

Cải thiện phương pháp điều khiển dự báo cho nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng trong hệ truyền động động cơ không đồng bộ

Improved predictive control for induction motor drives fed by cascaded H-bridge multilevel inverters

Phó Bảo Bình^{1,2}, Nguyễn Hữu Phúc², Trần Trọng Minh², Vũ Hoàng Phương^{2,*}

¹Trường Đại học Xây dựng Hà Nội

²Khoa Tự động hóa, Trường Điện-Điện tử, Đại học Bách Khoa Hà Nội

*Corresponding author E-mail: phuong.vuhoang@hust.edu.vn

Abstract

The cascaded H-bridge multi-level inverter (CHB) is an effective solution for three-phase induction motors (IM) because the voltage has multiple levels resulting in much reduced voltage growth per winding dv/dt , low voltage harmonics. Previous studies have used model predictive control (MPC) for CHB inverters. The predictive control algorithms of traditional finite control set MPC (FCS-MPC) often have steady-state errors when operating at low sampling frequency or inappropriate parameters in the prediction model, by which, the existence of system model deviation leads to the static error. Therefore, this paper proposes a method to build a new current prediction equation with an integral component for the purpose of compensating for model error. This alternative is tested with a cascaded H-bridge multilevel inverter system for IM. The simulation results show that this improved method has eliminated the static error of the motor current on the rotational coordinate system dq , but still ensures the dynamic characteristics of the transmission system and the optimization objectives of switching and common-mode voltage.

Keywords: Model Predictive Control MPC, Finite Control Set Model Predictive Control, Induction Motor, Common Mode Voltage

Abbreviations

PWM	Pulse Width Modulation
MIMO	Multi input - Multi output
SVM	Space Vector Modulation

Tóm tắt

Nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng (CHB) là giải pháp hiệu quả cho động cơ không đồng bộ ba pha (IM) do điện áp có nhiều mức dẫn đến tốc độ tăng trường điện áp dv/dt trên mỗi cuộn dây được giảm nhiều, sóng hài điện áp thấp. Các công trình nghiên cứu trước đây hay sử dụng điều khiển dự báo (MPC) cho mạch nghịch lưu cầu H nối tầng. Thuật toán điều khiển dự báo trên tập điều khiển hữu hạn (FCS-MPC) truyền thống thường có lỗi trạng thái ổn định khi hoạt động ở tần số lấy mẫu thấp hoặc có các tham số không phù hợp trong mô hình dự báo làm xuất hiện sai lệch mô hình hệ thống dẫn đến việc tồn tại sai lệch tĩnh. Do vậy, bài báo này đề xuất một phương án xây dựng khâu dự báo dòng điện mới bổ sung thêm thành phần tích phân nhằm mục đích bù sai lệch mô hình. Phương án này được thử nghiệm với hệ thống nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng cho động cơ không đồng bộ. Kết quả mô phỏng cho thấy phương pháp cải tiến này đã triệt tiêu được sai lệch tĩnh dòng điện của động cơ trên hệ tọa độ quay dq nhưng vẫn đảm bảo các đặc tính động học của hệ truyền động và các mục tiêu về tối ưu đóng cắt và điện áp common-mode.

Từ khóa: Điều khiển dự báo MPC, Finite Control Set Model Predictive Control, Induction Motor, Common Mode Voltage

1. Đặt vấn đề

Phương pháp điều khiển dự báo theo mô hình (MPC) là kỹ thuật điều khiển được áp dụng thành công trong hệ thống điều khiển quá trình từ vài thập kỷ trước [1]. Gần đây, việc ứng dụng MPC để điều khiển bộ biến đổi điện tử công suất và hệ thống truyền động điện đã trở thành một xu hướng mới [2]. MPC là một phương pháp điều khiển dựa hoàn toàn trên mô hình của hệ thống. Nói chung, chất lượng của bộ điều khiển phụ thuộc vào chất lượng của mô hình dự báo [3][4]. Thuật toán MPC sẽ đưa ra tác động điều khiển trên cơ sở tối thiểu hóa một hàm mục tiêu mô tả hành vi mong muốn của hệ thống. Các giá trị biến đầu ra dự báo được tính toán từ mô hình dự báo của hệ thống. Tại mỗi chu kỳ trích mẫu, thuật toán điều khiển MPC tính toán ra chuỗi các giá trị đầu vào điều khiển có tác động tối thiểu hóa hàm mục tiêu, tuy nhiên chỉ giá trị biến điều khiển đầu tiên trong chuỗi này được đưa ra áp dụng vào hệ thống. MPC thể hiện một loạt các ưu điểm so với các phương pháp điều khiển khác, trong đó nổi bật là:

- Những khái niệm đưa ra đều rất trực quan, đồng thời việc điều chỉnh tương đối dễ dàng;

- thích hợp cho điều khiển các hệ nhiều vào nhiều ra (MIMO);
- dễ dàng thực hiện luật điều khiển tuyến tính cho bộ điều khiển trong trường hợp không hạn chế đầu vào đầu ra;
- hiệu quả khi quỹ đạo tín hiệu đặt (trong điều khiển robot hay quá trình) đã biết trước;
- tốc độ đáp ứng nhanh do bộ điều khiển dự báo MPC đã thay thế cho việc sử dụng các bộ điều khiển PI và điều chế độ rộng xung PWM, SVM.

Đối với đối tượng là các bộ biến đổi công suất, có thể thấy rằng các bộ biến đổi đều có tập hợp hữu hạn các trạng thái đóng cắt van. Do đó, ý tưởng đưa ra là tận dụng ưu thế của các bộ vi xử lý với tốc độ tính toán nhanh để đánh giá trực tiếp từng trạng thái chuyển mạch đến các tiêu chí mà hệ thống đề ra. Cách tiếp cận này là một lợi thế khi các dòng vi điều khiển chưa phát triển mạnh khoảng 20-30 năm trước, nó cho phép các sơ đồ điều khiển linh hoạt và đơn giản hơn. Vì số lượng trạng thái chuyển mạch là hữu hạn, nên số lượng các phép tính cũng hữu hạn, do vậy phương pháp điều khiển dự báo loại này gọi là phương pháp điều khiển dự báo với tập điều khiển hữu hạn FCS-MPC [5][6]. Để cải thiện chất lượng của hệ truyền động, phương pháp điều khiển FCS-MPC được sử dụng vì một số ưu điểm: dễ tiếp cận, là bộ điều khiển MIMO đa biến, mang tính chất chuyển mạch tự nhiên của bộ biến đổi công suất [7].

Bộ nghịch lưu áp đa mức cầu H nối tầng được tạo thành từ nhiều cầu H mắc nối tiếp với nhau, mỗi cầu H gồm 4 khoá bán dẫn được cung cấp bởi nguồn DC riêng biệt, mỗi cầu H sẽ tạo ra 3 mức điện áp (-Vdc, 0, +Vdc). Nó có thể tạo ra các sóng điện áp gần như sin từ các nguồn một chiều riêng biệt để cung cấp cho động cơ không đồng bộ.

