

# PHÂN TÍCH ĐIỀU KHIỂN LQR KẾT HỢP BỘ QUAN SÁT TRẠNG THÁI ESO VỚI ĐIỀU KHIỂN PHI TUYẾN CHO HỆ HAI VẬT

ANALYSIS OF LQR CONTROL COMBINATION WITH EXTENDED STATE OBSERVATION (ESO) WITH NON-LINEAR CONTROL FOR TWO-MASS SYSTEM

Vó Thanh Hà<sup>1,\*</sup>, Nguyễn Tùng Lâm<sup>2</sup>,  
Dương Anh Tuấn<sup>3</sup>

## TÓM TẮT

Bài báo trình bày thiết kế điều khiển phản hồi trạng thái toàn phương tuyến tính LQR (Linear quadratic regulator) cho bộ điều khiển tốc độ, kết hợp bộ quan sát tuyến tính mở rộng ESO các biến trạng thái như mô-men động cơ - phụ tải, tốc độ động cơ - tải để điều khiển tốc độ hệ hai vật. Hiệu quả của giải pháp điều khiển bài báo đề xuất sẽ được so sánh với bộ điều khiển phi tuyến tựa phẳng phù hợp với hệ hai vật. Các kết quả phân tích, đánh giá giữa các phương pháp điều khiển tốc độ cho hệ hai vật được thực hiện bằng mô phỏng Matlab/Simulink.

**Từ khóa:** Truyền động điện xoay chiều 3 pha, hệ hai vật, bộ điều khiển PI, bộ điều khiển PID, bộ điều khiển PID-P, tối ưu bình phương tuyến tính, LQR, bộ quan sát mở rộng, ESO, điều khiển tựa phẳng, điều khiển cuốn chiếu.

## ABSTRACT

The paper presents the control design of linear quadratic regulator (LQR) for speed controller of two mass system. This controller is combined with an extended state observer (ESO) for estimating the system variables (torque and speed at motor and load sides) of two-mass systems. The effectiveness of the control systems is compared with the flatness based control, which is suitable for this system. The results of analysis and evaluation between the speed control methods for the two-mass system were performed by Matlab simulation software.

**Keywords:** Three-phase AC drive, two-mass system, PI control, PID control, PID-P control linear-quadratic regulator, LQR, extended state observation, ESO, flatness-based control, backstepping

<sup>1</sup>Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Giao thông vận tải

<sup>2</sup>Viện Điện, Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

<sup>3</sup>Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Hà Nội

\*Email: vothanha.ktd@utc.edu.vn

Ngày nhận bài: 15/3/2021

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 23/4/2021

Ngày chấp nhận đăng: 25/6/2021

## 1. GIỚI THIỆU

Độ cứng hữu hạn của trục nối giữa động cơ và phụ tải sẽ quyết định đến hiệu suất của hệ hai vật 0. Yếu tố này được hình thành khi không đảm bảo độ cứng theo yêu cầu của bộ phận trục nối, khớp nối giữa động cơ và tải. Do vậy dẫn đến sự khác nhau giữa tốc độ, vị trí của tải và động cơ, làm xuất hiện mô-men xoắn, hiện tượng dao động cưỡng bức

trên trục nối. Khi tần số dao động cưỡng bức bằng tần số dao động riêng sẽ xuất hiện dao động cộng hưởng tại tần số cao và thấp. Trong đó dao động cộng hưởng tần số cao tại 500Hz đến 1200Hz và từ 200Hz đến 400Hz đối với tần số thấp [1, 2]. Vì vậy, các giải pháp cơ học cũng như các phương pháp điều khiển để giải quyết bài toán giảm và dập tắt dao động cộng hưởng tại trục nối đã và đang được các nhà khoa học quan tâm. Trong đó giải pháp vận dụng các phương pháp điều khiển tuyến tính, phi tuyến khác nhau đã góp phần quan trọng để giảm dao động cộng hưởng ở trục nối giữa động cơ với phụ tải [3]. Theo tài liệu [4, 5] đã trình bày bộ điều khiển tốc độ PI cho hệ hai vật. Bộ điều khiển PI này được thiết kế theo phương pháp tối ưu đối xứng với phản hồi trạng thái tốc độ, do vậy không phát huy được trong quá trình dập dao động cộng hưởng tại trục nối, bởi vì bộ điều khiển PI chỉ làm việc tại một điểm cân bằng, nên khi có tác động các yếu tố phi tuyến như nhiều tải, tham số hệ truyền động thay đổi hay không chính xác... thì bộ điều khiển PI đưa ra các đáp ứng tốc độ, mô-men với thời gian xác lập chậm và không bám với giá trị đặt. Để cải thiện bộ điều khiển tốc độ PI này, theo tài liệu 0 người thiết kế đưa thêm biến trạng thái hệ số cứng trục, giảm chấn, mô-men tải. Các tín hiệu phản hồi này cho phép thiết lập giá trị đặt mong muốn, tuy nhiên không thể đạt được giá trị tự do của tần số cộng hưởng, vì vậy giải pháp này chưa triệt tiêu được dao động cộng hưởng triệt để. Theo nghiên cứu khác tại tài liệu [7] thêm tín hiệu phản hồi mô-men trục nối đưa về bộ điều khiển tốc độ thông qua bộ ước lượng mô-men. Giải pháp này đã góp phần giảm được dao động cộng hưởng tại trục nối giữa động cơ và phụ tải. Bên cạnh đó, trong tài liệu [8], bộ điều khiển PID có ưu điểm thiết kế đơn giản, nhanh chóng đưa ra bộ tham số điều chỉnh  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  (khuếch đại, tích phân và vi phân) phù hợp nhưng dao động cộng hưởng chưa triệt tiêu hoàn toàn. Chính vì vậy để hạn chế nhược điểm của bộ điều khiển PID, trong bài báo [8] đã đưa ra thiết kế bộ điều khiển tốc độ cải tiến như PID-P. Bộ điều khiển PID-P có ưu điểm hơn bộ điều khiển PID về đáp ứng động học quá điều chỉnh tốc độ, thời gian xác lập nhanh, sai lệch tĩnh nhỏ. Tuy nhiên bộ điều khiển PID-P chưa hoàn toàn dập được dao động cộng hưởng. Ngoài ra, trong tài liệu [9] đưa ra giải pháp là

