

ĐIỀU KHIỂN TỐI ƯU THỜI GIAN CHO CẦU TRỤC SỬ DỤNG PHƯƠNG PHÁP TẠO DẠNG TÍN HIỆU ĐẦU VÀO

TIME OPTIMAL CONTROL FOR OVERHEAD CRANE USING INPUT SHAPING METHOD

Dương Minh Đức*, Đào Quý Thịnh, Đỗ Trọng Hiếu

Trường Điện-Điện tử, Đại học Bách khoa Hà Nội¹

*Tác giả liên hệ: duc.duongminh@hust.edu.vn

(Nhận bài: 17/8/2022; Chấp nhận đăng: 28/3/2023)

Tóm tắt - Cầu trục được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp, tuy nhiên, sự dao động của tải khi cầu trục làm việc gây mất an toàn cho người, thiết bị và kéo dài thời gian thực thi công việc. Để giảm thiểu hiện tượng trên, phương pháp tạo dạng tín hiệu đầu vào (IS) thường được sử dụng cho cầu trục. Nhược điểm của phương pháp này là có chứa thành phần trễ làm kéo dài thời gian di chuyển của xe cầu. Bài báo này xây dựng bài toán tối ưu phục vụ cho việc thiết kế tối ưu thời gian xác lập cho hệ thống cầu trục đơn sử dụng phương pháp IS. Thời gian xác lập được tối ưu khi thiết kế bộ điều khiển vị trí của xe cầu đồng thời xem xét đến tín hiệu đầu vào đã được định dạng và các ràng buộc về độ quá điều chỉnh đầu ra điều khiển của cơ cấu chấp hành. Các kết quả mô phỏng đã chỉ ra tính ưu việt của phương pháp đề xuất so với việc thiết kế độc lập bộ điều khiển vị trí xe cầu và bộ IS.

Từ khóa - Tạo dạng tín hiệu đầu vào (IS); tối ưu thời gian; bộ điều khiển PD; điều khiển dập dao động; cầu trục.

1. Giới thiệu chung

Hệ thống cầu trục đóng một vai trò quan trọng trong nhiều lĩnh vực khác nhau như vận tải, hàng hải, xây dựng, sản xuất công nghiệp [1]. Tuy nhiên, sự dao động của tải trong quá trình hoạt động của cầu trục gây ra mất an toàn cho người và thiết bị xung quanh, giảm độ chính xác làm việc, đặc biệt là khi muốn làm việc với tốc độ cao. Để tránh được những vấn đề này, nhiều nhà nghiên cứu đã đề xuất nhiều phương pháp khác nhau để điều khiển hệ thống cầu trục di chuyển tải đến vị trí mong muốn đồng thời giảm thiểu sự dao động của tải. Các phương pháp điều khiển này chủ yếu có thể được tách thành các kỹ thuật điều khiển vòng hở và điều khiển vòng kín.

Kỹ thuật điều khiển vòng kín, hay còn gọi là điều khiển phản hồi sẽ đo và đánh giá các trạng thái của hệ thống để giảm thiểu góc dao động và đưa tải đến được vị trí mong muốn một cách chính xác. Có rất nhiều chiến lược điều khiển đã được đề xuất cho hệ thống cầu trục như điều khiển tuyến tính [2-5], điều khiển tối ưu [6-8], điều khiển thích nghi [9-12], điều khiển trượt [13-16], điều khiển thông minh [17-22], ... Phương pháp điều khiển vòng kín có ưu điểm là có khả năng kháng nhiễu và tham số bất định. Tuy nhiên nhược điểm chính của phương pháp này là cần có các cảm biến đo góc dao động. Điều này làm tăng chi phí, độ phức tạp của hệ thống. Do đó phương pháp điều khiển phản hồi được ứng dụng một cách hạn chế trong thực tế.

Mô hình động học của cầu trục là tương tự như mô hình con lắc và ta có thể biết được các thông tin về dao động của tải. Do đó ta có thể áp dụng một số kỹ thuật điều khiển

Abstract - Overhead crane is widely used in industries, however, the load fluctuation causes unsafety for people and equipment and prolongs the work execution time. To suppress load fluctuation, the input shaping (IS) method is often used for crane systems. The disadvantage of this method is that it contains a delay component that prolongs the travel time of the trolley. This paper establishes an optimization problem for optimizing the settling time for the crane system that uses the IS method. The settling time is optimized when designing the position controller of the trolley while considering the shaped input signal, the actuator effort, and overshoot constraints. The simulation results have shown the superiority of the proposed method compared to the independent design of the trolley position controller and the IS.

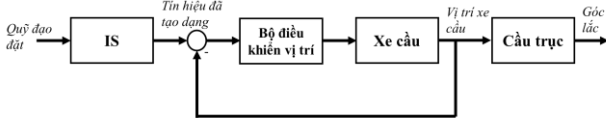
Key words - Input shaping (IS); time optimization; PD controller; vibration suppression control; overhead crane.

vòng hở để biến đổi đầu vào với mục tiêu khử dao động của tải. Có ba kỹ thuật điều khiển vòng hở chính được sử dụng rộng rãi cho điều khiển cầu trục bao gồm tạo dạng tín hiệu đầu vào (IS) [23-26], lọc [27-29], và làm trơn tín hiệu đầu vào [30-32]. Phương pháp điều khiển vòng hở tỏ ra khá hiệu quả và được sử dụng rộng rãi để hạn chế dao động của tải cầu trục do dễ thực hiện và không yêu cầu cảm biến đo góc dao động tải.