Mặc dù dễ hiểu và dễ thực hiện, điều khiển dự báo FCS-MPC vẫn gặp nhiều thách thức bao gồm lỗi trạng thái ổn định; lỗi này xuất hiện khi có sai lệch đáng kể mô hình hoặc khi tần số lấy mẫu thấp [8][9]. Để loại bỏ lỗi trạng thái ổn định ở phía tải động cơ, bộ điều khiển được thêm vào mạch vòng điều khiển dự báo có hai giải pháp. Nếu hệ thống điều khiển được thực hiện trong các hệ tọa độ tĩnh thì sẽ sử dụng bộ điều khiển cộng hưởng PR, còn nếu hệ thống điều khiển được thực hiện trên hệ tọa độ quay thì sử dụng bộ điều khiển tích phân PI do nhược điểm chính của bộ điều khiển PI là tác động lên các thành phần xoay chiều gây ra lỗi dòng điện trạng thái ổn định khác không [10]. Với mục tiêu cụ thể là triệt tiêu sai lệch tĩnh dòng điện trên hệ tọa độ quay dq, bài báo đề xuất một khâu tích phân vào mạch vòng điều khiển dự báo dòng điện. Phương pháp cải tiến này đơn giản, trực quan và dễ dàng triển khai hơn so với các phương pháp truyền thống vì không phải sử dụng vòng lặp bên ngoài hay khâu quan sát trạng thái.

Ở các phần tiếp theo, bài báo sẽ trình bày cụ thể hơn về mặt thuật toán, phương pháp triển khai và kết quả mô phỏng cho nghịch lưu cầu H nối tầng 11 mức ứng dụng động cơ IM.

2. Phương pháp điều khiển dự báo FCS-MPC

Bộ điều khiển dự báo sử dụng một mô hình của hệ thống để tính toán giá trị của các biến trạng thái tại thời điểm nhất định trong tương lai, sau đó chọn đầu vào tối ưu để đáp ứng các

mục tiêu kiểm soát đã đặt ra trong chu kỳ trích mẫu [11]. Trường hợp đối tượng là bộ điều khiển điện tử công suất, có thể thấy rằng các bộ biến đổi đều có tập hợp hữu hạn các trạng thái đóng cắt van, nên số lượng phép tính toán cũng hữu hạn, do đó phương pháp điều khiển dự báo này thuộc trạng thái hữu hạn Finite state model predictive control (FS-MPC). Hình 1 là sơ đồ tổng quan cấu trúc điều khiển dự báo cho điện tử công suất.

Cho một hệ thống được biểu diễn bằng phương trình sau:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t, s) \quad (1)$$

Trong đó $x(t)$ là vector các biến trạng thái, $u(t)$ là các vector đầu vào, s là trạng thái được chọn trong tổng số n trạng thái. Từ phương trình (1) ta có thể viết lại như sau:

$$\dot{x}(t) \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (2)$$

Mô hình rời rạc được sử dụng để ước tính giá trị của trạng thái các biến tại thời điểm lấy mẫu $k+1$ tương ứng với:

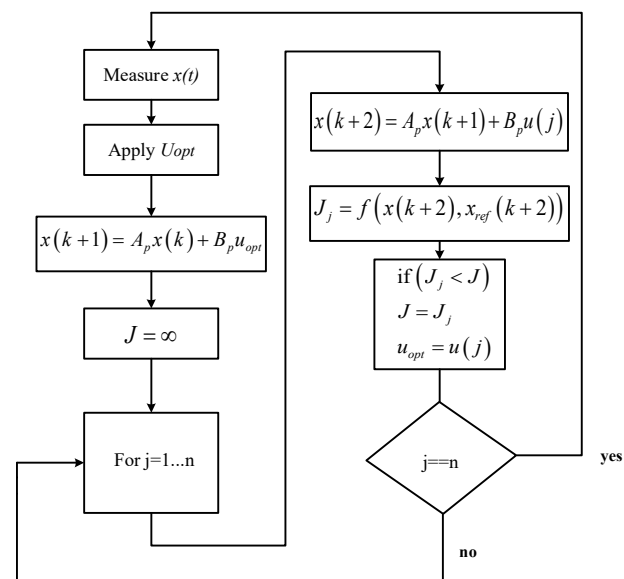
$$x(k+1) = A_p x(k) + B_p u(k) \quad (3)$$

Trong đó A_p và B_p là các ma trận trạng thái liên kết với mô

hình rời rạc và được định nghĩa như sau:

$$A_p = I + T_s A \quad (4)$$

$$B_p = T_s B \quad (5)$$



Hình 1: Cấu trúc điều khiển dự báo cho điện tử công suất

Giá trị đầu vào $u(k)$ có thể được thực hiện gián tiếp thông qua một khâu điều chế hoặc có thể đưa trực tiếp vào hệ thống. Trong phương pháp này, việc lựa chọn đầu vào được thực hiện bởi việc đánh giá hàm mục tiêu J :

$$u(k+1) = \min_{s=1,2,\dots,n} J(u(s), x(k), x_{ref}(k+1)) \quad (6)$$

Phương trình (1) chính xác chỉ khi thời gian trích mẫu lớn và các giá trị ma trận trạng thái chính xác, nếu thoả mãn thì lỗi

dự báo mô hình bằng không. Nếu các điều kiện này không thoả mãn, sẽ có thể xuất hiện lỗi dự báo dẫn đến việc lựa chọn đầu vào không tối ưu và có thể gây ra sai lệch tĩnh [12].

Việc sử dụng phương pháp dự báo truyền thống này rất dễ gây ra sai lệch tĩnh hệ thống. Để tránh vấn đề này, bài báo đề xuất một khâu tích phân được tích hợp vào bộ điều khiển dự báo dòng điện với mục đích triệt tiêu sai lệch tĩnh do sai lệch giữa mô hình và hệ thống thực. Phần tiếp theo sẽ trình bày cách thực hiện mô hình điều khiển dự báo tích hợp khâu tích phân.

3. Phương pháp điều khiển dự báo tích hợp khâu tích phân

Để thực hiện phương pháp điều khiển dự báo tích hợp khâu tích phân thì ta giả sử một mô hình đang sử dụng xây ra sai lệch so với hệ thống thực và được cho bởi phương trình dự báo không chính xác như sau [13]:

$$\tilde{x}(k+1) = \tilde{A}_p x(k) + \tilde{B}_p u^*(k) \quad (7)$$

Trong đó $\tilde{x}(k+1)$ là biến trạng thái dự báo khi có sai lệch mô hình, \tilde{A}_p và \tilde{B}_p tương ứng với các ma trận trạng thái không chính xác. Sai lệch dự báo của mô hình chuẩn và mô hình không chính xác được xác định như sau:

$$e_p(k+1) = x(k+1) - \tilde{x}(k+1) \quad (8)$$

Lấy (3) trừ đi (7) rồi thay vào (8) ta được:

$$e_p(k+1) = (A_p - \tilde{A}_p)x(k) + B_p u_{opt}(k) + \tilde{B}_p u^*(k) \quad (9)$$

Trong đó $u^*(k)$ là giá trị đầu vào được chọn không nhất thiết phải bằng hệ thống chính xác $u_{opt}(k)$. Tuy nhiên để hệ thống có sai lệch tĩnh về không thì ta tiến hành thay thế $u^*(k)$ trong (9) như sau:

$$u^*(k) = B_p^{-1} \left(A_p - \tilde{A}_p \right) x_{ref}(k) + B_p^{-1} u_{opt}(k) \quad (10)$$

(10) được viết đơn giản như sau:

$$u^*(k) = u_{offset_ref}(k) + u_{opt}(k) \quad (11)$$

Trong đó:

$$u_{offset_ref}(k) = B_p^{-1} \left(A_p - \tilde{A}_p \right) x_{ref}(k) \quad (12)$$

$$u_{opt}(k) = B_p^{-1} u_{opt}(k)$$

Phương trình (11) cho thấy đầu vào cần thiết để bù sai lệch mô hình có thể được chia thành tổng hai thành phần, thành phần $u_{offset_ref}(k)$ có vai trò bù sai lệch mô hình, thành phần $u_{opt}(k)$ được thiết kế để theo dõi $u_{opt}(k)$ tham chiếu và là thành phần điện áp điều khiển tối ưu đưa vào bộ biến đổi. Do