sử dụng bộ lọc thông thấp, thông cao, để lọc tần số gây nên dao động cộng hưởng, nhưng đáp ứng động học của hệ thống bị ảnh hưởng nhiều (nhiều, đập mạch lớn). Đối với tài liệu [10] giải pháp điều khiển là sử dụng bộ điều khiển tỷ lệ cộng hưởng. Phương pháp điều khiển này có khả năng giảm được dao động cộng hưởng tốt hơn khi tỷ lệ giữa tần số cộng hưởng với tần số chống cộng hưởng có giá trị lớn, nhưng yêu cầu các thông số hệ thống thu nhập về bộ điều khiển phải chính xác.

Bên cạnh đó, trong công nghiệp đã ứng dụng phương pháp điều khiển tốc độ tuyến tính LQ (linear quadratic) kết hợp với bộ lọc Kalman [11] và điều khiển phản hồi đầu ra bền vững [12] cho hệ hai vật. Trong tài liệu [11, 12] chỉ ra các cấu trúc điều khiển cho phép nhận dạng các thông số hệ thống không thay đổi. Tuy nhiên trong thực tế các thông số của hệ thống này thay đổi theo thời gian làm việc, do vậy thường làm giảm hiệu suất và tăng dao động cộng hưởng tại trục nối động cơ với phụ tải. Đồng thời bộ điều khiển thích nghi PI-neuron-mờ cho hệ hai vật đã đưa ra đáp ứng tốc độ tải bám sát với tốc độ đặt và giảm được dao động cộng hưởng. Nhưng đối với trường hợp các thông số hệ hai vật thay đổi hay tính toán không chính xác với thực tiễn, thì điều khiển thích tham số với các giá trị đặt tốc độ khác nhau sẽ không tối ưu và lúc này bộ điều khiển tốc độ PI-neuron-mờ cần phải thực hiện tính toán nhiều hơn [17]. Nhưng ngày nay với sự phát triển vi xử lý, phần cứng... thì vấn đề này không còn đáng lo ngại.

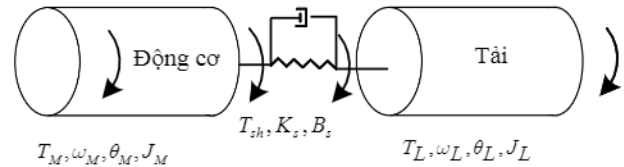
Hơn nữa với sự phát triển khoa học kỹ thuật phần cứng, các phương pháp điều khiển phi tuyến như tựa phẳng, cuốn chiếu... đã phát huy được ưu điểm điều khiển tốc độ cho hệ thống truyền động phi tuyến này. Chẳng hạn như điều khiển tựa phẳng với đặc điểm nhờ vào việc lựa chọn được một đầu ra có tính phẳng, thường là đầu ra mong muốn, đưa trực tiếp các tín hiệu đầu ra này về làm giá trị đặt đầu vào, dẫn tới một cấu trúc điều khiển mà giá trị cần điều khiển của hệ lại là đầu vào điều khiển. Nhờ hạ bậc mô hình các biểu thức vi phân tương đối đơn giản, nên khâu đặt quỹ đạo tốc độ và từ thông chỉ cần có dạng quán tính bậc hai với hằng số thời gian được chọn dễ dàng từ các điều kiện biên của dòng điện [13]. Tiếp theo, áp dụng phương pháp điều khiển cuốn chiếu (backstepping), thiết kế điều khiển đảm bảo sai lệch giữa giá trị đặt và giá trị thực theo tiêu chuẩn Lyapunov, hệ kín ổn định toàn cục theo tiêu chuẩn Lyapunov, tuy nhiên phương pháp điều khiển này nhạy với nhiễu của hệ thống [14].

