

ĐÁNH GIÁ ĐỘNG HỌC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN FCS - MPC CHO ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ 3 PHA ĐƯỢC CẤP NGUỒN BỞI NGHỊCH LƯU 3 MỨC

PERFORMANCE EVALUATION OF FCS-MODEL PREDICTIVE CONTROL OF INDUCTION MOTORS FED BY THREE LEVEL INVERTER

Mai Văn Chung^{1,2,*},
 Dương Anh Tuấn², Nguyễn Văn Liên²

TÓM TẮT

Bài báo trình bày phương pháp thiết kế bộ điều khiển dự báo cho động cơ không đồng bộ 3 pha với nguồn cấp là nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng. Từ động học của hệ thống để đánh giá phương pháp MPC. Mục tiêu chính của việc áp dụng phương pháp MPC cho bộ biến đổi đa mức cầu H là điều chỉnh dòng điện đầu ra phía xoay chiều có dạng hình sin mong muốn, điện áp trên các pha phía xoay chiều hoạt động ổn định với dao động thấp. Kết quả mô phỏng khi áp dụng phương pháp MPC cho bộ biến đổi cầu H ba mức được thực hiện trên phần mềm Matlab-Simulink đã chứng minh các ưu điểm của bộ biến đổi khi áp dụng thuật toán điều khiển dự báo.

Từ khóa: Điều khiển dự báo (MPC), nghịch lưu 3 mức, cầu H nối tầng, động cơ không đồng bộ, FCS-MPC.

ABSTRACT

This paper presents a finite control set - model predictive control (FCS-MPC) of induction motor fed by a multilevel cascaded H-bridge inverter. We based on the performance of system to evaluate the MPC method. The control system provide tracking of alternating current followed a sine wave reference. A simulation model of a seven-level CHB converter has been built on Matlab-Simulink which has demonstrated the advantages of the converter when applying MPC as reduced the switching frequency and produced output voltage with very low total harmonic distortion at the AC side of the converter.

Keywords: Model prediction control (MPC), three level inverter, Cascaded H-bridge, induction motor, FCS-MPC.

¹Trường Đại học Hùng Vương

²Trường Đại học Bách khoa Hà Nội

*Email: maichung@hvu.edu.vn

Ngày nhận bài: 07/8/2019

Ngày nhận bài sửa sau phản biện: 07/9/2019

Ngày chấp nhận đăng: 15/10/2019

| | |
|---------|---|
| IM | Induction motor (động cơ KĐ-RLS) |
| MPC | Model prediction control |
| FCS-MPC | Finite control set - model predictive control |

1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Sự phát triển liên tục của các linh kiện bán dẫn, khả năng ứng dụng của bộ vi xử lý hiện đại và công nghệ xử lý tín hiệu, đã cho phép thực hiện các biện pháp điều khiển tinh vi hơn để đáp ứng nhu cầu ngày càng tăng của quá trình điều khiển. Điều khiển dự báo (MPC) là một trong những phương pháp đáp ứng được các điều kiện này. MPC lần đầu tiên được giới thiệu vào năm 1960 và được ứng dụng nhiều trong công nghiệp vào năm 1970 [1, 2, 3]. Hơn 40 năm qua, điều khiển dự báo cho các hệ tuyến tính đã được áp dụng rộng rãi. Quá trình tính toán của bộ điều khiển dự báo phức tạp hơn so với các bộ điều khiển khác, tuy nhiên nó nâng cao độ chính xác, ổn định và điều khiển nhanh hơn. Từ những năm 1980, MPC bắt đầu được ứng dụng trong điện tử công suất, lúc này do hạn chế về kỹ thuật xử lý nên nó chỉ được ứng dụng cho các hệ thống tần số thấp [4]. Về bản chất điều khiển dự báo gồm nhiều các phương pháp điều khiển khác nhau có chung một đặc điểm, đó là sử dụng các mô hình toán học của hệ thống để dự đoán hành vi tương lai. Việc thực hiện được bộ điều khiển MPC yêu cầu những phức tạp về mặt toán học, đòi hỏi năng lực tính toán của máy tính phải lớn. Trước đây, vấn đề này gặp nhiều khó khăn, tuy nhiên những năm gần đây năng lực ngày càng tăng của các máy tính hiện có cũng như sự phát triển không ngừng của các phương pháp giải số dành riêng cho điều khiển dự báo phi tuyến đã mang đến khả năng ứng dụng của MPC cho các hệ động học biến đổi nhanh. MPC kết hợp với bộ vi xử lý DSP, FPGA... [5, 6]. Việc áp dụng MPC cho điện tử công suất đã có những lợi thế riêng để áp dụng trong thực tế dễ dàng hơn. Một số ưu điểm của điều khiển dự báo như: Phù hợp với hệ thống MIMO; điều khiển nhiều quá trình trong cùng một lúc với các hệ thống đơn giản cũng như hệ thống phức tạp; đưa ra phương pháp điều khiển vượt trước, có khả năng xử lý điều kiện ràng

CHỮ VIẾT TẮT

| | |
|---------|------------------------------|
| NLĐM | Nghịch lưu đa mức |
| KĐB-RLS | Không đồng bộ rotor lồng sóc |

buộc, rất hiệu quả khi quỹ đạo đặt đã biết trước; dễ dàng thực hiện luật điều khiển tuyến tính cho bộ điều khiển trong trường hợp không hạn chế đầu vào/ra. Tuy nhiên, điều khiển dự báo cũng tồn tại một số nhược điểm như: Cần phải thực hiện chính xác mô hình đối tượng, vấn đề này khó thực hiện với các hệ thống phức tạp; tính toán phức tạp hơn bộ điều khiển PID và một số bộ điều khiển khác.

