

# Điều khiển dự báo hữu hạn các trạng thái đóng cắt các van cho bộ biến đổi đa mức có cấu trúc MMC

Applying Finite Control Set - Model Predictive Control for Multilevel Modular Converter (MMC)

**Trần Hùng Cường<sup>1,2\*</sup>, Trần Trọng Minh<sup>1</sup>, Phạm Việt Phương<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>Trường Đại học Bách khoa Hà Nội – Số 1, Đại Cồ Việt, Hai Bà Trưng, Hà Nội

<sup>2</sup> Đại Học Hồng Đức, Số 565, Quang Trung, Đông Vệ, Thanh Hóa, Việt Nam

Đến Tòa soạn: 29-01-2018; chấp nhận đăng: 18-01-2019

## Tóm tắt

Quá trình tính toán phức tạp của phương pháp điều khiển dự báo (MPC) cho bộ biến đổi đa mức cấu trúc module (MMC) là một vấn đề chính cần khắc phục để giảm áp lực tính toán, xử lý tín hiệu của bộ điều khiển. Bài báo này trình bày phương pháp điều khiển dự báo hữu hạn các trạng thái đóng cắt FCS-MPC để giảm thiểu tối đa số lượt tính toán trong bộ biến đổi MMC. Khi áp dụng FCS-MPC cho MMC thì ở mỗi chu kỳ trích mẫu, trạng thái chuyển mạch tốt nhất sẽ được lựa chọn để tạo ra dòng điện phía xoay chiều có dạng sin, điện áp tụ điện của các pha được cân bằng do đó sẽ hạn chế tối thiểu dòng điện vòng chạy trong mạch của MMC. Phương pháp này sẽ giảm thiểu độ trễ tín hiệu và tần số đóng cắt của bộ biến đổi. Đây là phương pháp dự báo mô hình gián tiếp nhằm khắc phục tổng độ méo sóng hài của dòng điện, điện áp ở mức thấp nhất. Phương pháp này khắc phục được những hạn chế khi áp dụng điều khiển dự báo cho bộ biến đổi MMC hoạt động ở chế độ ba pha với công suất lớn và điện áp cao. Các nghiên cứu mô phỏng của phương pháp MPC trên bộ biến đổi MMC ba pha được thực hiện trên phần mềm Matlab-Simulink đã cho thấy các ưu điểm của bộ biến đổi khi áp dụng thuật toán điều khiển dự báo.

Từ khóa: Bộ biến đổi đa mức, MMC, Điều khiển dự báo hữu hạn trạng thái đóng cắt FCS-MPC

## Abstract

The complex process of computation of Model Predictive Control (MPC) method for the Modular Multilevel Converter (MMC) is the main issue to overcome to reduce the computation, signal processing of the controller. This paper proposes Finite Control Set - Model Predictive Control (FCS-MPC) to minimize the computations in the MMC converter. When applying FCS-MPC for the MMC for each sampling cycle, the best switching state will be selected to generate sinusoidal alternating current, the capacitor voltages of all phases are balanced, thus limit the loop current in MMC circuit. This method will minimize the signal delay and switching frequency of the converter. This is the indirect model forecasting method to overcome the total harmonic distortion of current and voltage at the lowest level. This method overcomes the restriction when apply MMC converter in three-phase mode with high power and voltage. Simulation for MPC method on three-phase MMC converter in Matlab-Simulink has proven the advantages of the converter when applying predictive control algorithms.

Keywords: Modular Multilevel Converter, MMC, Finite Control Set - Model Predictive Control FCS-MPC

## 1. Phần mở đầu

Bộ biến đổi đa mức được nhiều sự quan tâm nghiên cứu do có những ưu điểm vượt trội khi áp dụng cho các hệ thống điện áp cao, công suất lớn để ứng dụng trong công nghiệp, kết nối các hệ thống điện và nguồn năng lượng tái tạo. Đối với các ứng dụng ở mức trung áp 3,3 và 4,16 kV thì bộ biến đổi đa mức cấu trúc NPC (Neutral Point Converter) là một giải pháp tốt [1], đối với các ứng dụng có điện áp cao hơn 6 kV, bộ biến đổi đa mức CHB (Cascaded H Bridge) thường được sử dụng [1],[2],[4]. Bên cạnh những ưu điểm, còn một số nhược điểm phải khắc phục trong các bộ biến đổi đa mức như: điều khiển sẽ

phức tạp khi mở rộng cấp điện áp cao hơn, sự mất cân bằng điện áp tụ điện [4]. Gần đây, bộ biến đổi đa mức MMC được phát triển với nhiều ưu điểm vượt trội khi áp dụng cho hệ thống có điện áp rất cao và được sự quan tâm nghiên cứu bởi nhiều nhà khoa học trên thế giới, đây là bộ biến đổi có thể tạo ra nhiều mức điện áp với cấu trúc đơn giản mà không cần máy biến áp trung gian trong hệ thống chuyển đổi, có thể cân bằng điện áp các tụ bằng các phương pháp khác nhau [3]. Tuy nhiên, việc áp dụng các phương pháp điều khiển cho bộ biến đổi gặp nhiều khó khăn khi yêu cầu mức điện áp cao [4],[5] và điều khiển các biến cho MMC là một thách thức lớn, đòi hỏi phải đạt được nhiều mục tiêu điều khiển như dòng điện ra xoay chiều có dạng sin, dòng điện vòng phải được hạn chế, điện áp tụ trên các SM phải được cân bằng. Các mục tiêu này đã được thực hiện bằng các phương