Qua đó cho thấy rằng, hiện tại có rất nhiều phương pháp điều khiển tuyến tính và phi tuyến để giảm dao động cộng hưởng cho hệ hai vật, trong đó phương pháp điều khiển tựa phẳng đã giải quyết được vấn đề đập dao động cộng hưởng tại trục nối động cơ với phụ tải với kết quả khả quan hơn điều khiển cuốn chiếu, PI trong toàn dải vận hành của hệ truyền động này [15]. Chính vì vậy trong bài báo này sẽ trình bày các nghiên cứu, thiết kế và phân tích giải pháp điều khiển tốc độ sử dụng bộ điều khiển phản hồi trạng thái toàn phương tuyến tính LQR (Linear quadratic regulator), kết hợp bộ quan sát tuyến tính (tốc độ, mô-men động cơ, mô-men

phụ tải) với phương pháp điều khiển phi tuyến điển hình là nguyên lý tựa phẳng cho hệ hai vật. Các kết quả nghiên cứu, phân tích và đánh giá này sẽ góp phần hoàn thiện các giải pháp về điều khiển cho hệ thống hai vật.

**2. MÔ HÌNH HỆ HAI VẬT**

Mô hình hệ hai vật được xây dựng có dạng cấu trúc như hình 1 [16].



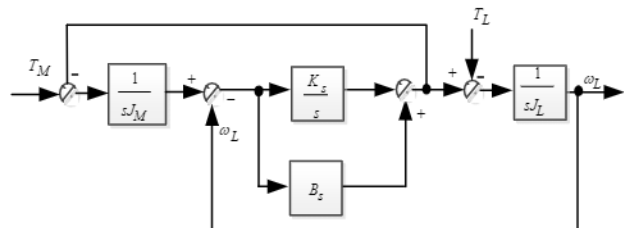
Hình 1. Cấu trúc của hệ hai vật

Mô hình toán học hệ hai vật như sau:

$$\begin{cases} T_{sh} = \frac{K_s}{s} (\omega_M(s) - \omega_L(s)) \\ \omega_M(s) = \frac{1}{J_M s} (T_M - T_{sh}) \\ \omega_L(s) = \frac{1}{J_L s} (-T_L + T_{sh}) \end{cases} \quad (1)$$

Mô hình toán học (1) có các biến trạng thái là  $\omega_M, \omega_L$ , biến đầu vào là mô-men động cơ  $T_M$ . Biến điều khiển là tốc độ tải  $\omega_L$  và mô-men tải  $T_L$ .

Từ mô hình toán (1) thì cấu trúc mô hình toán hệ hai vật như hình 2.



Hình 2. Cấu trúc của hệ hai vật

Mô hình toán học hệ hai vật (1) sẽ đưa về dạng mô hình trạng thái như công thức (2).

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 T_L + B_2 T_M \\ y = Cx \end{cases} \quad (2)$$

Trong đó các tham số được xác định như sau:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_M} & 0 \\ K_s & 0 & -K_s \\ 0 & \frac{1}{J_L} & 0 \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} \end{bmatrix}^T; B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{J_M} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T;$$

$$x = [\omega_M \quad T_{sh} \quad \omega_L]^T; C = [0 \quad 0 \quad 1]$$

**3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ LQR VÀ BỘ QUAN SÁT ESO**

**3.1. Bộ điều khiển LQR**

Theo tài liệu [18], bộ điều khiển phản hồi trạng thái LQR là xây dựng thuật toán tìm bộ điều khiển K tối ưu cho phần

hồi âm trạng thái, đầu tiên là xác định ma trận P đối xứng dương là nghiệm của phương trình Riccati (3):

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \tag{3}$$

Trong đó, A, B, Q, R là các ma trận.

Tiếp theo xác định bộ điều khiển K từ ma trận P theo công thức (4).

$$K = R^{-1}B^T P \tag{4}$$

Vi vậy, bộ điều khiển LQR cho hệ hai vật được thiết kế như sau:

Đối với hệ thống một biến, nếu tốc độ đặt động cơ  $\omega^*$  và mô-men tải  $T_L$  có giá trị trạng thái tĩnh không đổi thì thành phần điều khiển tích phân có thể đem lại tính ổn định cho hệ thống với sai lệch tĩnh bằng 0 ( $\omega_M^* \rightarrow \omega_M$  khi  $t \rightarrow \infty$ ).

Bên cạnh đó dựa trên mô hình trạng thái hệ hai vật (2) vậy mô hình trạng thái hệ hai vật được viết lại như (5):

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 T_L + B_2 u \\ \dot{v} = \omega_M - \omega^* = Cx - \omega^* \end{cases} \tag{5}$$

Với vector điều khiển  $u = T_M$ . Vậy mô hình trạng thái (5) được viết lại dạng ma trận như sau:

$$\begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_2 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_L \\ \omega_M^* \end{bmatrix} = 0 \tag{6}$$

Khi  $T_L$  và  $\omega_m^*$  là hằng số, ở trạng thái tĩnh  $\dot{x} = \dot{v} = 0$  và  $x_s, v_s, u_s$  phải thỏa mãn phương trình (6). Vậy ta có mô hình trạng thái viết dưới dạng ma trận như sau:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x - x_s \\ v - v_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_2 \\ 0 \end{bmatrix} (u - u_s) \tag{7}$$

