

Điều khiển động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu nuôi bởi biến tần ma trận sử dụng phương pháp điều khiển dự báo tường minh

Explicit model predictive control of permanent-magnet synchronous motors fed by matrix converter

Trần Vũ Trung, Nguyễn Phùng Quang
DH Bách Khoa Hà Nội

e-Mail: quang.nguyenphung@hust.edu.vn

Tóm tắt

Bài báo trình bày kết quả nghiên cứu, áp dụng phương pháp điều khiển dự báo tường minh cho đối tượng là hệ truyền động động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu được nuôi bởi biến tần ma trận. Mô hình đối tượng dòng điện, và cũng là mô hình trạng thái của động cơ, mang đặc điểm phi tuyến bilinear, được đưa về dạng một mô hình tuyến tính tham số hằng trong phạm vi miền dự báo không quá dài. Nhờ đó, dễ dàng thiết kế được bộ điều khiển dự báo tường minh với sự hỗ trợ của công cụ *Multi-Parametric Toolbox*. Ngoài ra, một thành phần có chứa khâu tích phân được cộng thêm vào đầu ra của bộ điều khiển dự báo để triệt tiêu sai lệch tĩnh gây ra bởi sự kém chính xác của mô hình. Hiệu quả của bộ điều khiển dự báo đã thiết kế được kiểm chứng thông qua mô phỏng số. Những kết quả khả quan đạt được hứa hẹn đây có thể là một giải pháp điều khiển chất lượng cao, phù hợp với các hệ thống thực nghiệm thông dụng hiện nay.

Từ khóa: điều khiển dự báo, động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu, biến tần ma trận

Abstract

The paper presents the initial research results on applications of explicit model predictive control to electric drive systems using matrix converter fed permanent-magnet synchronous motors. The current process model or the motor's discrete state model, which is characterized by a bilinear characteristic, can be considered as a linear time-invariant model during the prediction horizon which is not so long. Based on that assumption, it is easy to design explicit model predictive controller with the support of a MATLAB-based toolbox named as *Multi-Parametric Toolbox*. Besides, a component containing integrator is added to the predictive controller's output in order to remove the static error caused by the inaccurate model. The effectiveness of the designed predictive control law is validated by digital simulations. It is shown that this method can be a high-quality solution which is suitable for common experimental systems.

Keywords: model predictive control, PMSM, matrix converter

Ký hiệu

K. hiệu Đ.vị Ý nghĩa

$\mathbf{u}_s^f, \mathbf{i}_s^f$ Vector điện áp, dòng điện stator

L_{sd}, L_{sq}	H	Điện cảm stator dọc và ngang trục
T_{sd}, T_{sq}	s	Hằng số thời gian trục dq
ω, ω_s	rad/s	Tốc độ góc cơ, tốc độ góc stator
ψ_p	Wb	Từ thông cực
T_e, T_m	N.m	Mômen điện từ, mômen tải
X^*		Giá trị đặt của đại lượng X
\mathbf{u}^{opt}		Giá trị tối ưu của biến điều khiển
T_s	s	Chu kỳ trích mẫu

Chữ viết tắt

ĐCĐBKTVTC	Động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu
BTMT	Biến tần ma trận
CSPK	Công suất phản kháng
MPC	Model-based Predictive Control
EMPC	Explicit MPC
mp-QP	Multi-parametric Quadratic Programming
FCS-	Finite Control Set
CCS-	Continuous Control Set

1. Đặt vấn đề

Các hệ điện-cơ trong truyền động điện đến nay nói chung đều được mô tả bằng những mô hình toán học tương đối chính xác về mặt cấu trúc. Vì vậy, điều khiển dự báo (MPC) được xem là một lựa chọn phù hợp để cải tiến chất lượng điều khiển truyền động điện hiện đại [1]. Lớp phương pháp MPC ứng dụng trong lĩnh vực này thường được xếp vào 2 nhóm: *CCS-MPC* và *FCS-MPC*. *FCS-MPC* là nhóm phương pháp MPC đặc trưng của truyền động điện, nổi bật với ưu điểm thuật toán tìm nghiệm đơn giản thông qua hoạt động thực thi một số hữu hạn các vòng lặp, tính hiệu quả cũng đã được kiểm chứng trong nhiều công trình nghiên cứu [1, 2]. Tuy nhiên, nó đã sớm bộc lộ những hạn chế: sóng hài gia tăng, khả năng điều khiển trở nên kém chính xác với chu kỳ trích mẫu lớn. Bên cạnh đó, việc chỉ thích hợp với dự báo trước 1 chu kỳ khiến cho tính ổn định lý thuyết của nhóm phương pháp này là rất nghèo nàn.

Chính vì vậy, phát triển các nghiên cứu về *CCS-MPC*, nhóm phương pháp có sử dụng bộ điều chế, là hướng đi phù hợp hơn cả. *CCS-MPC* cho phép kế thừa các thành tựu về lý thuyết điều khiển dự báo, tính ổn định nhờ thế mà được đảm bảo vững chắc, sự lựa chọn phương pháp thiết kế bộ điều khiển (BĐK) cũng rất

đa dạng. Tuy nhiên, nếu một phương pháp yêu cầu khối lượng tính toán trực tuyến quá lớn so với khả năng làm việc của thiết bị điều khiển được sử dụng, nó khó có thể được ứng dụng rộng rãi trong thực tiễn, đặc biệt là cho các đối tượng có động học nhanh. Năm 2000, Bemporad [3] đã đề xuất *Điều khiển dự báo tường minh* (EMPC), chỉ ra cách thức chuyển các tính toán trực tuyến cần thiết cho việc thực thi thuật toán tối ưu sang chế độ ngoại tuyến mà vẫn giữ được tất cả các đặc điểm khác của MPC thông thường, nhờ vậy mà khối lượng tính toán trực tuyến được giảm đi đáng kể, tạo điều kiện mở rộng phạm vi ứng dụng của MPC cho những đối tượng có động học nhanh.