Trong các kỹ thuật điều khiển vòng hở kể trên thì phương pháp IS [23] được sử dụng nhiều nhất. Bộ IS được sử dụng như một bộ điều khiển tiền định có chức năng thay đổi hình dạng quỹ đạo đặt vị trí đặt cho xe cầu để làm suy giảm dao động của tải. Thông thường, xe cầu được điều khiển vị trí bằng bộ điều khiển PD, như trong Hình 1, và bộ điều khiển này được thiết kế một cách độc lập với tín hiệu đặt đầu vào. Khi sử dụng bộ IS, đáp ứng của hệ thống sẽ bị chậm đi do bộ IS có khâu trễ. Đã có nhiều nỗ lực trong việc giảm thiểu thời gian trễ cho bộ IS [23]. Tuy vậy, việc kết hợp thiết kế bộ điều khiển vị trí cho xe cầu với việc sử dụng bộ IS để tối thiểu hóa thời gian đáp ứng của hệ thống vẫn chưa được xem xét. Bài báo này xem xét đến vấn đề tối ưu thời gian cho hệ thống cầu trục đơn sử dụng phương pháp IS để chống rung. Để giải quyết vấn đề trên, nhóm tác giả thiết lập một bài toán tối ưu thời gian xác lập với các ràng buộc về hạn chế đầu vào và chất lượng điều khiển của hệ thống. Đầu tiên, bộ IS được thiết kế dựa trên thông tin về tần số dao động của tải. Sau đó, các công thức tính toán thời gian xác lập, độ quá điều chỉnh, tín hiệu điều khiển với hệ thống sử dụng bộ IS sẽ được thiết lập. Bộ điều khiển PD

¹ School of Electrical and Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology (Duong Minh Duc, Dao Quy Thinh, Do Trong Hieu)

được thiết kế bằng cách giải bài toán tối thiểu hóa thời gian xác lập của hệ thống trong khi vẫn đảm bảo các điều kiện ràng buộc về quá điều chỉnh và đầu ra điều khiển của cơ cấu chấp hành.



Hình 1. Cấu trúc điều khiển cầu trục sử dụng IS

2. Phương pháp IS

Phương pháp IS [23] cho phép thực hiện triệt tiêu dao động của một tín hiệu đầu vào bằng cách tạo ra thêm 1 tín hiệu đầu vào khác có khả năng tạo ra dao động ngược pha với dao động gây ra bởi đầu vào ban đầu. Để làm rõ hơn ý tưởng của phương pháp IS, ta xét một hệ dao động bậc 2 có hàm truyền như sau:

$$G_s = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_0 Ds + \omega_0^2} \quad (1)$$

Trong đó, $Y(s)$ là ảnh Laplace của đầu ra $y(t)$; $U(s)$ là ảnh Laplace của đầu vào $u(t)$; ω_0 là tần số dao động tự nhiên; D là hệ số tắt dần của hệ thống. Nếu như có 1 xung đầu vào với biên độ A_i được đưa vào hệ thống tại thời điểm t_i , khi đó đáp ứng đầu ra $y(t)$ của hệ dao động bậc 2 được tính như sau:

$$y_i(t) = B_i \cdot \sin(\alpha \cdot t + \phi_i) \quad (2)$$

với, $B_i = A_i \cdot \frac{\omega_0}{\sqrt{1-D^2}} e^{-D \cdot \omega_0 \cdot (t-t_i)}$; $\alpha = \omega_0 \cdot \sqrt{1-D^2}$;

$$\phi_i = \omega_0 \cdot \sqrt{1-D^2} \cdot t_i.$$

Một cách tổng quát nếu như có n xung với biên độ A_i tại thời điểm t_i ($i = 1, 2, \dots, n$) tác động vào hệ thống thì đáp ứng đầu ra của n xung này sẽ là

$$y = \sum_{i=1}^n y_i(t) = \sum_{i=1}^n B_i \cdot \sin(\alpha \cdot t + \phi_i) \quad (3)$$

Bằng cách sử dụng phép toán lượng giác ta có thể nhận được kết quả sau:

$$y = B \cdot \sin(\alpha \cdot t + \phi), \quad (4)$$

với

$$\left\{ \begin{array}{l} B = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n B_i \sin \phi_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n B_i \cos \phi_i \right)^2} \\ \phi = \tan^{-1} \left(\frac{\sum_{i=1}^n B_i \sin \phi_i}{\sum_{i=1}^n B_i \cos \phi_i} \right) \end{array} \right.$$

Trong trường hợp $n=2$, bằng cách cho đáp ứng của hai xung bằng 0 từ thời điểm sau khi xung thứ 2 tác động vào hệ thống, ta sẽ thu được giá trị biên độ và thời điểm phát của 2 xung như sau (giả sử thời điểm phát xung đầu tiên là $t_1=0$ và biên độ các xung được chuẩn hóa $A_1+A_2=1$):

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1+K} & \frac{K}{1+K} \\ 0 & \Delta t \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\text{với } \begin{cases} K = \frac{-\pi D}{e^{\sqrt{1-D^2}}} \\ \Delta t = \frac{\pi}{\omega_0 \cdot \sqrt{1-D^2}} \end{cases}$$

Trong trường hợp $n=3$, bằng cách cho đáp ứng và đạo hàm bậc nhất đáp ứng của ba xung bằng 0 từ thời điểm sau khi xung cuối cùng tác động vào hệ thống, ta sẽ thu được

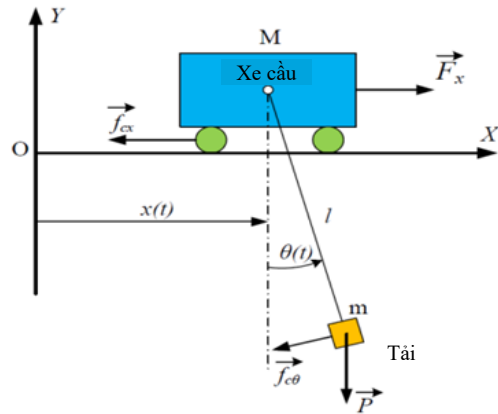
kết quả như sau:

$$\begin{bmatrix} A_i \\ t_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{(1+K)^2} & \frac{2K}{(1+K)^2} & \frac{K^2}{(1+K)^2} \\ 0 & \Delta t & 2\Delta t \end{bmatrix} \quad (6)$$

Trường hợp ba xung sẽ bền vững với sai lệch thông số hơn so với trường hợp 2 xung. Các cấu hình IS khác có thể xem trong [23, 33]. Thêm vào đó, bằng cách thực hiện tích chập của tín hiệu đặt với các chuỗi xung này, dao động của hệ thống sẽ được dập tắt. Trong bài báo này, nhóm tác giả sẽ sử dụng bộ IS dạng 2 xung và 3 xung. Cần chú ý, đáp ứng của hệ thống sử dụng IS sẽ chậm hơn so với không sử dụng IS. Thời gian trễ là Δt với trường hợp 2 xung và $2\Delta t$ với trường hợp 3 xung.