Trong đó đặt:

$$z = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{v} \end{bmatrix}; z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x - x_s \\ v - v_s \end{bmatrix}; q = u - u_s$$

Vậy mô hình trạng thái viết dưới dạng ma trận (7) được viết thành lại:

$$\dot{z} = \bar{A}z + \bar{B}q \tag{8}$$

Với:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{J_M} & 0 & 0 \\ K_s & 0 & -K_s & 0 \\ 0 & \frac{1}{J_L} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \bar{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{J_M} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Qua công thức (8) cho thấy kết quả thiết kế là bằng việc xác định sai lệch của trạng thái tĩnh biến trạng thái và biến điều khiển. Vi vậy vấn đề thiết kế sẽ được đưa về dạng bài toán phản hồi trạng thái tối ưu LQR.

Từ công thức (8) thì hàm chất lượng J và đầu vào điều khiển q được viết như công thức (9):

$$\begin{cases} J = \int_0^{\infty} (z^T Qz + q^T Rq) dt \\ q = -K_q z \end{cases} \tag{9}$$

Trong đó:

$$\begin{cases} K_q = [K_1 \quad K_2] \\ q = -K_1 z_1 - K_2 z_2 \\ u - u_s = -K_1(x - x_s) - K_2(v - v_s) \end{cases}$$

Vậy luật điều khiển tối ưu là:

$$u = -K_1 x - K_2 v = -[k_1 k_2 k_3] [\omega_M T_{sh} \omega_L]^T - K_1 \int_0^t (\omega_M - \omega_M^*) dt \tag{10}$$

Ma trận Q và R là ma trận có dạng như (11) để thỏa mãn hệ truyền động động cơ không đồng bộ ghép mềm với phụ tải như sau:

$$Q = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \delta \end{bmatrix}; R = \gamma \tag{11}$$

Hàm chất lượng J được xác định như công thức (12) như sau:

$$J = \int_0^{\infty} \{ (\omega_M - \omega_M^*)^2 + \beta(\omega_L - \omega_M^*)^2 + \delta(v - v_s)^2 + \gamma(u - u_s)^2 \} dt \tag{12}$$

Trong đó:

$\alpha, \beta$  là trọng số cho yêu cầu bám theo lệch;  $\delta$  là trọng số cho sai lệch tĩnh;  $\gamma$  là trọng số cho đầu vào điều khiển.

Trong đó, các trọng số  $\alpha, \beta, \delta, \gamma$  có thể được lựa chọn bằng phương pháp thử theo đặc tính thiết kế mong muốn thông qua phương pháp mô phỏng. Bởi vì mômen tải  $T_L$  có dạng bậc thang, dẫn đến hệ truyền động dễ thay đổi đột ngột, thậm chí sẽ gây hiện tượng dao động xoắn dẫn đến hệ thống mất ổn định. Vi vậy cần đưa thêm hệ số phản hồi  $k_d$  cho mômen tải sẽ cải thiện đặc tính hệ thống.

Từ ma trận  $\bar{A}, \bar{B}$  thay  $A = \bar{A}, B = \bar{B}$ , giữ nguyên Q bằng cách giải phương trình Riccati trong matlab ta được ma trận P và thay vào phương trình (4) sẽ tìm được K.

### 3.2. Thiết kế bộ quan sát trạng thái mở rộng ESO

Theo tài liệu [19, 20] thì bộ quan sát trạng thái với mô hình như (13):

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \tag{13}$$

Trong đó: A, B là ma trận của biến trạng thái và điều khiển, L là ma trận độ lợi quan sát cần được lựa chọn phù hợp; C là ma trận đầu ra;  $\hat{x}, \hat{y}$  là ước lượng biến trạng thái x và đầu ra y;  $(y - \hat{y})$  là sai số quan sát thể hiện sự khác nhau giữa ngõ ra đo được thực tế y(t) và ngõ ra  $\hat{y} = C\hat{x}$ ; Thành phần thêm vào  $L(y - \hat{y})$  cung cấp một sự điều chỉnh chủ động ngay khi sai số của sự quan sát là khác 0.

Vi vậy bộ quan sát trạng thái được thiết kế sao cho sai số ước lượng  $e(t) \rightarrow 0$  khi  $t \rightarrow \infty$ , bằng cách tính toán ma trận L sao cho sai số ước lượng  $e(t)$  ổn định tiệm cận khi tất cả các nghiệm của phương trình đạo hàm sai số  $\dot{e}$  nằm bên trái mặt phẳng phức. Sai số ước lượng  $e(t)$  đóng vai trò là đáp ứng của bộ quan sát.