đó, để duy trì đáp ứng động học của hệ thống, đặc trưng của điều khiển dự báo và đồng thời triệt tiêu được sai lệch tĩnh hệ thống, điều cần thiết là đầu vào $u^*(k)$ (được áp dụng cho mô hình không chính xác) bằng với đầu vào tối ưu (thu được từ mô hình gần đúng) cộng với tín hiệu bù phụ thuộc vào sai lệch hệ thống. Thay (10) vào (9) ta được biểu thức:

$$e_p(k+1) = \left(A_p - \tilde{A}_p \right) \left(x_{ref}(k) - x(k) \right) \quad (13)$$

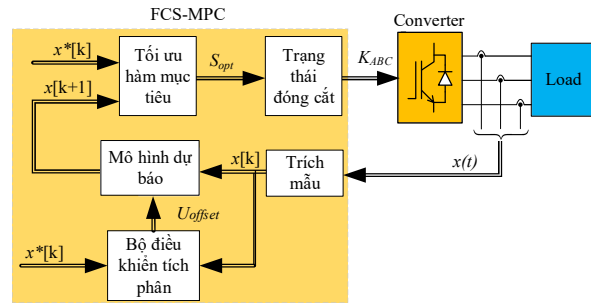
Từ công thức (13), do ma trận tham số A_p và \tilde{A}_p không đổi và khác không nên điều kiện duy nhất cho phép hệ thống triệt tiêu sai lệch tĩnh khi sai lệch giữa giá trị biến trạng thái tham chiếu và biến trạng thái đo về bằng không. Mục tiêu bây giờ là thiết kế bộ điều khiển để giải quyết vấn đề là tạo ra giá trị $u_{offset}(k) = u_{offset_ref}(k)$ để bù sai lệch mô hình tạo ra sai lệch dự báo tương đương với sai lệch dự báo (13), sau khi đã tạo được sai lệch dự báo chỉ phụ thuộc vào sai lệch giữa biến trạng thái tham chiếu và giá trị thực đo về. Để giải quyết 2 vấn đề trên thì bộ điều khiển tích phân với đầu vào là giá trị biến trạng thái đặt và biến trạng thái thực đo vì nó vừa có tác dụng triệt tiêu sai lệch tĩnh cũng như tạo ra giá trị u_{offset} như (12).

Do đó công thức để tính u_{offset} hay đầu ra bộ điều khiển tích phân để thoả mãn yêu cầu trên được biểu diễn như sau [13]:

$$u_{offset}(z) = \frac{G_i}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \left(x_{ref}(z) - x(z) \right) \quad (14)$$

với u_{offset} là kết quả của khâu tích phân với đầu vào là sai lệch giữa biến trạng thái tham chiếu và biến trạng thái thực của hệ thống, G_i là hệ số khuếch đại của bộ điều khiển tích phân phụ thuộc vào sai lệch $A_p - \tilde{A}_p$.

Trong phương án điều khiển đề xuất, một tín hiệu u_{offset} được tạo ra bởi một bộ điều khiển tích phân (14), u_{opt} thu được từ bộ điều khiển dự báo. Sơ đồ điều khiển thuật toán FCS-MPC kết hợp khâu tích phân được đưa ra ở hình 2.



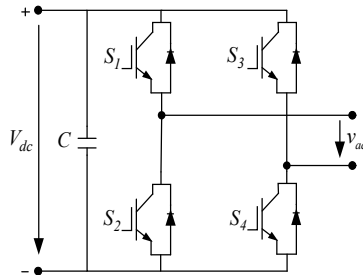
Hình 2: Sơ đồ điều khiển thuật toán FCS-MPC tích hợp khâu tích phân

Phần tiếp theo sẽ thực hiện chiến lược điều khiển dự báo kết hợp khâu tích phân điều khiển động cơ không đồng bộ sử dụng bộ biến đổi nghịch lưu cầu H nối tầng 11 mức.

4. Phương pháp điều khiển dự báo cho mạch nghịch lưu đa mức cầu H ứng dụng động cơ IM

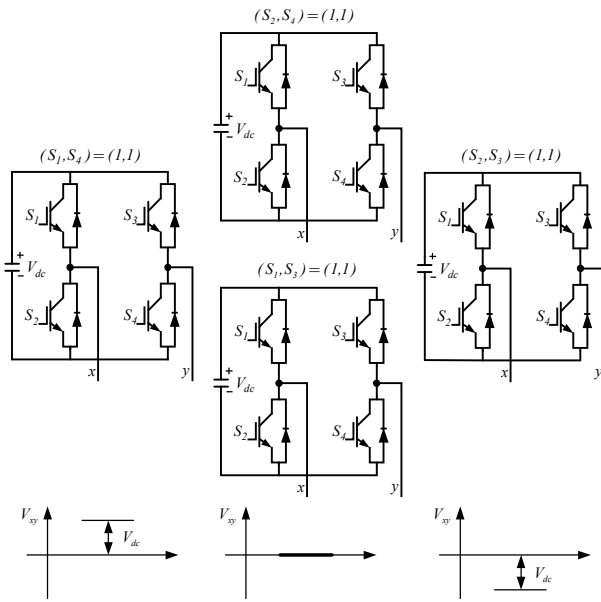
4.1. Mạch nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng

Cấu trúc cầu H nối tầng (Cascade H-Bridge - CHB) được cấu thành từ nhiều cầu H mắc nối tiếp, mỗi cầu H (mỗi cell) gồm 4 khoá bán dẫn mắc theo sơ đồ cấu trúc hình 3, được cung cấp bởi nguồn DC riêng biệt. Mỗi cầu H sẽ tạo ra ba mức điện áp (-V_{dc}, 0, V_{dc}), các trạng thái đóng cắt ứng với mỗi mức điện áp thể hiện ở hình 4, trong đó các trạng thái bằng 1 thể hiện van dẫn.

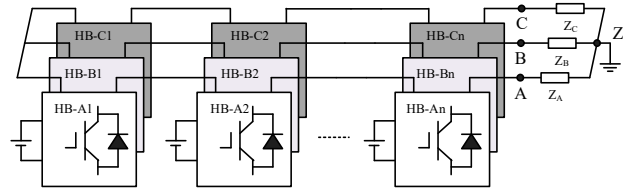


Hình 3: Cấu trúc một cầu H

Hoạt động của n cầu H trên mỗi nhánh pha tải sẽ được tạo nên: n khả năng mức điện áp theo chiều dương, mức điện áp 0 và n khả năng mức điện áp theo chiều âm. Hình 5 là cấu trúc nghịch lưu ba pha $2n+1$ mức. Điện áp đầu ra của nghịch lưu là tổng của tất cả các giá trị đầu ra của các mạch cầu. Cấu trúc nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng có thể tăng phạm vi điện áp đầu ra bằng cách thêm nhiều mô-đun hơn, để đáng hơn trong việc duy trì và kiểm soát điện áp đầu ra một cách hiệu quả [14].



