NGHIÊN CỨU ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO CHO BỘ CHỈNH LƯU TÍCH CỰC BA PHA HAI BẬC DỰA TRÊN VECTOR ĐIỆN ÁP

RESEARCH ON PREDICTION CONTROL FOR TWO LEVEL THREE-PHASE ACTIVE RECTIFIERS BASED ON VOLTAGE VECTOR

ThS. PHẠM THỊ KIM THÊ, ThS. ĐẶNG THÀNH TỰU,
ThS. TRẦN NGỌC THOA, ThS. BÙI THANH HIẾU*
[1] *Khoa KTCN điện - điện tử, Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vĩnh Long*
**Tác giả liên hệ: hieubt@vlute.edu.vn*

Nhận bài (Received): 24/12/2024; Phản biện (Reviewed): 12/01/2025; Chấp nhận (Accepted): 22/01/2025

TÓM TẮT

Bài báo này trình bày nghiên cứu điều khiển dự báo cho bộ chỉnh lưu tích cực 3 pha 2 bậc dựa trên vector điện áp. Đầu tiên, vector điện áp tham chiếu được thành lập từ mô hình toán ở dạng rời rạc. Tiếp đến, các trạng thái chuyển mạch ứng viên được chọn dựa trên vị trí vector điện áp tham chiếu. Cuối cùng, xác định được trạng thái chuyển mạch tối ưu thông qua tối thiểu hàm chi phí tổng. Qua so sánh cho thấy, phương pháp đề xuất cho kết quả điều khiển tốt hơn so với phương pháp thông thường. Mô hình được đề xuất thiết kế với các biểu tượng thân thiện với người sử dụng và các hộp thoại như các khối thư viện của MATLAB/Simulink.

Từ khoá: Mô hình điều khiển dự báo, Vector điện áp tham chiếu, Chỉnh lưu tích cực

ABSTRACT

This paper presents a research on prediction control for two level three-phase active rectifiers based on voltage vector. First, the reference voltage vector is established from the mathematical model in discrete form. Next, candidate switching states are selected based on the reference voltage vector position. Finally, the optimal switching state is determined by minimizing the total cost function. Through comparison, the proposed method gives better control results than the conventional method. The proposed model is designed with user-friendly icons and dialog boxes like MATLAB/Simulink library blocks.

Keywords: *Model Predictive Control, Reference voltage vector, Active-Front-End Rectifier.*

I. Giới thiệu:

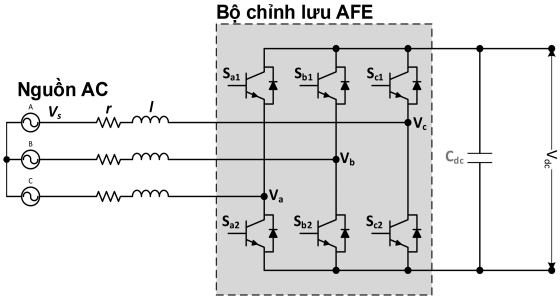
Bộ chỉnh lưu là bộ chuyển đổi được sử dụng rộng rãi nhất trong lĩnh vực này của điện tử công suất cho khả năng biến đổi của nó dòng điện xoay chiều thành dòng điện một chiều [1]. Trong số một số loại của cấu trúc liên kết bộ chỉnh lưu, bộ chỉnh lưu tích cực trở thành một phần quan trọng của các ứng dụng ngành khác nhau như cũng như các thiết bị gia dụng do khả năng đồng bộ hóa dòng điện và lưới điện xoay chiều. Bộ chỉnh lưu tích cực ba pha cần thiết để nâng cao hiệu suất, công suất và ngăn chặn méo