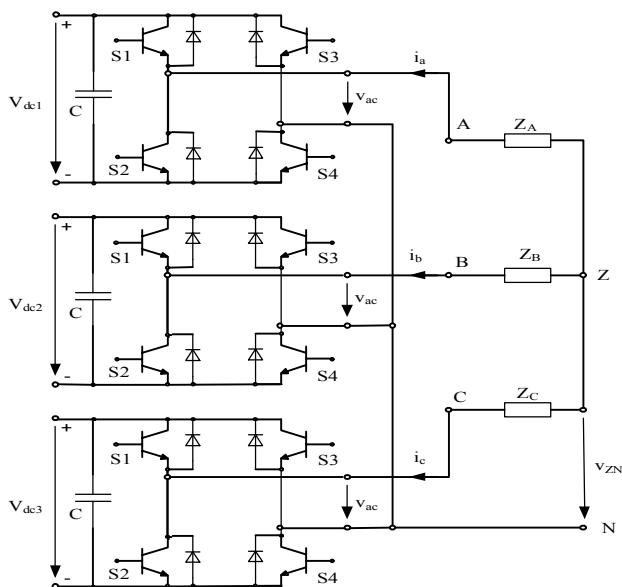
Nghịch lưu đa cấp đã được sử dụng rộng rãi trong các ứng dụng công nghiệp với dải điện áp cao, công suất lớn (ví dụ, hệ thống bơm nhà máy nước và quạt gió nhà máy xi măng...) nhờ các ưu điểm của chúng so với biến tần hai cấp, như dạng sóng đầu ra bước có độ méo sóng hài thấp hơn, giảm điện áp đặt lên các linh kiện bán dẫn công suất, tốc độ thay đổi điện áp tức thời thấp hơn dv/dt , tần số đóng cắt bộ biến đổi giảm... Hiện nay, biến tần đa mức có các dạng cấu trúc cơ bản: Cấu trúc diot kẹp (NPC) [7], tụ điện bay (FC) [8, 9], cầu H nối tầng (CHB) [10, 11] và bộ chuyển đổi đa cấp mô-đun (MMC) [12, 13, 14]. Từ thực tế thấy rằng, với lưới điện hạ áp có điện áp dây 380VAC khi muốn chạy động cơ IM $\Delta/Y : 380/690$ chạy động cơ ở điện áp 690VAC là khó khăn. Tuy nhiên, bộ biến đổi nghịch lưu đa mức là một giải pháp tốt để giải quyết vấn đề trên. Bên cạnh đó, việc điện áp, dòng điện đặt lên các van bán dẫn nhỏ hơn so với nghịch lưu nguồn áp ba pha thông thường làm cho giá thành các van công suất cũng giảm xuống cũng là một ưu điểm của nghịch lưu đa mức.

Vì vậy, bài báo này sử dụng phương pháp điều khiển FCS - MPC điều khiển cho động cơ không đồng bộ ba pha, sử dụng nghịch lưu đa mức. Với mục tiêu là phát huy được ưu điểm của MPC và nghịch lưu đa mức cầu H nối tầng. Bên cạnh đó việc đánh giá động học của hệ thống để thấy rõ hơn được ưu điểm của MPC.

2. MÔ HÌNH HÓA HỆ THỐNG

2.1. Mô hình hóa bộ biến đổi đa mức cầu H nối tầng ba pha

2.1.1. Sơ đồ cấu trúc bộ biến đổi đa mức cầu H ba pha



Hình 1. Sơ đồ cấu trúc nghịch lưu 3 mức cầu H nối tầng

Hình 1 mô tả sơ đồ cấu trúc bộ biến đổi ba pha ba mức cầu H nối tầng được cấu thành từ ba cầu H mắc nối tiếp trên mỗi pha, mỗi cầu H gồm 4 van bán dẫn IGBT mắc theo sơ đồ cầu, được cung cấp bởi nguồn một chiều và có thể tạo ra ba cấp điện áp đầu ra là: $+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$ bằng cách đóng mở các cặp van (S_1, S_2) và (S_3, S_4), ứng với các trạng thái đóng mở là "0" và "1" [3]. Phía một chiều yêu cầu các nguồn một chiều độc lập, do đó bộ biến đổi này rất phù hợp để kết nối các tấm pin năng lượng mặt trời vào lưới điện [1].

2.1.2. Mô hình bộ biến đổi đa mức cầu H nối tầng trên miền thời gian liên tục

Phương trình mô tả điện áp phía xoay chiều của bộ biến đổi cầu H nối tầng trên hình 1.

$$v_j = L \frac{di_j}{dt} + Ri_j \quad j = a, b, c \quad (1)$$

Giả thiết tải ba pha phía xoay chiều là cân bằng, điện áp trên mỗi pha phía xoay chiều:

$$\begin{cases} v_a = v_{aO} = v_{aN} + v_{NO} \\ v_b = v_{bO} = v_{bN} + v_{NO} \\ v_c = v_{cO} = v_{cN} + v_{NO} \end{cases} \quad (2)$$

Điện áp v_{NO} là điện áp ở chế độ thông thường với giá trị được tính ở công thức (3):

$$v_{NO}(t) = \frac{1}{3} [v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)] \quad (3)$$

Suy ra:

$$v_j(t) = \left[L \frac{di_j(t)}{dt} + Ri_j(t) + v_{sj}(t) \right] + v_{NO}(t) \quad (4)$$

Từ (4) mối quan hệ giữa dòng điện và điện áp bộ biến đổi được mô tả bởi biểu thức sau:

$$\frac{di_j(t)}{dt} = -\frac{R}{L} i_j(t) + \frac{1}{L} [v_j(t) - v_{NO}(t) - v_{sj}(t)] \quad (5)$$