Hình 4: Các trạng thái đóng cắt và mức điện áp tương đương được tạo ra



Hình 5: Cấu trúc nghịch lưu ba pha gồm $2n+1$ mức cầu H nối tầng

4.2. Cấu trúc điều khiển dự báo FCS-MPC cho mạch nghịch lưu cầu H nối tầng

Sơ đồ điều khiển dự báo FCS-MPC cho mạch nghịch lưu đa mức cầu H (CHB) với tải là động cơ IM trung thể theo trên hệ tọa độ dq được thể hiện ở hình 6. Cấu trúc điều khiển gồm: mạch vòng ngoài có bộ điều khiển tốc độ (khối 1) và bộ điều khiển từ thông (khối 2) được thiết kế theo bộ điều khiển PI thông thường. Mạch vòng trong là bộ điều khiển dòng điện được thiết kế theo phương pháp FCS-MPC. Các khối chuyển hệ tọa độ abc sang dq (khối 12). Khối 13 thực hiện dự báo dòng điện tại thời điểm $[k+1]$. Các khối 3, 4, 5, 6 và 7 nằm trong phần điều khiển dự báo được thực hiện ở phần sau. Đối với ĐCKĐB, từ thông là đại lượng không đo được, cần phải biết giá trị từ thông mới có thể tính được dòng điện tại thời điểm tương lai. Để có được giá trị của từ thông phải dùng phương pháp ước lượng; ngoài ra khi chuyển từ hệ tọa độ dq sang $\alpha\beta$ hoặc abc sang dq cần phải biết vị trí góc của vector từ thông (góc ψ_s). Tất cả những điều này được xác định thông qua mô hình từ thông (khối 16).

Hệ phương trình (15) mô tả mô hình trạng thái liên tục của động cơ không đồng bộ trên hệ tọa độ dq [15]; trong đó R_s, R_r lần lượt là điện trở stator và rotor, L_s, L_r là điện cảm stator và rotor, L_m là hõ cảm giữa stator và rotor.

$$\begin{cases} u_s^f = R_s i_s^f + \frac{d\psi_s^f}{dt} + j\omega_s \psi_s^f \\ 0 = R_r i_r^f + \frac{d\psi_r^f}{dt} + j\omega_r \psi_r^f \\ \psi_s^f = L_s i_s^f + L_m i_r^f \\ \psi_r^f = L_m i_s^f + L_r i_r^f \end{cases} \quad (15)$$

Cũng theo [15], qua một số phép biến đổi ta tìm cách khử dòng rotor cũng như từ thông stator ra khỏi hệ phương trình, được hệ phương trình (16), với:

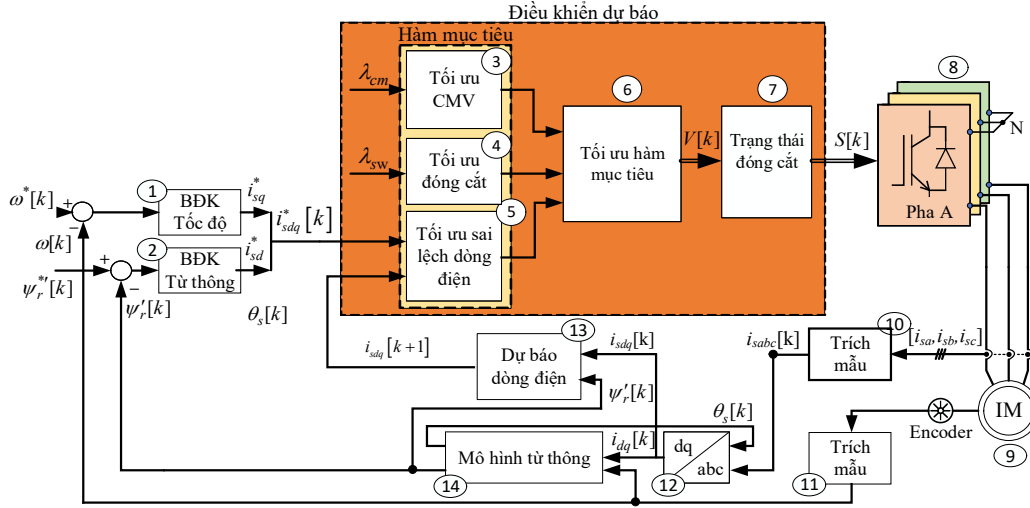
$$T_s = \frac{L_s}{R_s}; T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ là hằng số thời gian rotor và stator}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ là hệ số tiêu tán tổng, } \psi'_{rd} = \frac{\psi_{rd}}{L_m}, \psi'_{rq} = \frac{\psi_{rq}}{L_m}$$

Tiến hành rời rạc hóa các phương trình trong (16) bằng cách lấy xấp xỉ như (17)

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x[k+1] - x[k]}{T} \quad (17)$$

Khi đó thu được hệ phương trình dự báo dòng điện (18) và từ thông ở thời điểm $[k+1]$. Công thức (18) cho thấy giá trị dòng điện stator dự báo ở thời điểm $[k+1]$ phụ thuộc vào giá trị dòng điện, tốc độ, từ thông và vector điện áp tại thời điểm $[k]$.



Hình 6: Sơ đồ điều khiển động cơ không đồng bộ sử dụng phương pháp FCS-MPC

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \frac{d\psi'_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rd} - (\omega_s - \omega) \psi'_{rq} \\ \frac{d\psi'_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \psi'_{rd} - \frac{1}{T_r} \psi'_{rq} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} i_{sd}[k+1] = \left(1 - \frac{1}{\sigma T_s} - T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sd}[k] + T \omega_s i_{sq}[k] + T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rd}[k] + T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \omega \psi'_{rq}[k] + T \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd}[k] \\ i_{sq}[k+1] = -T \omega_s i_{sd}[k] + \left(1 - \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sq}[k] - T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \omega \psi'_{rd}[k] + T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rq}[k] + T \frac{1}{\sigma L_r} u_{sq}[k] \\ \psi'_{rd}[k+1] = \frac{T}{T_r} i_{sd}[k] + \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \psi'_{rd}[k] + T(\omega_s - \omega) \psi'_{rq}[k] \\ \psi'_{rq}[k+1] = \frac{T}{T_r} i_{sq}[k] - T(\omega_s - \omega) \psi'_{rd}[k] + \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \psi'_{rq}[k] \end{cases} \quad (18)$$

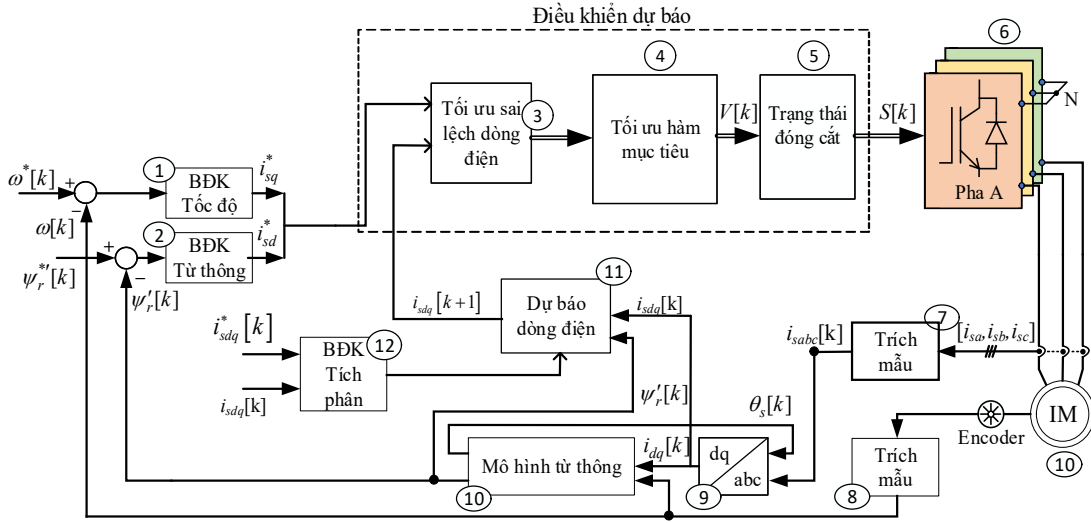
4.3. Cấu trúc điều khiển dự báo kết hợp khâu tích phân cho mạch nghịch lưu đa mức cầu H nổi tầng

