

CẢI THIỆN KHẢ NĂNG BẮM CHO BỘ ĐIỀU KHIỂN MRAC CỦA HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN TỐC ĐỘ BĂNG TẢI

Phạm Thế Duy*, Phạm Việt Hùng#

*Khoa Kỹ Thuật Điện Tử 2, Học Viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông

#Phòng kỹ thuật vật tư, tổng công ty Tân cảng Sài Gòn

Tóm tắt: Bài báo đề xuất phương pháp cải thiện khả năng bám cho bộ điều khiển MRAC, của một hệ thống điều khiển tốc độ băng tải theo các bước sau: Trước tiên, hiệu chỉnh mô hình tham chiếu của bộ điều khiển MRAC chuẩn, để giảm tần số dao động cao tác động lên tín hiệu điều khiển ngõ vào, khi tăng hệ số thích nghi. Thứ hai, thêm tham số hiệu chỉnh vào luật điều khiển, giảm ảnh hưởng của nhiễu có biên độ giới hạn, để bộ điều khiển bền vững. Thứ ba, thêm vec tơ sai lệch phụ vào sai lệch hệ thống để giảm dao động của ngõ ra, khi ngõ vào bão hòa. Sau cùng, tiến hành các thực nghiệm để so sánh kiểm chứng hiệu quả và khả năng bám tốc độ của bộ điều khiển mới.

Từ khóa: Điều khiển thích nghi mô hình chuẩn, điều khiển bền vững, mô hình hóa băng tải, ngõ vào bão hòa, điều khiển tốc độ, điều khiển băng tải.

I. MỞ ĐẦU

Trong các nhà máy công nghiệp các hệ thống băng tải được sử dụng khá phổ biến để vận chuyển nguyên vật liệu và sản phẩm. Trong một số hệ thống băng tải, việc điều khiển tốc độ băng tải là rất quan trọng, ví dụ như hệ thống cân định lượng băng tải động, khi vật liệu rót xuống băng tải nhiều cần giảm tốc độ, và ngược lại khi vật liệu trên băng tải ít cần tăng tốc độ băng tải lên, để định lượng vật liệu trên đơn vị thời gian là không đổi. Một ví dụ khác, trong các hệ thống cân kiểm tra băng tải, khi trọng lượng sản phẩm trên băng tải không đúng, tốc độ băng tải sẽ được giảm đi để hệ thống phân loại hoạt động đầy sản phẩm ra ngoài, hoặc hệ thống băng tải phân loại sản phẩm trong hình 1 bao gồm ba hoặc nhiều băng tải cần điều khiển tốc độ theo mô hình hình thang [1]. Để thực hiện việc điều khiển vận tốc trong hệ thống băng tải, thì trước tiên cần phải mô hình hóa hệ thống. Tuy nhiên, một số thông số trong mô hình hóa của hệ thống, là không thể đo được chẳng hạn như: hệ số ma sát, hệ số co giãn của băng tải, lực căng ...

Bộ điều khiển thích nghi, với ưu điểm cực kỳ quan trọng là có khả năng điều khiển các hệ thống, mà không cần biết chính xác một số thông số [2, 3]. Trong lĩnh vực điều khiển thích nghi, thì điều khiển thích nghi dựa theo mô hình tham chiếu (MRAC), là một trong những hướng nghiên cứu phổ biến [4–6]. Mặc dù bộ điều khiển MRAC có thể bám tốt theo tín hiệu tham chiếu ở ngõ vào, nhưng trong thời gian quá độ thì khả năng bám của nó kém, vì trong thời gian này bộ điều khiển phải ước lượng các thông số không xác định. Tốc độ ước lượng được định nghĩa là tốc độ thích nghi. Nếu tăng tốc độ thích nghi, thì khả năng bám trong thời gian quá độ được cải thiện, tuy nhiên điều này lại tạo ra thành phần tần số cao trong tín hiệu điều khiển, ảnh hưởng đến độ ổn định của hệ thống [7].

Trong các hệ thống kỹ thuật, vấn đề ngõ vào điều khiển bị bão hòa thường xuyên gặp phải, và nó được xem như là một trong những nguyên nhân dẫn đến chất lượng điều khiển bị giảm, thậm chí dẫn đến mất ổn định [8, 9]. Vì vậy, vấn đề bão hòa ở ngõ vào của tín hiệu điều khiển, cũng cần được xem xét trong quá trình thiết kế bộ điều khiển.

Ngoài ra các thông số ước lượng trong luật điều khiển, sẽ bị trôi dần dần nếu có ảnh hưởng của nhiễu có biên độ giới hạn. Một số kỹ thuật [10] được sử dụng để giải quyết vấn đề này, như là e-modification, σ -modification hay toán tử hình chiếu (projection operator).

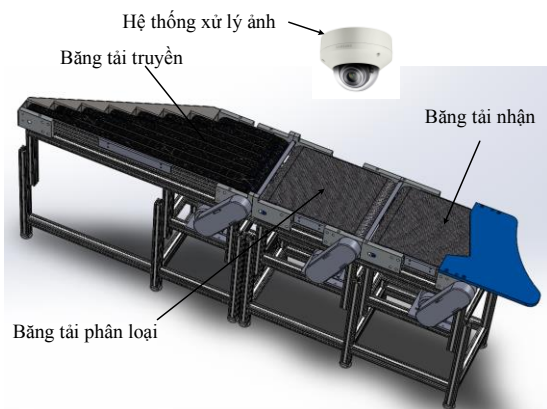
Trong bài báo này, đề xuất sử dụng một bộ điều khiển thích nghi có mô hình tham chiếu được hiệu chỉnh, bằng cách thêm sai lệch hệ thống vào mô hình tham chiếu chuẩn [11] (được gọi là Modified-Model Reference Adaptive Controller: M-MRAC), nhằm mục đích loại bỏ các dao động tần số cao trong tín hiệu điều khiển ngõ vào, đồng thời cũng giảm bớt ảnh hưởng của nhiễu có biên độ giới hạn. Hiện tượng bão hòa ở ngõ vào điều khiển, được bù trừ bởi vec tơ sai lệch phụ [12], được thêm vào trong sai lệch hệ thống. Bài báo cũng đưa ra các kết quả thực nghiệm, để so sánh về hiệu quả và khả năng bám tốc độ của bộ điều

khẩn được đề nghị. Các thực nghiệm được chạy trên hệ thống ba băng tải thực, trong phòng thí nghiệm thuộc khoa Kỹ Thuật Thiết Kế Cơ Khí, đại học quốc gia Pukyong, Busan- Hàn quốc. Phòng thí nghiệm ứng dụng điện - điện tử, khoa Kỹ Thuật Điện Tử 2, học viện Công Nghệ Bưu Chính Viễn Thông. Và ứng dụng cho hệ thống cân băng tải tự động nhà máy xi măng Hiệp Phước, công ty SCC-Việt nam.

