

Bộ điều khiển kháng nhiễu dựa trên chế độ trượt và khâu quan sát trạng thái cho bộ biến đổi ba pha ba mức hình T trong chế độ chỉnh lưu tích cực

Disturbance Based on Sliding Mode Control and State Observer for Three-Phase Three-Level T-Type Rectifiers

Dương Anh Tuấn^{1,2}, Phạm Thành Long¹, Phạm Anh Dũng¹, Lê Xuân Khôi¹, Giáp Văn Nam¹, Vũ Hoàng Phương^{2,*}, Nguyễn Văn Liễn¹

¹Trường Điện-Điện tử, Đại học Bách Khoa Hà Nội

²Đại học Công nghiệp Hà Nội

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

Abstract

This paper presents a new sliding mode control (SMC) strategy for three-phase three-level T-type rectifiers (3LT²), which can be applied in distributed power supply system. First, a state observer (SOB) was designed based on linear matrix inequality (LMI) to identify the optimal eigenvalues of the state-tracking error function. Second, fixed-time sliding mode control (FTSMC) was constructed to control the system. Third, a disturbance observer (DOB) was created based on the error signals of the system outputs and observer outputs. The output signals precisely converged to the predefined trajectories in a very short time, with small overshoots and steady-state errors. Fourth, the Lyapunov condition was utilized to verify the corrections/stability of the proposed controller and observer. Matlab Simulink simulation was used to show the power/effectiveness of FTSMC and compare with the PI (Proportional-Integral) controller.

Keywords: Active rectifier, T-type rectifier, State Observer, Linear matrix inequality, Fixed-time sliding-mode control, Disturbance observer, Proportional-Integral control

Tóm tắt

Bài báo này trình bày một chiến lược điều khiển chế độ trượt (SMC) mới cho bộ biến đổi ba pha ba mức hình T (3LT²) ở chế độ chỉnh lưu tích cực, ứng dụng trong hệ thống nguồn năng lượng phân tán. Đầu tiên, một bộ quan sát trạng thái (SOB) được thiết kế dựa trên bất đẳng thức ma trận tuyến tính (LMI) để xác định các giá trị riêng tối ưu của hàm sai lệch theo dõi trạng thái. Thứ hai, điều khiển chế độ trượt thời gian cố định (FTSMC) được xây dựng để điều khiển hệ thống. Thứ ba, bộ quan sát nhiễu (DOB) được thiết kế dựa trên các tín hiệu sai lệch giữa đầu ra hệ thống và đầu ra của bộ quan sát. Các tín hiệu đầu ra được hội tụ chính xác theo các quỹ đạo được xác định trước trong một thời gian rất ngắn, với các sai lệch tính và độ quá điều chỉnh nhỏ. Thứ tư, điều kiện Lyapunov được sử dụng để xác minh tính ổn định của bộ điều khiển và bộ quan sát được đề xuất. Mô phỏng bằng phần mềm Matlab Simulink đã được sử dụng để cho thấy hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất và được so sánh với bộ điều khiển PI (Proportional-Integral).

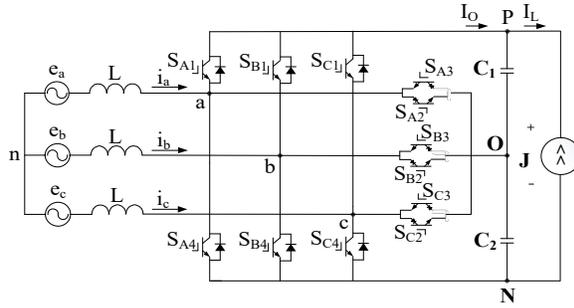
Từ khóa: Active rectifier, T-type rectifier, State Observer, Linear matrix inequality, Fixed-time sliding-mode control, Disturbance observer, Proportional-Integral control

1. Giới thiệu

Chỉnh lưu AC-DC ba pha được sử dụng rộng rãi trong các ứng dụng công nghiệp do có nhiều ưu điểm như: điện áp một chiều DC có thể điều khiển được, dòng điện hình sin với độ méo sóng hài tổng THD (Total Harmonic Distortion) thấp và hệ số

công suất bằng một. Có hai loại bộ chỉnh lưu là: chỉnh lưu nguồn dòng [1] và chỉnh lưu nguồn áp [2]. Trong khi bộ chỉnh lưu loại nguồn dòng ba pha hai mức sử dụng 6 van đóng cắt một chiều thì bộ chỉnh lưu nguồn áp sử dụng 6 van đóng cắt hai chiều. Tuy nhiên, cấu trúc chỉnh lưu nguồn áp phổ biến hơn do có cấu trúc đơn giản và dễ điều khiển [2]–[5]. Để điều khiển được điện áp DC, dòng điện hình sin với THD thấp và hệ số công suất là một, bộ chỉnh lưu ba pha hai mức phải được vận hành với tần số chuyển mạch cao. Tuy nhiên, điều này sẽ làm tăng tổn hao chuyển mạch và gây ra nhiễu. Nhiều có thể giảm đi bằng cách tăng kích thước của các thành phần thụ động. Mặt khác, hiệu suất của bộ chỉnh lưu ba pha hai mức không tốt ở điện áp trung bình và cao.

Trong những năm gần đây, các bộ biến đổi đa mức đang nổi lên như một cấu trúc liên kết thay thế được sử dụng ở cấp điện áp trung bình và cao áp [6]. Bộ biến đổi đa mức dựa trên nguồn điện áp phổ biến hơn, có thể được phân loại thành bộ biến đổi kẹp điểm trung tính NPC (Neutral Point Clamped) [7]–[9], tụ điện treo FC (Flying Capacitor) [10], cầu H nối tầng CHB (Cascaded H-bridge) [11], T-type [12], và loại lai [13]–[15]. Trong số các bộ biến đổi đa mức này, bộ biến đổi ba pha ba mức hình T đáng được chú ý do có các ưu điểm như: tổn thất chuyển mạch thấp, giảm số lượng thành phần (số nguồn một chiều, số lượng linh kiện, ...), điện áp và dòng điện đầu ra có giá trị THD thấp, dễ điều khiển, có thể dẫn năng lượng theo hai chiều. Nếu THD và chi phí là ưu tiên



Hình 1: Cấu trúc của 3LT²

thì bộ biến đổi ba pha ba mức hình T là lựa chọn tốt hơn bộ biến đổi NPC trong các ứng dụng điện áp thấp [16]. Ngoài ra, cấu trúc của bộ biến đổi ba pha ba mức hình T có số lượng thành phần ít hơn so với cấu trúc của bộ biến đổi ba pha ba mức NPC [17]. Trên mỗi pha của bộ biến đổi loại T chỉ cần 3 van bán dẫn mà không cần thêm bất cứ diode kẹp hay tụ như FC, CHB hay NPC. Do đó, tổn hao trên bộ biến đổi hình T [18] cũng là thấp nhất so với còn lại.