Đối với bài toán điều khiển động cơ đồng bộ kích thích vĩnh cửu (ĐCĐBKTV) nuôi bởi nghịch lưu nguồn áp, nhiều nghiên cứu ứng dụng thành công EMPC đã được công bố [4, 5, 6]. Tuy nhiên, có thể chỉ ra một số nhược điểm trong các bài báo này. Trong [4] và [5], cấu trúc điều khiển phân tầng truyền thống mà hiệu quả đã được chứng minh trong thực tiễn không được sử dụng; thay vào đó, dòng điện và tốc độ được đặt trong cùng một biến trạng thái. Trong [6], điện áp DC-Link được xét như một biến trạng thái, điều này làm hạn chế khả năng mở rộng thiết kế cho các ứng dụng không sử dụng phân tử lưu trữ năng lượng một chiều trung gian.

$$J_{N_p} = \mathbf{x}^T(k+N_p) \mathbf{P} \mathbf{x}(k+N_p) + \sum_{j=0}^{N_p-1} \left[\mathbf{x}^T(k+j) \mathbf{Q} \mathbf{x}(k+j) + \mathbf{u}^T(k+j) \mathbf{R} \mathbf{u}(k+j) \right] \quad (3)$$

ở đó $\mathbf{x}(k+j)$ là giá trị dự báo của vector biến trạng thái tại thời điểm thứ $k+j$ nếu áp đặt dãy tín hiệu điều khiển tương lai $\mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(k+j-1)$ lên đối tượng (1) kể từ trạng thái $\mathbf{x}(k)$ (được cập nhật vào đầu mỗi chu kỳ trích mẫu). Các biến quá trình tương lai phải thỏa mãn điều kiện ràng buộc (2). Trong (3), $\mathbf{P}, \mathbf{Q}, \mathbf{R}$ là các ma trận trọng số đối xứng xác định bán dương, và N_p được gọi là miền dự báo.

Tại mỗi chu kỳ làm việc (có độ lớn đúng bằng chu kỳ trích mẫu) của ĐK, trong dãy tín hiệu điều khiển tối ưu tìm được, chỉ phân tử đầu tiên $\mathbf{u}^{opt}(k)$ được đưa đến đối tượng.

2.2 Thuật toán EMPC

Bài toán điều khiển dự báo đặt ra ở trên là bài toán quy hoạch toàn phương, cần được giải trực tuyến trong mỗi chu kỳ làm việc của ĐK (có độ lớn đúng bằng chu kỳ trích mẫu tín hiệu) do có sự phụ thuộc vào giá trị của các biến trạng thái liên tục thay đổi. Đối với những đối tượng có động học nhanh, chỉ cho phép trích mẫu chu kỳ nhỏ, rất khó có thể cài đặt được một thuật toán tìm nghiệm tối ưu theo phương pháp giải tích trên nền tảng các vi điều khiển thông dụng hiện nay. Chính vì vậy, nhờ khả năng giảm đáng kể khối lượng tính toán trực tuyến, EMPC được xem là lựa chọn hàng đầu để giải quyết bài toán điều khiển dự báo trong thực tế.

Ý tưởng cơ bản của EMPC là xét biến trạng thái như một vector tham số, bài toán điều khiển dự báo khi đó

Bài báo này nghiên cứu thuật toán EMPC và thiết kế ĐK EMPC cho đối tượng truyền động cụ thể là ĐCĐBKTV nuôi bởi biến tần ma trận (BTMT).

2. Thuật toán EMPC

2.1 Bài toán điều khiển dự báo tối ưu cho hệ tuyến tính có ràng buộc

Xét bài toán điều chỉnh biến trạng thái về gốc tọa độ của hệ tuyến tính được mô tả bởi mô hình trạng thái gián đoạn:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k) \end{cases} \quad (1)$$

ở đó: $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$, $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^p$ tương ứng là các biến trạng thái, biến đầu vào điều khiển và biến đầu ra thỏa mãn các điều kiện ràng buộc tại mọi thời điểm $k \geq 0$:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\min} &\leq \mathbf{x}(k) \leq \mathbf{x}_{\max}, \\ \mathbf{y}_{\min} &\leq \mathbf{y}(k) \leq \mathbf{y}_{\max}, \\ \mathbf{u}_{\min} &\leq \mathbf{u}(k) \leq \mathbf{u}_{\max} \end{aligned} \quad (2)$$

Nhiệm vụ của ĐK MPC là tìm ra nghiệm của bài toán tối thiểu hóa hàm mục tiêu sau tại mỗi thời điểm trích mẫu thứ k :