Mỗi điện áp $v_a(t)$, $v_b(t)$, $v_c(t)$ có thể nhận một trong bảy mức điện áp V_{dc}^* ($-n, -n+1, \dots, 0, \dots, n$) và được gọi là các mức trạng thái điện áp (state level). Từ đó ta có thể biểu diễn:

$$v_i(t) = V_{dc} v_{ij}(t) \quad (6)$$

Trong đó: $v_{ij} \in \{-n, -n+1, \dots, 0, \dots, n\}$

Để tạo ra các tín hiệu điều khiển, mô hình không gian trạng thái được sử dụng để tìm giá trị dự báo của dòng điện:

$$v = \frac{2}{3} (v_{aN} + a v_{bN} + a^2 v_{cN}) \quad (7)$$

$$v_{jN} = S_j * V_{dc} \quad (8)$$

Trong đó: $a = e^{j2\pi/3}$; $a^2 = e^{j4\pi/3}$

Sử dụng chuyển đổi này, (3) được mô tả như sau:

$$L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + Ri_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta} \quad (9)$$

Trong đó: $v_{\alpha\beta}$ là vector điện áp và $i_{\alpha\beta}$ là vector dòng điện phía xoay chiều của bộ biến đổi.

2.1.3. Mô hình gián đoạn của bộ biến đổi đa mức cầu H nối tầng

Phương pháp điều khiển dự báo của cầu H nối tầng được thực hiện dựa trên mô hình gián đoạn. Có nhiều phương pháp gián đoạn hóa khác nhau với độ chính xác khác nhau. Tuy nhiên nếu chu kỳ gián đoạn đủ nhỏ thì phương pháp Euler tiến có thể áp dụng do tương đối đơn giản, trong đó sử dụng đạo hàm bậc nhất để xấp xỉ các biến điều khiển như sau:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(t_{k+1}) - x(t_k)}{T_s} \tag{10}$$

Ở đây, T_s là thời gian lấy mẫu, $x(t_{k+1})$ và $x(t_k)$ là giá trị của các biến điều khiển trong thời gian lấy mẫu tiếp theo và ở trạng thái hiện tại. Từ (5) thực hiện rời rạc hóa thu được phương trình sai phân dạng (11).

$$\frac{i_j(k+1)}{T_s} = \left(\frac{1}{T_s} - \frac{R}{L} \right) i_j(k) + \frac{1}{L} [v_j(k) - v_{NO}(k) - v_{sj}(k)] \tag{11}$$

Từ (11) có thể biểu diễn mô hình gián đoạn của dòng điện phía xoay chiều như sau:

$$i_j(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L} \right) i_j(k) + \frac{T_s}{L} [v_j(k) - v_{NO}(k) - v_{sj}(k)] \tag{12}$$

Từ (12) viết được phương trình trạng thái gián đoạn dưới dạng (13).

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + Ev_s(k) \tag{13}$$

Trong đó:

$$x(k) = \begin{bmatrix} i_a(k) \\ i_b(k) \end{bmatrix}; \quad v_g(k) = \begin{bmatrix} v_{ga}(k) \\ v_{gb}(k) \end{bmatrix}; \quad u(k) = \begin{bmatrix} v_{la}(k) \\ v_{lb}(k) \\ v_{lc}(k) \end{bmatrix};$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{RT_s}{L} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{RT_s}{L} \end{bmatrix}; \quad B = \frac{V_{dc}T_s}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \end{bmatrix};$$

$$E = -\frac{T_s}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

2.2. Mô hình hóa động cơ không đồng bộ

Động cơ không đồng bộ (IM) có thể được mô hình hóa, các trục α và β của điện áp stator của IM được tính là tổng của điện áp trên điện trở và đạo hàm của các liên kết từ thông stator trong khung tham chiếu đứng yên như sau:

$$\begin{aligned} u_{sa} &= R_s i_s + L_s \dot{\psi}_s \\ 0 &= R_r i_r + L_r \dot{\psi}_r - jz_p \omega \psi_r \\ \psi_s &= L_s i_s + L_m i_r \\ \psi_r &= L_r i_r + L_m i_s \end{aligned} \tag{14}$$

Trong đó, i_s : dòng điện stator; i_r : dòng điện rotor; R_s : điện trở stator; R_r : điện trở rotor; ω : tốc độ góc rotor; z_p : số

đôi cực; L_s, L_r : điện cảm; L_m : hãm cảm; ψ_s, ψ_r : từ thông stator, rotor.

Ở hệ phương trình trên đại lượng không cần thiết được triệt tiêu ra khỏi hệ như vector dòng điện rotor i_r , và vector

từ thông stator ψ_s . Đặt $\psi'_{ra} = \frac{\psi_{ra}}{L_m}; \psi'_{r\beta} = \frac{\psi_{r\beta}}{L_m}; T_s = \frac{L_s}{R_s};$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}; \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ ta có hệ phương trình sau:

$$\begin{cases} \frac{di_{sa}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_s}\right) i_{sa} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_s} \psi'_{ra} \\ \quad + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sa} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_s}\right) i_{s\beta} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_s} \psi'_{r\beta} \\ \quad + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{ra} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta} \\ \frac{d\psi'_{ra}}{dt} = \frac{1}{T_s} i_{sa} - \frac{1}{T_s} \psi'_{ra} - \omega \psi'_{r\beta} \\ \frac{d\psi'_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_s} i_{s\beta} + \frac{1}{T_s} \psi'_{r\beta} - \omega \psi'_{ra} \end{cases} \tag{15}$$

Phương trình momen trên trục động cơ không đồng bộ thể hiện qua dòng stator và từ thông stator theo công thức:

$$T_e = \frac{3}{2} z_p (\psi_s X i_s) \tag{16}$$

3. THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN FCS - MPC CHO ĐỘNG CƠ IM

3.1. Rời rạc hóa phương trình trạng thái của động cơ

Dựa trên mô hình hóa động cơ không đồng bộ rotor lồng sóc được trình bày trong phần trên, mối quan hệ giữa từ thông stator và từ thông rotor được trình bày trong [16].