Bộ quan sát có hai tín hiệu vào là  $u, y$  và một tín hiệu ra là  $\hat{x}$ . Mục đích của bộ quan sát là tạo ra ước lượng  $\hat{x}$  sao cho  $\hat{x}(t) \rightarrow x(t)$  khi  $t \rightarrow \infty$ . Nhớ rằng ta chưa biết trạng thái đầu  $x(0)$ . Do vậy, ta phải cung cấp ước lượng đầu cho bộ quan sát. Sai số ước lượng của bộ quan sát được định nghĩa:

$$\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t) \tag{14}$$

Bộ quan sát được thiết kế sao cho  $\tilde{x}(t) \rightarrow 0$  khi  $t \rightarrow \infty$ . Nếu hệ quan sát được thì ta luôn tìm được ma trận L sao cho sai số ước lượng  $\tilde{x}(t)$  ổn định tiệm cận. Sai số ước lượng  $\tilde{x}(t)$  đóng vai trò là đáp ứng của bộ quan sát.

Đạo hàm sai số ước lượng (14) có kết quả như sau:

$$\dot{\tilde{x}} = A(x - \hat{x}) - LC(x - \hat{x}) = (A - LC)\tilde{x} \tag{15}$$

Để tìm được ma trận khuếch đại quan sát L sao cho tất cả các nghiệm của phương trình  $|sI - (A - LC)| = 0$  nằm bên trái mặt phẳng phức.

Có thể chứng minh được rằng  $\tilde{x}(t) \rightarrow 0$  khi  $t \rightarrow \infty$  với mọi ước lượng sai số  $\tilde{x}(0)$  ban đầu nếu tất cả các nghiệm đặc trưng của phương trình:  $|sI - (A - LC)| = 0$  nằm bên trái mặt phẳng phức. Như vậy, mục tiêu thiết kế bộ quan sát là tìm ma trận khuếch đại quan sát L sao cho tất cả các nghiệm của phương trình  $|sI - (A - LC)| = 0$  nằm bên trái mặt phẳng phức. Vì vậy, luôn tìm được ma trận L nếu hệ quan sát được.

Đối với hệ hai vật để ước lượng biến trạng thái và nhiễu tải thì cần sử dụng ma trận chuyển đổi T như công thức (16):

$$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J_M & 0 \\ 1 & 0 & J_M / K_s \end{bmatrix} \tag{16}$$

Đặt  $x^* = T^{-1}x$ . Vậy phương trình không gian trạng thái được viết lại như công thức (17).

$$\begin{cases} \dot{x}_1^* = x_2^* + T_M / J_M \\ \dot{x}_2^* = x_3^* \\ \dot{x}_3^* = x_4^* - K_s T_M / J_M^2 \\ \dot{x}_4^* = h \\ y = x_1^* \end{cases} \tag{17}$$

Trong đó:  $x_1^*, x_2^*, x_3^*$  các biến trạng thái và thành phần nhiễu  $x_4^* = (-\frac{K_s}{J_M} / \frac{J_M}{J_L} - \frac{K_s}{J_L})x_2^* - \frac{K_s}{J_M} \frac{T_M}{J_L}$ ,  $h$  là trạng thái chưa

biết, có thể được ước lượng bằng bộ quan sát trạng thái mở rộng.

Khi đó, các giá trị của các trạng thái hệ thống sẽ được tính toán lại là  $x = T_x^*$  và giá trị mô men tải sẽ được tính theo (18).

$$\hat{T}_L = [-x_4^* + (-\frac{K_s}{J_M} - \frac{K_s}{J_L})x_2^*] \frac{J_M J_L}{K_s} \tag{18}$$

Vi vậy mô hình quan sát được đưa về dạng công thức (19):

$$\begin{cases} \dot{x}^* = A^* x^* + B^* u + E h \\ y = C^* x^* \end{cases} \tag{19}$$

Trong đó:

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, B^* = \begin{bmatrix} 1/J_M \\ 0 \\ -K_s/J_M^2 \\ 0 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C^* = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

#### 4. MÔ PHỎNG VÀ PHÂN TÍCH KẾT QUẢ

Kết quả mô phỏng được thực hiện theo thông số hệ truyền động động cơ không đồng bộ ghép mềm với phụ tải như bảng 1.

Bảng 1. Thông số dùng trong các mô phỏng

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Tốc độ định mức	$\omega$	285rad/s
Hệ số nhớt IM	$B_M$	0,0022Nm/rad/s
Hệ số nhớt tải	$B_L$	0,051Nm/rad/s
Mô-men quán tính IM	$J_M$	0,00641kgm <sup>2</sup>
Mô-men quán tính tải	$J_L$	0,00523kgm <sup>2</sup>
Hệ số cứng trục	$K_s$	0,28Nm/rad
Hệ số giảm chấn	$B_s$	0,015Nm/rad/s

Với kịch bản mô phỏng và nội dung đánh giá như sau:

Tại  $t = 0,1s$  tăng tốc đến giá trị định mức 10rad/s với giá thiết quá trình từ hóa đã hoàn thành.

Tại  $t = 1s$  đóng tải định mức (đẩy tải TL= 15Nm).