3. Điều khiển cầu trục với IS

3.1. Mô hình cầu trục



Hình 2. Mô hình cầu trục

Hình 2 mô tả một mô hình cầu trục đơn giản với xe cầu chuyển động theo phương X và tải được thả theo phương Y. Trong hình này, F_x là lực tác động vào xe cầu, f_{cx} là lực ma sát của xe cầu chuyển động dọc trục X, $f_{c\theta}$ là lực ma sát của tải chuyển động quanh xe cầu, P là lực trọng trường, $x(t)$ là vị trí của xe cầu, l là chiều dài dây kéo, m là khối lượng của tải, M_x là khối lượng xe cầu, và $\theta(t)$ là góc giữa dây kéo và trục dọc (trục Y) – chính là góc dao động. Theo [16], mô hình tuyến tính hóa của cầu trục có thể được diễn tả như sau:

$$F_x = (M_x + m)\ddot{x} + b_x \dot{x} + ml\ddot{\theta} \quad (7)$$

$$-\ddot{x} = \ddot{\theta} + b_\theta \dot{\theta} + g\theta \quad (8)$$

Trong đó, b_x và b_θ tương ứng là hệ số ma sát của xe cầu và tải. Phương trình (7) mô tả quan hệ giữa lực tác động vào xe cầu và vị trí xe cầu, ở đây góc dao động đóng vai trò như tín hiệu nhiễu ảnh hưởng đến việc điều khiển vị trí xe cầu. Phương trình (8) mô tả ảnh hưởng của chuyển động của xe cầu tới dao động của tải. Trong thực tế, xe cầu được điều khiển bởi một động cơ kèm với bộ điều khiển động cơ cho phép chúng ta có thể điều khiển tốc độ xe cầu một cách chính xác và loại bỏ được các nhiễu từ bên ngoài tác động vào. Do đó, để thiết kế bộ điều khiển vị trí xe cầu, thay vì sử dụng mô hình (7), ta sẽ sử dụng mô hình động cơ với bộ điều khiển động cơ như sau:

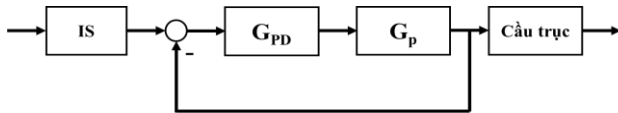
$$\frac{X(s)}{U(s)} = G_p(s) = \frac{K_c}{(T_c s + 1)s} \quad (9)$$

Trong đó, $U(s)$ là ảnh Laplace của tín hiệu điện áp điều

hiện $u(t)$; $X(s)$ là ảnh Laplace của vị trí xe cầu $x(t)$; K_c là hệ số khuếch đại; T_c là hằng số thời gian của hệ thống.

3.2. Điều khiển cầu trục

Điều khiển cầu trục là di chuyển tải tới vị trí mong muốn. Tuy nhiên, ta không thể di chuyển tải một cách trực tiếp đến vị trí mong muốn. Thay vào đó ta sẽ di chuyển xe cầu tới vị trí mong muốn và nếu không có dao động thì tải sẽ đến vị trí mong muốn. Theo phương trình (8), chuyển động của xe cầu lại gây ra dao động của tải. Vì vậy, ở đây ta phải thực hiện hai nhiệm vụ là điều khiển xe cầu tới vị trí mong muốn đồng thời phải dập tắt dao động của tải càng nhanh càng tốt. Để điều khiển vị trí xe cầu, bộ điều khiển vị trí PD sẽ được sử dụng cho đối tượng trong phương trình (9). Thêm vào đó để dập tắt dao động của tải, bộ IS được sử dụng. Cấu trúc của hệ thống được mô tả trong Hình 3.



Hình 3. Cấu trúc điều khiển IS-PD cho cầu trục

4. Thiết kế điều khiển

Như đã chỉ ra trong Hình 3, phải thiết kế bộ điều khiển vị trí dạng PD cho xe cầu và bộ IS để dập dao động của tải. Bộ IS chỉ phụ thuộc vào mô hình dao động của tải và có thể coi là đã biết (nếu như ta biết được độ dài dây tời). Do đó, có thể chọn cấu hình IS thích hợp. Ví dụ, cấu hình 2 xung hoặc 3 xung, hoặc các cấu hình khác được đề cập trong [23, 33]. Trong hầu hết các nghiên cứu trước đây, bộ điều khiển vị trí được thiết kế với các đầu vào chuẩn (ví dụ như đầu vào dạng bước nhảy). Do đó, khi IS được áp dụng vào trong hệ thống, thì đáp ứng của hệ thống sẽ bị chậm đi. Tuy nhiên, giá trị tối đa của đầu ra bộ điều khiển cũng như độ quá điều chỉnh của hệ thống lại nhỏ đi so với tiêu chuẩn thiết kế ban đầu. Từ những lý do trên, có thể xem xét đến việc lựa chọn các tham số bộ điều khiển phù hợp hơn để có được đáp ứng nhanh hơn với các ràng buộc về độ quá điều chỉnh và đầu ra điều khiển không đổi. Trong phần này, nhóm tác giả sẽ đề xuất một quy trình thiết kế cho bộ điều khiển vị trí dạng PD có xem xét tới việc sử dụng bộ IS ở đầu vào để tối ưu được thời gian xác lập của hệ thống.