Như đã trình bày trong mục 3, có thể triệt tiêu sai lệch tĩnh giữa dòng điện đặt và dòng điện tải nhờ việc điều khiển lỗi dự báo sao cho bằng không. Để đạt được điều này, cần phải xác định một đầu vào mới cho mô hình dự báo, được đặt tên là

u_{offset} có thể bù khi có sai lệch mô hình hệ thống. Sơ đồ điều khiển động cơ không đồng bộ sử dụng điều khiển dự báo kết hợp khâu tích phân được thể hiện trên hình 7. Do đó một

phương án điều khiển dự báo tích hợp khâu tích phân để kiểm soát dòng điện phía tải, giá trị đầu ra của bộ điều khiển được xác định như (14). Khi đó ta thu được các phương trình (19) dự báo dòng điện và từ thông ở thời điểm $[k+1]$ của mô hình không chính xác khi đã bổ sung bộ điều khiển tích phân tạo ra

u_{offset} nhằm bù sai lệch mô hình. Trong hệ phương trình (19), $\tilde{\sigma}, \tilde{T}_r, \tilde{T}_s, \tilde{L}_r, \tilde{L}_s$ lần lượt là hệ số tiêu tán tổng, hằng số thời gian rotor, hằng số thời gian stator, điện cảm rotor và điện cảm stator sai lệch so với mô hình chuẩn.



Hình 7: Sơ đồ điều khiển động cơ không đồng bộ sử dụng chiến lược điều khiển dự báo dòng điện tích hợp khâu tích phân

$$\begin{cases} \tilde{i}_{sd}[k+1] = \left(1 - \frac{1}{\tilde{\sigma} T_s} - T \frac{1-\tilde{\sigma}}{\tilde{\sigma} T_r}\right) \tilde{i}_{sd}[k] + T \omega_s \tilde{i}_{sq}[k] + T \frac{1-\tilde{\sigma}}{\tilde{\sigma} T_r} \tilde{\psi}'_{rd}[k] + T \frac{1-\tilde{\sigma}}{\tilde{\sigma} T_r} \omega \tilde{\psi}'_{rq}[k] + T \frac{1}{\tilde{\sigma} L_s} (u_{sd}[k] + u_{offset_d}[k]) \\ \tilde{i}_{sq}[k+1] = -T \omega_s \tilde{i}_{sd}[k] + \left(1 - \frac{1}{\tilde{\sigma} T_s} - \frac{1-\tilde{\sigma}}{\tilde{\sigma} T_r}\right) \tilde{i}_{sq}[k] - T \frac{1-\tilde{\sigma}}{\tilde{\sigma} T_r} \omega \tilde{\psi}'_{rd}[k] + T \frac{1-\tilde{\sigma}}{\tilde{\sigma} T_r} \tilde{\psi}'_{rq}[k] + T \frac{1}{\tilde{\sigma} L_r} (u_{sq}[k] + u_{offset_q}[k]) \\ \tilde{\psi}'_{rd}[k+1] = \frac{T}{T_r} \tilde{i}_{sd}[k] + \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \tilde{\psi}'_{rd}[k] + T (\omega_s - \omega) \tilde{\psi}'_{rq}[k] \\ \tilde{\psi}'_{rq}[k+1] = \frac{T}{T_r} \tilde{i}_{sq}[k] - T (\omega_s - \omega) \tilde{\psi}'_{rd}[k] + \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \tilde{\psi}'_{rq}[k] \end{cases} \quad (19)$$

Theo tài liệu [16], hàm mục tiêu đồng thời giải quyết triệt tiêu sai lệch dòng điện, giảm điện áp common mode (CMV), và tối ưu đóng cắt. Mục tiêu làm cho sai lệch giữa giá trị dòng điện đo về và dòng điện đặt là nhỏ nhất được thực hiện bởi công thức (20)

$$g_0 = \left(\tilde{i}_{sd}^*[k] - \tilde{i}_{sd}[k+1] \right)^2 + \left(\tilde{i}_{sq}^*[k] - \tilde{i}_{sq}[k+1] \right)^2 \quad (20)$$

$\tilde{i}_{sd}^*[k]$ là dòng điện stator tại thời điểm thứ k, lấy từ đầu ra

bộ điều khiển tốc độ và từ thông, $\tilde{i}_{sdq}[k+1]$ là dòng điện stator dự báo tại thời điểm $[k+1]$ tính theo (19).

Phương trình (21) thể hiện hàm mục tiêu thực hiện việc giảm thiểu CMV:

$$g_1 = \frac{|V_{ZN}[k+1]|}{V_{dc}} \quad (21)$$

$V_{ZN}[k+1]$ là CMV tại thời điểm $[k+1]$

Việc giảm tần số đóng cắt được xác định là số lần chuyển mức của 3 pha là nhỏ nhất giữa 2 chu kỳ trích mẫu và được xác định bởi (22)

$$g_2 = (|S_A[k+1] - S_A[k]| + |S_B[k+1] - S_B[k]| + |S_C[k+1] - S_C[k]|) \quad (22)$$

S_A, S_B, S_C lần lượt là mức điện áp ra ở các pha A, B, C. Việc tối ưu đóng cắt được cho trong Bảng 1 sau:

Bảng 1: Bảng thể hiện tối ưu đóng cắt

S_x	$(S_{xi,1}; S_{xi,3})$				
	$(S_{x1}; S_{x1,3})$	$(S_{x2}; S_{x2,3})$	$(S_{x3}; S_{x3,3})$	$(S_{x4}; S_{x4,3})$	$(S_{x5}; S_{x5,3})$
+5	1(1;0)	1(1;0)	1(1;0)	1(1;0)	1(1;0)
+4	1(1;0)	1(1;0)	1(1;0)	1(1;0)	0(0;0)
+3	1(1;0)	1(1;0)	1(1;0)	0(1;0)	0(0;0)
+2	1(1;0)	1(1;0)	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)
+1	1(1;0)	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)
0	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)
-1	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)	-1(0;1)
-2	0(0;0)	0(0;0)	0(0;0)	-1(0;1)	-1(0;1)
-3	0(0;0)	0(0;0)	-1(0;1)	-1(0;1)	-1(0;1)
-4	0(0;0)	-1(0;1)	-1(0;1)	-1(0;1)	-1(0;1)
-5	-1(0;1)	-1(0;1)	-1(0;1)	-1(0;1)	-1(0;1)

$S_{xi,j}$ là van thứ j của cầu thứ i trong pha x ($x \in \{ A, B, C \}$; $i=1 \div 5$; $j=1 \div 4$)

Hàm mục tiêu với 3 mục tiêu được cho bởi (23)

$$g = g_0 + \lambda_{cm} \cdot g_1 + \lambda_{sw} \cdot g_2 \quad (23)$$

$\lambda_{cm}; \lambda_{sw}$: lần lượt là trọng số CMV và tối ưu đóng cắt

g_0 : thực hiện mục tiêu triệt tiêu sai lệch giữa dòng điện đặt và dòng điện đo về.

g_1 : thực hiện mục tiêu giảm CMV.

g_2 : thực hiện tối ưu đóng cắt.