II. MÔ HÌNH HỆ THỐNG

Để mô hình hóa, xét một hệ thống bao gồm ba băng tải sử dụng cho việc phân loại sản phẩm như trong hình 1. Sản phẩm được đưa tới băng tải nhận (băng tải 1), băng tải này sẽ thay đổi tốc độ liên tục để chuyển sản phẩm tới băng tải phân loại (băng tải 2). Tại băng tải này các sản phẩm sẽ được phân loại theo xử lý hình ảnh sử dụng camera, hoặc theo cân nặng (trong các hệ thống cân phân loại). Tốc độ băng tải phân loại cũng có thể được điều chỉnh để đáp ứng với hệ thống loại bỏ sản phẩm. Các sản phẩm đạt tiêu chuẩn, không bị loại bỏ sẽ được chuyển tới băng tải truyền (băng tải 3).

Mỗi băng tải bao gồm hệ thống cơ khí và hệ thống điện. Mô hình hóa đơn giản của hệ thống cơ khí của băng tải thứ i được trình bày trong hình 2 ($i = 1, 2, 3$).



Hình 1. Các băng tải trong hệ thống phân loại sản phẩm

Trong hình 2, các bộ tham số (J_{i1}, J_{i2}) , $(\omega_{i1}, \omega_{i2})$, (f_{i1}, f_{i2}) và (D_{i1}, D_{i2}) lần lượt tương ứng là các moment quán tính các vận tốc góc các hệ số ma sát và các đường kính, của trục truyền động và trục căng băng tải.

Đề kéo băng tải, hệ thống sử dụng hệ truyền động điện bao gồm động cơ xoay chiều kéo trực truyền động. Động cơ này được điều khiển tốc độ bằng biến tần. Tốc độ đặt cho hệ thống được cung cấp tới biến tần bằng mức điện áp DC, để điều khiển động cơ xoay chiều tạo ra moment xoắn (torque) đủ đề kéo băng tải. Moment xoắn của băng tải thứ i được cho như sau:

$$\tau_i = J_i \dot{\omega}_{i1} + f_i \omega_{i1} + \tau_{di}(t) \quad (1)$$

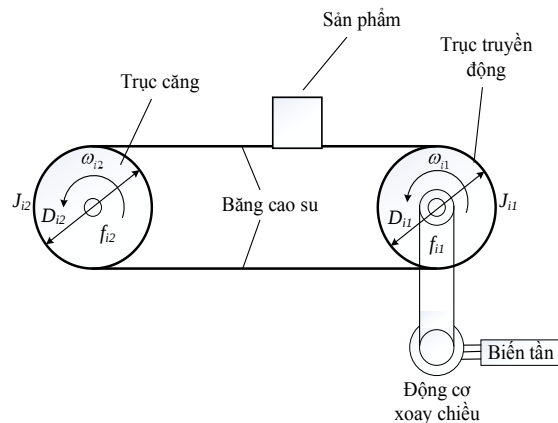
trong đó $J_i = J_{i1} + J_{i2}$, $f_i = f_{i1} + f_{i2}$, $\tau_{if}(t)$ là moment xoắn do nhiều bên ngoài tạo ra (chẳng hạn như khối lượng của sản phẩm được đặt lên băng tải), và τ_i là moment xoắn cần thiết mà động cơ xoay chiều phải tạo ra, để kéo hệ thống cơ khí của băng tải thứ i . Nó được xác định như sau:

$$\tau_i = k_i u_i^* \quad (2)$$

trong đó k_i là độ lợi của biến tần, u_i^* là điện áp DC ở ngõ vào của biến tần thứ i để tạo ra moment xoắn mong muốn τ_i . u_i^* là ngõ vào điều khiển bị bão hòa được định nghĩa như sau:

$$u_i^* = \text{sat}(u_i) = \begin{cases} u_{i\min} & \text{for } u_i < u_{i\min} \\ u_i & \text{for } u_{i\min} \leq u_i \leq u_{i\max} \\ u_{i\max} & \text{for } u_i > u_{i\max} \end{cases} \quad (3)$$

trong đó u_i là ngõ vào điều khiển của bộ điều khiển được đề nghị đối với băng tải thứ i , u_{imin} , u_{imax} là biên độ giới hạn của ngõ vào điều khiển thứ i .



Hình 2. Mô hình hóa đơn giản của băng tải thứ i

Dựa vào các phương trình (1)~(3), mô hình động (dynamics) của hệ thống băng tải có thể biểu diễn bằng phương trình trạng thái sau:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{B}(\mathbf{u}^* - \mathbf{d}(t)) \quad (4)$$

trong đó $\mathbf{x} = [\omega_1 \ \omega_2 \ \omega_3]^T$ là véc tơ vận tốc góc ngõ ra của hệ thống bằng tải đo bằng cảm biến xung (encoder), ω_i là vận tốc của băng tải thứ i trong hệ thống băng tải. $\mathbf{u}^* = [u_1^* \ u_2^* \ u_3^*]^T$ là một véc tơ ngõ vào bão hòa, $\mathbf{d} = [d_1 \ d_2 \ d_3]^T$ là một véc tơ nhiễu có biên độ giới hạn, với $d_i = \frac{\tau_{di}(t)}{k_i}$, và các ma trận chứa các thông

số chưa xác định được $\mathbf{A}, \mathbf{B} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ được cho như sau:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & 0 \\ 0 & a_{22} & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 \\ 0 & 0 & b_{33} \end{bmatrix}$$

với $a_{ii} = -\frac{f_i}{J_i}$ và $b_{ii} = \frac{k_i}{J_i}$.

III. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN M-MRAC

Mục tiêu của bài báo này là tạo ra một bộ điều khiển M-MRAC sao cho với các ngõ vào $u(t) = [u_1 u_2 u_3]^T$, thì véc tơ vận tốc góc ngõ ra của hệ thống bằng tải, luôn bám theo véc tơ vận tốc góc ngõ ra của một mô hình tham chiếu, được diễn tả bằng phương trình.

$$\dot{\mathbf{x}}_m = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{B}_m \mathbf{r} + \dot{\mathbf{r}} + \lambda \mathbf{e} \quad (5)$$

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_m \quad (6)$$

trong đó $\mathbf{x}_m = [\omega_{m1} \ \omega_{m2} \ \omega_{m3}]^T$ là véc tơ vận tốc góc ngõ ra của mô hình tham chiếu, $\lambda > 0$ là độ lợi hồi tiếp của sai lệch hệ thống, $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ r_3]^T$ là véc tơ vận tốc góc của ngõ vào tham chiếu, $\mathbf{e}$ là một véc tơ sai lệch hệ thống và $\mathbf{A}_m, \mathbf{B}_m \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ được cho như sau:

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} a_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & a_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & a_{m3} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} b_{m1} & 0 & 0 \\ 0 & b_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & b_{m3} \end{bmatrix}$$

với a_{mi}, b_{mi} là các thông số của mô hình tham chiếu và được chọn để thỏa các giả định dưới đây

A. Giả định 1:

Nếu $\mathbf{A}_m \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ là ma trận Hurwitz, và $\mathbf{B}_m \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ là ma trận đã biết và có hạng là lớn nhất (full rank), thì tồn tại ma trận $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ và ma trận đường chéo $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ để cho thỏa các phương trình dưới đây:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \mathbf{A}_m - \mathbf{BK} \\ \mathbf{B} = \mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda} \end{cases} \quad (7)$$

B. Giả định 2:

Tồn tại ma trận dương đối xứng $\mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0$ là nghiệm của phương trình Lyapunov dưới đây:

$$\mathbf{A}_m^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_m = -\mathbf{Q}_m \quad (8)$$

Thay phương trình (7) vào phương trình (4) và cộng trừ các đại lượng $\mathbf{B}_m \mathbf{r}$, $\dot{\mathbf{r}}$ ta được

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{r} + \dot{\mathbf{r}} + \mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda} (\mathbf{u}^* - \mathbf{u}_r) \quad (9)$$

$$\mathbf{u}_r = \mathbf{K} \mathbf{x} + \mathbf{\Phi} \mathbf{r} + \mathbf{\Omega} \dot{\mathbf{r}} + \mathbf{d}(t) \quad (10)$$

trong đó $\mathbf{\Phi} = \mathbf{\Lambda}^{-1}$, $\mathbf{\Omega} = (\mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda})^{-1}$ và $\mathbf{u}_r$ là véc tơ ngõ vào điều khiển lý tưởng của hệ thống.

Đạo hàm bậc nhất theo thời gian của $\mathbf{e}$ được cho như sau:

$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A}_m - \lambda \mathbf{I}) \mathbf{e} + \mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda} (\mathbf{u}^* - \mathbf{u}_r) \quad (11)$$

Nếu $\mathbf{u}^* = \mathbf{u}_r$ thì $\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A}_m - \lambda \mathbf{I}) \mathbf{e}$. Bởi vì $\mathbf{A}_m$ và $(\mathbf{A}_m - \lambda \mathbf{I})$ là các ma trận Hurwitz nên có thể kết luận rằng $\mathbf{e} \rightarrow 0$ khi $t \rightarrow \infty$. Điều này được hiểu rằng, hệ thống được mô tả bởi phương trình (4) có thể bám theo mô hình tham chiếu được mô tả bởi phương trình (5). Tuy nhiên trên thực tế ngõ vào điều khiển lý tưởng $\mathbf{u}_r$ không thể thực hiện được, do các ma trận $\mathbf{K}$, $\mathbf{\Phi}$, $\mathbf{\Omega}$ và véc tơ $\mathbf{d}(t)$ là không biết. Do đó véc tơ ngõ vào điều khiển $\mathbf{u}$ được xem như là véc tơ ước lượng của ngõ vào điều khiển lý tưởng $\mathbf{u}_r$ được cho như sau:

$$\mathbf{u} = \hat{\mathbf{K}} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{\Phi}} \mathbf{r} + \hat{\mathbf{\Omega}} \dot{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{d}}(t) \quad (12)$$

trong đó $\hat{\mathbf{K}}, \hat{\mathbf{\Phi}}, \hat{\mathbf{\Omega}}$ là các ma trận ước lượng của các ma trận $\mathbf{K}, \mathbf{\Phi}, \mathbf{\Omega}$, và $\hat{\mathbf{d}} \in \mathbb{R}^3$ là véc tơ ước lượng của véc tơ $\mathbf{d}$ lấy giá trị trung bình của véc tơ $\mathbf{d}(t)$ trong phương trình (4).

Sai lệch giữa véc tơ ngõ vào điều khiển, và véc tơ ngõ vào bị bão hòa được định nghĩa như sau:

$$\Delta \mathbf{u} = \mathbf{u} - \mathbf{u}^* \quad (13)$$

Từ các phương trình (5), (6), (9) (12) và (13), đạo hàm bậc nhất theo thời gian của $\mathbf{e}$ được cho như sau:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} = & (\mathbf{A}_m - \lambda \mathbf{I}) \mathbf{e} + \mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda} (\hat{\mathbf{K}} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{\Phi}} \mathbf{r} + \hat{\mathbf{\Omega}} \dot{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{d}}) \\ & + \mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda} (\bar{\mathbf{d}} - \mathbf{d} - \Delta \mathbf{u}), \end{aligned} \quad (14)$$

trong đó $\hat{\mathbf{K}} = \hat{\mathbf{K}} - \mathbf{K}$, $\hat{\mathbf{\Phi}} = \hat{\mathbf{\Phi}} - \mathbf{\Phi}$, $\hat{\mathbf{\Omega}} = \hat{\mathbf{\Omega}} - \mathbf{\Omega}$ và $\bar{\mathbf{d}} = \hat{\mathbf{d}} - \mathbf{d}$.

Để loại bỏ ảnh hưởng của hiện tượng bão hòa ở ngõ vào điều khiển, một sai lệch phụ được định nghĩa như sau

$$\dot{\mathbf{e}}_\Delta = (\mathbf{A}_m - \lambda \mathbf{I}) \mathbf{e}_\Delta - \hat{\mathbf{K}}_\Delta \Delta \mathbf{u} \quad (15)$$

với $\hat{\mathbf{K}}_\Delta \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ là ma trận tham số thích nghi, và $(\mathbf{A}_m - \lambda \mathbf{I})$ là ma trận Hurwitz.