4.1. Đáp ứng hệ thống với đầu vào dạng bước nhảy

Xét hệ thống như trong Hình 3 với hàm truyền của bộ điều khiển PD được mô tả bằng phương trình sau:

$$G_{PD}(s) = K_D \cdot s + K_P, \quad (10)$$

với K_P và K_D là hệ số khâu khuếch đại và khâu vi phân. Khi đó hàm truyền của hệ kín được tính toán như sau

$$G_{CL} = \frac{G_p G_{PD}}{G_p G_{PD} + 1} = \frac{\frac{K_c K_D s + K_c K_P}{T_c} + \frac{K_c K_P}{T_c}}{s^2 + \frac{K_c K_P + 1}{T_c} s + \frac{K_c K_P}{T_c}}. \quad (11)$$

Đặt $\frac{K_c K_D}{T_c} = M$; $\frac{K_c K_P}{T_c} = N$, ta có

$$G_{CL} = \frac{Ms + N}{s^2 + \frac{MT_c + 1}{T_c} s + N} = \frac{X(s)}{U_{ref}(s)} \quad (12)$$

Giả sử tín hiệu đầu vào của hệ thống là tín hiệu bước nhảy với biên độ L tại thời điểm t_0 , $U_{ref}(s) = \frac{Le^{-t_0 s}}{s}$, ảnh Laplace đáp ứng đầu ra vị trí xe cầu sẽ là

$$X(s) = \frac{Le^{-t_0 s}}{s} \frac{Ms + N}{s^2 + \frac{MT_c + 1}{T_c} s + N} \quad (13)$$

Do ở đây ta xem xét tối ưu thời gian xác lập nên ta sẽ xét hệ thống vòng kín ở dạng hệ bậc 2 có quá điều chỉnh. Trong trường hợp này, đa thức mẫu số của $G_{CL}(s)$ sẽ có nghiệm phức với phần thực âm. Khi đó, đáp ứng $x(t)$ của hệ thống trên miền thời gian sẽ là:

$$x(t) = L(1 + \hat{A}e^{-a(t-t_0)} \sin(b(t-t_0) + \phi)) \quad (14)$$

$$\text{với } a = \frac{M \cdot T_c + 1}{2T_c}; \quad b = \sqrt{N - \left(\frac{M \cdot T_c + 1}{2T_c}\right)^2}; \quad \alpha = \frac{N}{M};$$

$$\phi = \text{atan2}(b, \alpha - a) - \text{atan2}(b, -a);$$

$$\hat{A} = \frac{\sqrt{\frac{K_c K_P \cdot T_c - K_c K_D}{K_c K_P \cdot T_c - \left(\frac{K_c K_D + 1}{2}\right)^2}}}{\sqrt{\frac{K_c K_P \cdot T_c - K_c K_D}{K_c K_P \cdot T_c - \left(\frac{K_c K_D + 1}{2}\right)^2}}}.$$

Điều kiện để hệ có nghiệm phức là:

$$N > \left(\frac{M \cdot T_c + 1}{2T_c}\right)^2 \quad (15)$$

Từ đáp ứng của hệ thống với bước nhảy đơn, ta có thể tính toán được đáp ứng của hệ thống với một dãy các bước nhảy thu được từ việc thực hiện tích chập của bước nhảy đơn với bộ điều khiển IS (là chuỗi các xung). Giả sử biên độ của các bước nhảy thứ i là $L_i = A_i L$, trong đó A_i là biên độ của xung thứ i trong bộ IS. Khi đó, đáp ứng của hệ thống sau bước nhảy thứ k với đầu vào là tích chập của bước nhảy và IS là:

$$y(t) = L(\sum_{j=1}^k A_j + \sum_{j=1}^k A_j \hat{A} e^{-a(t-t_j)} \sin(b(t-t_j) + \phi)) \quad (16)$$

Sử dụng phép tính lượng giác

$$B_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \dots + B_k \sin(\omega t + \phi_k) = B_{\Sigma k} \sin(\omega t + \psi_{\Sigma k})$$

với

$$B_{\Sigma k} = \sqrt{\left(\sum_{j=1}^k B_j \cos \phi_j\right)^2 + \left(\sum_{j=1}^k B_j \sin \phi_j\right)^2};$$

$$\psi_{\Sigma k} = \tan^{-1} \left(\frac{\sum_{j=1}^k B_j \sin \phi_j}{\sum_{j=1}^k B_j \cos \phi_j} \right).$$

Đáp ứng của hệ thống $y(t)$ được viết lại như sau ($t \geq t_k$)

$$y(t) = L \left(\sum_{j=1}^k A_j + A_{\Sigma k} \hat{A} e^{-a(t-t_k)} \sin(bt + \phi_{\Sigma k}) \right) \quad (17)$$

với

$$A_{\Sigma k} = e^{-at_k} \sqrt{S_k^2 + C_k^2}; \quad \phi_{\Sigma k} = \tan^{-1} \left(\frac{S_k}{C_k} \right);$$

$$C_k = \sum_{j=1}^k A_j e^{at_j} \cos(\phi - bt_j)$$

$$S_k = \sum_{j=1}^k A_j e^{at_j} \sin(\phi - bt_j)$$

4.2. Độ quá điều chỉnh

Độ quá điều chỉnh đặc trưng cho độ vượt quá của giá trị đầu ra so với giá trị đặt. Xe cầu sẽ không được phép đi ra ngoài giới hạn làm việc của nó. Do đó, ở đây ta cần thiết lập giới hạn cho độ quá điều chỉnh với đáp ứng bước nhảy của hệ thống điều khiển vị trí xe cầu.