Bộ chỉnh lưu hình T xuất hiện sau nên việc điều khiển nó chưa được nghiên cứu rộng rãi. Có một số phương pháp điều khiển như PI [19], MPC [20], SMC [21]-[23],... đã được áp dụng. Trong đó, PI là phương pháp được sử dụng phổ biến hiện nay trong các hệ thống điều khiển. Tuy nhiên, bộ điều khiển này có một số nhược điểm như tốc độ đáp ứng chậm, giảm chất lượng điều khiển khi hệ thống có nhiễu hoặc không cân bằng. Trong bài báo này, một bộ điều khiển chế độ trượt FTSMC mới kết hợp với bộ quan sát trạng thái SOB và bộ quan sát nhiễu DOB được đề xuất để nâng cao chất lượng điều khiển cho bộ chỉnh lưu ba pha ba mức hình T.

Bộ điều khiển đề xuất để điều chỉnh điện áp một chiều, đạt được điều khiển dòng điện ngay cả khi hệ thống có nhiễu thay đổi theo thời gian. Điện áp DC được điều khiển bởi bộ điều khiển PI trong khi bộ điều khiển dòng điện được điều khiển bởi FTSMC đề xuất. Bộ quan sát SOB ở chế độ trượt dựa trên bất đẳng thức ma trận tuyến tính LMI để ước lượng các trạng thái của hệ thống 3LT², điều khiển chế độ trượt thời gian cố định FTSMC được xây dựng để điều khiển hệ thống và bộ quan sát nhiễu DOB cũng được đề xuất để quan sát nhiễu dựa trên các sai lệch giá trị của đầu ra hệ thống 3LT² và bộ quan sát SOB.

Các phần tiếp theo của bài báo được trình bày như sau: trong Phần 2, nguyên lý hoạt động của bộ 3LT² được nêu ra. Phần 3 là mô hình toán học của bộ 3LT². Ở Phần 4, cấu trúc và từng thành phần của bộ điều khiển đề xuất được trình bày chi tiết, điều khiển Lyapunov cũng được sử dụng để cho thấy tính ổn định của bộ điều khiển. Trong Phần 5, những kết quả kiểm chứng được thực hiện trên phần mềm mô phỏng Matlab Simulink và cuối cùng là phần Kết luận cho bài báo.

2. Nguyên lý hoạt động của 3LT²

Sơ đồ cấu trúc của bộ 3LT² được thể hiện trong hình 1. Mỗi pha (A, B và C) sẽ bao gồm 2 IGBT (S_{x1} và S_{x4} , $x = A, B, C$) và 1 RB-IGBT (S_{x2} - S_{x3} , $x = A, B, C$) [18]. Cuộn cảm L được kết nối giữa lưới và các pha. Đóng và mở các van bán dẫn phù hợp sẽ tạo ra điện áp ba pha ở ba mức: $+V_{DC}/2$, $-V_{DC}/2$, 0. Bảng 1 cho thấy trạng thái chuyển mạch và mức điện áp được tạo ra ở pha B.

Bảng 1. Trạng thái chuyển mạch và điện áp tạo ra

Trạng thái	Điện áp ra	SB1	SB2	SB3	SB4
P	$V_{DC}/2$	ON	ON	OFF	OFF
O	0	OFF	ON	ON	OFF
N	$-V_{DC}/2$	OFF	OFF	ON	ON

3. Mô hình toán học của 3LT²

Áp dụng định luật Kirchhoff 2, ta có phương trình mô tả hoạt động của bộ 3LT² phía AC như sau:

$$\begin{cases} e_a = -L \frac{di_a}{dt} + v_{an} \\ e_b = -L \frac{di_b}{dt} + v_{bn} \\ e_c = -L \frac{di_c}{dt} + v_{cn} \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó: e_a, e_b, e_c lần lượt là thành phần a, b, c tương ứng của điện áp lưới; v_{an}, v_{bn}, v_{cn} lần lượt là thành phần tương ứng của điện áp pha đầu ra của bộ biến đổi; i_a, i_b, i_c lần lượt là thành phần a, b, c tương ứng của dòng điện pha.

Chuyển hệ phương trình trên sang hệ tọa độ $d-q$ ta được:

$$\begin{cases} L \dot{i}_{sd} = -\omega L i_{sq} + v_{sd} - e_d \\ L \dot{i}_{sq} = \omega L i_{sd} + v_{sq} - e_q \end{cases} \quad (2)$$

Trong đó: e_d, e_q lần lượt là thành phần $d-q$ tương ứng của điện áp lưới; v_{sd}, v_{sq} lần lượt là thành phần $d-q$ tương ứng của điện áp pha đầu ra; i_{sd}, i_{sq} lần lượt là thành phần $d-q$ tương ứng của dòng điện pha; ω là tần số góc cơ bản.

Áp dụng định luật Kirchhoff 1, ta có phương trình mô tả phía DC như sau [22]:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = I_0 - I_L \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} + I_n \end{cases} \quad (3)$$

Suy ra:

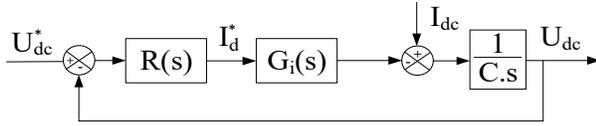
$$I_n = C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} - C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = C \frac{dv_e}{dt} \quad (4)$$

Trong đó: I_n là dòng điện qua điểm trung tính, $v_e = V_{C2} - V_{C1}$ là sai lệch giá trị điện áp giữa hai tụ điện DC.