Do đó một véc tơ sai lệch mới được định nghĩa như sau:

$$\mathbf{e}_u = \mathbf{e} - \mathbf{e}_\Delta \quad (16)$$

Từ các phương trình (14)~(16), đạo hàm bậc nhất theo thời gian của $\mathbf{e}_u$ được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}}_u = & (\mathbf{A}_m - \lambda \mathbf{I}) \mathbf{e}_u + \mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda} (\hat{\mathbf{K}} \mathbf{x} + \hat{\mathbf{\Phi}} \mathbf{r} + \hat{\mathbf{\Omega}} \dot{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{d}}) \\ & + \hat{\mathbf{K}}_\Delta \Delta \mathbf{u} + \mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda} (\bar{\mathbf{d}} - \mathbf{d}), \end{aligned} \quad (17)$$

trong đó $\hat{\mathbf{K}}_\Delta = \hat{\mathbf{K}}_\Delta - \mathbf{B}_m \mathbf{\Lambda}$

Các ma trận và véc tơ $\hat{\mathbf{K}}, \hat{\mathbf{\Phi}}, \hat{\mathbf{\Omega}}, \hat{\mathbf{d}}$ trong phương trình (12) được ước lượng bởi luật điều khiển dựa trên kỹ thuật e-modification như trong định lý 1 được phát biểu dưới đây

C. Định lý 1:

Một hệ thống M-MRAC được định nghĩa bằng các phương trình (4), sẽ ổn định bền vững nếu như ngõ vào điều khiển được thiết kế sử dụng phương trình (12), và các luật điều khiển dựa trên kỹ thuật e-modification để xác định các ma trận, véc tơ ước lượng được cho như sau:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{K}}} = & -\|\mathbf{e}_u\| \hat{\mathbf{K}} - \gamma_1 \mathbf{B}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u \mathbf{x}^T, \quad \dot{\hat{\mathbf{\Phi}}} = -\|\mathbf{e}_u\| \hat{\mathbf{\Phi}} - \gamma_1 \mathbf{B}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u \mathbf{r}^T \\ \dot{\hat{\mathbf{\Omega}}} = & -\|\mathbf{e}_u\| \hat{\mathbf{\Omega}} - \gamma_1 \mathbf{B}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u \dot{\mathbf{r}}^T \\ \dot{\hat{\mathbf{K}}}_\Delta = & -\|\mathbf{e}_u\| \hat{\mathbf{K}}_\Delta - \gamma_2 \mathbf{P} \mathbf{e}_u \Delta \mathbf{u}^T, \quad \dot{\hat{\mathbf{d}}} = -\|\mathbf{e}_u\| \hat{\mathbf{d}} - \gamma_3 \mathbf{B}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u \end{aligned} \quad (18)$$

trong đó $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3 > 0$ là các hệ số thích nghi.

1) Chứng minh Định lý 1:

Hàm Lyapunov được chọn để phân tích sự ổn định của hệ thống được cho như sau.

$$\begin{aligned} V(t) = & \mathbf{e}_u^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u + \frac{1}{\gamma_1} \text{trace}(\hat{\mathbf{K}}^T \mathbf{\Lambda} \hat{\mathbf{K}} + \hat{\mathbf{\Phi}}^T \mathbf{\Lambda} \hat{\mathbf{\Phi}} \\ & + \hat{\mathbf{\Omega}}^T \mathbf{\Lambda} \hat{\mathbf{\Omega}}) + \frac{1}{\gamma_2} \text{trace}(\hat{\mathbf{K}}_\Delta^T \hat{\mathbf{K}}_\Delta) + \frac{1}{\gamma_3} \text{trace}(\hat{\mathbf{d}}^T \hat{\mathbf{d}}) \geq 0 \end{aligned} \quad (20)$$

Đạo hàm bậc nhất theo thời gian của $V(t)$ được cho như sau:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\mathbf{e}_u^T (\mathbf{Q}_m + 2\lambda\mathbf{P}) \mathbf{e}_u + 2\text{trace}(\tilde{\mathbf{K}}^T \mathbf{A} \mathbf{B}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u \mathbf{x}^T \\ & + \tilde{\mathbf{\Phi}}^T \mathbf{A} \mathbf{B}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u \mathbf{r}^T + \tilde{\mathbf{\Omega}}^T \mathbf{A} \mathbf{B}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u \dot{\mathbf{r}}^T + \tilde{\mathbf{K}}_\Delta^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u \Delta \mathbf{u}^T) \\ & + 2\tilde{\mathbf{d}}^T \mathbf{A} \mathbf{B}_m^T \mathbf{P} \mathbf{e}_u + \frac{2}{\gamma_2} \text{trace}(\tilde{\mathbf{K}}_\Delta^T \dot{\mathbf{K}}_\Delta) \\ & + \frac{2}{\gamma_1} \text{trace}(\tilde{\mathbf{K}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{K}} + \tilde{\mathbf{\Phi}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{\Phi}} + \tilde{\mathbf{\Omega}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{\Omega}}) \\ & + \frac{2}{\gamma_3} \text{trace}(\tilde{\mathbf{d}}^T \dot{\mathbf{d}}) + 2\mathbf{e}_u^T \mathbf{P} \mathbf{B}_m \mathbf{A} (\bar{\mathbf{d}} - \mathbf{d}) \end{aligned} \quad (21)$$

Sử dụng các phương trình (18)~(21) ta có:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\mathbf{e}_u^T (\mathbf{Q}_m + 2\lambda\mathbf{P}) \mathbf{e}_u - \frac{2\|\mathbf{e}_u\|}{\gamma_2} \text{trace}(\tilde{\mathbf{K}}_\Delta^T \dot{\mathbf{K}}_\Delta) \\ & - \frac{2\|\mathbf{e}_u\|}{\gamma_1} \text{trace}(\tilde{\mathbf{K}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{K}} + \tilde{\mathbf{\Phi}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{\Phi}} + \tilde{\mathbf{\Omega}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{\Omega}}) \\ & - \frac{2\|\mathbf{e}_u\|}{\gamma_3} \text{trace}(\tilde{\mathbf{d}}^T \dot{\mathbf{d}}) + 2\mathbf{e}_u^T \mathbf{P} \mathbf{B}_m \mathbf{A} (\bar{\mathbf{d}} - \mathbf{d}) \end{aligned} \quad (22)$$