\* Địa chỉ liên hệ: Tel.: (+84) 989.100.084

Email: tranhungcuong@hdu.edu.vn

pháp điều khiển tuyến tính cổ điển như PI, PWM để điều chế độ rộng xung, SVM để điều khiển điện áp cân bằng mục đích để điều khiển cho MMC [6], các kết quả thu được còn nhiều hạn chế như tần số đóng cắt van lớn, tổng độ méo sóng hài THD cao... Bài báo này đề xuất phương pháp điều khiển FCS-MPC nhằm mục đích giảm quá trình tính toán phức tạp cho bộ biến đổi MMC để đạt nhiều mục tiêu điều khiển cùng một lúc., đồng thời đáp ứng tốt các mục tiêu điều khiển của MMC cùng một lúc như: điều khiển dòng điện đầu ra bám theo giá trị đặt của chúng, giữ cho điện áp tụ điện ở một vị trí cân bằng xung quanh  $V_{DC}/N$  và hạn chế tối đa các dòng điện vòng. Trong MMC có một số hữu hạn các trạng thái chuyển mạch, phương pháp FCS-MPC sẽ tối ưu các trạng thái chuyển mạch để dự đoán của các hành vi hệ thống và chọn những trạng thái chuyển mạch phù hợp nhất. Phương pháp này đã làm số lượng tính toán sẽ giảm đáng kể. Mặc dù quá trình tính toán bộ điều khiển MPC phức tạp hơn các bộ điều khiển truyền thống [6], tuy nhiên nó cho chất lượng điều khiển với độ chính xác cao và ổn định [7]. Cách tiếp cận MPC cho MMC trong bài báo này là thực hiện với FCS-MMC để giảm số lượt tính toán của hàm mục tiêu khắc phục phương pháp MPC được thực hiện trong [7]. Để thực hiện FCS-MPC, một mô hình MMC ba pha với tải RL được trình bày trong phần 2. Phần 3 phân tích mô hình toán học của một MMC và đưa ra mô hình toán học rời rạc của bộ biến đổi MMC để thực hiện phương pháp MPC. Phần 4 thiết kế hệ thống điều khiển MPC cho MMC. Phần 5 thực hiện mô phỏng mô hình bằng phần mềm Matlab/Simulink. Kết luận trình bày trong phần 6.

**2. Cấu trúc và mô hình toán học bộ biến đổi MMC**

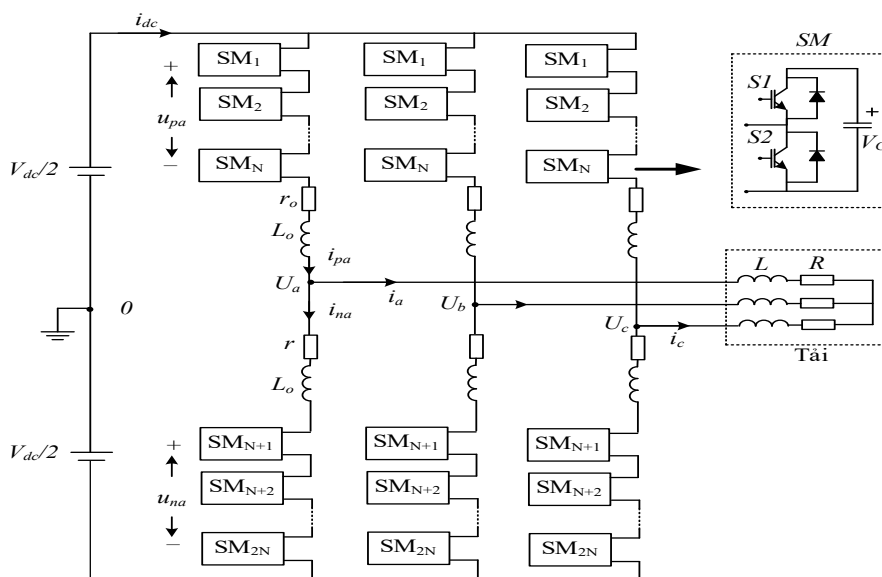
**2.1 Cấu trúc bộ biến đổi MMC**

Hình 1 là cấu trúc MMC gồm có ba pha, mỗi pha được tạo thành từ hai nhánh van chứa số lượng N các SM mắc nối tiếp nhau. Điện áp xoay chiều trên mỗi pha được lấy ở điểm giữa 2 cuộn kháng  $L_o$  của mỗi nhánh van, điện áp một chiều đầu vào được cấp bởi một nguồn chung duy nhất  $V_{dc}$ . Tổng điện áp DC của mỗi nhánh van bằng tổng điện áp DC trên mỗi SM của nhánh van đó, khi đó là mỗi SM sẽ chịu mức điện áp là  $V_{dc}/N$ . Mức điện áp của MMC phụ thuộc vào số lượng của các SM trên mỗi nhánh van [8].

Cấu trúc của MMC thực hiện mắc nối tiếp một loạt các van bán dẫn với nhau, do đó sẽ đơn giản trong quá trình điều khiển đồng bộ các van và có thể giảm tổn thất của bộ biến đổi [7]. Điều này có được là do các van phải đóng cắt ở tần số và điện áp thấp. Số lượng các SM của bộ biến đổi MMC phụ thuộc vào yêu cầu về cấp điện áp ở phía xoay chiều và công suất trao đổi từ phía một chiều sang phía xoay chiều. Về mặt lý thuyết, số lượng các SM có thể tăng lên với số lượng không hạn chế nhằm đáp ứng với mọi yêu cầu về mức điện áp đầu ra ở phía xoay chiều.