4. Chiến lược điều khiển

4.1. Thiết kế bộ điều khiển điện áp

Để đơn giản hoá, bộ điều khiển PI được sử dụng để kiểm soát điện áp DC đầu ra. Bộ điều khiển PI cung cấp đáp ứng động tốt cũng như sai số trạng thái ổn định bằng không trong việc điều khiển đại lượng một chiều. Trong bài báo này, bộ điều khiển PI lấy giá trị sai lệch ($V_{dc}^* - V_{dc}$) làm giá trị đầu vào và cho ra giá trị đặt của dòng điện. Cấu trúc của bộ điều khiển điện áp DC được thể hiện trong hình 2, hàm truyền của bộ điều khiển PI có dạng:



Hình 2: Cấu trúc bộ điều khiển điện áp

$$R_u(s) = k_{up} + \frac{k_{ui}}{s} \quad (5)$$

Trong đó: k_{up} và k_{ui} là hệ số tỷ lệ và tích phân tương ứng. Hàm truyền vòng kín suy ra từ hình 2 được tính bởi:

$$\frac{U_{dc}(s)}{U_{dc}^*(s)} = \frac{k_{up}}{C} \frac{\frac{k_{ui}}{k_{up}} + s}{s^2 + \frac{k_{up}}{C}s + \frac{k_{ui}}{C}} \quad (6)$$

Các thông số điều chỉnh điện áp được thiết kế như sau:

$$\begin{cases} k_{up} = 2\zeta C\omega_n \\ k_{ui} = C\omega_n^2 \end{cases} \quad (7)$$

Trong đó: ζ là hệ số tắt dần, ω_n là tần số góc dao động riêng của hệ thống, $C = C_1/2 = C_2/2$ là giá trị tương ứng của tụ điện C_1 nối tiếp C_2 .

Để đạt được hiệu suất hoạt động cũng như hệ số công suất tốt nhất, dòng điện ba pha thực tế phải cùng pha với điện áp lưới. Điều này có thể dễ dàng làm được bằng cách sử dụng vòng khoá pha PLL (Phase-Locked Loop) truyền thống. Chi tiết về PLL sẽ không được nhắc lại trong phạm vi bài báo này.

4.2. Thiết kế bộ điều khiển dòng điện

Xuất phát từ phương trình (2), ta có:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Trong đó: $v_{di} = v_{sd} - e_d$ và $v_{qi} = v_{sq} - e_q$ là đầu ra của bộ điều khiển dòng điện.

Tuy nhiên, trong quá trình vận hành, sai số hệ thống hoặc nhiễu tác động là không thể tránh khỏi. Lúc này, phương trình (8) trở thành:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \quad (9)$$

Trong đó: d_d và d_q là nhiễu tương ứng trên thành phần trục d và q .

$$\text{Đặt } \mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} v_{di} \\ v_{qi} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{d} = \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix}$$

Hệ phương trình mô tả trạng thái được tính bởi:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{D}\mathbf{d} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \end{cases} \quad (10)$$

4.2.1. Bộ quan sát SOB

Từ hệ phương trình mô tả trạng thái (10) kết hợp với việc đảm bảo các biến ước lượng được hội tụ về các biến thật cần bổ sung vào phương trình của khâu quan sát phản hồi sai lệch giữa đầu ra đo được và đầu ra ước lượng, qua ma trận hệ số \mathbf{L} . Như vậy, khâu quan sát được thiết kế như sau:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{D}\hat{\mathbf{d}} + \mathbf{L}\mathbf{C}(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}} \end{cases} \quad (11)$$

Trong đó: $\hat{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{y}}, \hat{\mathbf{d}}$ lần lượt là các giá trị ước lượng của $\mathbf{X}, \mathbf{y}, \mathbf{d}$. Trừ vế với vế của hệ phương trình (10) cho (11) ta được:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} - \hat{\mathbf{X}} = \mathbf{A}(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) + \mathbf{D}(\mathbf{d} - \hat{\mathbf{d}}) - \mathbf{L}\mathbf{C}(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \\ \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}(\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) \end{cases} \quad (12)$$

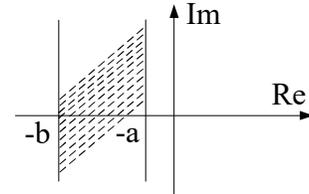
Ý nghĩa của việc đưa sai lệch đầu ra phản hồi về sẽ thấy rõ nếu ta xét sai lệch giữa biến trạng thái và biến ước lượng. Đặt $\mathbf{e}_x = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{d} - \hat{\mathbf{d}}$, từ hệ phương trình (12) suy ra:

$$\dot{\mathbf{e}}_x = \mathbf{A}\mathbf{e}_x - \mathbf{L}\mathbf{C}\mathbf{e}_x = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})\mathbf{e}_x \quad (13)$$

Nếu ma trận $(\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})$ là ổn định, tức là có các nghiệm của phương trình đặc tính có phần thực âm, thì sai lệch sẽ tiến về không, $\mathbf{e}(\mathbf{t}) \rightarrow \mathbf{0}$. Thiết kế khâu quan sát SOB dựa trên việc xác định ma trận hệ số \mathbf{L} sao cho ma trận $(\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})$ ổn định. Sử dụng LMI [23] có thể dễ dàng tìm được \mathbf{L} nếu \mathbf{L} thoả mãn:

$$\begin{cases} (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C}) + 2a\mathbf{P} < \mathbf{0} \\ (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C}) + 2b\mathbf{P} > \mathbf{0} \end{cases} \quad (14)$$

Trong đó \mathbf{P} , a và b là các giá trị dương.



Hình 3: Vùng LMI theo chiều dọc

Hình 3 thể hiện vùng giá trị xác định của phương pháp LMI. Tính ổn định của phương pháp LMI này đã được chứng minh chi tiết trong bài báo [23].

4.2.2. Bộ điều khiển FTSMC

Để đơn giản hoá, mặt trượt của bộ điều khiển được đề xuất như sau:

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} + \lambda \int_0^t \mathbf{e}(\tau) d\tau \quad (15)$$

Trong đó: $\mathbf{e} = \mathbf{X}_r - \hat{\mathbf{X}}$, λ là tham số dương tự chọn, $\hat{\mathbf{X}}$ là giá trị ước lượng tương ứng của dòng điện qua cuộn cảm L (hay dòng đi lên lưới), $\mathbf{X}_r = [i_{sdr} \ i_{sqr}]^T$ là lượng đặt dòng điện cho bộ điều khiển vòng dòng hay chính là đầu ra của bộ điều khiển vòng áp.