dạng hài (THD: Total harmonic distortion) cao trong dòng điện đầu vào, hệ số công suất thấp, méo dạng điện áp xoay chiều, gợn sóng trong dòng điện một chiều và dao động điện áp một chiều. Trong các công trình gần đây, một số kỹ thuật điều khiển chẳng hạn như: điều khiển hướng điện áp (VOC: voltage-oriented control) [3], điều khiển PWM định hướng từ thông ảo [2], điều khiển công suất trực tiếp (DPC: direct power control) [2], điều khiển mô-men xoắn trực tiếp (DTC: Direct torque control) [4], điều khiển logic mờ và điều khiển phi tuyến chế độ trượt [5] đã được đề xuất để cải thiện hiệu quả và hiệu suất của bộ chỉnh lưu tích cực ba pha. Hiện tại, một chiến lược điều khiển kỹ thuật số hoàn toàn dựa trên mô hình điều khiển dự đoán (MPC: Model Predictive Control) đã trở thành một phương thức hấp dẫn của kỹ thuật điều khiển cho bộ chỉnh lưu tích cực ba pha, so sánh với tất cả các phương pháp cổ điển được thảo luận ở trên do đơn giản và trực quan không có khối PWM [6]. Hơn thế nữa, thuật toán MPC rất dễ cấu hình với các ràng buộc và phi tuyến và cũng để thực hiện trong thực tế [7]. Do những ưu điểm này, thuật toán MPC đã được áp dụng rộng rãi trong bộ chỉnh lưu tích cực ba pha, bộ biến đổi ma trận gián tiếp [8], bộ biến đổi ba bậc [9] và biến tần nguồn điện áp v.v... Khó khăn của phương pháp MPC phải giải quyết vấn đề tối ưu hóa cơ bản của các biến rời rạc [10]. Do đó, các vấn đề tính toán đã trở nên phức tạp đối với bài toán dự báo đa biến. Các kỹ thuật MPC hiện có là cần thiết để giảm thiểu số lượng tính toán cũng như thời gian tính toán.

Bài báo này đề xuất một mô hình điều khiển dự báo (MPC) dựa trên vector điện áp tham chiếu cho bộ chỉnh tích cực ba pha để giảm thời gian tính toán, đảm bảo sự ổn định và bền vững và cải thiện hiệu suất của hệ thống. Bài báo này được trình bày gồm các phần sau: Đề xuất kỹ thuật điều khiển MPC dựa trên vector điện áp tham chiếu cho bộ chỉnh lưu tích cực ba pha được trình bày trong phần II. Sự ổn định và bền vững của thuật toán MPC được phân tích với mô hình mô phỏng bộ chỉnh lưu công suất 10 kW và được mô tả trong phần III. Cuối cùng, kết luận được trình bày trong phần IV.

II. Kỹ thuật MPC dựa trên vector điện áp tham chiếu của bộ chỉnh lưu tích cực ba pha

Hình 1 trình bày cấu trúc bộ chỉnh lưu tích cực ba pha và kỹ thuật điều khiển MPC dựa trên vector điện áp tham chiếu với 6 khóa bán dẫn IGBT-Diode (S_1-S_6). Bộ chỉnh lưu tích cực ba pha được kết nối nguồn áp 3 pha (v_s) qua bộ lọc điện kháng (l) và điện trở (r). Một tụ lọc nguồn DC (C_{dc}) nối song song với tải điện trở để giảm độ gợn trên điện áp DC.



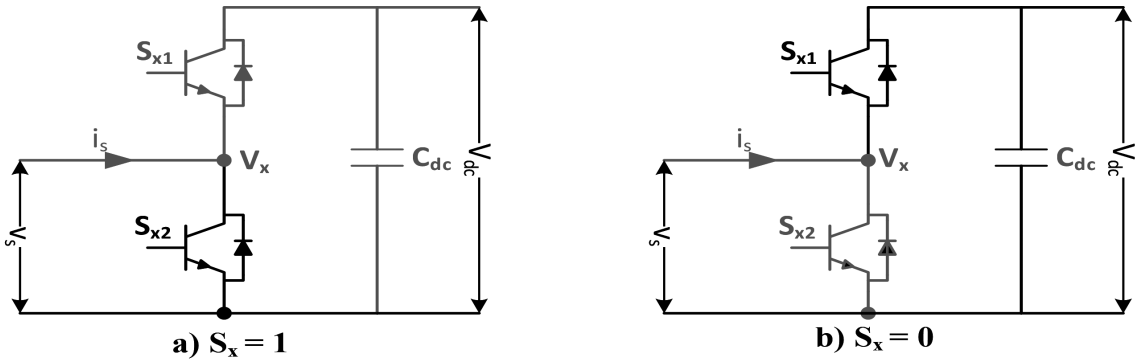
Hình 1. Cấu trúc bộ chỉnh lưu tích cực ba pha