được chuyển về một bài toán quy hoạch toàn phương đa tham số (mp-QP) có biến trạng thái mới $\mathbf{z} = \mathbf{z}(\mathbf{x}, \mathbf{u})$, còn tham số \mathbf{x} chỉ xuất hiện trong các bất đẳng thức ràng buộc. Xuất phát từ một vector tham số $\mathbf{x}_0 \in X$, giải bài toán mp-QP được một nghiệm tối ưu \mathbf{z}_0 . Nghiệm này sẽ cho tương ứng một miền giới hạn X_0 của \mathbf{x} và một luật điều khiển dạng affine $\mathbf{u} = \mathbf{u}_0(\mathbf{z}_0, \mathbf{x})$. Lấy một vector tham số trong miền còn lại $X \setminus X_0$, tìm được một nghiệm tối ưu \mathbf{z}_1 mới, tương ứng với một miền giới hạn X_1 mới và luật điều khiển $\mathbf{u}_1(\mathbf{z}_1, \mathbf{x})$ mới. Cứ như thế, miền X sẽ được phân hoạch thành các miền giá trị nhỏ X_i , ứng với mỗi miền con này sẽ có một luật điều khiển dạng affine tương ứng:

$$\mathbf{u}^{opt}(k) = \mathbf{K}_i \mathbf{x}(k) + \mathbf{k}_i \quad (4)$$

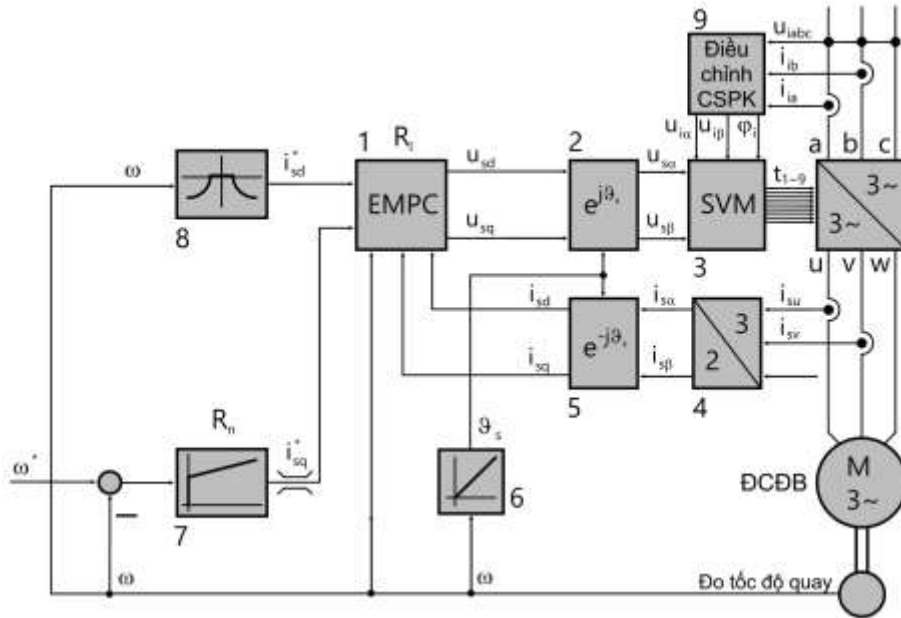
Như vậy, tất cả sự phức tạp của thuật tối ưu đã được chuyển qua chế độ ngoại tuyến. Kết thúc quá trình tính toán ngoại tuyến, một bộ cơ sở dữ liệu $X_i, \mathbf{K}_i, \mathbf{k}_i$ dưới dạng bảng chọn đã được tạo sẵn. Ở chế độ trực tuyến, ĐK chỉ cần kiểm tra xem biến trạng thái $\mathbf{x}(k)$ đo được nằm ở miền X_i nào, tra cứu $\mathbf{K}_i, \mathbf{k}_i$ tương ứng rồi thực hiện tính $\mathbf{u}^{opt}(k)$ theo (4).

Cơ sở lập luận toán học của thuật toán EMPC được trình bày chi tiết trong [3]. Dưới góc độ của người làm ứng dụng, một công cụ hỗ trợ tính toán là điều được quan tâm hơn cả. Hiện nay, giải pháp thiết kế EMPC phổ biến nhất là *Multi-Parametric Toolbox* (MPT3, [7]) chạy trên nền MATLAB. Với công cụ này, cơ sở dữ liệu ngoại tuyến dễ dàng được tạo ra và được cất trong một file C. Đặc biệt, MPT3 Toolbox còn hỗ trợ giải bài toán *điều khiển bám*, việc khai báo các giá trị thông số cũng hết sức đơn giản và tiện lợi.

3. Thiết kế bộ điều khiển EMPC cho hệ ĐCĐBKTV C - BTMT

Cấu trúc điều khiển phân tầng cho ĐCĐBKTV C theo nguyên lý tựa từ thông rotor được sử dụng (H. 1). Trong đó, chỉ có BDK dòng điện (vòng trong) là được thiết kế theo phương pháp EMPC. Nếu các thành phần dòng điện dọc và ngang trực từ thông được điều

khiển nhanh, chính xác và không tương tác, các vòng điều khiển bên ngoài sẽ được thiết kế tương tự như đối với động cơ một chiều. Đối tượng phần cơ chỉ là một khâu tích phân một vào – một ra, luật PI là đủ cho BDK tốc độ vòng ngoài, không cần thiết phải áp dụng giải thuật dự báo ở đây để làm tăng mức độ phức tạp và khối lượng tính toán.