Rời rạc hoá (15), theo:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \tag{17}$$

Phương trình dự báo dòng điện ở chu kỳ làm việc k+1:

$$\begin{cases} i_{sa}(k+1) = \left(1 - \frac{T}{\sigma T_s} - T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{sa}(k) + T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{ra}(k) \\ \quad + T \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{r\beta}(k) + T \frac{1}{\sigma L_s} u_{sa}(k) \\ i_{s\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{T}{\sigma T_s} - T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) i_{s\beta}(k) - T \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{ra}(k) \\ \quad + T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{r\beta}(k) + T \frac{1}{\sigma L_s} u_{s\beta}(k) \end{cases} \tag{18}$$

Tương tự ta cũng sẽ có được phương trình dự báo dòng điện tại thời điểm k+2:

$$\begin{cases} i_{sa}(k+2) = \left(1 - \frac{T}{\sigma T_s} - T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sa}(k+1) + \\ T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{ra}(k+1) + T \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{rb}(k+1) + T \frac{1}{\sigma L_s} u_{sa}(k+1) \\ i_{sb}(k+2) = \left(1 - \frac{T}{\sigma T_s} - T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{sb}(k+1) - \\ T \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega \psi'_{ra}(k+1) + T \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \psi'_{rb}(k+1) + T \frac{1}{\sigma L_s} u_{sb}(k+1) \end{cases} \quad (19)$$

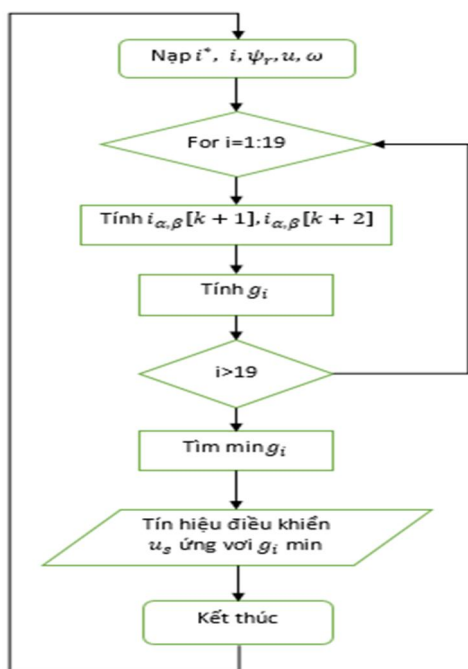
Phương trình dự báo từ thông:

$$\begin{aligned} \psi'_{ra}(k+1) &= \frac{T}{T_r} i_{sa}(k) + \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \psi'_{ra}(k) - \omega T \psi'_{rb}(k) \\ \psi'_{rb}(k+1) &= \frac{T}{T_r} i_{sb}(k) + \omega T \psi'_{ra}(k) + \left(1 - \frac{T}{T_r}\right) \psi'_{rb}(k) \end{aligned} \quad (20)$$

Trong đó, T: chu kỳ trích mẫu

3.2. Mô hình dự báo dòng điện

Nguyên lý và thuật toán điều khiển dự báo cho động cơ IM được trình bày như hình 2.



Hình 2. Lưu đồ thuật toán điều khiển

Trong đó, hàm mục tiêu sẽ được xác định bởi biểu thức:

$$J = \left\| i_{\alpha\beta}^*(k) - i_{\alpha\beta}(k+2) \right\|_2^2 + \left\| i_{\alpha\beta}^*(k) - i_{\alpha\beta}(k+1) \right\|_2^2 \quad (21)$$

4. MÔ PHỎNG

Thông số mô phỏng và thông số bộ điều khiển từ thông như trong bảng 1, 2.

Bảng 1. Thông số mô phỏng

| | | |
|--------------------|----------|--------|
| Công suất định mức | P_{dm} | 2,2kW |
| Tải định mức | M_{dm} | 7,3N.m |
| Dòng định mức | I_{dm} | 2,7A |

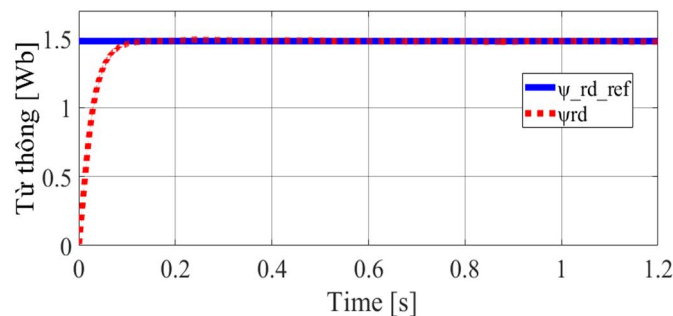
| | | |
|--------------------------|----------|-------------------------|
| Điện áp định mức | U_{dm} | 690V |
| Tần số | f | 50Hz |
| Số đôi cực | Z_p | 1 |
| Điện trở stator | R_s | 6Ω |
| Điện trở rotor | R_r | 6Ω |
| Điện cảm Lm | L_m | 1,094H |
| Điện cảm stator | L_s | 1,134H |
| Điện trở rotor | L_r | 1,134H |
| Tốc độ định mức | n_{dm} | 2880rpm |
| Momen quán tính | J | 0,0018kg.m ² |
| Điện áp 1 chiều V_{dc} | V_{dc} | 600V |
| Chu kỳ trích mẫu | T | 50μs |