Từ đáp ứng (17), với k xung, ta có thể xác định được thời điểm đáp ứng đạt đỉnh là $t_p = \frac{i\pi - \phi_{\Sigma k} - \beta}{b}$ với $\beta = \tan^{-1}\left(\frac{b}{-a}\right)$, và i là số nguyên dương nhỏ nhất thỏa mãn $t_p \geq t_k$. Và giá trị đỉnh được tính như sau

$$y_{pk} = L\left(\sum_{j=1}^k A_j + A_{\Sigma k} \hat{A} e^{-a(t_p - t_k)} \sin \beta\right) \quad (18)$$

Độ quá điều chỉnh được xác định bằng

$$M_{pk} = 100\% \cdot \left(\sum_{j=1}^k A_j + A_{\Sigma k} \hat{A} e^{-a(t_p - t_k)} \sin \beta - 1\right) \quad (19)$$

Khi xét tới ràng buộc về độ quá điều chỉnh tối đa M_{pmax} , phải đảm bảo:

$$M_{pk} \leq M_{pmax} \text{ với mọi } k = 1, \dots, n \quad (20)$$

với n là số xung của bộ IS.

4.3. Điện áp đầu ra bộ điều khiển

Điện áp đầu ra bộ điều khiển bị ràng buộc bởi khả năng của cơ cấu chấp hành. Để đảm bảo hệ thống hoạt động tối ưu theo thiết kế, ta cũng cần phải xem xét tới các ràng buộc về khả năng của cơ cấu chấp hành, nghĩa là ta phải hạn chế điện áp đầu ra bộ điều khiển trong một giới hạn cho phép.

Theo Hình 3, với đầu vào là R(s) thì đầu ra bộ điều khiển sẽ được tính như sau

$$U(s) = \frac{G_{PD}}{G_{PD} \cdot G_{p+1}} \cdot R(s) = \frac{s(T_c s + 1)(K_c K_D s + K_c K_P)}{T_c s^2 + (K_c K_D + 1)s + K_c K_P} \cdot R(s) \quad (21)$$

Nếu r(t) là tín hiệu bước nhảy với biên độ L, ta có thể tính được đầu ra điều khiển như sau:

$$u(t) = L K_c K_D \delta(t - t_0) + L \hat{A}_1 e^{-a_1(t-t_0)} \sin(b_1(t-t_0) + \Phi_1), \quad (22)$$

với

$$\hat{A}_1 = \frac{K_c K_P T_c - K_c^2 K_D^2}{T_c} \cdot \sqrt{\frac{(\alpha_1 - a_1)^2 + b_1^2}{b_1}};$$

$$\Phi_1 = \text{atan} 2(b_1; \alpha_1 - a_1);$$

$$a_1 = \frac{K_c K_D + 1}{2T_c}; \quad b = \sqrt{\frac{K_c K_P}{T_c} - \left(\frac{K_c K_D + 1}{2T_c}\right)^2};$$

$$\alpha_1 = \frac{K_P - K_c K_P K_D}{T_c K_P - K_c K_D^2}.$$

Thành phần đầu tiên của u(t) là một xung (impulse) có biên độ $L K_c K_D$ và chỉ ảnh hưởng tới biên độ của u(t) tại một thời điểm duy nhất. Và đối với bất cứ cơ cấu chấp hành thực tế nào thì ảnh hưởng này đều được bỏ qua. Do đó, ta chỉ xét u(t) ở dạng rút gọn bỏ qua thành phần đầu tiên như sau:

$$u(t) = L \hat{A}_1 e^{-a_1(t-t_0)} \sin(b_1(t-t_0) + \Phi_1) \quad (23)$$

Từ kết quả tính đáp ứng của đầu ra bộ điều khiển với đầu vào là một tín hiệu bước nhảy, ta có thể tính được đáp ứng đầu ra bộ điều khiển với đầu vào là tích chập của tín hiệu bước nhảy và bộ điều khiển IS k xung như sau

$$u(t) = U_{kmax} e^{-a_1(t-t_k)} \sin(b_1 t + \Phi_1) \quad (24)$$

$$\text{với } U_{kmax} = L \hat{A}_1 A_{\Sigma k}. \quad (25)$$

Để đảm bảo đầu ra bộ điều khiển luôn nằm trong dải giới hạn cho phép, thì ràng buộc sau phải được thỏa mãn:

$$U_{kmax} \leq U_{max} \text{ với mọi } k = 1, \dots, n; \quad (26)$$

Trong đó, U_{max} là giá trị tối đa cho phép của đầu ra bộ điều khiển.

4.4. Thời gian xác lập

Thời gian xác lập là thời gian cần thiết để đáp ứng của hệ thống đạt đến và nằm hoàn toàn trong một dải giá trị nhất định (thường là 5% hoặc 2% của giá trị xác lập). Trong bài báo này, nhóm tác giả sử dụng dải 5% để tính toán thời gian xác lập. Có thể định nghĩa thời gian xác lập t_s bằng công thức sau:

$$1 - \frac{y(t)}{L} \leq 0,05, \forall t \geq t_s \quad (27)$$

Sử dụng công thức (17) với chú ý rằng $\sum_{j=1}^n L_i = 1$ ta có

$$1 - \frac{y(t)}{L} = A_{\Sigma n} \hat{A} e^{-a(t-t_n)} \sin(bt + \phi_{\Sigma n}) \quad (28)$$

Do đó, thời gian xác lập có thể được xác định sử dụng công thức sau:

$$A_{\Sigma n} \hat{A} e^{-a(t_s - t_n)} = 0,05 \quad (29)$$

hay

$$t_s = t_n + \frac{1}{a} \ln\left(\frac{0,05}{A_{\Sigma n} \hat{A}}\right) \quad (30)$$

4.5. Quy trình thiết kế bộ điều khiển

Từ các kết quả tính toán ở các phần trên, ta có thể đưa ra quy trình thiết kế bộ điều khiển cho cầu trục gồm bộ điều khiển vị trí dạng PD cho xe cầu và bộ điều khiển IS khử dao động tải như sau:

Bước 1: Xác định các thông số dao động của tải bao gồm tần số dao động tự nhiên và hệ số tắt dần.

Bước 2: Lựa chọn bộ điều khiển IS phù hợp và tính toán các biên độ và thời gian phát xung của bộ điều khiển IS.

Bước 3: Lựa chọn các hệ số khâu khuếch đại K_p và hệ số khâu K_d của bộ điều khiển vị trí xe cầu dạng PD bằng cách giải bài toán tối ưu tối thiểu hóa thời gian xác lập (30) với các ràng buộc về đầu ra bộ điều khiển (26), độ quá điều chỉnh (20) và ràng buộc hệ có quá điều chỉnh (15).