H. 1 Cấu trúc điều khiển ĐCĐBKTV C nuôi bởi BTMT sử dụng nguyên lý tựa theo từ thông rotor

Đối tượng dòng điện của ĐCĐBKTV C được mô tả bởi mô hình trạng thái gián đoạn [8]:

$$\mathbf{i}_s^f(k+1) = \Phi^f \mathbf{i}_s^f(k) + \mathbf{H}^f \mathbf{u}_s^f(k) + \mathbf{h}\omega_s \quad (5)$$

Trong đó,

$$\mathbf{i}_s^f = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix}^T; \quad \mathbf{u}_s^f = \begin{bmatrix} u_{sd} & u_{sq} \end{bmatrix}^T; \quad \mathbf{h} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_p T_s}{L_{sq}} \end{bmatrix};$$

$$\Phi^f = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{T_{sd}} & \omega_s T_s \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \\ -\omega_s T_s \frac{L_{sd}}{L_{sq}} & 1 - \frac{T_s}{T_{sq}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H}^f = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_{sq}} \end{bmatrix};$$

Các số hạng có chứa ω_s được nhóm lại, (5) được viết lại dưới dạng:

$$\mathbf{i}_s^f(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{i}_s^f(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}_s^f(k) + \mathbf{D}_\omega \omega_s(k) \quad (6)$$

Trong đó:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{T_{sd}} & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T_s}{T_{sq}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_{sq}} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{D}_\omega(k) = \begin{bmatrix} \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq}(k) \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd}(k) - \frac{\omega_p}{L_{sq}} \end{bmatrix} T_s \omega_s(k)$$

Trong (5), (6), tốc độ góc điện tham gia vào mô hình đối tượng dòng như một nhiều đầu vào. Thành phần $\mathbf{D}_\omega(k)$ có chứa tích của biến đầu vào và biến trạng thái, phản ánh đặc điểm phi tuyến *bilinear*. Để có thể áp dụng được thuật toán EMPC, ta cần đến giả thiết đơn giản hóa sau để thu được mô hình dự báo tuyến tính trong phạm vi một vài chu kỳ trích mẫu:

$\mathbf{D}_\omega(k)$ không đổi trong toàn miền dự báo. (7)

Giả thiết dự báo (7) được đề cập trong hầu hết các nghiên cứu về điều khiển ĐCĐBKTV C sử dụng EMPC [4, 5, 6]. Đây là một giả thiết hợp lý nhằm đơn giản hóa cấu trúc phi tuyến của mô hình đối tượng dòng điện, phù hợp với miền dự báo không quá dài ($N_p \leq 4$). Tính đúng đắn của nó được suy ra từ các cơ sở lập luận sau:

- Tốc độ thay đổi chậm so với dòng điện do quán tính phần cơ lớn hơn đáng kể quán tính phần điện. Giá trị tốc độ có thể được xem là không đổi trong phạm vi một vài chu kỳ trích mẫu dòng điện;
- Các thành phần dòng điện được dẫn dắt bởi quỹ đạo tham chiếu là đầu ra của bộ điều khiển vòng ngoài có chu kỳ trích mẫu cao hơn nhiều lần so với chu kỳ trích mẫu vòng trong, các giá trị tham chiếu này không đổi trong miền dự báo ngắn;
- Dù mô hình dự báo được sử dụng để tìm ra tập nghiệm tối ưu gồm N_p biến điều khiển tương lai, nhưng thực chất chỉ phần tử đầu tiên ứng với chu kỳ hiện tại là được đưa đến đối tượng. Biến $\mathbf{D}_\omega(k)$ luôn được cập nhật vào đầu mỗi chu kỳ cùng với việc đo trích mẫu dòng điện. Do đó, những thay

đôi nhỏ của $\mathbf{D}_\omega(k)$ sẽ không làm giảm hiệu quả điều khiển của luật phản hồi trạng thái ở hiện tại. Với giả thiết đơn giản hóa (7), mô hình dự báo được sử dụng có thể viết dưới dạng một mô hình trạng thái tuyến tính:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^f k+1 \\ \mathbf{D}_\omega k+1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^f k \\ \mathbf{D}_\omega k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_s^f k \quad (8)$$

Trong (8), kích thước của các ma trận không và ma trận đơn vị là 2×2 . Đặt lại kí hiệu:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^f & \mathbf{D}_\omega \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^{4 \times 1}, \quad \mathbf{u} = \mathbf{u}_s^f \in \mathbb{R}^{2 \times 1},$$

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{I} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{4 \times 4}, \quad \mathbf{B}' = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{4 \times 2},$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{i}_s^f \in \mathbb{R}^{2 \times 1}, \quad \mathbf{C}' = \mathbf{I} \quad \mathbf{0} \in \mathbb{R}^{2 \times 4}.$$

Khi đó, bài toán điều khiển dự báo tối ưu được xét cho hệ:

$$\begin{cases} \mathbf{x} k+1 = \mathbf{A}' \mathbf{x} k + \mathbf{B}' \mathbf{u} k \\ \mathbf{y} k = \mathbf{C}' \mathbf{x} k \end{cases} \quad (9)$$

với hàm mục tiêu phản ánh mong muốn điều khiển đầu ra bám quỹ đạo đặt $\mathbf{y}^* = \begin{bmatrix} i_{sd}^* & i_{sq}^* \end{bmatrix}^T$:

$$J_{N_p} = \sum_{j=0}^{N_p} \mathbf{y} k+j |k - \mathbf{y}^* \quad \mathbf{Q} \quad \mathbf{y} k+j |k - \mathbf{y}^* \quad (10)$$

thỏa mãn các điều kiện ràng buộc:

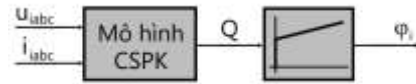
$$\begin{aligned} -\mathbf{y}_{\max} &\leq \mathbf{y} k \leq \mathbf{y}_{\max} \\ -\mathbf{u}_{\max} &\leq \mathbf{u} k \leq \mathbf{u}_{\max} \end{aligned} \quad (11)$$

ở đó $\mathbf{y}_{\max} = \begin{bmatrix} i_{sd, \max} & i_{sq, \max} \end{bmatrix}^T$; $\mathbf{u}_{\max} = \begin{bmatrix} u_{sd, \max} & u_{sq, \max} \end{bmatrix}^T$

Trong (10), giá trị tham chiếu được coi là không đổi trong toàn miền dự báo:

$$\mathbf{y}^* k+N_p = \mathbf{y}^* k+N_p-1 = \dots = \mathbf{y}^* k \quad (12)$$

Đến đây, về cơ bản, việc mô hình hóa cấu trúc của đối tượng đã được thực hiện xong, sẵn sàng để thiết kế BDK EMPC nhờ công cụ MPT3 Toolbox. Tuy nhiên, một số lưu ý liên quan đến đặc điểm công nghệ cần được đề cập. Đối tượng cụ thể đang được nghiên cứu là ĐCĐBKTVC nuôi bởi BTMT. Một ưu điểm nổi bật của BTMT là khả năng trao đổi công suất giữa lưới và tải theo cả 2 chiều, khả năng điều chỉnh được hệ số công suất đầu vào. Do vậy mà trong nhiều nghiên cứu về FCS-MPC [1, 2], đại lượng công suất phản kháng (CSPK) được đưa vào hàm mục tiêu như một thành phần điều khiển phụ. Đối với họ phương pháp CCS, nhiệm vụ điều chỉnh CSPK sẽ được chuyển cho bộ điều chế vector không gian thay vì đưa vào bài toán tối ưu (xem H. 1), bởi lẽ một hàm mục tiêu chứa cả thành phần CSPK sẽ cùng lúc dựa vào 2 mô hình dự báo ở phía lưới và phía tải tương đối độc lập nhau, làm phức tạp hóa vấn đề lý thuyết mà không thực sự cần thiết. Cụ thể, CSPK Q được bù nhờ một khâu điều chỉnh theo luật PI có đầu ra là góc lệch pha φ_i giữa vector dòng điện phía lưới (cần điều chế) và vector điện áp nguồn lưới (H. 2).



H. 2 Điều chỉnh CSPK nhờ việc thay đổi góc lệch pha φ_i

Khi thực hiện bù CSPK bằng cách thay đổi góc pha đầu vào biến tần, độ lớn vector điện áp tạo được ở đầu ra sẽ bị hạn chế bởi ràng buộc [9]:

$$|\mathbf{u}_o| \leq \frac{\sqrt{3}}{2} |\mathbf{u}_i| \cos \varphi_i \quad (13)$$

Công thức (13) chỉ ra miền giới hạn của $\mathbf{u} k$ trong hệ (9) khi cài đặt, cho thấy góc bù φ_i càng lớn thì dải giá trị điện áp điều khiển cho phép càng bị thu hẹp. Trong các chế độ làm việc xác lập với tải nặng và chạy ở tốc độ cao, cả điện áp và lượng CSPK cần bù đều lớn, ràng buộc (13) có nguy cơ bị vi phạm, bài toán tối ưu vô nghiệm và tính ổn định của hệ thống không còn được đảm bảo. Khi đó, phải giới hạn góc bù và chấp nhận có thể sẽ không bù đủ lượng CSPK cần thiết, nhằm đảm bảo dải giá trị điện áp cho phép đủ rộng để chứa điểm làm việc xác lập.

4. Kết quả mô phỏng

Cấu trúc điều khiển đã thiết kế được kiểm chứng bằng mô phỏng số trên phần mềm MATLAB/Simulink và PLECS. Các điều kiện và thông số mô hình được cho trong bảng dưới đây.