Bảng 2. Thông số bộ điều khiển từ thông

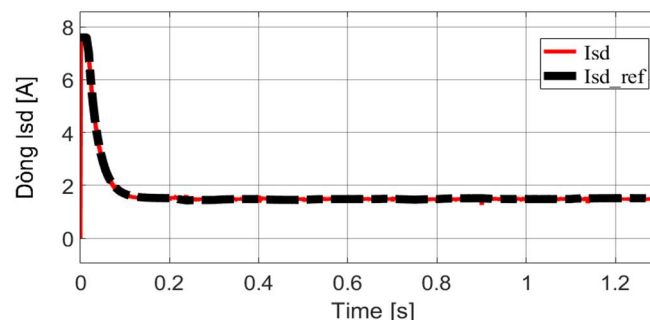
| | |
|------------------------|----|
| Bộ điều khiển từ thông | |
| Kp | 8 |
| Ki | 40 |
| Bộ điều chỉnh tốc độ | |
| Kp | 1 |
| Ki | 80 |

Kịch bản 1: Phát huy công suất

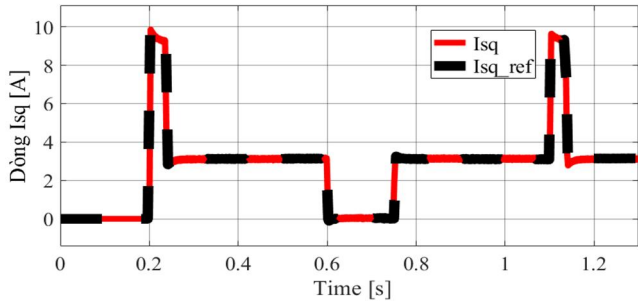
Tại thời điểm ban đầu đặt từ thông bằng từ thông định mức, tại 0,2s, bắt đầu đặt tốc độ và momen, $M_c = M_{dm} = 7,3N.m$, tốc độ đặt tăng dần lên $\omega_{dm} = 300rad/s$ với gia tốc $4000rad/s^2$. Tại thời điểm 0,6s đảo chiều tốc độ, tốc độ đặt giảm dần xuống $-300rad/s$. Tại thời điểm 1,1s, tốc độ đặt tăng dần về 0.



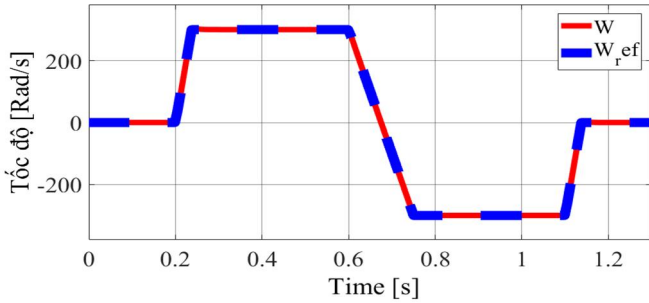
Hình 3. Đồ thị đáp ứng từ thông



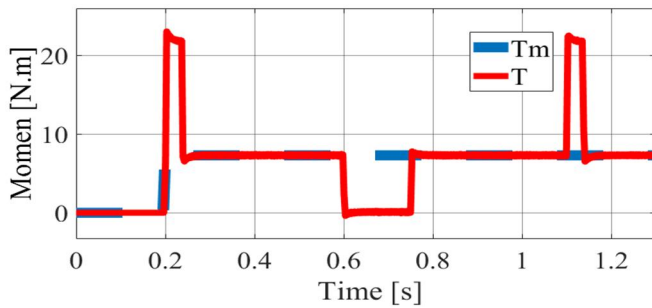
Hình 4. Đồ thị dòng điện $i_{sd} - i_{sd}$



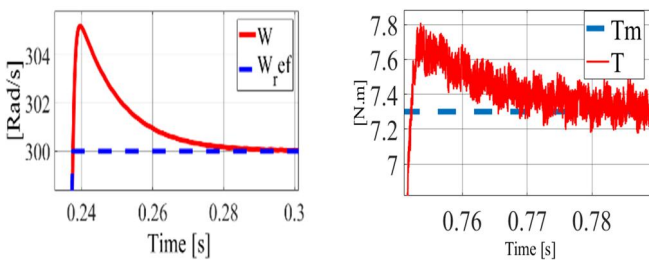
Hình 5. Đồ thị dòng điện $i_{sq} - i_{sq_ref}$