Sử dụng nguyên lý Rayleigh, phương trình (22) được viết lại như sau:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{2\|\mathbf{e}_u\|}{\gamma_1} \lambda_{\min}(\mathbf{A}) (\|\tilde{\mathbf{K}}\|_F^2 + \|\tilde{\mathbf{\Phi}}\|_F^2 + \|\tilde{\mathbf{\Omega}}\|_F^2) \\ & - a_1 \|\mathbf{e}_u\|^2 + 2\|\mathbf{e}_u\| d_* - \frac{2\|\mathbf{e}_u\|}{\gamma_2} \lambda_{\min}(\mathbf{A}) \|\tilde{\mathbf{K}}_\Delta\|_F^2 \\ & - \frac{2\|\mathbf{e}_u\|}{\gamma_3} \lambda_{\min}(\mathbf{A}) \|\tilde{\mathbf{d}}\|^2 \\ \leq & -\|\mathbf{e}_u\| (a_1 \|\mathbf{e}_u\| - 2c) \end{aligned} \quad (23)$$

trong đó $d_* = \|\mathbf{P} \mathbf{B}_m \mathbf{A} (\bar{\mathbf{d}} - \mathbf{d})\| \in l_\infty$, $\|\cdot\|_F$ là Frobenius norm và c , $a_1 = \lambda_{\min}(\mathbf{Q}_m) + 2\lambda_{\min}(\mathbf{P})\lambda > 0$, được cho như sau:

$$\begin{aligned} c = & d_* - \frac{2}{\gamma_1} \lambda_{\min}(\mathbf{A}) (\|\tilde{\mathbf{K}}\|_F^2 + \|\tilde{\mathbf{\Phi}}\|_F^2 + \|\tilde{\mathbf{\Omega}}\|_F^2) \\ & - \frac{2}{\gamma_2} \lambda_{\min}(\mathbf{A}) \|\tilde{\mathbf{K}}_\Delta\|_F^2 - \frac{2}{\gamma_3} \lambda_{\min}(\mathbf{A}) \|\tilde{\mathbf{d}}\|^2 \end{aligned} \quad (24)$$

với $\dot{V}(t) \leq 0$ trong phương trình (23) nếu như $a_1 \|\mathbf{e}_u\| \geq 2c$. Điều này được hiểu là $\mathbf{e}_u, \tilde{\mathbf{K}}, \tilde{\mathbf{\Phi}}, \tilde{\mathbf{\Omega}}, \tilde{\mathbf{K}}_\Delta$ và $\tilde{\mathbf{d}}$ bị giới hạn và $\mathbf{e}_u \rightarrow 0$ khi $t \rightarrow \infty$ theo bổ đề Barbalat. Theo phương trình (16) khi $\mathbf{e}_u \rightarrow 0$ thì $\mathbf{e} \rightarrow \mathbf{e}_\Delta$. $\mathbf{e}$ bị giới hạn nếu và chỉ nếu $\mathbf{e}_\Delta$ bị giới hạn. Dưới đây là phần chứng minh sự giới hạn của $\mathbf{e}_\Delta$.

Một hàm Lyapunov được chọn như sau:

$$W = \mathbf{e}_\Delta^T \mathbf{P} \mathbf{e}_\Delta \geq 0 \quad (25)$$

Đạo hàm bậc nhất theo thời gian của W được cho như sau:

$$\begin{aligned} \dot{W} = & -\mathbf{e}_\Delta^T (\mathbf{Q}_m + 2\lambda\mathbf{P}) \mathbf{e}_\Delta - 2\mathbf{e}_\Delta^T \mathbf{P} \hat{\mathbf{K}}_\Delta \Delta \mathbf{u} \\ \leq & -\|\mathbf{e}_\Delta\|^2 a_1 + \lambda_3 \leq \lambda_2 W + \lambda_3 \end{aligned} \quad (26)$$

trong đó $\lambda_3 = 2\|\mathbf{e}_\Delta^T \mathbf{P} \hat{\mathbf{K}}_\Delta \Delta \mathbf{u}\| \geq 0$ và $\lambda_2 = \frac{a_1}{\lambda_{\max}(\mathbf{P})} > 0$.

Sử dụng bất phương trình Gronwall Bellman, phương trình (25) được viết lại là:

$$W \leq \left[W(\mathbf{e}_\Delta(0)) - \frac{\lambda_3}{\lambda_2} \right] \exp(-\lambda_2 t) + \frac{\lambda_3}{\lambda_2} \quad (27)$$

Kết hợp phương trình (25) và (27) ta có các kết quả dưới đây:

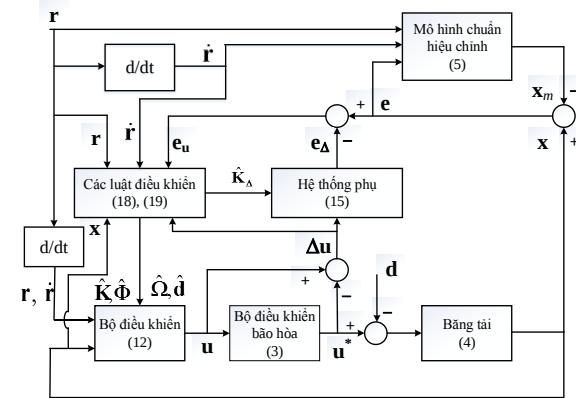
$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}_\Delta^T \mathbf{P} \mathbf{e}_\Delta \leq \frac{\lambda_3}{\lambda_2} \quad (28)$$

$$\frac{\lambda_3}{\lambda_2} \geq \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}_\Delta^T \mathbf{P} \mathbf{e}_\Delta \geq \lambda_{\min}(\mathbf{P}) \lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{e}_\Delta\|^2 \quad (29)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\mathbf{e}_\Delta\| \leq \sqrt{\frac{\lambda_3}{\lambda_2 \lambda_{\min}(\mathbf{P})}} \quad (30)$$

Và điều này chứng minh rằng $\mathbf{e}_\Delta$ bị giới hạn.

Sơ đồ khối của bộ điều khiển thích nghi hiệu chỉnh đề nghị được trình bày trong hình 3.