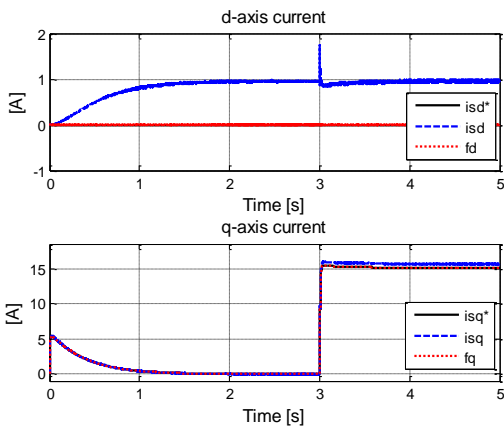
Thông số động cơ	Ký hiệu	Giá trị
Công suất định mức	P_{nom}	4.5 kW
Tốc độ định mức	n_{nom}	3000 vg/ph
Mômen định mức	T_{nom}	14.5 Nm
Dòng điện định mức	I_{nom}	10.9 A _{RMS}
Số đôi cực	z_p	4
Từ thông cực	ψ_p	0.157 Wb
Điện trở stator	R_s	0.47 Ω
Điện cảm stator dọc trục d	L_{sd}	5.4 mH
Điện cảm stator dọc trục q	L_{sq}	4.75 mH
Mômen quán tính	J	0.0069 kgm ²
Thông số điện áp nguồn		
Biên độ định	U_{n0}	540 V
Tần số	f_n	50 Hz
Thông số bộ lọc		
Điện cảm cuộn cảm	L_f	1.5 mH
Tụ lọc	C_f	5.6 μ F
Thông số bộ điều khiển		
Tần số điều chế	f_{pwm}	5 kHz
Thời gian trích mẫu		
- Vòng trong	T_s	200 μ s
- Vòng ngoài	T_{sw}	2 ms
Hệ số BDK tốc độ		
- Khâu khuếch đại tĩnh	K_p	0.1
- Khâu tích phân	T_i	0.4
Thuật toán MPC		
- Số bước dự báo	N_p	3

- Dòng trục q lớn nhất	$i_{sq,max}$	$1.7 I_{nom}$
- Dòng trục d lớn nhất	$i_{sd,max}$	$0.2 i_{sq,max}$
- Góc bù CSPK lớn nhất	$\cos\phi_{i,max}$	0.866
- Điện áp lớn nhất	$u_{sd} u_{sq,max}$	$0.75 U_{no}$
- Ma trận trọng số	Q	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

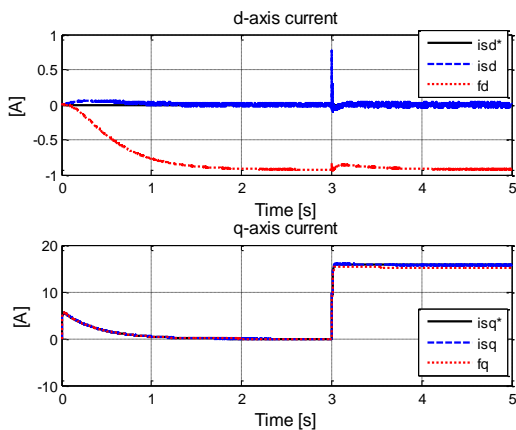
Kịch bản mô phỏng được xây dựng như sau:

- Tại $t = 0s$, khởi động không tải đến tốc độ định mức 3000 vòng/phút.
- Tại $t = 3s$, đóng tải định mức.
- Tại $t = 5s$, giảm tải xuống còn 20% định mức.
- Tại $t = 7s$, đảo chiều quay xuống đến tốc độ -500 vòng/phút.

Kết quả đường đáp ứng dòng điện (H. 3) cho thấy sự tồn tại sai lệch tĩnh giữa các thành phần dòng điện dọc và ngang trục tính được so với các đường tham chiếu tương ứng. Mặc dù vậy, nếu xét đến về phía của (5) là một hàm f $i_s^f k$, $u_s^f k$, $\omega_s k$ thì giá trị của hàm này lại gần như trùng khít với giá trị đặt, sai lệch lớn nhất chỉ là $1.2 \cdot 10^{-3} A$ với thành phần dọc trục d và $3.9 \cdot 10^{-3} A$ với thành phần dọc trục q. Tiến hành phép thử với cấu trúc điều khiển dòng điện theo luật PI truyền thống, thì lúc này, các đường đáp ứng dòng điện bám sát theo lượng đặt, nhưng đường giá trị của hàm f đã bị lệch đi (H. 4).



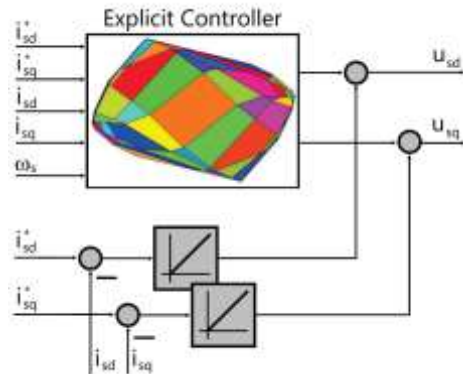
H. 3 Đáp ứng các thành phần dòng điện với BDK EMPC



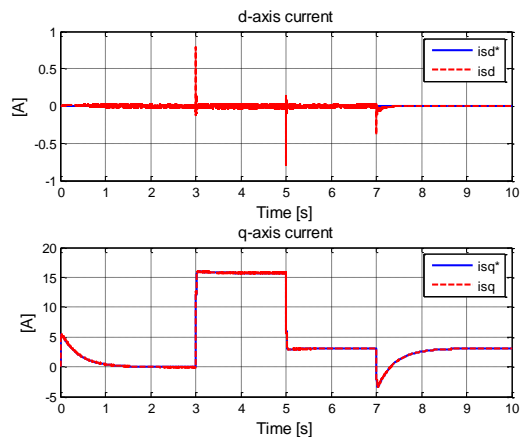
H. 4 Đáp ứng các thành phần dòng điện với BDK PI

Sai lệch thể hiện trong H. 3 và H. 4 là khá tương đồng, chứng tỏ nguyên nhân xuất hiện sai lệch tĩnh với BDK EMPC là do sự sai khác giữa mô hình xuất phát điểm (5) với mô hình của đối tượng. Đến đây, điểm hạn chế của MPC là tính hiệu quả phụ thuộc rất lớn vào mô hình đã được bộc lộ, đồng thời cũng phần nào nhắc đến một câu hỏi lý thuyết xoay quanh cách thức gián đoạn hóa mô hình đối tượng liên tục để đạt được mô hình dự báo gần đúng đủ tốt, đến nay vẫn còn là một vấn đề mở.