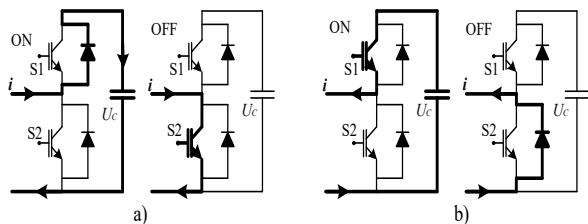
**2.2 Nguyên lý hoạt động của MMC**

Các SM của MMC được cấu tạo bởi hai van bán dẫn IGBT mắc song song với một tụ điện C như hình 1, mỗi SM có hai trạng thái chuyển mạch là  $\{0;1\}$ , trong đó 1 ứng với trạng thái tụ điện được nối với mạch, tương ứng với SM được ON và ngược lại. Hình 2 mô tả các trạng thái ON và OFF của SM trong trường hợp chiều dòng điện có chiều dương như ở hình 2a và trường hợp dòng điện có chiều âm như ở hình 2b.



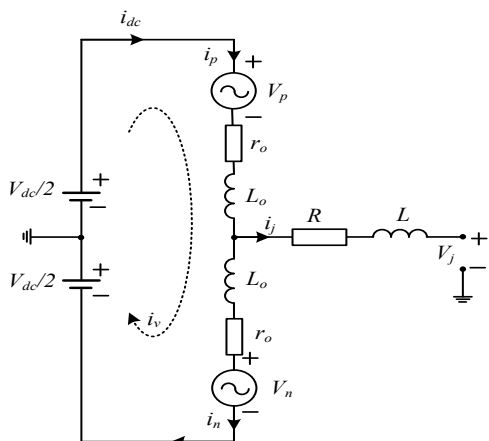
Hình 1. Cấu trúc bộ biến đổi MMC

Trong đó, trạng thái ON hay trạng thái “chèn vào” là trạng thái mà điện áp đầu ra ở phía AC của mỗi SM bằng điện áp  $U_C$  ở phía DC, trạng thái OFF hay trạng thái “bypass” là trạng thái mà điện áp được đưa ra ở phía AC của SM bằng không.



**Hình 2.** Trạng thái ON và OFF của các SM khi: a) dòng điện có chiều dương; b) dòng điện có chiều âm.

Mạch điện tương đương một pha của MMC như hình 3. Nguyên lý hoạt động của mỗi SM được trình bày trong [9].



**Hình 3.** Mạch điện tương đương một pha của MMC

Cuộn cảm  $L_o$  có tác dụng hạn chế các dòng điện quá độ trong mạch [9],  $V_{dc}$  và  $i_{dc}$  là điện áp tổng và dòng điện phía một chiều,  $i_p$  và  $i_n$  là dòng điện nhánh trên và nhánh dưới một pha của MMC,  $V_p$  và  $V_n$  là tổng điện áp trên các tụ của nhánh trên và nhánh dưới của MMC,  $V_j$  và  $i_j$  là điện áp và dòng điện xoay chiều của MMC ( $j = a, b, c$ ). Từ sơ đồ hình 3, mối quan hệ giữa dòng điện nhánh trên, dòng điện nhánh dưới và dòng điện phía xoay chiều được thể hiện bởi phương trình (1).

$$\left. \begin{aligned} i_p &= i_v + \frac{i_j}{2} \\ i_n &= i_v - \frac{i_j}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_v = \frac{i_p + i_n}{2} \quad (1)$$

Theo tài liệu [10] nguyên tắc cộng dồn điện áp của một pha trong MMC:

$$V_j = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_p + V_n}{2} \quad (2)$$

Từ (1) dòng điện phía xoay chiều của MMC:

$$i_v = i_p - i_n \quad (3)$$

MMC hoạt động tốt khi điện áp các tụ điện phải được điều khiển bám so với giá trị đặt. Do đó, mục tiêu điều khiển là giữ điện áp trung bình của các tụ bám giá trị đặt và giá trị của chúng phải được cân bằng. Trong mô hình tất cả các điện áp tụ điện được coi như một nguồn điện tương đương như hình 3, khi hoạt động bình thường tất cả các tụ điện được tích điện đến giá trị định mức  $V_{dc}/N$ . Để đạt được giá trị này MMC bật một SM của một nhánh và tắt  $2N-1$  các SM còn lại trong nhánh đó. Các tụ điện được tích điện phục vụ cho một mức điện áp có giá trị bằng  $V_{dc}/N$ . Khi tất cả các tụ điện đã được tích điện, bộ điều khiển sẽ gửi tín hiệu để bật và tắt các SM để tạo ra một điện áp AC từ một nguồn DC hoặc ngược lại. Tại mỗi thời điểm lấy mẫu, chỉ một nửa trong tổng số SM trong trong mỗi pha được bật, vì vậy tổng số các tụ điện làm việc nối từ nhánh trên và nhánh dưới cùng là bằng N tại bất kỳ thời điểm. VD: Nếu có N các SM ở nhánh trên được bật thì tất cả SM ở nhánh dưới sẽ được tắt, vì vậy điện áp AC sẽ là tối thiểu:

$$v_j = N \cdot \left( -\frac{V_{dc}}{N} \right) + \frac{V_{dc}}{2} = -\frac{V_{dc}}{2} \quad (4)$$

Khi có N các SM ở nhánh trên được tắt thì tất cả SM ở nhánh dưới được bật, điện áp AC sẽ là tối đa:

$$v_j = 0 \cdot \left( -\frac{V_{dc}}{N} \right) + \frac{V_{dc}}{2} = \frac{V_{dc}}{2} \quad (5)$$

Từ quá trình bật tắt của các SM nên điện áp trên phía xoay chiều AC luôn dao động trong các mức  $-V_{dc}/2$  đến  $+V_{dc}/2$  với mỗi bước điện áp là  $V_{dc}/N$ . Điện áp AC tăng bằng cách tắt các SM ở nhánh trên đồng thời bật cùng lúc số SM ở nhánh dưới.