2.1 Mô hình toán bộ chỉnh lưu tích cực ba pha

Đầu vào của bộ chỉnh lưu có thể mô hình hóa trong hệ thống tĩnh với tham số abc như sau:

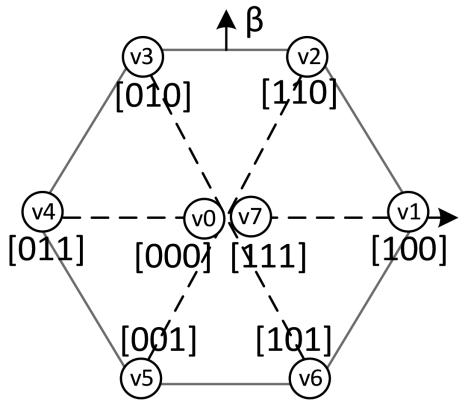
$$\begin{cases} e_a = ri_a + l\dfrac{di_a}{dt} + S_a.v_{dc} + v_{NO} \\ e_b = ri_b + l\dfrac{di_b}{dt} + S_b.v_{dc} + v_{NO} \\ e_c = ri_c + l\dfrac{di_c}{dt} + S_c.v_{dc} + v_{NO} \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó v_{NO} là điện áp điều chỉnh giữa cực âm của điện áp DC và điểm trung tính nguồn và $\{S_a, S_b, S_c\}$ là các trạng thái chuyển mạch của bộ chỉnh lưu



Hình 2. Trạng thái chuyển mạch của linh kiện IGBT trên mỗi pha

Trạng thái chuyển mạch S_x thì được thể hiện trong hình 2: hình 2(a), S_x=1 khi công tắc trên đóng trong khi công tắc dưới mở; hình 2(b), S_x=0 khi công tắc trên mở khi công tắc dưới đóng. Với bộ chuyển đổi 3 pha 2 bậc có 8 trạng thái chuyển mạch khác nhau và 7 vector điện áp khác nhau như hình 3.



Hình 3. *Sơ đồ vector không gian của bộ chỉnh lưu tích cực ba pha*

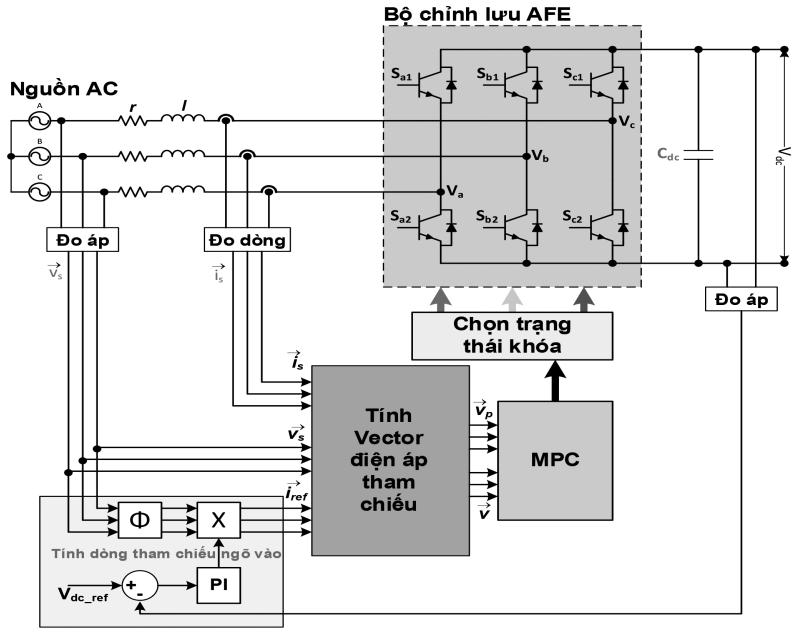
Xét điện áp DC là một hằng số, và những phân tích trên, điện áp sinh ra bởi bộ chỉnh lưu 3 pha 2 bậc được trình bày trong bảng 1.