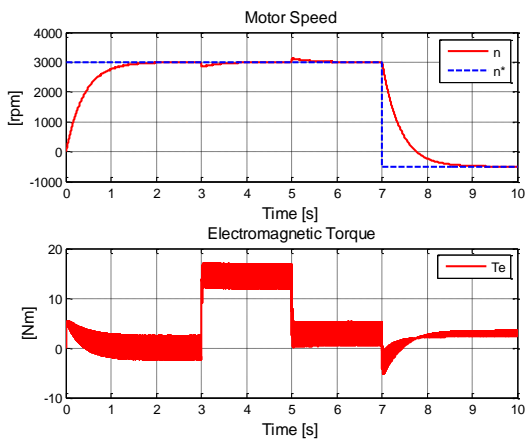
Để khắc phục sai lệch tĩnh này, các giải pháp được đề xuất là sử dụng một mô hình dự báo có độ chính xác cao hơn, hoặc bổ sung ở phía đầu ra của BDK dự báo một thành phần tích phân (có hệ số nhỏ) đóng vai trò triệt tiêu sai lệch tĩnh (H. 5). Đối với giải pháp đầu, cần thiết phải nâng bậc của phép xấp xỉ hàm mũ hoặc khai triển chuỗi Taylor. Một mô hình có độ chính xác cao sử dụng phép cắt chuỗi từ phần tử bậc hai được giới thiệu trong [10]. Tuy nhiên, giải pháp này chỉ có thể giảm thiểu mà không triệt tiêu được sai lệch tĩnh, thiết kế BDK phải xây dựng lại với mô hình mới và hứa hẹn độ phức tạp sẽ tăng lên đáng kể. Nói chung, để loại bỏ sai lệch, sự có mặt của một khâu tích phân là cần thiết, dù rằng nó sẽ ảnh hưởng đến động học của vòng điều chỉnh. Trong các kết quả mô phỏng tiếp theo đây, giải pháp đơn giản và hiệu quả này sẽ được sử dụng.



H. 5 BDK EMPC có đầu ra được cộng thêm thành phần tích phân

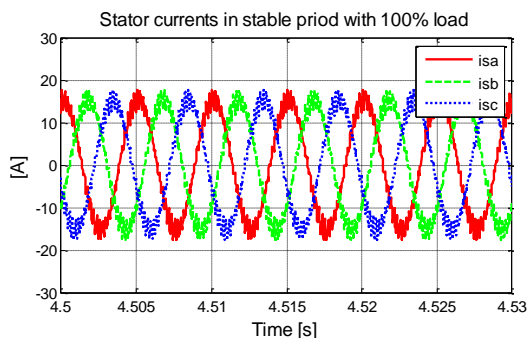


H. 6 Đáp ứng các thành phần dòng điện với BDK EMPC có đầu ra được cộng thêm thành phần tích phân

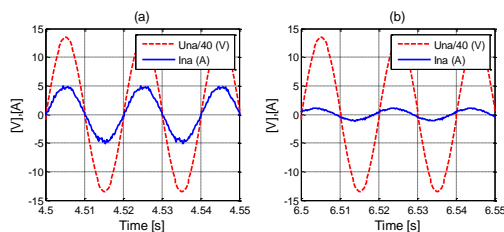


H. 7 Tốc độ quay và mômen điện từ của động cơ

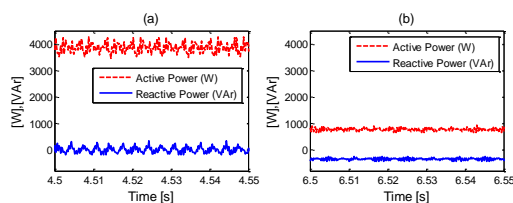
Trên cơ sở thành công của vòng điều khiển dòng điện phía trong (H. 6), mô-men quay được áp đặt nhanh và tốc độ quay cũng nhanh chóng đạt đến giá trị đặt trong thời gian xác lập $T_{2\%} = 1.55s$ (H. 7). Các dòng điện pha stator có dạng sóng sin độ méo sóng hài nhỏ, THD = 9.6%. Hoạt động chỉnh góc pha đầu vào do bộ điều chế đảm nhận cũng được thực hiện tốt: dòng điện đầu vào có dạng sóng sin độ méo sóng hài nhỏ (H. 9), CSPK được duy trì ở gần 0, đem lại hệ số công suất cao ở cả giai đoạn đầy tải cũng như non tải (H. 10).