### 2.2 Phương trình toán học của MMC

Từ hình 1 ta được mô hình toán học ba pha mô tả dòng điện của bộ biến đổi MMC như công thức (6).

$$\left. \begin{aligned} i_{jp} &= \frac{1}{3}i_{dc} + i_{jz} + \frac{1}{2}i_j \\ i_{jn} &= \frac{1}{3}i_{dc} + i_{jz} - \frac{1}{2}i_j \end{aligned} \right\} (j = a, b, c) \quad (6)$$

Trong đó:  $i_{dc}$  là dòng điện phía một chiều DC,  $i_{jz}$  là dòng điện vòng chạy trong mạch,  $i_j$  là dòng điện đầu ra phía xoay chiều. Các phương trình điện áp của nhánh trên và nhánh dưới của các pha:

$$\frac{V_{dc}}{2} = v_{jp} + L \frac{di_{jp}}{dt} + Ri_{jp} + L_o \frac{di_j}{dt} + r_o i_j + v_{cm} \quad (7)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} = v_{jn} + L \frac{di_{jn}}{dt} + Ri_{jn} - L_o \frac{di_j}{dt} - r_o i_j - v_{cm}$$

$v_{cm}$  là điện áp pha so với điểm trung tính. Điện áp pha của mỗi SM được xác định bởi (8).

$$v_x = S.v_c \quad (x = 1 \rightarrow N) \quad (8)$$

Ở đây S nhận trạng thái 0 hoặc 1, từ (8) điện áp mỗi nhánh của MMC được cho bởi (9).

$$v_{xy} = \left( \frac{V_{xy}}{N} \right) \sum_{x=1}^N v_{Cx} \quad (y = p, n) \quad (9)$$

Trong đó  $S_{xy}$  là mức điện áp của mỗi nhánh. Từ (6) phương trình của dòng điện đầu ra xoay chiều trên các pha được cho bởi (10).

$$i_j = i_{jp} - i_{jn} \quad (10)$$

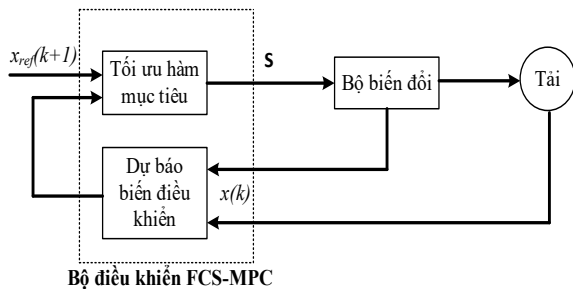
Mô hình toán học của dòng điện trong miền thời gian liên tục thu được bằng cách giải phương trình (7) và (10) và được thể hiện bởi (11).

$$\frac{di_j}{dt} = \frac{1}{L + 2L_o} [v_{jn} - v_{jp} - 2v_{cm} - (R + 2r)i_j] \quad (11)$$

Ở đây:  $v_{cm} = \frac{1}{6} \sum_{j=a,b,c} (v_{jn} - v_{jp})$

### 3. Điều khiển dự báo cho bộ biến đổi MMC

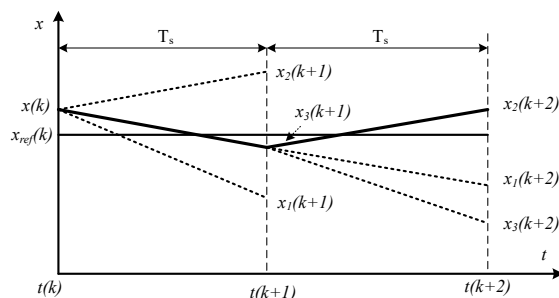
#### 3.1 Giới thiệu về phương pháp điều khiển dự báo



Hình 4. Cấu trúc điều khiển MPC cho MMC[7]

Cấu trúc điều khiển dự báo cho MMC được thể hiện trên hình 4. Nguyên tắc hoạt động của MPC dựa trên việc dự đoán hoạt động của mô hình ở các chu kỳ làm việc tiếp theo và tính toán trạng thái làm việc tối ưu thông qua hàm mục tiêu phụ thuộc vào đặc điểm của từng hệ thống [9]. Xét hệ thống với biến cần điều khiển là  $x(k)$ . Dựa trên mô hình rời rạc của hệ thống, các giá trị hiện tại của các biến điều khiển  $x(k)$  được sử dụng để dự đoán các giá trị của biến trong tương lai ở chu kỳ tiếp theo là  $x(k+1)$  cho tất cả các trạng thái chuyển đổi. Tất cả các giá trị dự đoán

$x(k+1)$  sẽ được so sánh với giá trị đặt  $x_{ref}(k+1)$  bằng hàm mục tiêu, hàm mục tiêu ứng với trạng thái chuyển mạch (S) tối ưu sẽ được chọn để đồng cắt các van của bộ biến đổi, đồng thời làm trạng thái để dự toán tiếp cho chu kỳ sau.