Giá trị các trọng số trong hàm mục tiêu vẫn được xác định bằng cách thử. Trong các quá trình hoạt động khác nhau, giá trị các trọng số cần khác nhau để có được bộ điều khiển tốt nhất. Ví dụ trong quá trình khởi động động cơ, dòng điện và momen rất lớn, các bộ điều khiển tốc độ và từ thông chưa bám giá trị đặt, lúc này để hệ thống ổn định nhanh nhất nên cho $\lambda_{cm} = \lambda_{sw} = 0$. Sau khi quá trình khởi động đã kết thúc hệ thống được ổn định, tăng dần λ_{cm} để loại bỏ CMV. Tiếp đó tăng λ_{sw} để giảm tần số đóng cắt, giảm tổn thất bộ biến đổi.

5. Kết quả mô phỏng kiểm chứng

Nội dung của phần này là kiểm nghiệm tính hiệu quả của phương pháp điều khiển dự báo MPC 19 vector liên kết [16] tích hợp khâu tích phân để triệt tiêu sai lệch so với phương pháp điều khiển dự báo thông thường. Việc thực nghiệm được triển khai trên phần mềm Matlab simulink, đối tượng thực nghiệm là hệ thống mạch nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng điều khiển động cơ IM trung thể với số mức thực hiện là 11 mức. Các tham số của mạch lực và bộ điều khiển được trình bày trong Bảng 2, các thông số của động cơ được trình bày trong Bảng 3.

Bảng 2: Thông số mạch lực và bộ điều khiển

Tham số	Giá trị	Đơn vị
Điện áp Vdc	600	V
Nội trở nguồn	0,0001	Ω
Điện dung DC	2500	μF
Tần số trích mẫu	20	kHz
Thông số bộ điều khiển tốc độ	$k_{p\omega}=30$ $k_{i\omega}=800$	
Thông số bộ điều khiển từ thông	$k_{p\psi}=100$ $k_{i\psi}=5$	

Bảng 3: Thông số động cơ

Tham số	Giá trị	Đơn vị
Công suất định mức P_N	1,119	MW
Điện áp định mức U_N	3,3	kV
Tốc độ định mức n_N	1470	vòng/phút
Hệ số công suất $\cos\phi$	0,88	
Hiệu suất động cơ H	0,95	
Momen quán tính J	1	KG.m ²
Số cặp cực p_c	2	
Tần số định mức f_N	50	Hz

Bảng 4 thể hiện kích bản mô phỏng. Kích bản thay đổi tham số để kiểm chứng thuật toán FCS-MPC kết hợp với khâu tích phân so với phương pháp thông thường: thay đổi điện trở stator, điện trở rotor, điện cảm stator, điện cảm rotor trong phạm vi 35%.

Bảng 4. Kích bản mô phỏng

Time (s)	0-0,7 (s)	0,7-0,9(s)	0,9-1,1(s)	1,1-1,3(s)	1,3-1,5(s)	1,5-1,7(s)	1,7-1,9(s)
λ_{cm}	0	0	60	60	0	60	60
λ_{sw}	0	0	5	0	0	0	5
n_{ref} (v/p)	0	1470	1470	1470	-1470	-1470	-1470
Ψ_{rd}	7.63Wb						

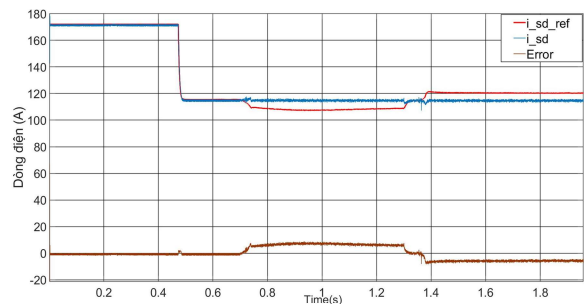
Dưới đây là kết quả thu được khi sử dụng phương pháp điều khiển dự báo thông thường và phương án điều khiển dự báo đề xuất khi tiến hành thay đổi một số thông số của động cơ.

5.1. Kiểm tra đáp ứng dòng điện

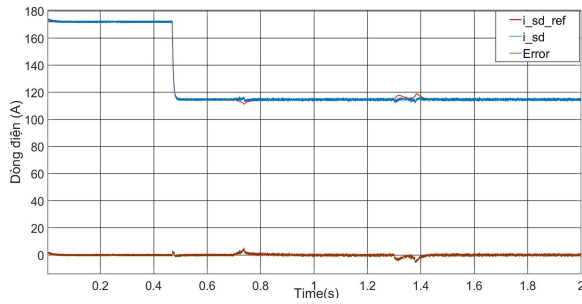
- Thay đổi điện trở rotor 35%

Đáp ứng dòng điện và sai lệch tĩnh dòng điện trên trục d sử dụng phương pháp điều khiển dự báo thông thường được thể hiện trên hình 8; còn hình 9 thể hiện đáp ứng dòng điện và sai lệch tĩnh dòng điện trên trục d khi sử dụng phương pháp điều khiển dự báo tích hợp khâu tích phân.

Nhận thấy khi xảy ra sai lệch mô hình thì xuất hiện sai lệch tĩnh tại thời điểm 0,7s, sai lệch tĩnh trong quá trình tăng tốc là 7A (6%), quá trình giảm tốc là 5A (4,5%). Nhưng sai lệch tĩnh trung bình tại trạng thái ổn định trở về 0A khi áp dụng phương pháp điều khiển FCS-MPC kết hợp khâu tích phân.

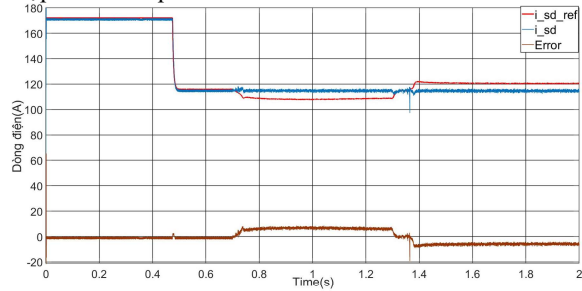


Hình 8: Kết quả mô phỏng trên trục d theo phương pháp FCS-MPC thông thường

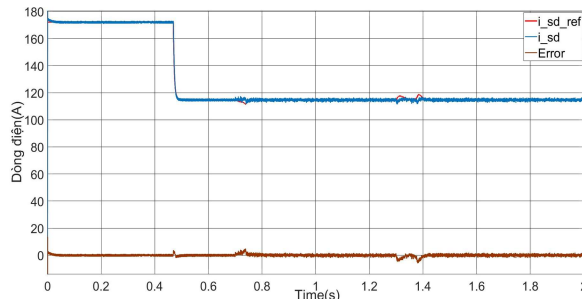


Hình 9: Kết quả mô phỏng trên trục d theo phương pháp FCS-MPC tích hợp khâu tích phân

Hình 10 và hình 11 lần lượt là đáp ứng dòng điện trên trục q sử dụng phương pháp FCS-MPC thông thường và FCS-MPC tích hợp khâu tích phân.