Hình 3. Sơ đồ khối của bộ điều khiển được đề nghị

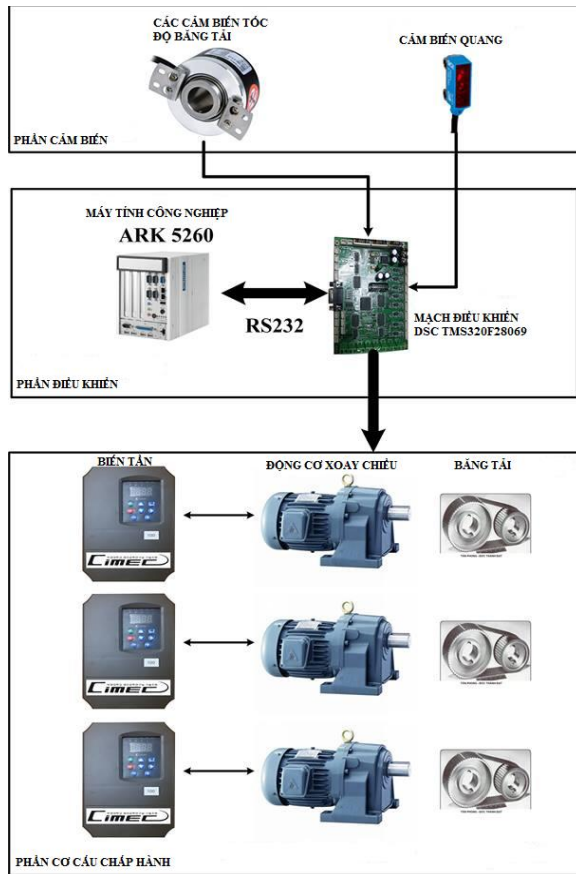
IV. CÁC KẾT QUẢ THỰC NGHIỆM

Để đánh giá hiệu quả và khả năng của bộ điều khiển thích nghi hiệu chỉnh đề nghị (M-MRAC), và so sánh nó với hiệu quả của bộ điều khiển thích nghi thông thường (MRAC), một hệ thống băng tải được thực hiện như trong hình 4. Hệ thống bao gồm ba băng tải, mỗi băng tải sử dụng một động cơ xoay chiều điều khiển tốc độ bằng biến tần, sử dụng để kéo trực tuyến về bộ điều khiển tín hiệu số DSC TMS320F28069 bằng cảm biến tốc độ quay, tốc độ của băng tải sẽ được cung cấp về theo số xung trên một đơn vị thời gian. Bộ điều khiển DSC nhận tín hiệu tham chiếu ngõ vào, thực hiện giải thuật điều khiển thích nghi, và cung cấp tín hiệu điều khiển băng điện áp một chiều với giá trị tương ứng tới ngõ vào biến tần, để thay đổi tốc độ động cơ như mong muốn. Bộ DSC có thể nhận đồng thời ba tín hiệu tham chiếu, ba tín hiệu hồi tiếp tốc độ và điều khiển tốc độ ba băng tải một cách đồng thời. Kết nối hệ thống thực hiện như trên hình 5, trên hình

vẽ cảm biến quang được sử dụng cho việc phát hiện sản phẩm trên băng tải.



Hình 4. Hệ thống băng tải được dùng để thực nghiệm.



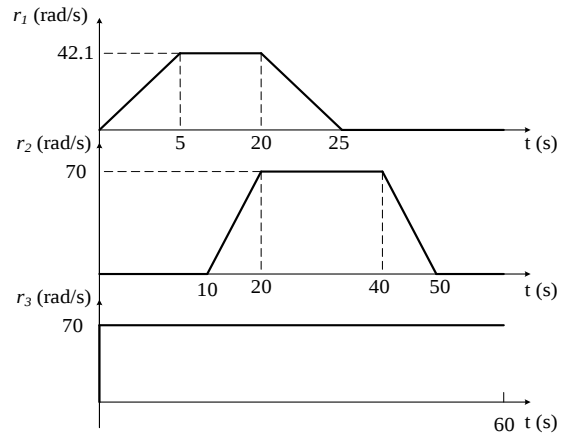
Hình 5: Sơ đồ kết nối hệ thống điều khiển tốc độ băng tải

Các giá trị khởi động cho các biến trạng thái và các ngõ vào điều khiển được thiết lập bằng không. Điện áp ngõ vào của biến tần là tín hiệu điều khiển đối tượng, được thay đổi trong khoảng từ $u_{1min} = u_{2min} = u_{3min} = 0V$ đến $u_{1max} = u_{2max} = u_{3max} = 5V$.

Các tham số mô hình tham chiếu được chọn lần lượt là: $a_{m1} = a_{m2} = a_{m3} = -30$, $b_{m1} = b_{m2} = b_{m3} = 30$.

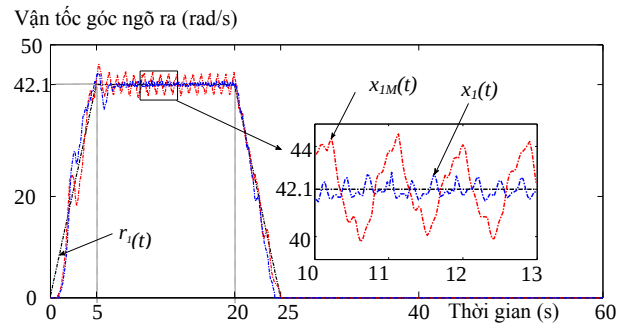
Độ lợi sai lệch hồi tiếp $\lambda = 10$ và ma trận xác định đối xứng dương $P = \text{diag}([10^{-8} \ 10^{-8} \ 10^{-8}])$.

Các ngõ vào tham chiếu tính theo vận tốc góc cho hệ thống băng tải như hình 6.

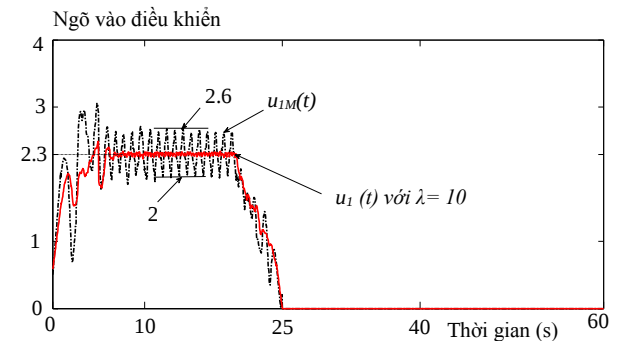


Hình 6. Vận tốc góc của các ngõ vào chuẩn.