Đạo hàm hai vế của phương trình (23) ta được:

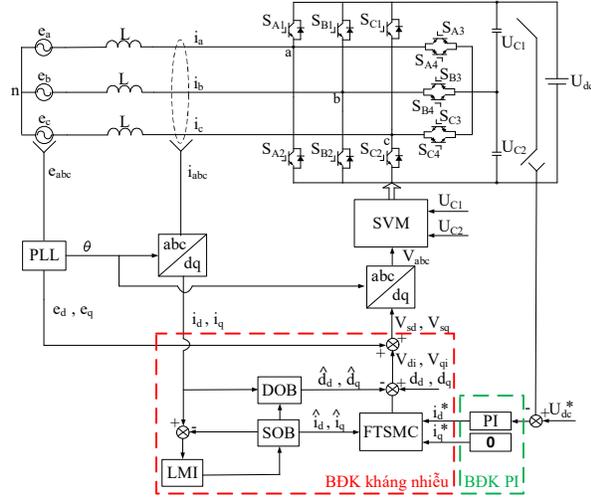
$$\dot{\mathbf{s}} = \dot{\mathbf{e}} + \lambda \mathbf{e} \quad (16)$$

Xét $\dot{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$, suy ra:

$$\dot{\mathbf{e}} = -\lambda \mathbf{e} \quad (17)$$

$$\Rightarrow \dot{\mathbf{X}}_r = \dot{\hat{\mathbf{X}}} - \lambda \mathbf{e} \quad (18)$$

$$\Rightarrow \dot{X}_r = A\hat{X} + Bu + D\hat{d} + LC(X - \hat{X}) - \lambda e \quad (19)$$



Hình 4: Cấu trúc điều khiển được đề xuất

Từ phép biến đổi trên và ma trận B là một ma trận vuông 2×2 , giá trị của thành phần cân bằng được tính toán bởi:

$$u_{eq} = B^{-1} [\dot{X}_r - A\hat{X} - D\hat{d} + LC(X - \hat{X}) + \lambda e] \quad (20)$$

Trạng thái của hệ thống sẽ hội tụ về mặt trượt định trước trong một khoảng thời gian cố định với thành phần đóng cắt được đề xuất bởi phương trình:

$$u_{sw} = \rho_1 |s|^{c_1/d_1} \text{sign}(s) + \rho_2 |s|^{c_2/d_2} \text{sign}(s) \quad (21)$$

Trong đó: $\rho_1, \rho_2, c_1, c_2, d_1, d_2$ là các số dương tự chọn và $0 < c_1/d_1 < 1 < c_2/d_2 < 2$. Giả sử, ma trận tuyến tính LMI bằng L^*E với E là ma trận đơn vị và các tham số tự chọn trên hai trục d, q là giống nhau để dễ dàng cho việc thiết kế. Các giá trị điều khiển cho bộ điều khiển vòng dòng là:

$$\begin{cases} v_{di} = L \left[\dot{i}_{sdr} - \omega \cdot \hat{i}_{sq} - \hat{D}_d - L \left(i_{sd} - \hat{i}_{sd} \right) + \lambda \left(i_{sdr} - i_{sd} \right) \right. \\ \quad \left. + \rho_1 |s_d|^{c_1/d_1} \text{sign}(s_d) + \rho_2 |s_d|^{c_2/d_2} \text{sign}(s_d) \right] \\ v_{qi} = L \left[\dot{i}_{sqr} + \omega \cdot \hat{i}_{sd} - \hat{D}_q - L \left(i_{sq} - \hat{i}_{sq} \right) + \lambda \left(i_{sqr} - i_{sq} \right) \right. \\ \quad \left. + \rho_1 |s_q|^{c_1/d_1} \text{sign}(s_q) + \rho_2 |s_q|^{c_2/d_2} \text{sign}(s_q) \right] \end{cases} \quad (22)$$

4.2.3. Tính ổn định của bộ điều khiển đề xuất

Tính ổn định của bộ điều khiển được xét bởi một phương trình duy nhất như sau:

$$V = \frac{1}{2} e_{SMC}^2 + \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2} \tilde{d}^2 \quad (23)$$

Đạo hàm hai vế của phương trình (31), ta được:

$$\dot{V} = e_{SMC} \dot{e}_{SMC} + s\dot{s} + \tilde{d}\dot{\tilde{d}} \quad (24)$$

Kết hợp với các phương trình (25) và (29), ta có:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_{SMC} \dot{e}_{SMC} + s\dot{s} + \tilde{d}\dot{\tilde{d}} \\ &= e_{SMC} \cdot (-\lambda e_{SMC}) + s \cdot \left[-\rho_1 |s|^{c_1/d_1} \text{sign}(s) - \rho_2 |s|^{c_2/d_2} \text{sign}(s) \right] \\ &= -\lambda e_{SMC}^2 - \left(\rho_1 |s|^{c_1/d_1} + \rho_2 |s|^{c_2/d_2} \right) \cdot s \cdot \text{sign}(s) \\ &= - \left[\lambda e_{SMC}^2 + \left(\rho_1 |s|^{c_1/d_1} + \rho_2 |s|^{c_2/d_2} \right) \cdot s \cdot \text{sign}(s) \right] \end{aligned} \quad (25)$$

Suy ra: $\dot{V} < 0$ với mọi tham số $\rho_1, \rho_2, c_1, c_2, d_1, d_2, \lambda$ dương. Điều này chứng tỏ bộ điều khiển đề xuất là một hệ thống ổn định. Cấu trúc chi tiết của bộ điều khiển đề xuất được thể hiện trong hình 4.

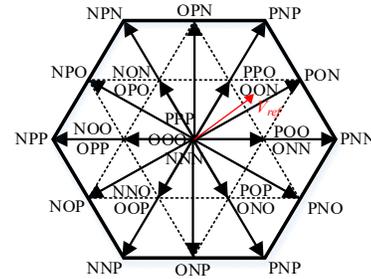
4.3. Cân bằng điện áp điểm trung tính và phương pháp điều chế

Việc cân bằng điện áp điểm trung tính là điều cần thiết trong các bộ chỉnh lưu đa cấp nói chung hay 3L² nói riêng. Theo [22] dòng điện qua điểm trung tính được thể hiện như sau:

$$I_n = d_a i_a + d_b i_b + d_c i_c \quad (26)$$

Trong đó: d_a, d_b, d_c là hệ số điều chế của mỗi pha.