Chú ý:

- Xác định các thông số dao động của tải có thể dùng mô hình toán học mô tả dao động của đối tượng, trong trường hợp này là công thức (8), hoặc sử dụng công cụ nhận dạng mô hình dao động từ việc đo dao động của tải.

- Bài toán tối ưu có ràng buộc ở trên có thể được giải sử dụng công cụ Optimization Toolbox của Matlab.

5. Mô phỏng

Để kiểm chứng cho phương pháp thiết kế được đề xuất, ta tiến hành mô phỏng trên nền Matlab-Simulink. Các thông số mô phỏng được trình bày trong Bảng 1.

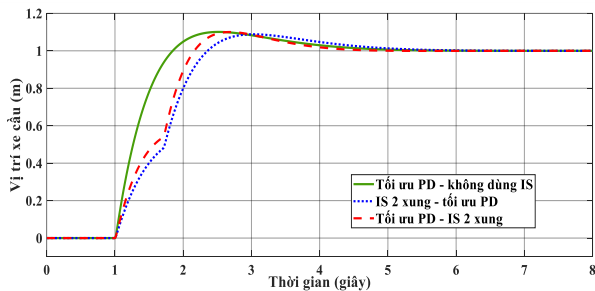
Bảng 1. Các thông số mô phỏng

K_c	1 (m.s ⁻¹ .V ⁻¹)
T_c	1 (s)
L	0,5 (m)
b_θ	0,04 (N.s.rad ⁻¹)
g	9,81 (m.s ⁻²)
U_{max}	10 (V)
M_{pmax}	10%

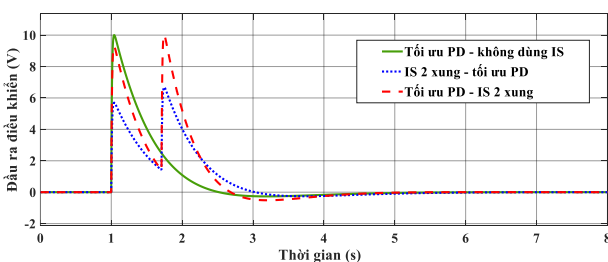
Bảng 2. Thông số bộ điều khiển và thời gian xác lập

Thông số	Giá trị		
	Tối ưu PD-không có IS	Tối ưu PD-IS 2 xung	Tối ưu PD-IS 3 xung
K_P	8,34	11,37	11,68
K_D	6,51	7,61	7,76
t_s (s)	2,91	2,97	3,46
	Kết hợp IS 2 xung: 3,30 Kết hợp IS 3 xung: 3,67		

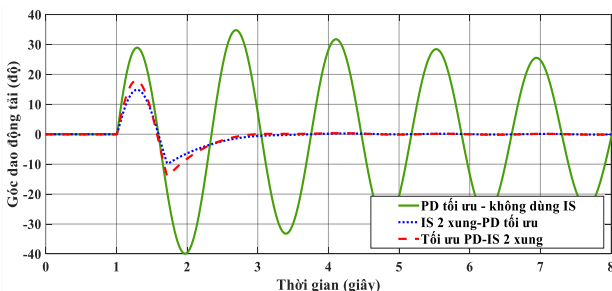
Hai cấu trúc IS là dạng 2 xung (5) và dạng 3 xung (6) được sử dụng cho mục đích chống rung. Bộ điều khiển vị trí xe cầu dạng PD sau đó được thiết kế theo phương pháp được đề xuất, ta gọi hai trường hợp này là tối ưu PD-IS 2 xung và tối ưu PD-IS 3 xung. Thêm vào đó, để so sánh phương pháp đề xuất với phương pháp thiết kế truyền thống, ta cũng thiết kế bộ điều khiển PD tối ưu thời gian xác lập với đầu vào là tín hiệu bước nhảy và không sử dụng IS. Sau đó, các bộ điều khiển IS dạng 2 xung và 3 xung mới được sử dụng để chống rung. Ta gọi hai trường hợp này là IS 2 xung - tối ưu PD và IS 3 xung - tối ưu PD. Kết quả tính toán hệ số bộ điều khiển và thời gian xác lập được thể hiện trong Bảng 2. Kết quả mô phỏng được trình bày từ Hình 4 đến Hình 9.



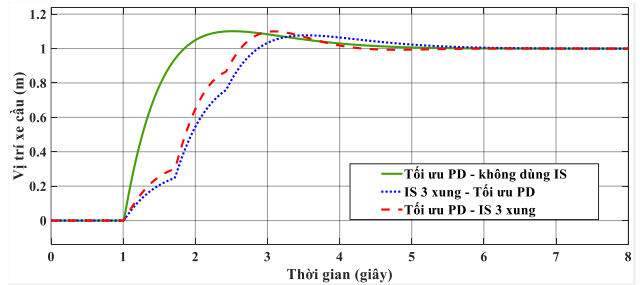
Hình 4. Vị trí xe cầu trong các trường hợp tối ưu PD không dùng IS, IS 2 xung - tối ưu PD và tối ưu PD- IS 2 xung



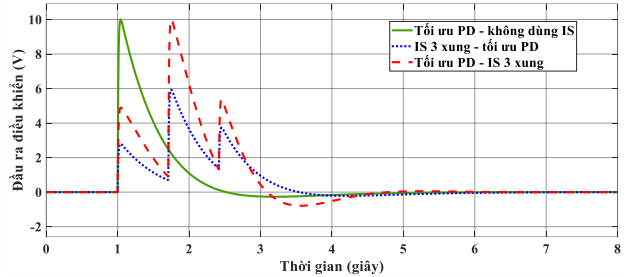
Hình 5. Đầu ra điều khiển trong các trường hợp tối ưu PD không dùng IS, IS 2 xung - tối ưu PD và tối ưu PD- IS 2 xung