Hình 5. Nguyên lý dự báo tín hiệu của MPC[7]

Phương thức dự báo tín hiệu của MPC được thể hiện như hình 5. Trong đó  $t_k$  là chu kỳ trích mẫu đầu tiên,  $t_{k+1}$  và  $t_{k+2}$  là các chu kỳ dự đoán các trạng thái làm việc tiếp theo của tín hiệu điều khiển. Giả sử MPC được áp dụng cho hệ thống với ba trạng thái chuyển đổi là  $x_1, x_2$  và  $x_3$  với giá trị đặt là không đổi. Trong mỗi chu kỳ dự báo hàm mục tiêu sẽ xác định giá trị sai lệch giữa các trạng thái của biến điều khiển so với giá trị đặt, và giá trị sai lệch bé nhất sẽ được chọn làm tín hiệu điều khiển cho hệ thống, ở hình 5 tại thời điểm  $t_{k+1}$  tín hiệu  $x_3(k+1)$  được chọn làm tín hiệu điều khiển, ở thời điểm  $t_{k+2}$  tín hiệu  $x_2(k+2)$  được chọn làm tín hiệu điều khiển, các tín hiệu này được chọn do hàm mục tiêu xác định có khoảng cách nhỏ nhất so với giá trị đặt. Các chu kỳ tiếp theo quá trình được lặp đi lặp lại nhiều lần dựa trên thuật toán lập trình được định sẵn.

#### 3.2. Chiến lược FCS-MPC cho bộ biến đổi MMC

Phần này trình bày việc áp dụng FCS-MPC cho MPC. So với các phương pháp điều khiển MPC khác như: GPC-MPC (Continuous Control Set MPC); EMPC (Explicit MPC) thì FCS-MPC không cần kết hợp với các phương pháp điều chế hay điều khiển khác mà vẫn cho chất lượng điều khiển tốt. Việc này sẽ giúp cho cấu trúc hệ thống điều khiển đơn giản hơn [10]. Ưu điểm của FCS-MPC là có thể kết hợp các yêu cầu điều khiển của MMC như: điều khiển các dòng điện xoay chiều, điều chỉnh cân bằng điện áp tụ điện SM và giảm thiểu dòng điện vòng trong bộ biến đổi. Các bước thực hiện FCS-MPC cho MMC: i) Đo dòng điện nhánh trên, nhánh dưới của MMC trên cả ba pha, đo điện áp trên mỗi tụ điện  $v_c(k)$ ; ii) Tạo ra các giá trị đặt của biến điều khiển như: dòng điện đặt  $i_{jref}(k)$  với cường độ và tần số như biến điều khiển mong muốn; iii) Từ mô hình toán học liên tục, thực hiện ngoại suy các biến điều khiển dòng điện, điện áp tụ, dòng điện vòng theo phương pháp gián đoạn hóa Euler [7] để được các giá trị dự báo điều khiển trong

chu kỳ lấy mẫu tiếp theo là  $t_{k+1}$ ; iv) Thực hiện tối ưu hóa các biến điều khiển bằng hàm mục tiêu.

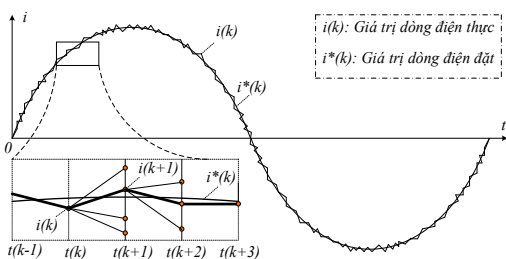
a. Xác định số trạng thái chuyển mạch của MMC:

Trong bộ biến đổi MMC một pha với  $(N + 1)$ , tổng số trạng thái chuyển đổi thể hiện bởi (12) [8]:

$$M = C_{2N}^N = \frac{2N!}{N!(2N - N)!} \quad (12)$$

Trong MMC ba pha, số trạng thái chuyển đổi là  $M^3$  trạng thái. Ví dụ: bộ biến đổi ba pha MMC với  $11(N=10)$  mức điện, số trạng thái chuyển mạch trên ba pha của MMC là  $184756^3$ . Vì hàm mục tiêu sẽ tính tất cả các trạng thái chuyển đổi trong cùng một chu kỳ điều khiển nên số trạng thái chuyển đổi sẽ quyết định tốc độ xử lý tín hiệu của bộ điều khiển. Khi số mức của bộ biến đổi tăng lên, số trạng thái chuyển đổi sẽ tăng lên theo cấp số nhân, do đó áp lực tính toán của bộ điều khiển trong cùng một thời gian trích mẫu là rất lớn. Vì vậy phương pháp FCS-MPC sẽ tối ưu các trạng thái tính toán và chỉ chọn những trạng thái phù hợp trước khi đưa vào xử lý tín hiệu.

b. Điều khiển tín hiệu dòng điện xoay chiều:



Hình 6. Thuật toán điều khiển dự báo dòng điện

Mục đích của dự báo tín hiệu dòng điện là điều khiển sao cho dòng điện ra bám sát dòng điện đặt. Theo Euler mô hình gián đoạn của dòng điện xoay chiều phía đầu ra là:

$$i_j(k+1) = Ai_j(k) + B[v_{jn}(k+1) - v_{jp}(k+1) - 2v_{Cm}(k+1)C] \quad (13)$$

Trong đó:

$$v_{Cm}(k+1) = \frac{1}{6} \sum_{j=a,b,c} (v_{jn}(k+1) - v_{jp}(k+1))$$

$$A = 1 - \frac{(R + 2r_o)T_s}{L + 2L_o}; \quad B = \frac{T_s}{L + 2L_o}; \quad C = [1 \ 1 \ 1]^T$$