Dựa vào phương trình (4) và (26), điện áp điểm trung tính bị ảnh hưởng bởi dòng điện và hệ số điều chế. Do đó, việc cân bằng điện áp điểm trung tính có thể thực hiện nhờ vào bộ điều khiển hoặc phương pháp điều chế. Để giảm sự phức tạp cho bộ điều khiển kết hợp với sự đa dạng của các phương pháp điều chế mới ngày nay, bài báo sử dụng phương pháp điều chế DSVM (Direct Space Vector Modulation) [24] để cân bằng điện áp điểm trung tính. Các vector chuyển mạch trong không gian vector của DSVM được thể hiện trong hình 5.



Hình 5: Vector chuyển mạch trong DSVM

Theo [24], thời gian điều chế được tính như sau:

$$\begin{bmatrix} T_{sa1} + T_{sa2} \\ T_{sb1} + T_{sb2} \\ T_{sc1} + T_{sc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s \\ T_s \\ T_s \end{bmatrix} + \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} v_{an} - v_{min} \\ v_{bn} - v_{min} \\ v_{cn} - v_{min} \end{bmatrix} - \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} v_{max} - v_{an} \\ v_{max} - v_{bn} \\ v_{max} - v_{cn} \end{bmatrix} \quad (27)$$

Nếu:

$$\begin{cases} T_{sx1} + T_{sx2} > T_s, T_{sx1} = T_{sx1} + T_{sx2} - T_s + kv_e, T_{sx2} = T_s \\ T_{sx1} + T_{sx2} < T_s, T_{sx1} = 0, T_{sx2} = T_{sx1} + T_{sx2} + kv_e \end{cases} \quad (28)$$

Trong đó: T_{sxi} là thời gian điều chế của van trên mỗi pha trong một chu kỳ điều chế T_s ; $x = a, b, c$ và $i = 1, 2$; v_{min} và v_{max} lần lượt là giá trị nhỏ nhất và lớn nhất của v_{an}, v_{bn}, v_{cn} ; hệ số k dương tự chọn. Việc tác động tích số $k \cdot v_e$ vào thời gian điều chế giúp cho điện áp điểm trung tính được cân bằng.

5. Kết quả mô phỏng

Tính hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất được xác minh thông qua phần mềm mô phỏng Matlab Simulink cho hệ thống 3L². Các thông số mô phỏng được thể hiện trong bảng 2.

Bảng 2. Thông số mô phỏng

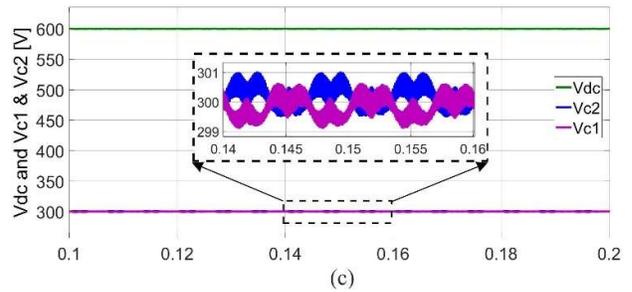
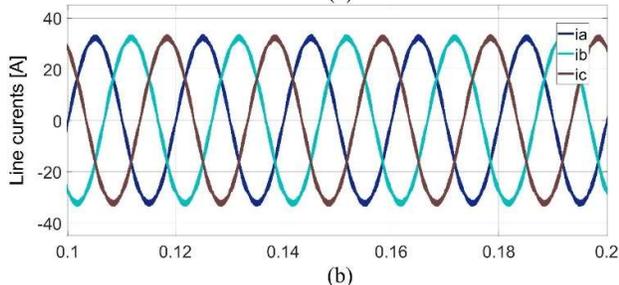
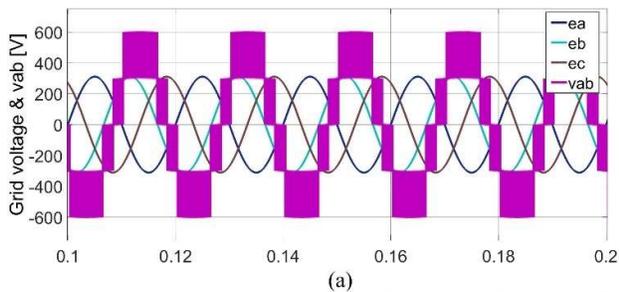
Thông số	Giá trị
Công suất P	15kW

Điện áp lưới	380V/50Hz
Điện áp V_{dc}	600V
Cuộn cảm L	1,2mH
Tụ điện DC-link, $C_1 = C_2$	940 μ F
Tần số đóng cắt f_{sw}	10kHz
k_{up}, k_{ui}	0,5315; 119,2751
Hệ số ma trận L	-15000
λ	10000
$\rho_1 = \rho_2$	0.0005
c_1, c_2	4, 5
d_1, d_2	5, 4
κ	1
Tải nguồn dòng	25A

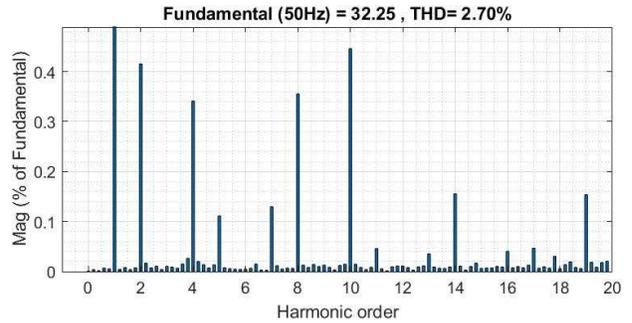
Kịch bản mô phỏng được dựa theo tiêu chuẩn quốc tế IEEE 519-2014 với các trường hợp cụ thể như sau: lưới điện lý tưởng, khi tải nguồn dòng thay đổi từ 25A thành 12.5A, điện áp có thành phần sóng hài bậc 5, 7, 13 (THD = 8%).