Hình 10: Đáp ứng dòng điện và sai lệch dòng điện trên trục q với điều khiển dự báo thông thường



Hình 11: Đáp ứng dòng điện và sai lệch dòng điện trên trục q với điều khiển dự báo tích hợp khâu tích phân

Khi xảy ra sai lệch mô hình, xuất hiện sai lệch tĩnh tại thời điểm 0,7s, sai lệch tĩnh tại trạng thái ổn định là 6A (2%). Nếu áp dụng phương pháp điều khiển FCS-MPC cải tiến thì sai lệch tĩnh trung bình tại trạng thái ổn định trở thành 0A.

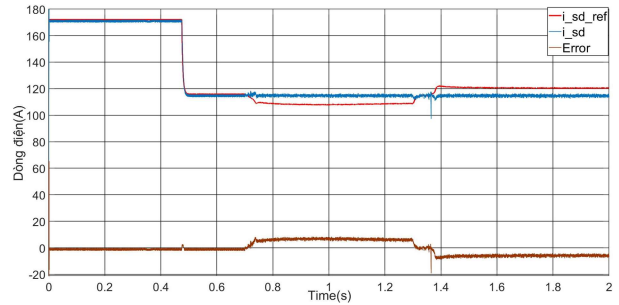
- Thay đổi các tham số động cơ trong phạm vi 35%

Bảng 5 thể hiện việc tiến hành thay đổi các tham số động cơ trong phạm vi 35%.

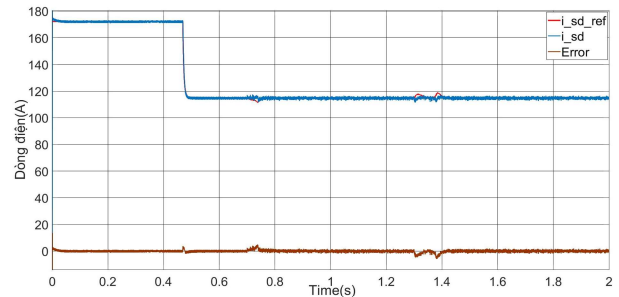
Bảng 5: Thay đổi đồng thời các tham số động cơ trong phạm vi 35%

Thông số	Giá trị
Điện trở stator	$1,15 * R_s$
Điện trở rotor	$1,15 * R_r$
Hỗ cảm	$1,1 * L_m$
Điện cảm stator	$0,9 * L_s$
Điện cảm rotor	$0,9 * L_r$

Hình 12 và hình 13 thể hiện so sánh đáp ứng dòng điện và sai lệch dòng điện trên trục d khi sử dụng 2 phương pháp điều khiển FCS-MPC.



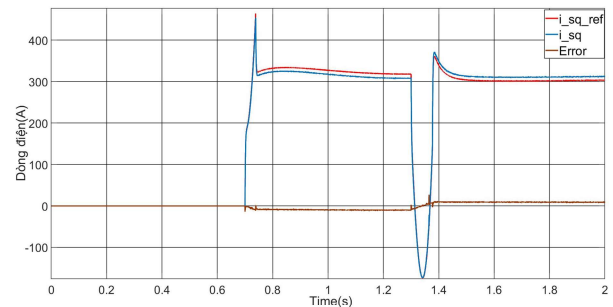
Hình 12: Đáp ứng dòng điện và sai lệch dòng điện trên trục d khi áp dụng FCS-MPC thông thường



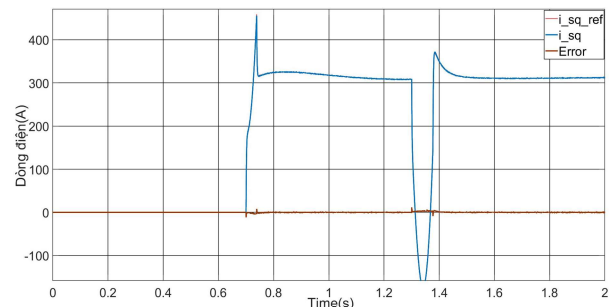
Hình 13: Đáp ứng dòng điện và sai lệch dòng điện trên trục d khi áp dụng FCS-MPC kết hợp khâu tích phân

Khi xảy ra sai lệch mô hình thì xuất hiện sai lệch tĩnh tại thời điểm 0,7s, sai lệch tĩnh trong quá trình tăng tốc là 9A (8%), quá trình giảm tốc là 6A (4%). Khi dùng phương pháp điều khiển FCS-MPC kết hợp khâu tích phân thì sai lệch tĩnh trung bình tại trạng thái ổn định là 0A.

Kết quả so sánh đáp ứng dòng điện trên trục q khi sử dụng 2 phương pháp điều khiển FCS-MPC được thể hiện trên hình 14 và hình 15.



Hình 14: Các đáp ứng trên trục q khi dùng FCS-MPC thông thường



Hình 15: Các đáp ứng trên trục q khi dùng FCS-MPC kết hợp khâu tích phân

Bảng 6: Bảng đánh giá kết quả khảo sát đáp ứng dòng điện khi thay đổi tham số động cơ

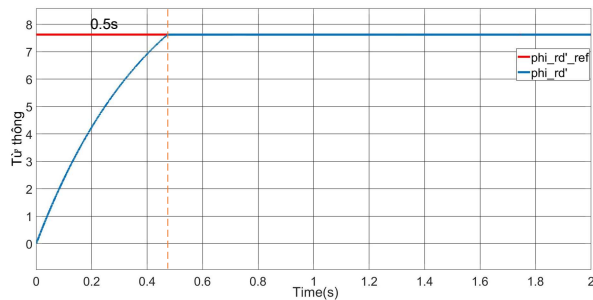
Tham số	FCS-MPC thông thường		FCS-MPC kết hợp tích phân		Nhận xét
	Δi_{sd}	Δi_{sq}	Δi_{sd}	Δi_{sq}	
$1.35 \cdot R_r$	7A (5%)	6A (2%)	~ 0	~ 0	Cả 2 bộ điều khiển vẫn còn xuất hiện đập mạch
$1.15 \cdot R_r$	9A (8%)	10A (9%)	~ 0	~ 0	
$1.15 \cdot R_s$					
$0.9 \cdot L_m$					
$0.9 \cdot L_r$					
$0.9 \cdot L_s$					

Khi xảy ra sai lệch mô hình thì xuất hiện sai lệch tĩnh tại thời điểm bắt đầu, sai lệch tĩnh tại trạng thái ổn định quá trình tăng tốc là 10A (9%), quá trình giảm tốc là 10A (9%). Sai lệch tĩnh trung bình tại trạng thái ổn định là 0A khi áp dụng phương pháp điều khiển FCS-MPC đề xuất. Bảng 6 là bảng tổng hợp đánh giá kết quả khảo sát đáp ứng dòng điện khi thay đổi tham số động cơ.

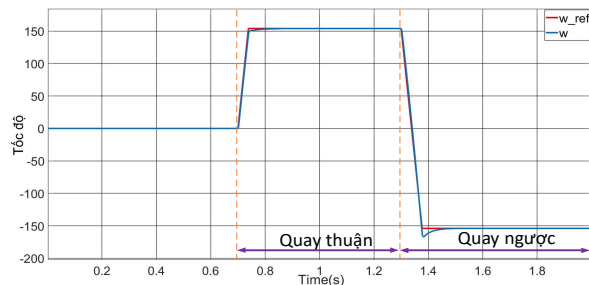
5.2. Kiểm tra động học của hệ thống truyền động động cơ

Hình 16 và hình 17 lần lượt là đáp ứng từ thông và tốc độ của động cơ. Qua đó nhận thấy đáp ứng momen và tốc độ của động cơ đều không bị ảnh hưởng bởi 2 phương pháp điều khiển.