Bảng 1: Trạng thái chuyển mạch và điện áp tại ngõ ra bộ chỉnh lưu 3 pha 2 bậc với x={a,b,c}

Trạng thái chuyển mạch	Tín hiệu các khóa		Điện áp
S_x	S_{x1}	S_{x2}	v_x
1	1	0	Vdc
0	0	1	0

2.2 Điều khiển dự báo MPC dựa trên vector điện áp tham chiếu

Đề xuất khối thuật toán điều khiển dự báo cho bộ chỉnh lưu 3 pha 2 bậc được thể hiện trong hình 4. Mô hình sử dụng bộ điều khiển tuyến tính PI bên ngoài để ổn định điện áp liên kết DC. Điện áp ngõ ra DC được hồi tiếp trở về bộ điều khiển bằng cách đo điện áp trên hai tụ, tín hiệu ngõ ra của bộ điều khiển PI hoạt động như một dòng điện tham chiếu i_d^*, trong khi dòng điện tham chiếu i_q^* bằng 0 cho hệ số công suất ổn định. Vector điện áp tham chiếu tại thời gian (k+1) được tính toán từ dòng điện tham chiếu, điện áp nguồn từ ngõ ra của khối ngoại suy và dòng điện đo được tại thời gian (k). Có 8 vector ứng viên tham gia trong vòng lặp điều khiển dự báo MPC thiết kế. Khối MPC được thiết kế để tăng hiệu suất, giảm độ méo dạng hài THD của dòng điện AC ngõ vào bộ chỉnh lưu.



Hình 4. Sơ đồ khối của mô hình điều khiển dự báo MPC được đề xuất

2.3. Xác định vector điện áp tham chiếu

Mô hình toán của bộ chỉnh lưu trong công thức (1) được viết lại dưới hệ trục tọa độ $\alpha\beta$ như sau:

$$e_{\alpha\beta} = ri_{\alpha\beta} + l\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + v_{\alpha\beta} \quad (2)$$

Trong đó

$$v_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}(S_a + e^{j2\pi/3}S_b + e^{j4\pi/3}S_c)\frac{v_{dc}}{2}$$

là điện áp tại điểm cuối của bộ chỉnh lưu. S_a, S_b và S_c là trạng thái chuyển mạch riêng biệt của pha a, pha b và pha c.

Theo phương trình (2) có thể thu được trong miền rời rạc bằng phương pháp Euler với thời gian lấy mẫu T_s được viết như sau:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k) - i(k-1)}{T_s} \quad (3)$$

Nguồn dòng điện trong phương trình (2) có thể được viết lại như sau:

$$i_{\alpha\beta}(k) = i_{\alpha\beta}(k-1)\left(\frac{l}{l+rT_s}\right) + \left(\frac{T_s}{l+rT_s}\right)\left[e_{\alpha\beta}(k) - v_{\alpha\beta}(k)\right] \quad (4)$$

Theo thứ tự bù trễ đến thuật toán tính toán và bộ chuyển đổi tương tự sang số. Phương trình rời rạc (4) được chuyển một bước về phía trước

$$i_{\alpha\beta}(k+1) = i_{\alpha\beta}(k)\left(\frac{l}{l+rT_s}\right) + \left(\frac{T_s}{l+rT_s}\right)\left[e_{\alpha\beta}(k+1) - v_{\alpha\beta}(k+1)\right] \quad (5)$$

Theo điều khiển thời gian cố định [8], dòng điện $i_{\alpha\beta}(k+1)$ sẽ được tìm trong dòng điện tham chiếu $i^*_{\alpha\beta}(k+1)$ trong một khoản thời gian lấy mẫu và có thể được nói rõ như sau:

$$i_{\alpha\beta}(k+1) = i^*_{\alpha\beta}(k+1) \quad (6)$$

Điện áp tham chiếu dự đoán $v^*_{ab}(k+1)$ tại thời gian (k+1) đối với dòng điện tham chiếu trong thời gian lấy mẫu tiếp theo có thể thu được bằng phương trình (5) và (6) như sau:

$$v_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k+1) + \frac{l}{T_s} i_{\alpha}(k) - \left(r + \frac{l}{Ts} \right) i^*_{\alpha\beta}(k+1) \quad (7)$$