Hình 6 cho thấy các đáp ứng khi ở trạng thái ổn định của điện áp lưới (e_a, e_b, e_c), dòng điện trên cuộn cảm (i_a, i_b, i_c), điện áp dây giữa pha a và pha b (v_{ab}), điện áp trên tụ (V_{c1}, V_{c2}) và điện áp đầu ra (V_{dc}) khi chạy với tải nguồn dòng 25A. Rõ ràng từ hình 6 (c), mục tiêu điều khiển là điện áp đầu ra V_{dc} được điều chỉnh ở 600V đã đạt được. Mục tiêu điều khiển thứ hai (dòng điện hình sin với hệ số công suất bằng một) cũng được thỏa mãn. Hình 6 (a) và (b) cho thấy rõ ràng dòng điện lưới có dạng hình sin và cùng pha so với điện áp lưới. Điều này có nghĩa là yêu cầu hệ số công suất bằng một là thỏa mãn.

Hình 7 cho thấy dòng điện đi lên lưới (hay dòng điện trên cuộn cảm) có giá trị THD = 2.7%, giá trị này nhỏ hơn giá trị cho phép 5% trong tiêu chuẩn quốc tế IEEE 519-2014 về chất lượng điện năng. Giá trị biên độ của dòng điện đi lên lưới đạt 32.25A là hoàn toàn phù hợp với các thông số thiết kế. Điện áp dây v_{ab} có năm mức ($\pm 600V, \pm 300V$ và $0V$) là đúng với lý thuyết trong bảng 1.



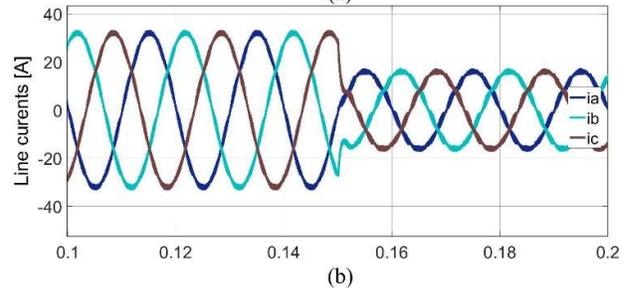
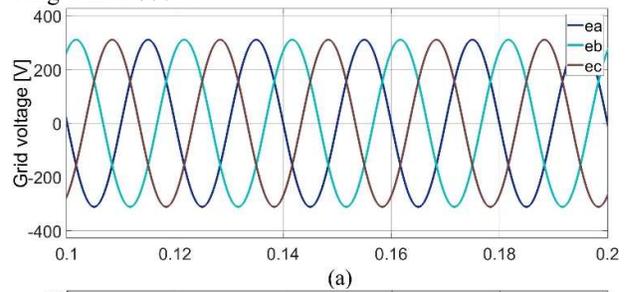
Hình 6: Đáp ứng khi ở trạng thái ổn định của (e_a, e_b, e_c), v_{ab} , (i_a, i_b, i_c), (V_{c1}, V_{c2}) và V_{dc} khi chạy với tải nguồn dòng 25A

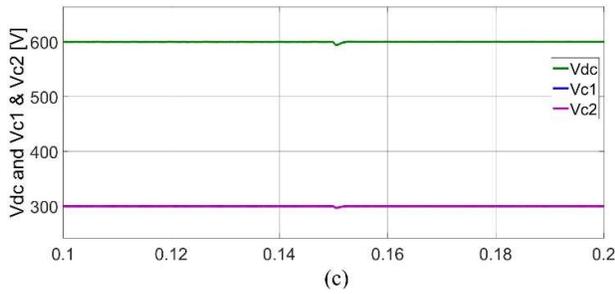


Hình 7: Giá trị THD của dòng điện trên cuộn cảm

Việc cân bằng điện áp điểm trung tính cũng đạt được nhờ vào việc lựa chọn phương pháp điều chế DSVM đã nêu. Hình 4 (c) cho thấy điện áp tụ điện một chiều được cân bằng ở 300V và độ lệch điện áp lớn nhất giữa hai tụ điện một chiều chỉ là 2V.

Hình 8 cho thấy các đáp ứng động của điện áp lưới, dòng điện trên cuộn cảm, điện áp trên tụ điện một chiều và điện áp đầu ra V_{dc} . Ngoài trừ giai đoạn chuyển tiếp (thay đổi tải), việc điều khiển điện áp đầu ra V_{dc} là thỏa mãn như trong hình 8 (c). Đáp ứng động của điện áp đầu ra V_{dc} chậm hơn so với đáp ứng dòng điện ở hình 8 (b). Điều này có thể giải thích là do vòng trong (vòng điều khiển dòng điện) thường nhanh hơn so với vòng ngoài (vòng điều khiển điện áp một chiều) trong các hệ thống. Hình 8 (c) cũng cho thấy điện áp một chiều V_{dc} hầu như không chịu ảnh hưởng của sự thay đổi tải và được giữ cân bằng ở mức 600V.





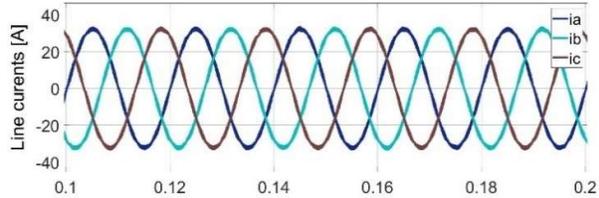
Hình 8: Đáp ứng của (e_a, e_b, e_c), v_{abs} (i_a, i_b, i_c), (V_{c1}, V_{c2}) và V_{dc} khi chạy với tải nguồn dòng thay đổi từ 25A thành 12.5A

Để thấy rõ hơn được tính hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất, bộ điều khiển PI được đưa ra để so sánh. Các thông số bộ điều khiển PI được thể hiện trong bảng 3. Hình 9 và 10 cho thấy dòng điện trên cuộn cảm và giá trị THD tương ứng khi hệ thống chạy với tải nguồn dòng không đổi 25A. Rõ ràng bộ điều khiển đề xuất cho ra chất lượng dòng điện đi lên lưới tốt hơn khi mà giá trị THD của nó là 2.7% so với 2.96% của bộ điều khiển PI. Hình 11 cho thấy đáp ứng điện áp đầu ra V_{dc} khi sử dụng bộ điều khiển PI, độ dao động điện áp V_{dc} lúc này là khoảng 5V, lớn hơn nhiều so với chỉ 1.5V khi sử dụng bộ điều khiển đề xuất.