##### 4.1. Đánh giá kết quả bộ điều khiển tốc độ LQR

Giả thiết quá trình từ hóa đã hoàn thành, các biến trạng thái tốc độ động cơ, tải, mô-men tải, mô-men trục nổi chính xác, bộ điều khiển LQR được xác định như Q và R:

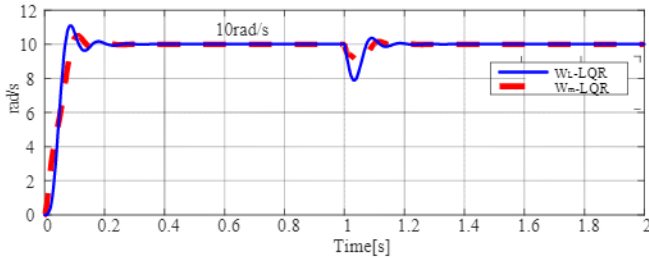
$$Q = \begin{bmatrix} 1000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^3 \end{bmatrix}; R = 1$$

Kết quả ma trận phản hồi trạng thái tính toán như K:

$$K = [k_1 \ k_2 \ k_3 \ k_4] = [0,2 \cdot 10^6 \ 0 \ 0,01 \cdot 10^6 \ 5 \cdot 10^6]$$

Kết quả mô phỏng đáp ứng tốc độ động cơ và tốc độ tải của bộ điều khiển được thể hiện qua hình 3. Từ kết quả mô phỏng hình 3 nhận thấy đáp ứng tốc độ động cơ và tải của

bộ điều khiển LQR đã dập tắt dao động cộng hưởng, tuy nhiên vẫn còn dao động nhỏ với độ quá điều chỉnh 10%, tại thời điểm khởi động và 20% tại thời điểm đóng tải định mức và thời gian xác lập là 0,25s trong cả hai trường hợp khởi động và đóng tải định mức vào hệ thống.



Hình 3. Đáp ứng tốc độ động cơ và phụ tải bộ điều khiển LQR

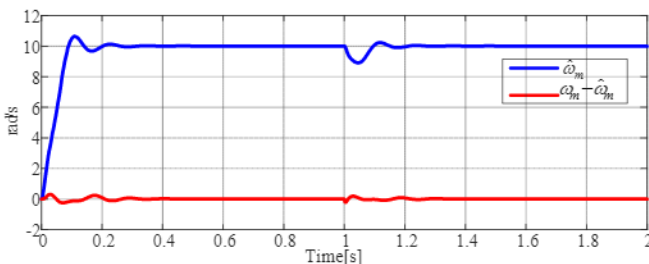
**4.2. Đánh giá kết quả bộ quan sát trạng thái mở rộng ESO**

Thông số mô phỏng và kịch bản mô phỏng, bộ điều khiển tốc độ LQR như phần 4.1. Các tham số của bộ quan sát trạng thái mở rộng ESO thu được như sau:

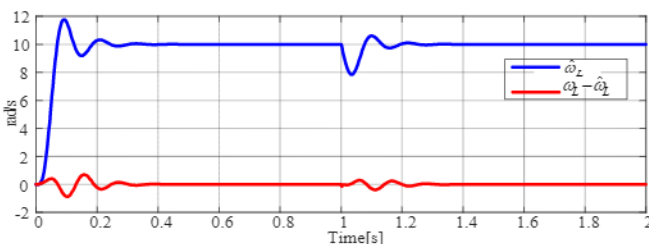
$$w_0 = 1000; \beta_1 = 4w_0 = 4.10^3; \beta_2 = 6w_0^2 = 6.10^6;$$

$$\beta_3 = 4w_0^3 = 4.10^9; \beta_4 = w_0^4 = 10^{12}.$$

Kết quả mô phỏng đáp ứng ước lượng tốc độ động cơ và sai số giữa tốc độ thực với giá trị ước lượng tốc độ động cơ tại hình 4 và đáp ứng ước lượng tốc độ tải và sai số giữa tốc độ thực với giá trị ước lượng tốc độ qua hình 5.



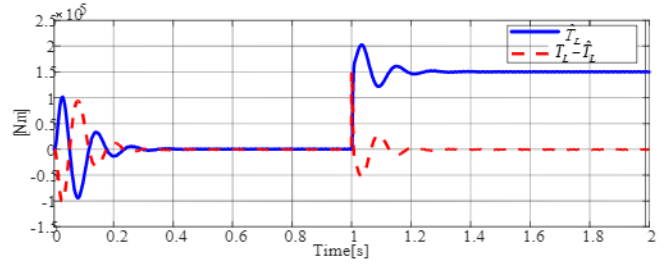
Hình 4. Đáp ứng tốc độ động cơ ω<sub>m</sub> và sai số tốc độ ω<sub>m</sub> - ω<sub>m</sub>



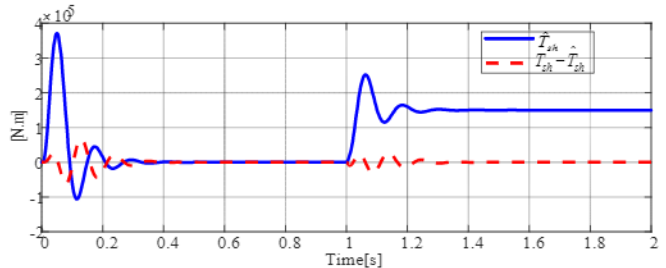
Hình 5. Đáp ứng tốc độ động cơ ω<sub>l</sub> và sai số tốc độ ω<sub>l</sub> - ω<sub>l</sub>