Từ phương trình (13) ta xác định được hàm mục tiêu tối ưu hóa giá trị dòng điện như (14):

$$J_{j1} = |i_{jref}(k+1) - i_j(k+1)| \quad (14)$$

Trong đó  $i_{jref}(k + 1)$ ,  $i_j(k + 1)$  là dòng điện đặt và dòng điện dự báo các pha được tính từ công thức (13). Trong một khoảng thời gian trích mẫu đủ nhỏ thì  $i_{jref}(k+1) \approx i_{jref}(k)$ , khi đó (14) viết lại như (15).

$$J_{j1} = |i_{jref}(k) - i_j(k+1)| \quad (15)$$

Hàm mục tiêu (15) sẽ tính giá trị sai lệch nhỏ nhất của dòng điện xoay chiều so với giá trị đặt. Giá trị tối ưu ứng trạng thái chuyển đổi sẽ để làm tín hiệu đóng cắt van để tạo ra dòng điện trên tải xoay chiều và làm giá trị để dự báo cho chu kỳ lấy mẫu tiếp theo.

c. Điều khiển cân bằng điện áp tụ điện:

Việc đảm bảo cân bằng điện áp trên tụ điện của các SM là vấn đề quan trọng trong điều khiển MMC để MMC hoạt động an toàn và đảm bảo chất lượng đến dạng sóng đầu ra [7]. Từ (9) ta suy ra được mô hình gián đoạn của tín hiệu dự báo điện áp mỗi nhánh như phương trình (16).

$$v_{jy}(k+1) = \left( \frac{V_{jy}}{N} \right) \sum_{x=1}^N v_{Cx}(k) \quad (16)$$

Để điều khiển cân bằng điện áp tụ điện, phương pháp FCS-MPC thực hiện bổ sung biến điều khiển vào hàm mục tiêu. Do đó, lúc này hàm mục tiêu của bộ điều khiển như công thức (17):

$$J_{2j} = J_{1j} + \lambda_1 \left( \sum |V_{jy}(k+1) - \frac{V_{dc}}{N}| \right) \quad (17)$$

d. Điều khiển dòng điện vòng:

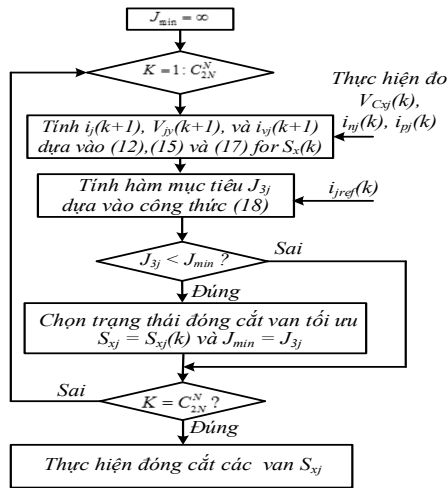
Theo [7] điện áp tụ điện sẽ tạo ra dòng điện lưu thông trong mạch, vì vậy ngoài việc điều khiển cân bằng điện áp tụ điện, việc hạn chế dòng điện vòng cũng là một yếu tố cần thiết. Mô hình toán học rời rạc của dòng điện vòng được thực hiện theo công thức (18).

$$i_{vj}(k+1) = \frac{T_s}{2L_o} (V_{dc} - v_{pj}(k+1) - v_{nj}(k+1)) + i_{vj}(k) \quad (18)$$

Hàm mục tiêu của FCS-MPC cho MMC được hình thành từ việc kết hợp điều khiển các biến dòng điện, điện áp tụ điện, dòng điện vòng mô tả bởi (19).

$$J_{3j} = J_{1j} + J_{2j} + \lambda_2 |i_{vj}(k+1)| \quad (19)$$

Trong đó  $\lambda_1, \lambda_2$  là trọng số, các trọng số có vai trò tạo ra sự liên hệ các biến và thống nhất chúng trong cùng một đơn vị tính toán, trọng số chưa có phương pháp tính cụ thể mà được xác định bằng phương pháp thực nghiệm [9]. Từ (19) ta có sơ đồ thuật toán để điều khiển MMC theo FCS-MPC.



**Hình 7.** Lưu đồ thuật toán áp dụng MPC cho MMC

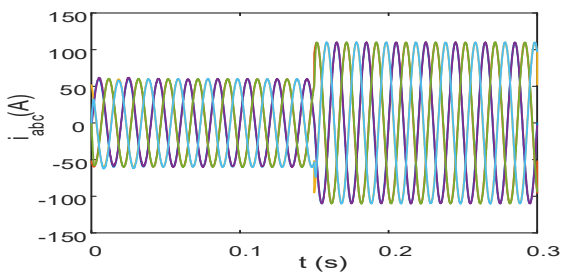
**4. Mô phỏng phương pháp khiển FCS-MPC cho MMC**

Trong phần này, tác giả trình bày kết quả mô phỏng bằng phần mềm MATLAB/SIMULINK cho bộ biến đổi MMC ở hình 1 áp dụng phương pháp điều khiển dự báo FCS-MPC, các thông số mô phỏng được trình bày ở bảng 1.