Để minh họa sự hiệu quả của bộ điều khiển được đề nghị (M-MRAC), xét ba trường hợp dưới đây tương ứng với ba băng tải trong hệ thống băng tải:



a. Các ngõ ra với $\lambda = 10$



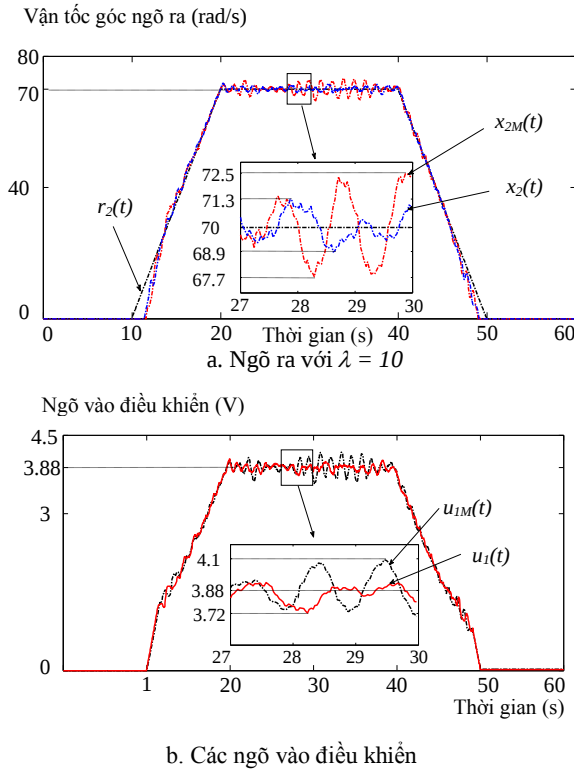
b. Các ngõ vào điều khiển

Hình 7. Hoạt động của MRAC và M-MRAC với ngõ vào r_1

• Trường hợp 1:

Hệ số thích nghi của cả hai bộ điều khiển M-MRAC và MRAC được thiết lập là $\gamma_1 = 1.67$. Có thể thấy rằng cả hai ngõ ra $x_1(t)$ của bộ điều khiển M-MRAC, và $x_{1M}(t)$ của bộ điều khiển MRAC cho băng tải thứ nhất đều bám theo tín hiệu tham chiếu $r_1(t)$ như trong hình 7a. Tuy nhiên, ngõ ra của bộ điều khiển MRAC biến thiên lớn hơn so với ngõ ra của bộ điều khiển đề nghị M-MRAC. Thành phần tần số cao xuất hiện trong tín hiệu điều khiển ở ngõ vào của bộ điều khiển

MRAC $u_{1m}(t)$ được trình bày trong hình 7b, trong khi đó tín hiệu điều khiển của bộ điều khiển M-MRAC $u_1(t)$ biến thiên rất ít và gần như không thay đổi khi vận tốc góc ngõ ra đạt tới giá trị 42.1 (rad/s).



Hình 8. Hoạt động của MRAC và M-MRAC với ngõ vào r_2

• Trường hợp 2:

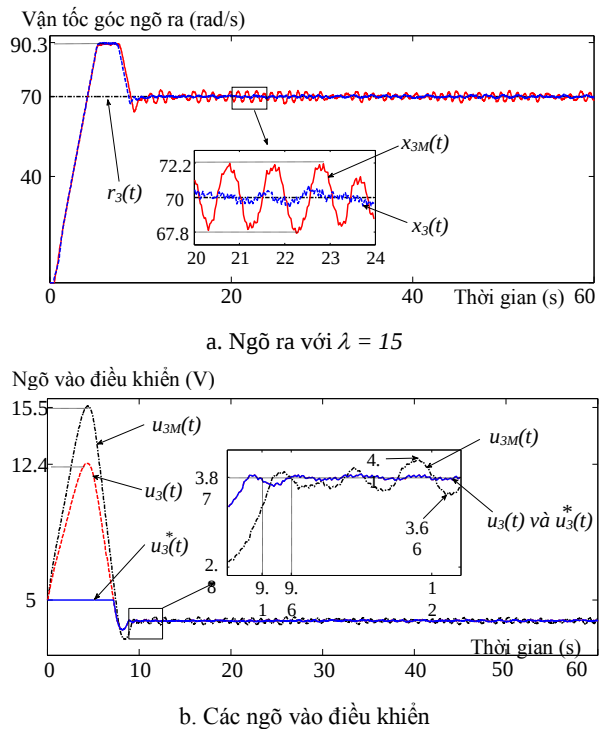
Hệ số thích nghi của cả hai bộ điều khiển M-MRAC và MRAC được nâng lên là $\gamma_1 = 10$, nhưng được áp dụng cho băng tải thứ 2, kết quả thực nghiệm cũng cho thấy thành phần tần số cao cũng xuất hiện trong tín hiệu điều khiển ở ngõ vào $u_{2m}(t)$ của bộ điều khiển MRAC trong hình 8b, và khả năng bám của các ngõ ra theo tín hiệu tham chiếu ở ngõ vào $r_2(t)$ được trình bày trong hình 8a. Trên hình vẽ có thể thấy trên hình vẽ, vận tốc góc ngõ ra $x_2(t)$ của bộ điều khiển đề nghị M-MRAC, bám theo tín hiệu tham chiếu ngõ vào $r_2(t)$ với sai số rất nhỏ từ 0.9 rad/s tới +1.3 rad/s. Trong khi, vận tốc góc $x_{2M}(t)$ của bộ điều khiển MRAC thông thường với cùng ngõ vào $r_2(t)$ có sai số từ -2,3 rad/s tới +2,5 rad/s. Tín hiệu ngõ vào điều khiển $u_{2m}(t)$ của bộ điều khiển MRAC thông thường có tần số dao động cao hơn và biên độ lớn hơn so với tín hiệu điều khiển $u_2(t)$ của bộ điều khiển M-MRAC đề nghị. Tín hiệu điều khiển của bộ điều khiển M-MRAC thay đổi thấp hơn bộ điều khiển MRAC, do đó trong trường hợp này, bộ điều khiển M-MRAC có hiệu quả hoạt động tốt hơn bộ điều khiển MRAC.