Giá trị tiếp theo của dòng điện tham chiếu $i^*_{\alpha\beta}(k+1)$ và điện áp nguồn $e_{\alpha\beta}(k+1)$ được ước tính thông qua phép ngoại suy cấp 2 Lagrange, nó sử dụng một mẫu ở hiện tại và hai mẫu của trước đó để tính toán dòng điện tham chiếu của tương lai được chứng minh bên dưới:

$$i^*_{\alpha\beta}(k+1) = 3i^*_{\alpha\beta}(k) - 3i^*_{\alpha\beta}(k-1) + i^*_{\alpha\beta}(k-2) \quad (8)$$

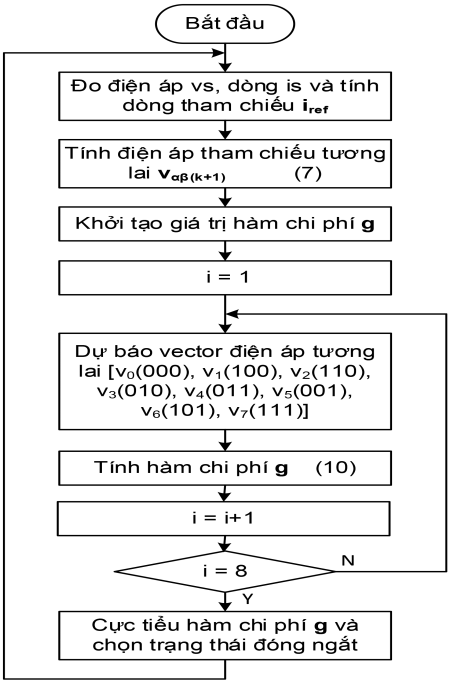
$$e_{\alpha\beta}(k+1) = 3e_{\alpha\beta}(k) - 3e_{\alpha\beta}(k-1) + e_{\alpha\beta}(k-2) \quad (9)$$

2.4. Hàm chi phí

Hàm chi phí của dòng điện qua theo dõi vector điện áp tham chiếu thì được xác định như sau:

$$g = \left| v^*_{\alpha}(k+1) - v_{\alpha}(k+1) \right| + \left| v^*_{\beta}(k+1) - v_{\beta}(k+1) \right| \quad (10)$$

Tại $v_{\alpha\beta}(k+1)$ là điện áp tham chiếu tương ứng với trạng thái chuyển mạch của bộ chỉnh lưu 2 bậc. Thể hiện theo dạng lưu đồ như sau:



Hình 5. Lưu đồ điều khiển MPC bộ chỉnh lưu tích cực ba pha

III. Phân tích kết quả mô phỏng

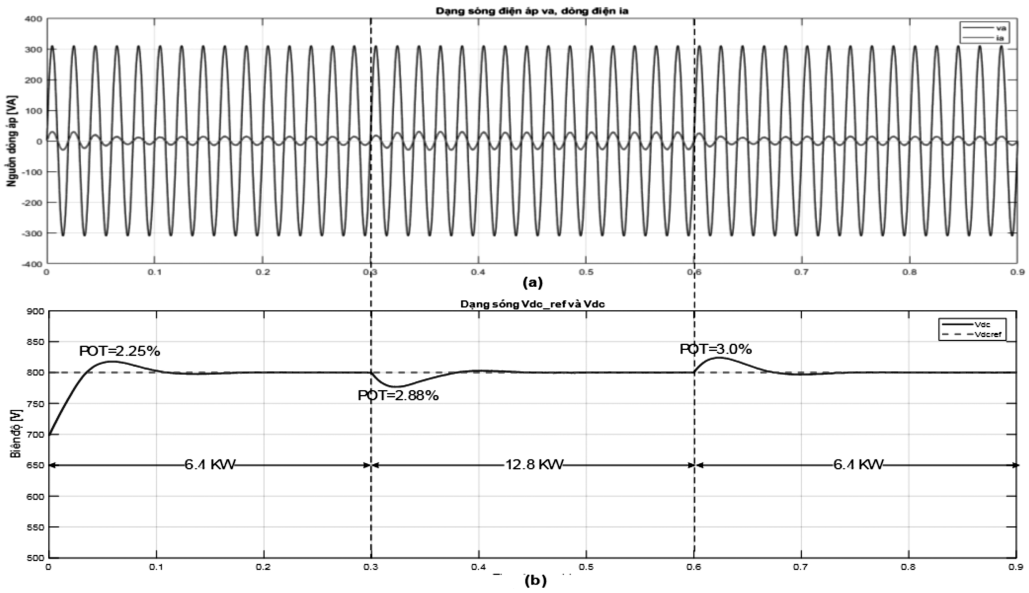
Trong phần này trình bày kết quả mô phỏng MATLAB/Simulink kỹ thuật điều khiển MPC dựa trên vector điện áp tham chiếu của bộ chỉnh lưu tích cực ba pha. Để đánh giá hiệu quả thuật toán điều khiển, mô hình được cấu hình như bảng 2 như sau:

Bảng 2: Thông số mô phỏng bộ chỉnh lưu theo phương pháp MPC

Mô tả	Tên biến	Giá trị
Điện áp dây nguồn AC (rms)	V_s	380 V
Tần số nguồn	f	50 Hz
Điện áp DC đặt	V^*_{dc}	800 V
Điện trở lọc	r	0.5 Ω
Điện kháng lọc	l	4.2 mH
Tụ lọc nguồn DC	Cdc	3500 µF
Tải trở	R	50 Ω
Tần số mẫu	Ts	5e-5
Bộ điều khiển PI	Kp	0.3
	Ki	15

3.1 Khảo sát đáp ứng hệ thống khi thay đổi công suất tải.

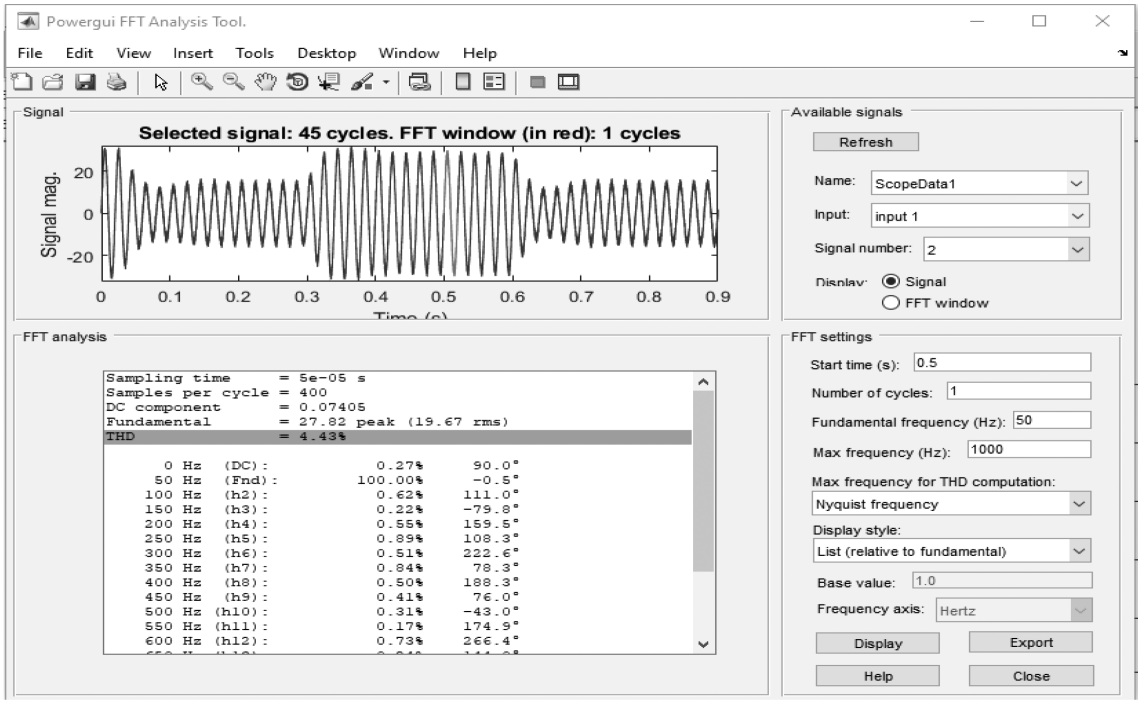
Thực hiện mô phỏng bằng cách thay đổi thông số tải với điện áp tham chiếu 800V (V^*_{dc} = 800 V). Ở tại t = 0s, hệ thống thực hiện mô phỏng với tải trở R = 100Ω (tương ứng với công suất P_{load} = 6.4KW). Sau thời gian t=0.15s hệ thống được thêm một điện trở R = 100Ω đấu song song (tương ứng với P_{load} = 12.8KW) và sau khi t = 0.3s tiến hành ngắt kết nối điện trở thêm vào. Kết quả mô phỏng được thể hiện như hình 6:



Hình 6: Đáp ứng hệ thống khi thay đổi thông số tải:

(a) Điện áp và dòng điện nguồn pha A, (b) Điện áp DC ngõ ra

Dòng điện và điện áp nguồn pha A, có hài dòng THD% = 4.43% thể hiện như hình 7 bên dưới



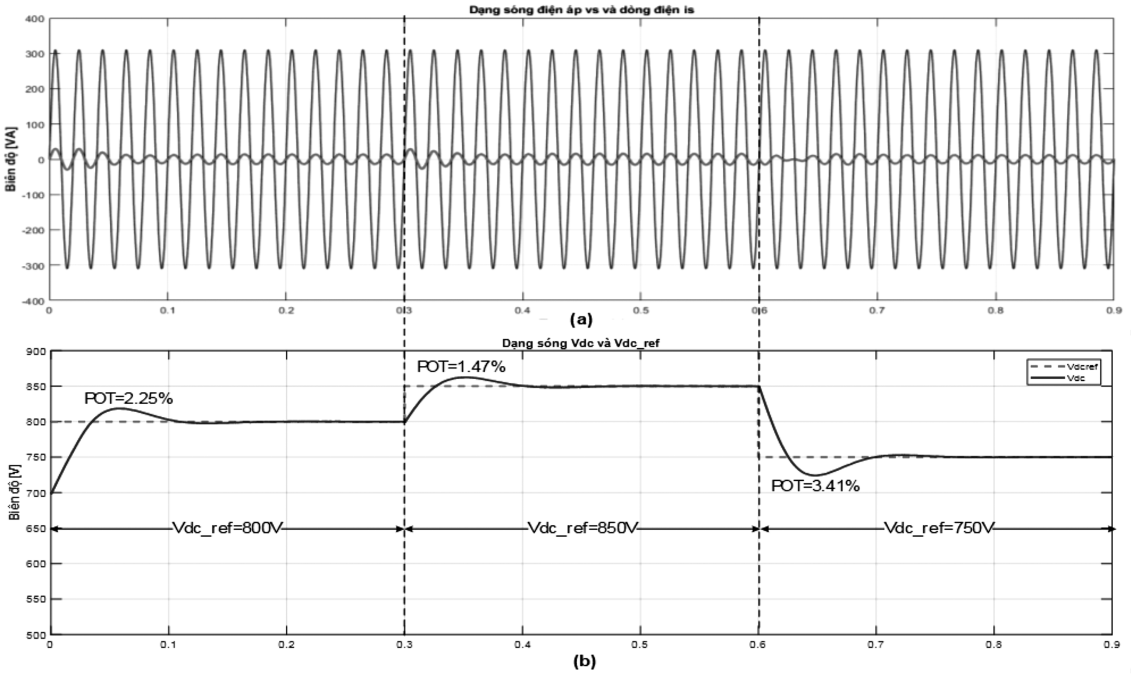
Hình 7: Kết quả phân tích THD dòng điện nguồn của bộ chỉnh lưu

Điện áp DC ngõ ra ổn định theo giá trị đặt 800V khi thay đổi giá trị tải thể hiện như hình 6 (b), tại các điểm thay đổi tải xuất hiện các đỉnh quá độ với các giá trị vọt lộ lần lượt là POT = 5% với thời gian quá độ t_s = 0.067s; các giá trị quá độ đều rất

thấp, cho thấy hệ thống rất ổn định.