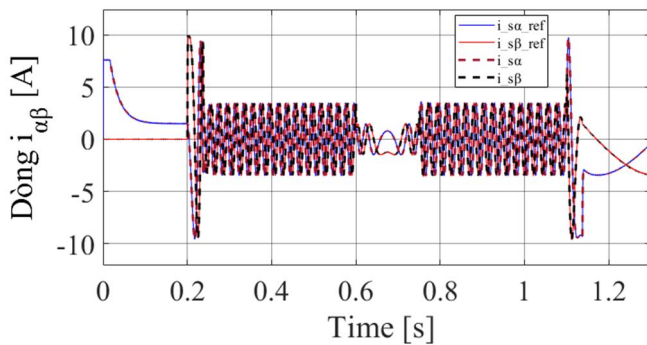
Hình 6. Đồ thị đáp ứng tốc độ



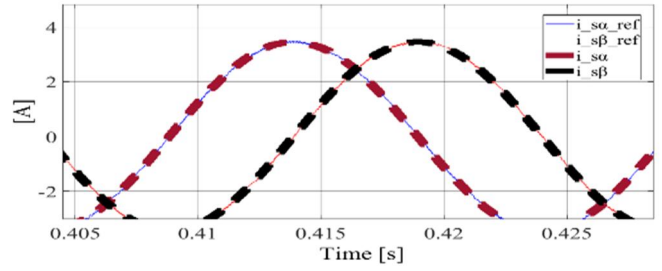
Hình 7. Đồ thị đáp ứng mô men



Hình 8. Đồ thị độ đáp mạch tốc độ, momen



Hình 9. Đồ thị dòng điện đặt và dòng điện động cơ trên hệ tọa độ $0\alpha\beta$



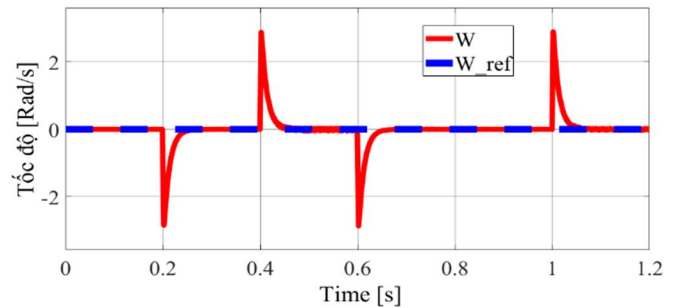
Hình 10. Hình ảnh thể hiện sự đáp ứng của dòng điện động cơ trên hệ tọa độ $0\alpha\beta$

Kịch bản 2: Phát huy momen

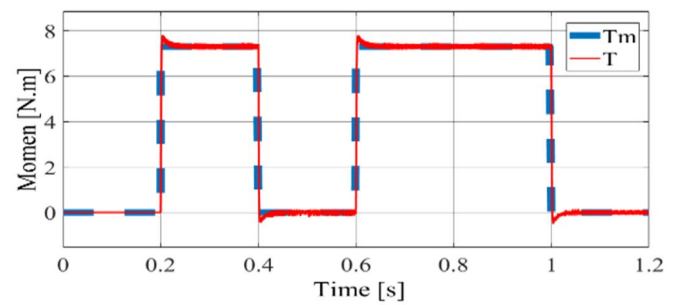
Cho momen tải có dạng xung và tốc độ đặt bằng 0 với mục tiêu đánh giá khả năng phát huy của momen. Điều kiện mô phỏng như trong bảng 3.

Bảng 3. Điều kiện mô phỏng 2

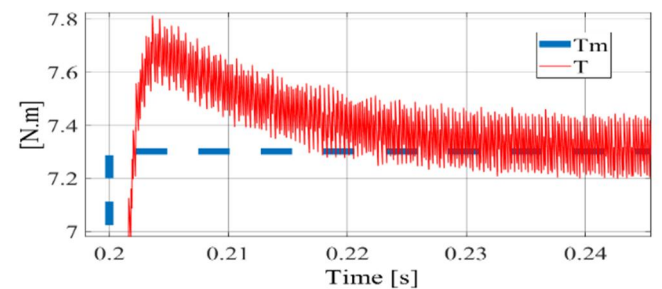
| Thông số mô phỏng | | | | | |
|-----------------------|------|-----|-----|-----|---|
| Thời gian | 0 | 0,2 | 0,4 | 0,6 | 1 |
| Từ thông ψ'_{rd} | 1,48 | | | | |
| Tốc độ đặt | 0 | | | | |
| Momen tải T_m | 0 | 7,3 | 0 | 7,3 | 0 |



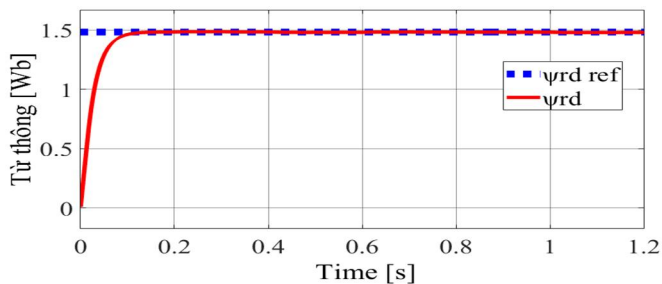
Hình 11. Hình ảnh độ bám tốc độ khi moment hay đổi