**Bảng 1.** Thông số mô phỏng

Thông số	Giá trị	Đơn vị
$V_{dc}$	6000	V
Điện cảm lọc $L_o$	10	mH
Điện trở lọc $r_o$	6	$\Omega$
Chu kỳ trích mẫu $T_s$	200	$\mu s$
Điện áp trên tải	5000	V
Tần số lưới	50	Hz

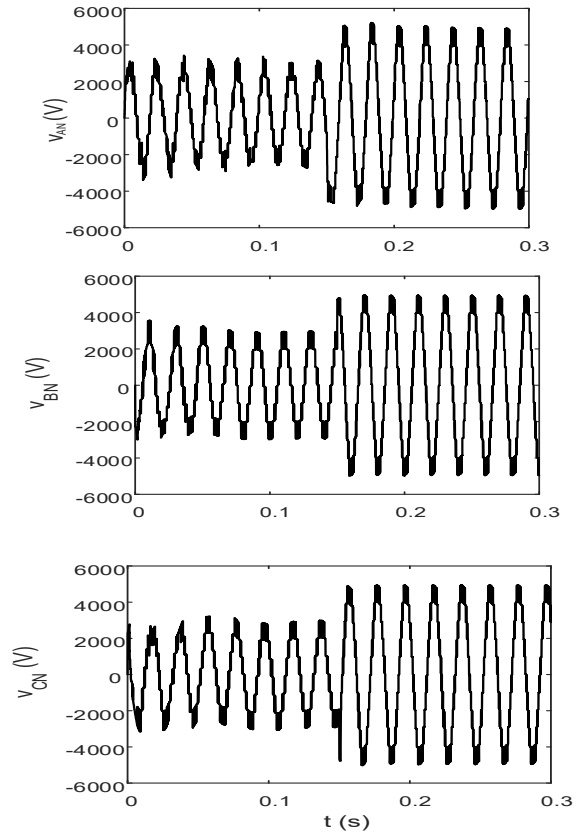
Kết quả mô phỏng dòng điện ba pha phía xoay chiều trên hình 8 cho thấy dòng điện bám sát giá trị đặt sau 0.001s và có dạng sin chuẩn.



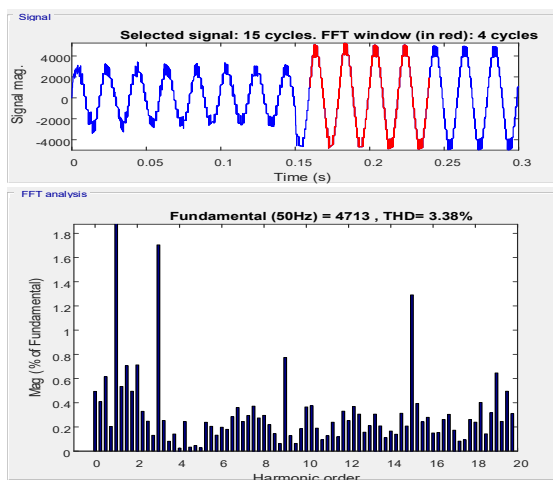
**Hình 8.** Dòng điện ba pha phía xoay chiều trên tải

Khi thay đổi giá trị dòng điện đặt từ 60A lên 120A ở thời điểm 0.15s thì phương pháp điều khiển MPC đã cho đáp ứng với khoảng thời gian nhỏ là 0.001s. Kết quả cho thấy bộ điều khiển cho đáp ứng nhanh đạt chất lượng tốt.

Hình 9 mô tả điện áp ra trên các pha a,b,c phía xoay chiều. Ta thấy rằng điện áp ra của bộ biến đổi là 11 mức, tín hiệu điện áp hoạt động ổn định ngay ở chu kỳ đầu tiên, không xảy ra tình trạng quá độ khi thay đổi đột ngột chế độ làm việc ở thời điểm 0.15s. Điều này chứng tỏ rằng phương pháp điều khiển đề xuất cho tín hiệu điện áp ở phía đầu ra xoay chiều của bộ biến đổi với chất lượng tốt ở chế độ làm việc bình thường và khi thay đổi chế độ làm việc.