3.2 Khảo sát đáp ứng hệ thống khi thay đổi điện áp đặt V_{dc_ref}:

Trong phần này, thực hiện mô phỏng với giá trị điện áp đặt (V_{dc_ref}) thay đổi. Ở thời điểm t = 0 ÷ 0.15s thực hiện mô phỏng với V_{dc_ref} =800V; từ t = 0.15 ÷ 0.3s thực hiện mô phỏng với V_{dc_ref} =850V; từ t = 0.15 ÷ 0.3s thực hiện mô phỏng với V_{dc_ref} =750V. Kết quả mô phỏng đạt được thể hiện ở hình 8:



Hình 8: Đáp ứng hệ thống khi thay đổi giá trị điện áp đặt:

(a) Điện áp và dòng điện pha A; (b) Điện áp DC ngõ ra.

Điện áp ngõ ra có độ đột vọt lố rất bé, với các giá trị độ vọt POT < 5%. Giá trị điện áp ngõ ra đáp ứng tốt theo giá trị điện áp tham chiếu đặt trước.

IV. Kết luận

Từ các kết quả phân tích cho thấy: Bộ chỉnh lưu điều khiển theo MPC đề xuất cho điện áp ngõ ra ổn định khi thay đổi công suất tải trong phạm vi rộng 0KW – 10KW, hệ số công suất đạt mức cao gần bằng 1. Điện áp ngõ ra có độ vọt lố thấp dưới 5% khi thay đổi công suất tải và giá trị điện áp ổn định theo giá trị tham chiếu. Các chỉ tiêu về THD% dòng điện khi tải nhỏ hơn giá trị định mức đều thấp dưới 5% đạt chỉ tiêu về hài đối với lưới trung và hạ thế của Bộ công thương ban hành năm 2019.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] Q. Zheng, L. Tian and Q. Wei, "Model predictive control of three-phase PWM rectifier," *2023 IEEE 4th China International Youth Conference On Electrical Engineering (CIYCEE)*, Chengdu, China, 2023, pp. 1-5, doi: 10.1109/CIYCEE59789.2023.10401588.

[2] Wang, Hanwei & Zhang, Hui. (2021). "*Study on an Improve Finite-Control-Set -Model Predictive Control (FCS-MPC) Strategy for a T-Type Rectifier with Direct Power Control Strategy"*. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering. 18. 10.1002/tee.23297.

[3] J. Rodriguez and P. Cortes (2022), "Control of an Active Front-End Rectifier", *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives,* pp. 81-98.

[4] B. Singh, S. Gairola, B. N. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad (2018), "Multipulse AC–DC converters for improving power quality: a review," *IEEE Trans. Power Electron.,* vol. 23, pp. 260-281.

[5] J. Dannehl, C. Wessels, and F. W. Fuchs (2019), "Limitations of VoltageOriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.,* vol. 56.

[6] J. Hu, L. Shang, Y. He, and Z. Zhu (2011), "Direct active and reactive power regulation of grid-connected DC/AC converters using sliding mode control approach," *IEEE Trans. Power Electron.,* vol. 26, pp. 210-222.

[7] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodríguez (2008), "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.,* vol. 55, pp. 4312-4324.

[8] M. P. Akter, S. Mekhilef, N. M. L. Tan, and H. Akagi (2015), "Model Predictive Control of Bidirectional AC-DC Converter for Energy Storage System," *Journal of Electrical Eng. & Tech.,* vol. 10, pp. 165-175.

[9] M. Parvez, S. Mekhilef, N. M. L. Tan, and H. Akagi, "Model predictive control of a bidirectional AC-DC converter for V2G and G2V applications in electric vehicle battery charger," in Proc. IEEE Transportation Electrification Conf. and Expo (ITEC), 2014, pp. 1-6.

[10] M. Uddin, S. Mekhilef, M. Mubin, M. Rivera, and J. Rodriguez (2014), "Model Predictive Torque Ripple Reduction with Weighting Factor Optimization Fed by an Indirect Matrix Converter," Electric Power Components and Systems, vol. 42, pp. 1059-1069.

[11] V. Yaramasu, M. Rivera, M. Narimani, B. Wu, and J. Rodriguez (2014), "Model Predictive Approach for a Simple and Effective Load Voltage Control of Four-Leg Inverter with an Output LC Filter," IEEE Trans. Ind. Electron.