Từ kết quả mô phỏng hình 4 và 5 cho thấy rằng đáp ứng ước lượng tốc độ động cơ và tải có đáp ứng tốt. Tại thời điểm ban đầu đáp ứng sai lệch đáp ứng ước lượng tốc độ động cơ và tải đều có sự sai lệch của tốc độ động cơ và tốc độ thực, tuy nhiên sự sai lệch nhanh chóng giảm dần về 0 sau 0,3s. Điều này chứng tỏ rằng giá trị ước lượng đã bám sát với giá trị đo trực tiếp. Khi đóng tải định mức tại t = 1s giá trị ước lượng vẫn tồn tại dao động nhỏ 2% và nhanh chóng bám sát giá trị thực (0,25s). Bên cạnh đó bài báo đưa

ra kết quả mô phỏng đáp ứng sai số mô-men tải, mô-men trục nối thực với giá trị ước lượng được thể hiện qua hình 6 và 7.



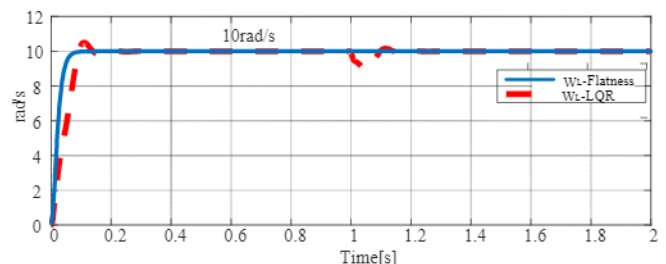
Hình 6. Đáp ứng tốc mô-men tải T<sub>l</sub> và sai số mô-men T<sub>l</sub> - T<sub>l</sub>



Hình 7. Đáp ứng tốc mô-men trục nối T<sub>sh</sub> và sai số mô-men trục nối T<sub>sh</sub> - T<sub>sh</sub>

Từ kết quả mô phỏng hình 6 và 7 nhận thấy rằng tại thời điểm ban đầu (tại t = 0s) đáp ứng ước lượng mô-men tải và mô-men trục nối xuất hiện dao động tương đối lớn (40%), tuy nhiên các đáp ứng ước lượng mô-men này sau 0,3s nhanh chóng bám sát với giá trị thực, bên cạnh đó đáp ứng sai lệch ước lượng mô-men cũng cho thấy giá trị sai lệch nhanh chóng giảm về 0 sau 0,3s. Với trường hợp đóng tải định mức tại t = 1s, kết quả giá trị mô-men ước lượng tương tự như đáp ứng ước lượng mô-men tải và mô-men xoắn, tuy có sự dao động nhưng là giá trị nhỏ và nhanh chóng bám sát giá trị thực. Qua đó nhận thấy rằng bộ quan sát biến trạng thái này cho kết quả đáng tin cậy, thực hiện thiết kế nhanh, đơn giản.

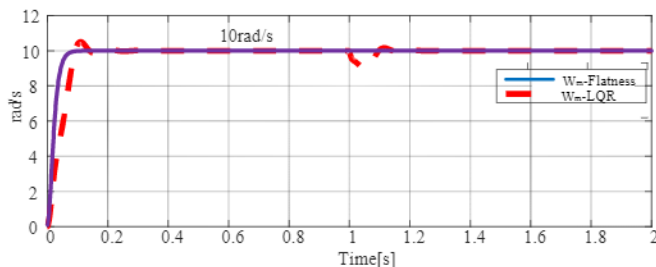
**4.3. Đánh giá kết quả bộ điều khiển LQR kết hợp ESO với tựa phẳng**



Hình 8. Đáp ứng tốc độ động cơ theo tựa phẳng và LQR&ESO

Kết quả mô phỏng của hai phương pháp điều khiển được thực hiện theo kịch bản mô phỏng và thông số hệ truyền động như phần 4.1 và kết quả so sánh đáp ứng tốc độ động cơ - tải theo phương pháp điều khiển LQR kết hợp với bộ quan sát ESO với tựa phẳng được thể hiện qua hình 8 và 9. Qua hình 8 và 9 nhận thấy đáp ứng tốc độ động cơ - tải của bộ điều khiển LQR&ESO vẫn tồn tại quá điều chỉnh

tốc độ nhỏ 10%, thời gian xác lập chậm 0,2s tại thời điểm khởi động và đưa tải định mức vào hệ thống so với bộ điều khiển tựa phẳng (không có độ quá điều chỉnh, thời gian xác lập 0,1s), tuy nhiên thiết kế bộ điều khiển tốc độ theo nguyên lý tựa phẳng phức tạp và nhiều điều kiện ràng buộc hơn theo phương pháp điều khiển LQR.