• Trường hợp 3:

Hệ số thích nghi của cả hai bộ điều khiển M-MRAC và MRAC được thiết lập là $\gamma_1 = 6.67$ và $\lambda = 15$ được áp dụng cho băng tải thứ 3. Trên Hình 9 có thể thấy tốc độ góc ngõ ra $x_3(t)$ của bộ điều khiển M-MRAC cũng bám tín hiệu ngõ vào tham chiếu $r_3(t)$ tốt hơn so với tốc độ góc ngõ ra $x_{3M}(t)$ của bộ điều khiển MRAC thông thường. Do tín hiệu ngõ vào $r_3(t)$ trong trường hợp này là một hàm bước nhảy, nên biên độ của các tín hiệu điều khiển cho cả hai bộ điều khiển M-MRAC và MRAC thông thường đều ở mức cao (tương ứng là 15,5V và 12,5V). Trong trường hợp này có thể thấy hiện tượng bão hòa ở ngõ vào xuất hiện, nên tín hiệu điều khiển ở ngõ vào được giữ ở mức $u_{3\max} = 5$ V, và tốc độ góc của cả hai bộ điều khiển đều đạt biên độ dao động lớn nhất là 90.3 rad/s. Hình 9a cho thấy khả năng bám của bộ điều khiển M-MRAC vẫn tốt hơn so với bộ điều khiển MRAC. Khả năng bám của bộ điều khiển M-MRAC đề nghị, so với bộ điều khiển MRAC được cho trong Bảng I.

Bảng I: Sai lệch bám của các hệ thống M-MRAC và MRAC

		M-MRAC	MRAC
Băng tải thứ nhất $\lambda = 10$	Sai lệch bám	1.4%	5.2%
Băng tải thứ hai $\lambda = 10$	Sai lệch bám	1.8%	3.5%
Băng tải thứ ba $\lambda = 15$	Sai lệch bám	0.7%	3.1%



Hình 9. Hoạt động của MRAC và M-MRAC với ngõ vào r_3

V. KẾT LUẬN

Bài báo đã đề nghị một bộ điều khiển thích nghi mô hình chuẩn hiệu chỉnh (M-MRAC), chạy thử nghiệm trên một hệ thống ba băng tải với ngõ vào bão

hòa và dao động biên giới hạn. Sai lệch hồi tiếp của bộ điều khiển M-MRAC đề nghị nhỏ hơn so với bộ điều khiển MRAC truyền thống (0.7% so với 3.1%). Sai lệch động khi có trạng thái ngõ vào bão hòa, được bù bằng sai lệch ngõ ra phụ. Các kết quả thực nghiệm đã cho thấy bộ điều khiển M-MRAC đề nghị hiệu quả hơn so với điều khiển MRAC truyền thống về khả năng bám tốc độ ở cả hai trạng thái quá độ và tiệm cận ổn định. Các thành phần tần số cao trong các ngõ vào điều khiển với hệ thống M-MRAC được giảm khi tăng hệ số thích nghi. Thực nghiệm cho thấy, bộ điều khiển thích nghi hiệu chỉnh M-MRAC, hiệu quả hơn so với bộ điều khiển thích nghi thông thường, khi hệ số thích nghi lớn và sai lệch độ lợi hồi tiếp được chọn thích hợp.

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Học Viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông (PTIT) cơ sở tại Thành Phố Hồ Chí Minh trong đề tài có mã số 03-HV-2018-RD_ĐT2.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] S. Thirachai, P. Komeswarakul, U. Supakchukul and J. Suwaththikul, "Trapezoidal velocity trajectory generator with speed override capability", International Conference on Control Automation and Systems, 2010, pp. 1468-1472.
- [2] K. J. Astrom and B. Wittenmark, "Adaptive Control", 2nd ed. Dover publication, INC, 2008.
- [3] D.K. Le and T.K. Nam, "Optimal iterative learning control with model uncertainty", Journal of the Korean Society of Marine Engineering, vol 37, no. 7, 2013, pp. 743-751.
- [4] V. T. Duong, J. H. Jeong, N. S. Jeong, M. S. Shin, T. T. Nguyen, G. S. Byun and S. B. Kim, "Cross-coupling synchronous velocity control for an uncertain model of transformer winding system using model reference adaptive control method", Lecture Notes in Electrical Engineering, vol. 371, 2016, pp. 441-455.
- [5] T. T. Nestorovic, H. Koppe, and U. Gabbert, "Direct model reference adaptive control (MRAC) design and simulation for the vibration suppression of piezoelectric smart structures", Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, vol. 13, no. 9, 2008, pp. 1896-1909.
- [6] S. Karason and A. Annaswamy, "Adaptive Control in the Presence of Input Constraints", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 39, no. 11, 1994, pp. 2325-2330.
- [7] D. J. Wagg, "Transient bounds for adaptive control systems" IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 39, no. 1, 1994, pp. 171-175.
- [8] D. Y. Abramovitch, and G. F. Franklin, "On the stability of adaptive pole-placement controllers with a saturating actuator" IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 35, no. 3, 1990, pp. 303-306.
- [9] W. Sun, H. Gao and O. Kaynak, "Vibration isolation for active suspensions with performance constraints and actuator saturation, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 20, no. 2, 2015, pp. 675-683.
- [10] V. Stepanyan and K. Kalmanje, "Input and output performance of M-MRAC in the presence of bounded disturbances", In: AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, 2010, pp. 2-5.
- [11] T. Gibson, A. Annaswamy and E. Lavretsky, "Adaptive systems with closed-loop reference models, Part I: Transient performance", In: American Control Conf., 2013, pp. 3376-3383.
- [12] V. T. Duong, T. H. Nguyen, T. T. Nguyen, J. M. Lee and S. B. Kim, "Modified model reference adaptive controller for a nonlinear SISO system with external disturbance and input constraint" Lecture Notes in Electrical Engineering, Vol. 415, 2016, pp. 118-128.

IMPROVEMENT OF A TRACKING PERFORMANCE FOR A MRAC CONTROLLER OF A CONVEYOR SYSTEM

Abstract: The paper proposes a method to improve a tracking performance of a MRAC controller of a conveyor system by followings: Firstly, modified the reference model in the conventional MRAC to reduce the generated high frequency oscillation in control input signal when the adaptation rate increases. Secondly, A e-modification is added to an adaptive law in order to the proposed M-MRAC controller is robust. Thirdly, an auxiliary error vector is introduced for compensating the error dynamics of the system when the saturation input occurs. Finally, the experimental results are shown to verify the effectiveness and the performance of the proposed controller with the bounded disturbance and saturated input and a conventional MRAC controller.



Phạm Thế Duy

Nhận học vị Thạc sĩ năm 1998

Hiện công tác tại Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông CS tại TP. HCM.

Lĩnh vực nghiên cứu: Hệ thống nhúng, Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa.



Phạm Việt Hùng

Nhận học vị thạc sĩ năm 2016

Hiện công tác tại: Tổng công ty Tân cảng Sài Gòn.

Lĩnh vực nghiên cứu: Kỹ thuật điều khiển và tự động hóa.