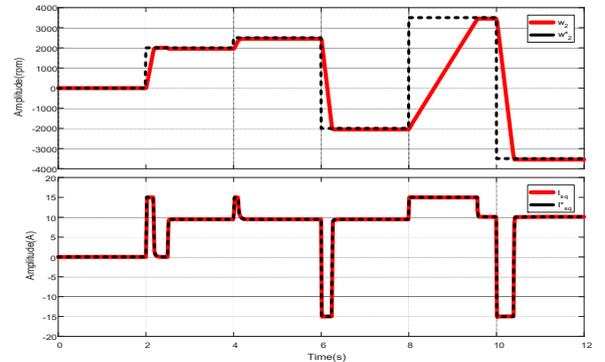
H. 9 Đáp ứng dòng điện dòng điện  $i_{sd}$  và  $i_{sq}$

Hình ảnh phóng to trong khoảng thời gian 0.01s (tức là 5 chu kỳ trích mẫu vòng ngoài H.9) sẽ thể hiện rõ hơn thời gian đáp ứng hữu hạn của vòng điều chỉnh dòng điện với bộ điều khiển dead-beat (sau 2 chu kỳ trích mẫu) H.10.



H. 10 Đáp ứng dòng điện (hình ảnh phóng to từ H.8)

Trên cơ sở điều chỉnh dòng điện stator phía trong đạt được các tiêu chí *nhANH, chính xác và không tương tác*, mô-men được áp đặt nhanh và tốc độ quay của động cơ tải cũng nhanh chóng được đưa đến giá trị đặt trong khoảng thời gian ngắn (0.15s đối với quá trình khởi động và 0.2s đối với quá trình đảo chiều) (H.11).



H. 11 Đáp ứng tốc độ động cơ tải  $\omega_2$  và dòng điện  $i_{sq}$

Khi động cơ khởi động ở  $t=2s$  sau 0.15s tốc độ đạt giá trị định đặt là 2000 vòng/phút, dòng  $i_{sq}$  tăng lên để cung cấp mômen, mục đích tăng tốc độ đến giá trị đặt, sau khi tốc độ đã đến giá trị đặt, tại thời điểm này hệ truyền động chạy không tải, dòng điện  $i_{sq}$  và mômen bằng không. Tại thời điểm  $t=2.5s$  đưa 100% tải vào, giá trị dòng  $i_{sq}$  tăng lên để tạo mômen cân bằng với mômen tải và  $i_{sq} = 10A$ . Tại thời điểm  $t=4s$  tăng tốc độ đặt lên 2500 vòng/phút, dòng  $i_{sq}$  tăng lên để tạo mômen cân bằng với sự tăng tốc độ, khi tốc độ đã ổn định dòng  $i_{sq}$  có giá trị 10A. Tại thời điểm  $t=6s$  thực hiện đảo chiều với tốc độ -2000 vòng/phút, có thể thấy giá trị thực của động cơ bám giá trị đặt sau một khoảng thời gian (0.2s). Giá trị dòng  $i_{sq}$  giảm xuống để mômen giảm cân bằng với với mômen tải và dòng  $i_{sq}$  trở lại giá trị 10A. Tại thời điểm  $t=8s$  tăng tốc độ lên 3500 vòng/phút và tại thời điểm 10s thực hiện đảo chiều với tốc độ -3500 vòng/phút (vùng suy giảm từ thông), thì đáp ứng tốc độ như tại thời điểm  $t=6s$ , tuy nhiên có hiện tượng dòng từ hóa (từ thông) giảm xuống để cân bằng sức điện động trong hệ thống với điện áp điều khiển cung cấp, để biến tần không bị quá hệ số điều chế.

## 6. Kết luận

Với cách tiếp cận mô hình dòng stator lý tưởng vào điều khiển tốc độ máy công tác đúng với yêu cầu, dẫn đến mô hình trạng thái giảm bậc, thiết kế bộ điều khiển tốc độ, từ thông giảm được khối lượng tính toán. Đồng thời bộ điều khiển vòng ngoài ứng dụng backstepping cho kết quả đáp ứng dòng điện, tốc độ và mô-men khả quan, đồng thời giảm dao động cộng hưởng của hệ hai khâu quán tính với khớp nối mềm ở toàn dải vận hành. Từ đó khẳng định khi mô-men đặt tại trục động cơ IM đảm bảo nhanh, chính xác thì việc thiết kế bộ điều khiển vòng ngoài đơn giản, dễ dàng sử dụng linh hoạt các phương điều khiển tuyến tính hay phi tuyến.

**Tài liệu tham khảo**

- [1] Shahgholian G, Faiz J, Shafaghi P (2013) *Modeling and Simulation of a Two-Mass Resonant System with Speed Controller*. Intern. Journal of Information and Electronics Engineering, vol. 3, no. 5
- [2] Nordin M, Gutman P-O (2002) *Controlling mechanical systems with backlash - A survey*. Automatica 38, pp. 1633-1649
- [3] Kim YS, Kim SB, Kim JS, Yoo CH, Kim HJ (1996) *Two degree of freedom speed control of induction motor having two mass resonant system*. IEEE/IECON, vol.2, pp. 1210-1215
- [4] Khánh BQ, Liễn NV (2009) *Cơ sở truyền động điện*. NXB Khoa học và Kỹ thuật
- [5] Quang NP, Dittrich JA (2015) *Vector control of three-phase AC machines - System development in the practice*. 2nd Edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg
- [6] Leonhard W (1996) *Control of Electrical Drives*. 2nd Edition, Springer-Verlag
- [7] Quang NP (2016) *Điều khiển vector truyền động điện xoay chiều ba pha*. NXB Bách khoa Hà Nội
- [8] Quang NP (2006) *Truyền động điện thông minh*. NXB Khoa học và Kỹ thuật
- [9] Hà VT, Trung TV, Quang NP (2018) *A new control design with dead-beat behavior for stator current vector*. SSRG Intern. Journal of Electrical and Electronics Engineering IJEEE, vol. 5, issue 4, pp. 1-5
- [10] Hà VT, Trung TV, Quang NP, Mi ĐHN (2016) *Một cách tiếp cận mới khi thiết kế điều khiển tuyến tính vector dòng stator có đáp ứng hữu hạn*. Chuyên san Điều khiển và Tự động hóa, số 16, 8/2016, tr. 50-56
- [11] Quốc ĐK (2009) *Sức bền vật liệu*. NXB Đại học Quốc gia TP HCM, pp. 212-223
- [12] Valenzuela MA (2005) *Evaluation of Torsional Oscillations*. Paper Machine Sections
- [13] Tuấn LA (2003) *Về triển vọng của phương pháp thiết kế phi tuyến backstepping trong điều khiển động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc*. Luận văn ThS, ĐH Bách khoa Hà Nội
- [14] Hà VT, Quang NP (2017) *Mô hình điện cơ giảm bậc và các vấn đề điều khiển hệ hai khâu quán tính truyền động không đồng bộ*. USB Tuyển tập Hội nghị - Triển lãm quốc tế lần thứ 4 về Điều khiển và Tự động hoá VCCA-2017 tại TP HCM, ISBN 978-604-73-5569-3