Hình 9. Đáp ứng tốc độ tải theo tựa phẳng và LQR&ESO

## 5. KẾT LUẬN

Bộ điều khiển LQR kết hợp bộ quan sát ESO là một giải pháp điều khiển hệ hai vật đã mang lại hiệu quả nhất định về khắc phục hiện tượng dao động của khớp mềm và tăng độ bền vững, giảm sự công kênh của hệ thống và chi phí thiết bị đo lường mà vẫn đảm bảo thông số quan sát chính xác và việc thực hiện thiết kế bộ điều khiển dễ dàng hơn so với điều khiển tựa phẳng. Tuy nhiên kết quả đáp ứng tốc độ vẫn còn độ quá điều chỉnh, thời gian xác lập chậm hơn so với phương pháp tựa phẳng. Đây là một công trình nghiên cứu khoa học đã góp phần thêm vào việc hoàn thiện các nghiên cứu điều khiển tốc độ hệ hai vật trong lý thuyết.

## LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi đề tài cấp trường Đại học Giao thông vận tải, mã số: T2021-DT-010.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Arellano-Padilla, G. M. Asher, M. Sumner, 2006. *Control of a dynamometer for dynamic emulation of mechanical loads with stiff and flexible shafts*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 4, pp.1250–1260.
- [2]. Do Kien Quoc, 2009. *Suc ben vat lieu*. Vietnam National University Ho Chi Minh City Press.
- [3]. Mohd Yakub, Abdul Qadir, B.A. Aminudin, 2012. *Comparative Study on Control Method for Two-Mass Systems*. International Journal on advanced Science Engineering Information Technology, Vol. 2, No. 3 ISSN: 2088-5334.
- [4]. G. Zhang, J. Furusho, 2000. *Speed control of two-inertia system byPI/PID control*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 3, pp. 603–609.
- [5]. Ghazanfer Shahgholian, Jawad Faiz, Pegah Shafaghi, 2009. *Analysis and Simulation of Speed Control for Two-Mass Resonant System*. Second International Conference on Computer and Electrical Engineering.
- [6]. K. Szabat, T. Orłowska-Kowalska, 2007. *Vibration suppression in two-mass drive system using PI speed controller and additional feedbacks - Comparative study*. IEEE Trans.Ind. Electron., vol. 54, no. 2, pp. 1193–1206.
- [7]. M. A. Valenzuela, J. M. Bentley, R. D. Lorenz, 2005. *Evaluation of torsional oscillations in paper machine sections*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 2, pp. 493–501.

[8]. G. Zhang, J. Furusho, 2000. *Speed control of two-inertia system byPI/PID control*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, no. 3, pp. 603–609.

[9]. Hori, H. Sawada, Y. Chun, 1999. *Slow resonance ratio control for vibration suppression and disturbance rejection intorsional system*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, no. 1, pp. 162–168.

[10]. R. Dhaouadi, K. Kubo, 1999. *A nonlinear control method for good dynamic performance elastic drives*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, no. 4, pp. 868–870

[11]. K. Michels, F. Klawonn, R. Kruse, A. Nürnberger, 2006. *Fuzzy Control-Fundamentals, Stability and Design of Fuzzy Controllers*. New York: Springer.

[12]. R. Peter, I. Schoeling, B. Orlik, 2003. *Robust output-feedback H1 control with a nonlinear observer for a two-mass system*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 3, pp. 637–645

[13]. Dannehl J., Fuchs FW., 2006. *Flatness-based control of an induction machine fed via voltage source inverter - concept, control design and performance analysis*. IECON 2006 - 32nd annual conference on IEEE industrial electronics, pp. 5125-5130.

[14]. Le Anh Tuan, Nguyen Phung Quang, 2004. *Perspective of using the backstepping method to design the nonlinear controller for squirrel-cage induction motor, implementing steps*. Automation Today, Vol. 1+2 (41-42), 43-49.

[15]. Vo Thanh Ha, Nguyen Tung Lam, Vo Thu Ha, 2021. *Hardware-in-the-loop based comparative analysis of speed controllers using nonlinear control for two-mass system using induction motor drive fed by voltage source inverter with ideal control performance of stator current*. Bulletin of Electrical Engineering and Informatics, Vol.10 N02, page: 569-579.

[16]. Satish Choudhary, Santosh Kumar Sharma, Vivek Shrivastava, 2016. *Modelling of Speed Controller for Industrial Applications: A Two Mass Drive System*. 978-1-4673-8962-4/16/\$31.00 @2016 IEEE.

[17]. T. Orłowska-Kowalska, K. Szabat, 2007. *Control of the drive system with stiff and elastic couplings using adaptive neuro-fuzzy approach*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 228–240.

[18]. Nguyen Doan Phuoc, 2009. *Ly thuyet dieu khien tuyen tinh*. Science and Technics Publishing House, Hanoi.

[19]. Weiwen Wang, Zhiqiang Gao, 2003. *A Comparison Study of Advanced State Observer Design Techniques*. American Control Conference.

[20]. D. Schröder, 2000. *Intelligent Observer and Control Design for Nonlinear Systems*, Springer, ISBN 978-3-662-04117-8.

## AUTHORS INFORMATION

Vo Thanh Ha<sup>1</sup>, Nguyen Tung Lam<sup>2</sup>, Duong Anh Tuan<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Faculty of Electrical and Electronic, University Transport and Communications

<sup>2</sup>School of Electrical Engineering, Hanoi University of Science and Technology

<sup>3</sup>Faculty of Electrical Engineering, Hanoi University of Industry