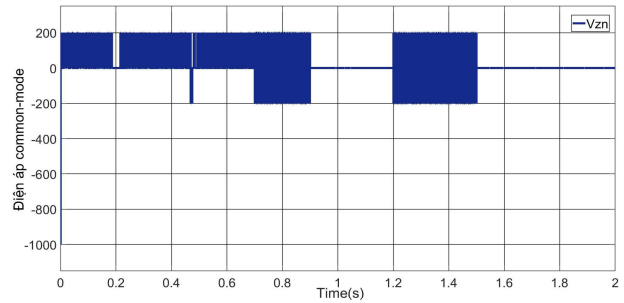
Từ thông thực tế đã bám sát từ thông đặt, như vậy không có hiện tượng quá điều chỉnh của từ thông. Thời gian đáp ứng là 0,5s. Khi động cơ quay thuận, không có độ quá điều chỉnh về tốc độ, thời gian quá độ 0,06s. Khi động cơ quay ngược, độ quá điều chỉnh là 7%, thời gian quá độ 0,15s. Kết quả kiểm tra đáp ứng điện áp common-mode và tối ưu đóng cắt cũng tương tự, đều không bị ảnh hưởng bởi hai phương pháp điều khiển FCS-MPC. Hình 18 cho ra đáp ứng CMV, tại những khoảng thời gian có trọng số $\lambda_{cm}=60$ thì điện áp common-mode bị triệt tiêu.



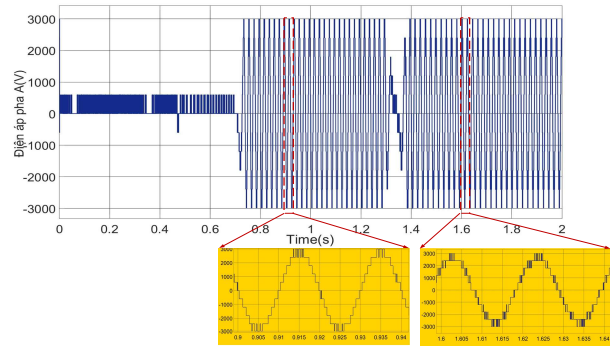
Hình 16: Đáp ứng từ thông của động cơ



Hình 17: Đáp ứng tốc độ của động cơ



Hình 18: Đáp ứng điện áp common-mode



Hình 19: Đáp ứng tối ưu đóng cắt

Hình 19 thể hiện đáp ứng tối ưu đóng cắt. So sánh dạng điện áp pha A trong hai khoảng thời gian với trọng số tối ưu đóng cắt khác nhau, nhận thấy trong khoảng thời gian có $\lambda_{sw}=5$, dạng điện áp thưa hơn và thể hiện rõ hơn ở Bảng 7. Bảng 7 cho thấy khi có trọng số tối ưu đóng cắt thì số lần chuyển mức điện áp ở pha A sẽ ít hơn so với khi không có trọng số. Cụ thể với trường hợp quay thuận, tại thời điểm 0,9-0,92(s) thì số lần chuyển mức là 108 lần; khi không có tối ưu đóng cắt thì số lần chuyển mức tăng đáng kể là 198 lần trong khoảng thời gian từ 1,1-1,12(s).

Bảng 7: Số lần chuyển mức pha A

Chiều quay động cơ	Thời gian khảo sát	Trọng số tối ưu đóng cắt	Số lần chuyển mức pha A
Quay thuận	0,9-0,92 (s)	5	108
	1,1-1,12 (s)	0	198
Quay ngược	1,5-1,52 (s)	0	189
	1,7-1,72 (s)	5	102

6. Kết luận

Bài báo đề xuất một chiến lược điều khiển dự báo tích hợp khâu tích phân nhằm loại bỏ sai lệch tĩnh so với sử dụng phương pháp điều khiển dự báo thông thường. Hơn nữa, việc sử dụng khâu tích phân không phải thêm vòng điều khiển bên ngoài làm cho thiết kế đơn giản hơn so với một số chiến lược điều khiển khác như điều khiển dự báo thêm bộ quan sát trạng thái. Với mục tiêu áp dụng phương án điều khiển dự báo đề xuất ứng dụng trong bộ nghịch lưu cầu H nổi tầng 11 mức nổi tải động cơ IM trung thế, có thể thấy rằng sai lệch tĩnh dòng điện đã được triệt tiêu trên hệ trục tọa độ dq. Bên cạnh

đó, các đáp ứng về tốc độ và từ thông động cơ, điện áp common-mode, tối ưu đóng cắt đều được đảm bảo. Do vậy, chiến lược điều khiển đề xuất trong bài báo cải thiện đáng kể so với phương pháp điều khiển thông thường.

Tài liệu tham khảo

- [1] S. J. Qin and T. A. Badgwell, "Process Control Dynamic," *Control Eng. Pract.*, vol. 11, pp. 733–764, 2003.
- [2] V.C. Mai, M.L. Nguyen, T.H. Vo, et al. (2019), "Hardware in the loop simulation of predictive current control for im fed by multi-level cascaded h-bridge inverters," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2019 - Proceedings*.
- [3] Jose Rodriguez and P. Cortes, "Predictive control of power converters and electrical drives," *John Wiley & Sons, Ltd*, 2012.
- [4] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, et al. (2017), "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947.
- [5] M. Van Chung, D.T. Anh, P. Vu, et al. (2020), "Hardware in the loop co-simulation of finite set-model predictive control using fpga for a three level CHB inverter," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 1719–1730.
- [6] J. Rodríguez et al., "High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment," vol. 59, no. 2, pp. 812–820, 2012.
- [7] C.R. Baier, R.O. Ramirez, E.I. Marciel, et al. (2021), "FCS-MPC without Steady-State Error Applied to a Grid-Connected Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 10, pp. 11785–11799.
- [8] P. Karamanakos, T. Geyer, N. Oikonomou, et al. (2014), "Direct model predictive control: A review of strategies that achieve long prediction intervals for power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 32–43.
- [9] W.K.M. Sc (2009), "Predictive Control of Three Phase AC/DC Converters (PhD Thesis)," *WARSAW UNIVERSITY*.
- [10] M.P. Kazmierkowski, K. R., and F. Blaabjerg (2002), "Control in Power Electronics Selected Problems," *Elsevier Science (USA)*.
- [11] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, et al. (2010), "Model predictive control of multilevel cascaded H-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699.
- [12] H. A. Young, M. A. Perez and J. Rodriguez, "Analysis of Finite-Control-Set Model Predictive Current Control With Model Parameter Mismatch in a Three-Phase Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 3100-3107, May 2016.
- [13] R.O. Ramirez, J.R. Espinoza, C.R. Baier, et al. (2019), "Finite-State Model Predictive Control with Integral Action Applied to a Single-Phase Z-Source Inverter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 228–239.
- [14] H. Truong, C. Mai, C. Nguyen, et al. (2021), "Modified space vector modulation for cascaded H-bridge multilevel inverter with open-circuit power cells," *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2021.
- [15] N.P. Quang (2020), "Điều khiển vector truyền động điện xoay chiều ba pha," 2nd Ed., *Nhà xuất bản Bách Khoa Hà Nội*.
- [16] C.M. Van, S. Duong-Minh, Duc Tran-Huu, et al. (2021), "An improved method of model predictive current control for multilevel cascaded H-bridge inverters," *Electrical Engineering*, vol 72 (2021), No1, 1–11.