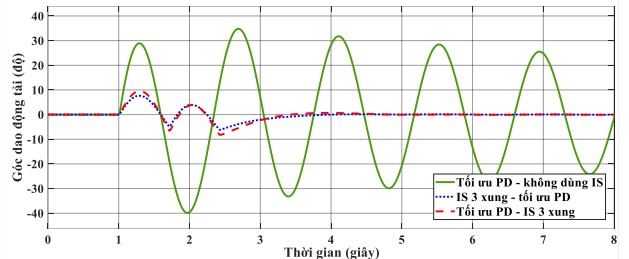
Hình 6. Góc dao động tải trong các trường hợp tối ưu PD không dùng IS, IS 2 xung - tối ưu PD và tối ưu PD- IS 2 xung



Hình 7. Vị trí xe cầu trong các trường hợp tối ưu PD không dùng IS, IS 3 xung - tối ưu PD và tối ưu PD- IS 3 xung



Hình 8. Đầu ra điều khiển trong các trường hợp tối ưu PD không dùng IS, IS 3 xung - tối ưu PD và tối ưu PD- IS 3 xung



Hình 9. Góc dao động tải trong các trường hợp tối ưu PD không dùng IS, IS 3 xung - tối ưu PD và tối ưu PD- IS 3 xung

Từ kết quả mô phỏng có thể thấy, bộ điều khiển IS 2 xung và 3 xung đều có khả năng làm suy giảm dao động của tải rất hiệu quả. Với bộ IS 2 xung, dao động tải biến mất từ thời điểm 3 giây. Với bộ IS 3 xung, dao động tải biến mất từ thời điểm 3,5 giây. Với trường hợp tối ưu PD không dùng IS, thời gian xác lập là 2,91 (giây). Tuy nhiên khi sử dụng IS để dập dao động tải, thời gian xác lập tăng lên thành 3,30 (giây) với IS 2 xung và 3,67 (giây) với IS 3 xung. Thêm vào đó, có thể thấy, giá trị tối đa đầu ra bộ điều khiển giảm từ 10 (V) xuống còn 6,78 (V) khi sử dụng IS 2 xung và 5,91 (V) khi sử dụng IS 3 xung. Do đó, bộ điều khiển PD nên được thiết kế cùng với việc xem xét bộ IS đã được sử dụng ở đầu vào. Và kết quả là thời gian xác lập chỉ còn 2,97 (giây) trong trường hợp tối ưu PD-IS 2 xung (trong khi với IS 2 xung PD tối ưu, thời gian xác lập là 3,30 giây), và 3,46 (giây) với trường hợp tối ưu PD-IS 3 xung (trong khi với IS 3 xung PD tối ưu, thời gian xác lập là 3,67 giây). Cả hai trường hợp trên, giá trị tối đa của điện áp đầu ra điều khiển đều được đưa lên 10 (V). Như vậy, có thể thấy, phương pháp thiết kế đề xuất ở đây đã đem lại hiệu quả tối ưu được thời gian xác lập của hệ thống để bù lại thời gian trễ do khâu điều khiển IS gây ra.

6. Kết luận

Bài báo đã đề xuất một cách thức thiết kế bộ điều khiển cho cầu trục - là sự kết hợp giữa bộ IS cho mục đích chống