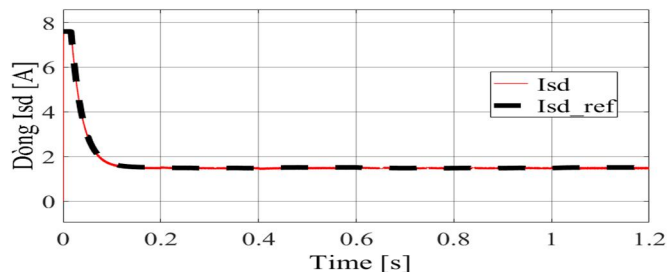
Hình 12. Hình ảnh đáp ứng của momen



Hình 13. Hình ảnh thể hiện độ quá độ momen



Hình 14. Hình ảnh độ đáp ứng của từ thông

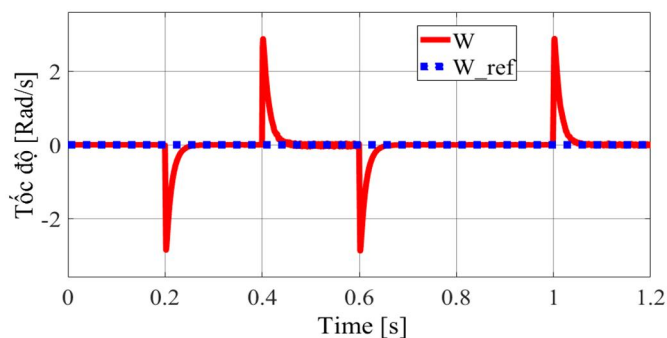


Hình 15. Hình ảnh độ đáp ứng dòng điện tập từ thông

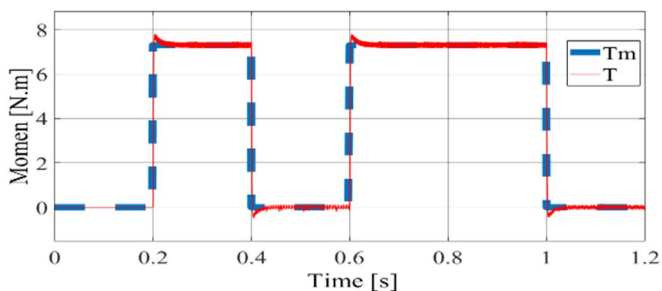
Kịch bản 3: Đánh giá động học khi thay đổi về tham số. Với các điều kiện mô phỏng như kịch bản 2. Tuy nhiên, thay đổi thông số động cơ trong phạm vi 15% để đánh giá tính ổn định, sự phụ thuộc tham số của phương pháp.

Bảng 4. Tham số điều của hệ thống thay đổi.

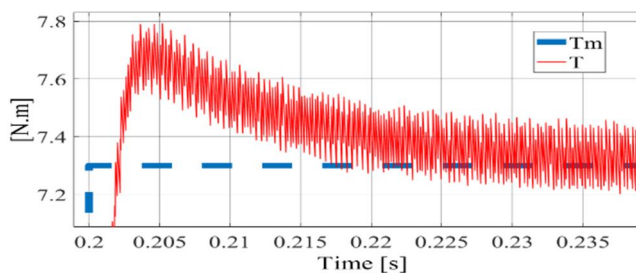
| Thông số mới | |
|-----------------|--------------|
| Điện trở stator | $1,15 * R_s$ |
| Điện trở rotor | $1,15 * R_r$ |
| Hỗ cảm | $0,9 * L_m$ |
| Điện cảm Stator | $0,9 * L_s$ |
| Điện cảm Rotor | $0,9 * L_r$ |



Hình 16. Hình ảnh độ thay đổi tốc độ khi moment hay đổi



Hình 17. Hình ảnh độ đáp ứng của momen



Hình 18. Hình ảnh độ quá độ momen

Bảng 5. Thống kê trạng thái động học của tốc độ

| | Thời gian đáp ứng (s) | Thời gian quá độ (s) | Độ quá điều chỉnh (%) | Sai lệch tĩnh (%) |
|----------------------|-----------------------|----------------------|-----------------------|-------------------|
| Điều kiện mô phỏng 1 | 0 | 0,07 | 1,6% | 0 |
| Điều kiện mô phỏng 2 | 0 | 0,07 | 2,3% | 0 |
| Điều kiện mô phỏng 3 | 0 | 0,07 | 2,3% | 0 |

Bảng 6. Thống kê trạng thái động học của momen

| | Thời gian đáp ứng (s) | Thời gian quá độ (s) | Độ quá điều chỉnh (%) | Sai lệch tĩnh (%) |
|----------------------|-----------------------|----------------------|-----------------------|-------------------|
| Điều kiện mô phỏng 1 | 0 | 0,04 | 9,6 | 2 |
| Điều kiện mô phỏng 2 | 0,002 | 0,04 | 7 | 1,8 |
| Điều kiện mô phỏng 3 | 0,002 | 0,04 | 7 | 2 |

Nhận xét:

Ở ba điều kiện mô phỏng đưa ra thấy rằng dòng điện tạo mô men, từ thông bám theo lượng đặt như hình 3, 4, 5, 7, 12, 14, 15, 17

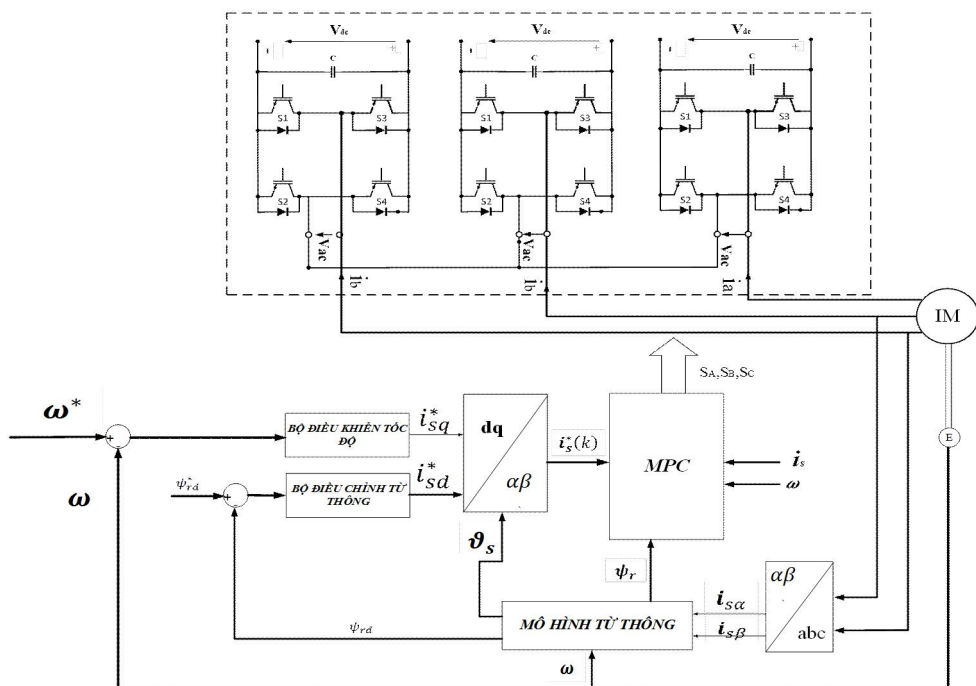
Cả 3 điều kiện từ thông đáp ứng nhanh khoảng 0,1s như hình 3, 4, 14, 15