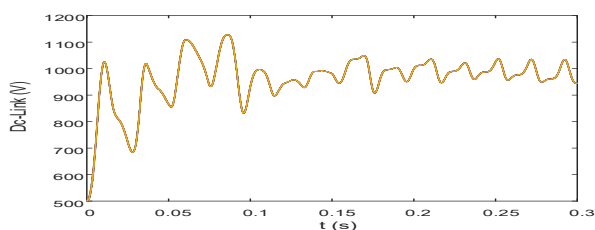


**Hình 9.** Điện áp ra phía xoay chiều của bộ biến đổi trên các pha a,b,c

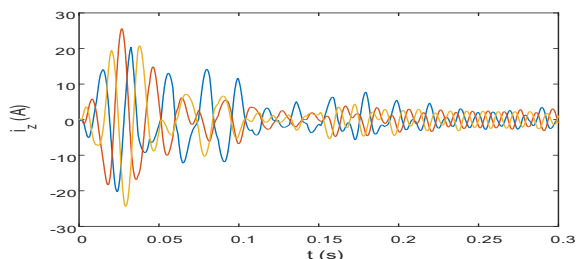


**Hình 10.** Kết quả phân tích Fourier dạng điện áp  $v_{AZ}$

Thực hiện phân tích Fourier dạng điện áp ra trên tải xoay chiều trong khoảng thời gian từ 0.16 đến 0.2 s với bậc sóng hài lớn nhất tới bậc sóng hài 20 như hình 10. Kết quả phân tích tổng độ méo sóng hài THD = 3.38%, các sóng hài bậc cao với biên độ lớn xuất hiện ít, cho thấy rõ nhưng ưu điểm khi áp dụng phương pháp FCS-MPC cho MMC với việc chọn lựa trạng thái đóng cắt tối ưu. Kết quả phân tích cho thấy mục tiêu điều khiển đã đạt được kết quả mong muốn là THD ở mức thấp, giá trị dòng điện và điện áp đảm bảo sự hoạt động ổn định của tải phía xoay chiều. Hình 11 cho thấy điện áp tụ của bộ biến đổi được nạp tới 1000V trong khoảng thời gian ngắn là 0.01s, quá trình dao động không ổn định trong khoảng 0.01s đến 0.1s, sau đó hoạt động ổn định trong các chu kỳ làm việc tiếp theo. Ở thời điểm 0.15s khi thay đổi chế độ làm việc thì điện áp tụ biến đổi không đáng kể và hoạt động trở lại trong khoảng thời gian ngắn. Điều này thể hiện rõ vai trò của phương pháp FCS-MPC đã tác động và ổn định được điện áp tất cả các tụ hoạt động trong chế độ cân bằng.



Hình 11. Hình dạng điện áp trên các tụ điện của SM trong một pha bộ biến đổi MMC



Hình 12. Dòng điện vòng trên ba pha của bộ biến đổi MMC

Hình 12 mô tả hoạt động của dòng điện vòng trên ba pha của bộ biến đổi, kết quả cho thấy ban đầu từ 0 đến 0.1s dòng điện vòng có giá trị lớn hoạt động không ổn định. Tuy nhiên sau 0.1s dòng điện vòng đã hoạt động ổn định ở mức thấp và khi thay đổi chế độ làm việc ở thời điểm 0.15s thì dòng điện vòng dao động với biên độ nhỏ là 10A và trở lại trạng thái hoạt động ổn định trong thời gian ngắn.

## 5. Kết luận

Bài báo đã áp dụng phương pháp điều khiển FCS-MPC cho bộ biến đổi MMC, để điều khiển giá trị dòng điện, điện áp phía tải xoay chiều của bộ biến đổi, điều khiển giảm thiểu giá trị dòng điện vòng chạy trong mạch, phương pháp đã thực hiện điều

kiến kết hợp ba biến điều khiển cùng một lúc do đó quá trình thiết kế điều khiển trở nên linh hoạt và hiệu quả hơn. Từ yêu cầu điều khiển, phương pháp FCS-MPC được thực hiện cho MMC đã giảm thiểu việc tính toán các trạng thái đóng cắt của các van bán dẫn dựa trên các mô hình toán học, cuối cùng đã chọn lựa những trạng thái đóng cắt tối ưu từ quá trình dự báo để phát xung điều khiển cho van bán dẫn. Các kết quả thu nhận được thông qua phân tích lý thuyết và mô phỏng cho thấy phương pháp điều khiển đáp ứng yêu cầu về chất lượng điện áp với THD thấp dưới 5%. So với các phương pháp điều chế khác cho MMC được thể hiện trong tài liệu [7], [10] thì đây là phương pháp có chỉ số THD nhỏ hơn, điều này chứng minh phương pháp điều khiển MPC cho thấy rõ ưu điểm như: khả năng đáp ứng nhanh và chính xác. MPC cũng có một số nhược điểm như: đòi hỏi bộ xử lý phải hoạt động liên tục ở chế độ online với cường độ tính toán cao.

## Tài liệu tham khảo

- [1]. Raziheh Nejati Fard (2013) Predictive Control in Power Electronics Converters. Specialization Project.
- [2]. J. Rodriguez, J. Cortes, R. M. Kennel, M. P. Kazmierkowski (2009) Model predictive control- a simple and powerful method. IEEE Power Electronics and Motion Control Conference, Chile.
- [3]. P. Cortes, J. Rodriguez, R. (2006) Cost function-based predictive control for power converters. Proc. 32nd Annu. IEEE IECON, pp.2268 -2273.
- [4]. P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, P. Cortes, J. Rodriguez and A. Sikorski (2007) Predictive direct power control algorithm for three phase AC/DC converter. IEEE EUROCON Conf., pp.1530 -1534.
- [5]. P. Cortes, J. Rodriguez, D. E. Quevedo and C. Silva (2008) Predictive current control strategy with imposed load current spectrum. IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp.612 -618.
- [6]. J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana and P. Cortes (2005) Predictive power control of an AC/DC/AC converter. Conf. Rec. 40th IEEE IAS Annu. Meeting, vol. 2, pp.934 -939.
- [7]. Q. Jiangchao, M. Saeedifard (2012) Predictive Control of a Modular Multilevel Converter for a Back- to-Back HVDC System. IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 27, No. 3, pp. 1538- 1547.
- [8]. P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas (2009) Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. IEEE Int. Conf. Ind. Technol, pp174-179.
- [9]. Sergio Vazquez, Jose Rodriguez, Marco Rivera, Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends. IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 64, No. 2, February 2017.
- [10]. Jun Mei, Bailu Xiao, Ke Shen, Modular Multilevel Inverter with New Modulation Method and Its Application to Photovoltaic Grid-Connected. IEEE transactions on power electronic, Vol.28, No.11, November2013.