rung và bộ điều khiển vị trí dạng PD cho xe cầu. Với cách thức này, thời gian xác lập của hệ thống được tối ưu trong khi các ràng buộc về độ quá điều chỉnh, giá trị đầu ra bộ điều khiển vẫn được đảm bảo. Các công thức tính toán thời gian xác lập, độ quá điều chỉnh, giá trị tối đa đầu ra bộ điều khiển đã được thiết lập để bài toán tối ưu có thể được giải một cách đơn giản và nhanh chóng. Các kết quả mô phỏng đã chỉ ra hiệu quả của thuật toán thiết kế được đề xuất. Thời gian xác lập đạt được từ cách thức thiết kế này luôn nhỏ hơn thời gian xác lập đạt được từ phương pháp thiết kế truyền thống. Cách thức thiết kế đề xuất không những được dùng cho cầu trục đơn mà còn có thể được áp dụng cho các hệ thống linh hoạt khác như cầu trục 3D, robot 1 bậc tự do có khớp mềm, robot 1 bậc tự do có thanh mềm, Trong tương lai, nhóm tác giả sẽ xây dựng một công cụ thiết kế tự động sử dụng cách thức trên và cũng sẽ tiến hành triển khai cách thức thiết kế này cho các hệ thống thật để xác thực tính hiệu quả của phương pháp.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Ramli, Liyana, Zaharuddin Mohamed, Auwalu M. Abdullahi, Hazriq Izzuan Jaafar, and Izzuddin M. Lazim. "Control strategies for crane systems: A comprehensive review", *Mechanical Systems and Signal Processing* 95, 2017: 1-23.
- [2] W. Yu, X. Li, F. Panuncio, "Stable neural PID anti-swing control for an overhead crane", *Intell. Autom. Soft Comput.*, 20, 2014, pp. 145-158.
- [3] H.I. Jaafar, S.Y.S. Hussien, R. Ghazali, "Optimal tuning of PID + PD controller by PFS for gantry crane system", 2015 *10th Asian Control Conf.*, Sabah, Malaysia, 2015, pp. 1-6.
- [4] B. Yang, B. Xiong, "Application of LQR techniques to the anti-sway controller of overhead crane", *Int. Conf. Manuf. Eng. Autom.*, Guangzhou, China, 2010, pp. 1933-1936.
- [5] S. Sano, H. Ouyang, H. Yamashita, N. Uchiyama, "LMI approach to robust control of rotary cranes under load sway frequency variance", *J. Syst. Des. Dyn.*, 5, 2011, pp. 1402-1417.
- [6] Z. Wu, X. Xia, B. Zhu, "Model predictive control for improving operational efficiency of overhead cranes", *Nonlinear Dyn.*, 79, 2015, pp. 2639-2657.
- [7] J. Smoczek, "Experimental verification of a GPC-LPV method with RLS and P1-TS fuzzy-based estimation for limiting the transient and residual vibration of a crane system", *Mech. Syst. Signal Process.*, 62-63, 2015, pp. 324-340.
- [8] J. Smoczek, J. Szytko, "Particle swarm optimization-based multivariable generalized predictive control for an overhead crane", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 22, 2017, pp. 258-268.
- [9] J.H. Yang, S.H. Shen, "Novel approach for adaptive tracking control of a 3-D overhead crane system", *J. Intell. Robot. Syst.*, 62, 2010, pp. 59-80.
- [10] N. Sun, Y. Fang, H. Chen, "Adaptive anti-swing control for cranes in the presence of rail length constraints and uncertainties", *Nonlinear Dyn.*, 81, 2015, pp. 41-51.
- [11] N. Sun, Y. Fang, C. He, B. He, "Adaptive nonlinear crane control with load hoisting/lowering and unknown parameters: design and experiments", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 20, 2015, pp. 2107-2119.
- [12] M. Zhang, X. Ma, X. Rong, X. Tian, Y. Li, "Adaptive tracking control for double-pendulum overhead cranes subject to tracking error limitation, parametric uncertainties and external disturbances", *Mech. Syst. Signal Process.*, 76-77, 2016, pp. 15-32.
- [13] N.B. Almutairi, M. Zribi, "Sliding mode control of a three-dimensional overhead crane", *J. Vib. Control.*, 15, 2009, pp. 1679-1730.
- [14] F.J. Lin, P.H. Chou, C.S. Chen, Y.S. Lin, "Three-degree-of-freedom dynamic model-based intelligent nonsingular terminal sliding mode control for a gantry position stage", *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, 20, 2012, pp. 971-985.
- [15] L.A. Tuan, J.J. Kim, S.G. Lee, T.G. Lim, L.C. Nho, "Second-order sliding mode control of a 3D overhead crane with uncertain system parameters", *Int. J. Precis. Eng. Manuf.*, 15, 2014, pp. 811-819.
- [16] D. Qian, J. Yi, *Hierarchical Sliding Mode Control for Under-Actuated Cranes*, Springer, Berlin Heidelberg, 2015.
- [17] A. Abe, "Anti-sway control for overhead cranes using neural networks", *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control.*, 7, 2011, pp. 4251-4262.
- [18] S.C. Duong, E. Uezato, H. Kinjo, T. Yamamoto, "A hybrid evolutionary algorithm for recurrent neural network control of a three-dimensional tower crane", *J. Autom. Constr.*, 23, 2012, pp. 55-63.
- [19] L. Lee, P. Huang, Y. Shih, T. Chiang, C. Chang, "Parallel neural network combined with sliding mode control in overhead crane control system", *J. Vib. Control.*, 20, 2014, pp. 749-760.
- [20] J. Smoczek, J. Szytko, "Evolutionary algorithm-based design of a fuzzy TBF predictive model and TSK fuzzy anti-sway crane control system", *Eng. Appl. Artif. Intell.*, 28, 2014, pp. 190-200.
- [21] H. Zhang, Jin Wang, G. Lu, "Hierarchical fuzzy-tuned multiobjective optimization control for gantry cranes", *J. Mech. Eng. Sci.*, 228, 2014, pp. 1119-1131.
- [22] L. Ranjbari, A.H. Shirdel, M. Aslahi-Shahri, S. Anbari, A. Ebrahimi, M. Darvishi, M. Alizadeh, R. Rahmani, M. Seyedmahmoudian, "Designing precision fuzzy controller for load swing of an overhead crane", *Neural Comput. Appl.*, 26, 2015, pp. 1555-1560.
- [23] W. Singhose, "Command shaping for flexible systems: A review of the first 50 years", *Int. J. Precis. Eng. Manuf.*, 10, 2009, pp. 153-168.
- [24] W. Singhose, L. Porter, M. Kenison, E. Krikkku, "Effects of hoisting on the input shaping control of gantry cranes", *Control Eng. Pract.*, 8, 2000, pp. 1159-1165.
- [25] Z.N. Masoud, K.A. Alhazza, "Frequency-modulation input shaping control of double-pendulum overhead cranes", *J. Dyn. Syst. Meas. Control.*, 136, 2014, 021005-021005-11.
- [26] J.M. Veciana, S. Cardona, P. Català, "Modified adaptive input shaping for maneuvering cranes using a feedback MEM gyroscope with null drift", *Int. J. Precis. Eng. Manuf.*, 16, 2015, pp. 1911-1917.
- [27] M.A. Ahmad, R.M.T. Raja Ismail, M.S. Ramli, N. Hambali, "Analysis of IIR filter with NCTF-PI control for sway and trajectory motion of a DPTOC System", 2010 *Int. Conf. Electron. Devices, Syst. Appl.*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2010, pp. 54-58.
- [28] G. Glossiotis, I. Antoniadis, "Digital filter based motion command preconditioning of time varying suspended loads in boom cranes for sway suppression", *J. Vib. Control.*, 13, 2007, pp. 617-656.
- [29] M. Heertjes, D. Bruijnen, "MIMO FIR feedforward design for zero error tracking control", *Am. Control Conf.*, Portland, USA, 2014, pp. 2166-2171.
- [30] K.A. Alghanim, K.A. Alhazza, Z.N. Masoud, "Discrete-time command profile for simultaneous travel and hoist maneuvers of overhead cranes", *J. Sound Vib.*, 345, 2015, pp. 47-57.
- [31] J. Huang, X. Xie, Z. Liang, "Control of bridge cranes with distributed-mass payload dynamics", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, 20, 2015, pp. 481-486.
- [32] R. Tang, J. Huang, "Control of bridge cranes with distributed-mass payloads under windy conditions", *Mech. Syst. Signal Process.*, 72-73, 2016, pp. 409-419.
- [33] C.-G. Kang, "Impulse Vectors for Input-Shaping Control: A Mathematical Tool to Design and Analyze Input Shapers", *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 39, no. 4, Dec. 2019, pp. 40-55.