Về khả năng đáp ứng của tốc độ từ hình 6, 11, 16 và bảng 5 ta thấy: Ở cả ba điều kiện mô phỏng: Thời gian đáp ứng gây như là ngay lập tức (0,02s) bám theo tốc độ đặt; Thời gian quá độ ở ba trường hợp đều là 0,07s gần như ngay lập tức; Độ quá điều chỉnh 1,6%, 2,3% đều rất nhỏ và thảo mãn ở mức tốt so với các chỉ tiêu chất lượng; Đặc biệt sai lệch tĩnh gần như bằng không trong cả ba điều kiện mô phỏng.

Về khả năng đáp ứng của momen từ các hình 7, 8, 13, 14, 17, 18 và bảng 6 ta thấy: Thời gian đáp ứng của momen lớn nhất 0,02s gần như mô men được đáp ứng ngay lập tức; Thời gian quá độ 0,04s rất nhỏ mô men gần như ổn định ngay; Độ quá điều chỉnh lớn nhất 9,6% nằm trong giới hạn cho phép; Sai lệch tĩnh lớn nhất 2% như vậy mô men tương đối mịn.

Với thời gian đáp ứng, thời gian quá độ đều rất nhỏ. Bên cạnh đó độ quá điều chỉnh, sai lệch tĩnh đều nằm trong giới hạn cho phép ở mức tốt chứng tỏ phương pháp điều khiển có động học tốt.

Ở điều kiện mô phỏng 3 với điều kiện thay đổi trong phạm vi 15% tham số như bảng 4 cho ra động học vẫn rất tốt chứng tỏ phương pháp điều khiển MPC tương đối ổn định với sự thay đổi của tham số.



Hình 19. Sơ đồ nguyên lý của hệ thống

5. KẾT LUẬN

Bài báo đã trình bày kết quả nghiên cứu áp dụng phương pháp điều khiển dự báo FCS-MPC cho bộ biến đổi 3 mức sử dụng cầu H nối tầng. Từ yêu cầu chất lượng đầu ra phía xoay chiều của cầu H nối tầng, phương pháp FCS-MPC đã dự báo được trạng thái dòng điện ở chu kỳ làm việc tiếp theo dựa trên mô hình toán học toán học của bộ biến đổi để chọn ra các trạng thái làm việc tối ưu của dòng điện thông qua hàm mục tiêu. Qua kết quả mô phỏng thấy rằng phương pháp điều khiển cho động học của hệ thống tốt: mô men tác động gần như ngay lập tức; sai lệch tĩnh của mô men, tốc độ rất nhỏ; tốc độ bám theo tốc độ đặt; phương pháp điều khiển ít phụ thuộc vào tham số.

LỜI CẢM ƠN

Nhóm tác giả trân trọng cảm ơn Trường Đại học Hùng Vương đã hỗ trợ thông qua đề tài trọng điểm cấp trường.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1]. Nguyễn Doãn Phước, 2007. *Lý thuyết điều khiển nâng cao*. NXB KHKT.
 [2]. Đỗ Thị Tú Anh, 2015. *Điều khiển dự báo phản hồi đầu ra theo nguyên lý tách cho hệ phi tuyến*. Luận án Tiến sĩ ĐHBK Hà Nội
 [3]. Qingrui Tu, Zheng Xu, and Lie Xu, 2011. *Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters*. IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 26, No 3.
 [4]. E. F. Camacho and C. Bordons, 2007. *Model Predictive Control*. Springer-Verlag, Ed.
 [5]. C. Buccella, C. Cecati, and H. Latafat, 2012. *Digital control of power converters*. x2014;a survey, Industrial Informatics, IEEE Transactions on, vol. 8, no. 3, pp. 437–447.

[6]. M. Perez, M. Vasquez, J. Rodriguez, and J. Pontt, 2009. *FPGA-based predictive current control of a three-phase active front end rectifier*. in Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on, pp. 1–6.

[7]. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, 1981. *A new neutral-point clamped PWM inverter*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-17, pp. 518–523.

[8]. T. A. Meynard and H. Foch, 1992. *Multi-level choppers for high voltage applications*. Eur. Power Electron. Drives J., vol. 2, no. 1, p. 41.

[9]. T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt, 2002. *Multicell converters: Basic concepts and industry applications*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 5, pp. 955–964.

[10]. J. S. Lai and F. Z. Peng, 1996.

Multilevel converters - A new breed of power converters. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, pp. 509–517.

[11]. F. Z. Peng, J. W. McKeever, and D. J. Adams, 1998. *A power line conditioner using cascade multi-level inverters for distribution systems*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 6, pp. 1293–1298.

[12]. R. Marquardt and A. Lesnicar, 2003. *A new modular voltage source inverter topology*. in Proc. Eur. Power Electron. Conf., pp. 2–4.

[13]. M. Hagiwara and H. Akagi, 2009. *Control and experiment of pulse width modulated modular multilevel converters*. IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 7, pp. 1737–1746.

[14]. B. Xiao, L. Hang, J. Mei, C. Riley, L. M. Tolbert, and B. Ozpineci, 2015. *Modular cascaded H-bridge multilevel PV inverter with distributed MPPT for grid-connected applications*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 21, no. 2, pp. 1722–1731.

AUTHORS INFORMATION

Mai Van Chung^{1,2}, Duong Anh Tuan², Nguyen Van Lien²

¹Hung Vuong University

²Hanoi University of Science and Technology