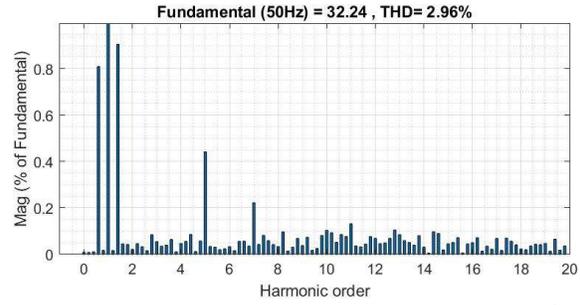
Đáp ứng động của bộ điều khiển đề xuất là tốt hơn hẳn so với bộ điều khiển PI, bằng chứng được thể hiện thông qua các kết quả trong hình 12. Đáp ứng động của bộ điều khiển đề xuất khi có tải nguồn dòng thay đổi từ 25A thành 12.5A là khoảng 0.0025s, nhanh hơn 4 lần so với 0.01s của bộ điều khiển PI. Độ quá điều chỉnh (OVS) của bộ điều khiển đề xuất chỉ là 10V (1.67%) trong khi của bộ điều khiển PI lên tới 25V (4.17%). Khi ở trạng thái ổn định, cả bộ điều khiển đề xuất và bộ điều khiển PI đều có sai lệch tĩnh bằng 0. Các kết quả so sánh của bộ điều khiển đề xuất và bộ điều khiển PI được tổng hợp trong bảng 4.

Bảng 3. Thông số mô phỏng bộ điều khiển PI

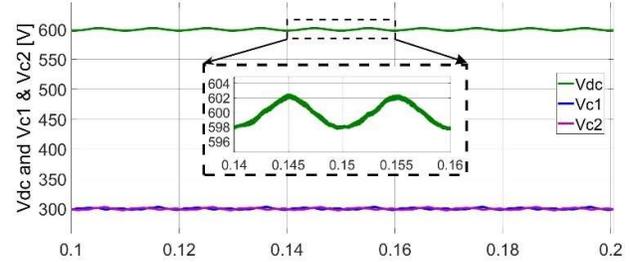
Thông số	Giá trị
k_{up}, k_{ui}	0,5315; 119,2751
k_{ip}, k_{ii}	1,617; 5081,07



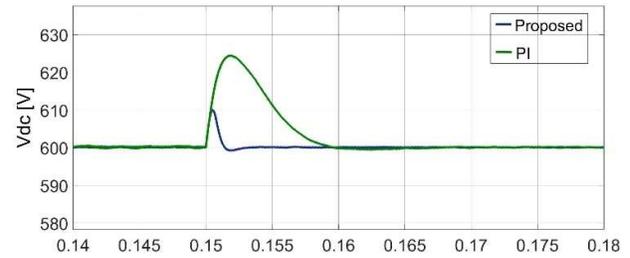
Hình 9: Đáp ứng của (i_a, i_b, i_c) khi dùng bộ điều khiển PI chạy với tải nguồn dòng 25A



Hình 10: Giá trị THD của dòng điện trên cuộn cảm khi dùng bộ điều khiển PI chạy với tải nguồn dòng 25A



Hình 11: Đáp ứng của V_{dc} khi sử dụng bộ điều khiển PI, điện áp lưới không cân bằng và chạy với tải nguồn dòng 25A

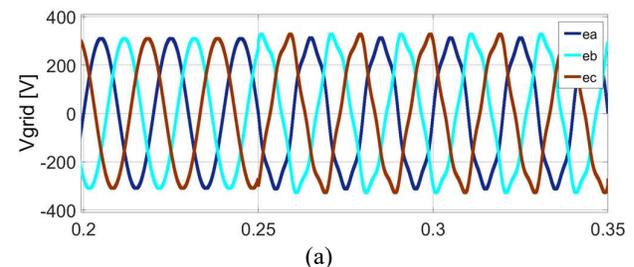


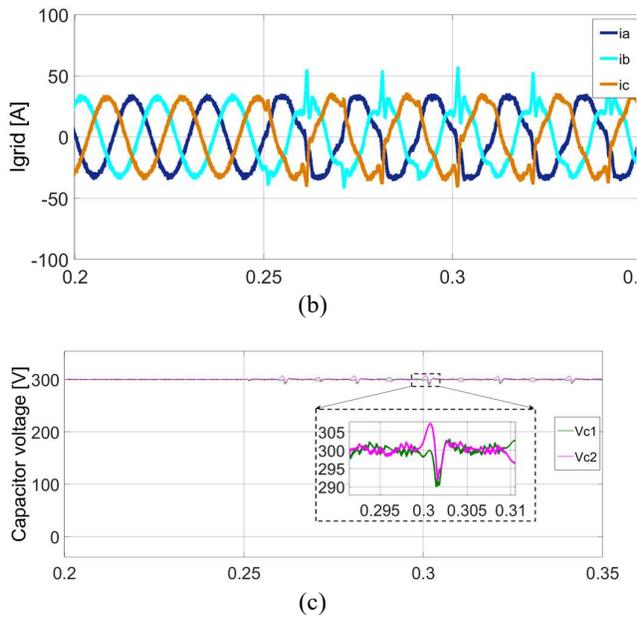
Hình 12: Đáp ứng của V_{dc} của bộ điều khiển đề xuất và bộ điều khiển PI khi tải nguồn dòng thay đổi từ 25A thành 12.5A

Bảng 4. Kết quả so sánh bộ điều khiển đề xuất và PI

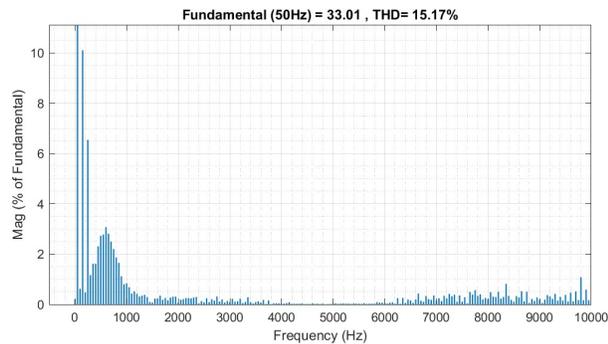
Danh mục so sánh	Bộ điều khiển đề xuất	Bộ điều khiển PI
Giá trị THD dòng điện lưới	2.70%	2.96%
Thời gian đáp ứng khi thay đổi tải	0.0025s	0.01s
Độ quá điều chỉnh OVS khi thay đổi tải	2%	6.3%

Cũng với thông số mô phỏng như bảng 2 và bảng 3 của bộ điều khiển đề xuất và bộ điều khiển PI, để thấy được rõ hơn nữa tính hiệu quả của bộ điều khiển đề xuất, tiến hành mô phỏng trường hợp điện áp có thành phần sóng hài bậc 5, 7, 13 (THD = 8%).