H. 8 Các dòng điện pha stator trong giai đoạn xác lập



H. 9 Điện áp, dòng điện pha a trong giai đoạn xác lập (a) 100% tải ; (b) 20% tải



H. 10 Công suất đầu vào trong giai đoạn xác lập: (a) 100% tải ; (b) 20% tải

5. Kết luận

EMPC là phương pháp đòi hỏi khối lượng tính toán trực tuyến nhỏ, truy xuất từ một cơ sở dữ liệu bảng chọn được tạo ra nhờ giải bài toán quy hoạch toàn phương đa tham số ở chế độ ngoại tuyến, nhưng vẫn kế thừa được các ưu điểm của điều khiển dự báo. Vì vậy, phương pháp có thể được ứng dụng thực tiễn cho các đối tượng động học nhanh, trong đó có các hệ truyền động điện. Cấu trúc điều khiển dự báo theo phương pháp EMPC cho ĐCĐBKTVC nuôi bởi biến tần ma trận được đề xuất và kiểm nghiệm bằng mô phỏng với MATLAB/Simulink và PLECS cho kết quả chất lượng điều khiển tốt: phía tải động cơ có đáp ứng dòng điện và tốc độ nhanh, sai lệch nhỏ; đầu vào phía lưới có hệ số công suất cao ngay cả khi chạy non tải. Các tác giả hi vọng những kết quả nghiên cứu đạt được trong bài báo sẽ là cơ sở bước đầu cho quá trình thực nghiệm, đóng góp một phần nhỏ vào mảng đề tài nghiên cứu và triển khai ứng dụng phương pháp điều khiển dự báo cho truyền động điện tại Việt Nam.

Tài liệu tham khảo

- [1] Rodriguez J., Cortes P. (2012) *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, First Edition, John Wiley & Sons Ltd Publication.
- [2] Trung T.V., Cong D.D., Quang N.P. (2014) *Predictive direct torque control of permanent-magnet-excited synchronous motors fed by matrix converter*, Special Issue of Control and Automation, Vol. 10, pp. 40-47.
- [3] Bemporad A, Morari M, Dua V, Pistikopoulos E (2000) *The explicit solution of model predictive control via multiparametric quadratic programming*; Proceedings of the American Control Conference, pp. 872-876.
- [4] Bolognani S.; Bolognani S.; Peretti L.; Zigliotto M. (2009) *Design and Implementation of Model Predictive Control for Electrical Motor Drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1925-1936.
- [5] Zamecnik D, Vesely L (2011) *Model predictive speed controller of permanent magnet synchronous machine*, 12th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI), pp. 379-383.
- [6] Mariethoz S., Domahidi A., Morari M. (2009), *Sensorless explicit model predictive control of permanent magnet synchronous motors*, Electric Machines and Drives Conference (IEMDC '09), pp. 1250-1257.
- [7] Herceg M.; Kvasnica M.; Jones C.N.; Morari M. (2013) *Multi-Parametric Toolbox 3.0*, European Control Conference (ECC), pp. 502-510.
- [8] Quang N.P., Dittrich J.A. (2015) *Vector Control of Three-Phase AC Machines – System Development in the Practice*, Second Edition, Springer-Verlag Berlin Heidelberg.

- [9] Huber L., Borojevic D. (1995) *Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction*, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 31, no. 6, pp. 1234-1246.
- [10] Vaclavek P.; Blaha P. (2013) *PMSM model discretization for Model Predictive Control algorithms*, Proceedings of the 2013 IEEE/SICE International Symposium on System Integration, pp. 13-18.



Trần Vũ Trung tốt nghiệp ĐH Bách Khoa Hà Nội chương trình đào tạo Kỹ sư tài năng ngành Điều khiển tự động vào tháng 6/2015. Từ tháng 9/2013 đến nay, tham gia thực tập và nghiên cứu khoa học tại Viện Kỹ thuật Điều khiển & Tự động hóa (ICEA-HUST). Các lĩnh vực nghiên cứu: hệ thống điều khiển số, điều khiển truyền động điện, điều khiển điện tử công suất, điều khiển dự báo cho các loại máy điện.



TSKH. Nguyễn Phùng Quang nhận học vị Dipl.-Ing. (Uni.) tháng 9/1975, Dr.-Ing. tháng 11/1991 và Dr.-Ing. habil. tháng 4/1994, tất cả đều tại TU Dresden (TUD, CHLB Đức). Có nhiều năm làm việc trong thực tiễn công nghiệp Đức, góp phần cho ra đời các biến tần REFU 402 Vectovar, RD500 (công ty REFU Elektronik), Simovert 6SE42, Master Drive MC (tập đoàn Siemens).

1996-1998 là giảng viên của TUD, tại đây tháng 10/1997 được công nhận là Privatdozent. Về nước đầu 1999 và là giảng viên của ĐHBK Hà Nội từ đó đến nay. Tháng 2/2004 được TUD phong tặng chức danh Honorarprofessor, 11/2004 nhận chức danh Phó Giáo sư và 11/2009 Giáo sư về Tự động hóa của ĐHBK Hà Nội.

Là tác giả / đồng tác giả của hơn 150 bài báo, báo cáo hội nghị trong và ngoài nước. Là tác giả / đồng tác giả của 7 đầu sách chuyên khảo và tham khảo, trong đó có 3 quyển bằng tiếng Đức và 1 quyển tiếng Anh “*Vector Control of Three-Phase AC Machines – System Development in the Practice*” do nhà xuất bản Springer in năm 2008, tái bản lần 2 vào tháng 6/2015.

Các lĩnh vực nghiên cứu: điều khiển truyền động điện, điều khiển chuyển động và robot, điều khiển vector cho các loại máy điện, điều khiển điện tử công suất, điều khiển các hệ thống năng lượng tái tạo (sức gió, mặt trời), hệ thống điều khiển số, mô hình hóa và mô phỏng.