Hình 13: Đáp ứng của $(e_a, e_b, e_c), v_{abs} (i_a, i_b, i_c), (V_{c1}, V_{c2})$ của bộ điều khiển PI khi chạy với điện áp có thành phần sóng hài bậc 5,7,13

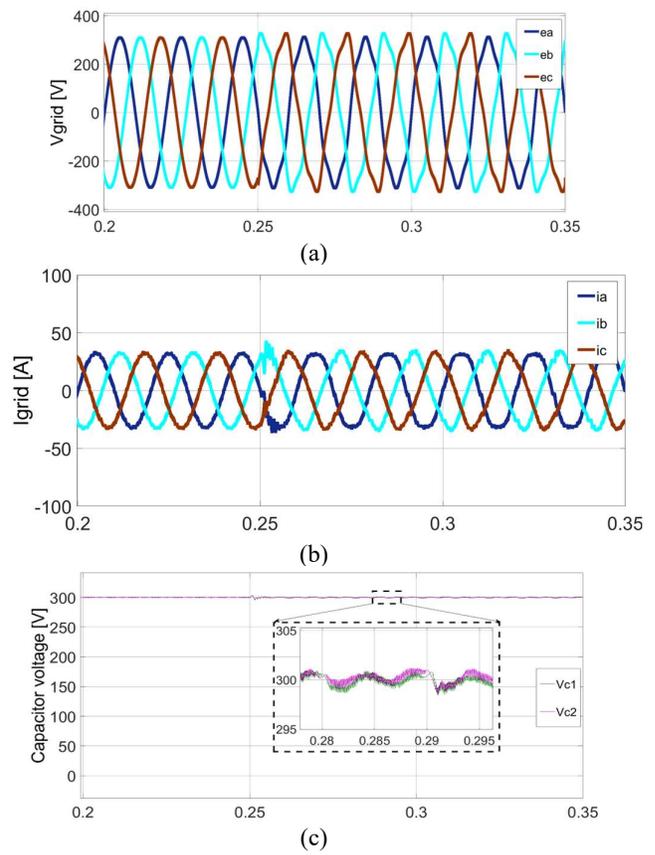


Hình 14: Giá trị THD của dòng điện trên lưới của bộ điều khiển PI khi chạy với điện áp có thành phần sóng hài bậc 5,7,13

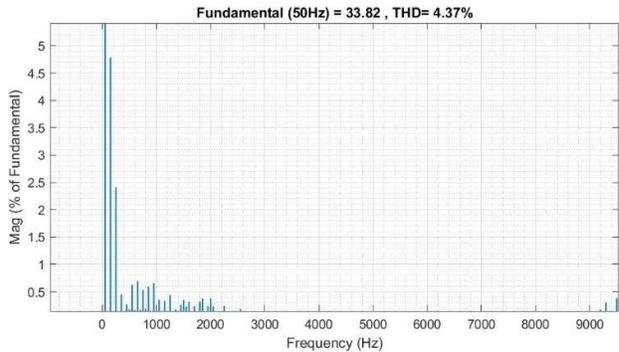
Hình 13 cho thấy các kết quả của điện áp lưới (e_a, e_b, e_c), dòng điện trên lưới (i_a, i_b, i_c), điện áp trên tụ (V_{c1}, V_{c2}) của bộ điều khiển PI khi chạy với điện áp có thành phần sóng hài bậc 5, 7, 13 (THD = 8%). Rõ ràng khi có tác động của sóng hài vào lưới điện, dòng điện đi lên lưới bị ảnh hưởng và có sự méo dạng ở đỉnh. Điện áp cân bằng trên 2 tụ cũng có sự dao động và ảnh hưởng có thể thấy ở hình 13 (c). Độ lệch điện áp lớn nhất khoảng 6.5V.

Hình 14 cho thấy dòng điện đi lên lưới có giá trị THD = 15.17%, giá trị này không đáp ứng tiêu chuẩn quốc tế IEEE 519-2014 về chất lượng điện năng. Do đó sử dụng bộ điều khiển đề xuất để mô phỏng trường hợp điện áp có thành phần sóng hài 5, 7, 13 (THD = 8%) thu được kết quả như hình 15.

Để thấy khi có tác động của sóng hài bậc cao vào lưới điện dòng điện đi lên lưới cũng bị ảnh hưởng nhưng giá trị THD lúc này giảm xuống còn 4.37%. Giá trị THD của dòng điện đi lên lưới được thể hiện ở hình 16. Điện áp trên 2 tụ DC vẫn cân bằng và có sự dao động nhẹ, độ lệch điện áp lớn nhất lúc này chỉ còn 1.2V.



Hình 15: Đáp ứng của $(e_a, e_b, e_c), v_{abs} (i_a, i_b, i_c), (V_{c1}, V_{c2})$ của bộ điều khiển đề xuất khi chạy với điện áp có thành phần sóng hài bậc 5,7,13



Hình 16: Giá trị THD của dòng điện trên lưới của bộ điều khiển đề xuất khi chạy với điện áp có thành phần sóng hài bậc 5,7,13

Bảng 5. Kết quả so sánh bộ điều khiển đề xuất và PI

Danh mục so sánh	Bộ điều khiển đề xuất	Bộ điều khiển PI
Giá trị THD dòng điện lưới	4.37%	15.17%
Độ lệch điện áp trên tụ	1.2V	6.5V

Như vậy khi đóng tải, độ quá điều chỉnh cũng như thời gian đáp ứng của bộ PI là lớn và lâu hơn nhiều lần so với bộ điều khiển đề xuất. Khi lưới có sóng hài bậc cao tác động, bộ điều khiển PI không đáp ứng được khi mà giá trị THD dòng đi lên lưới lên tới 15.17%, vượt quá xa tiêu chuẩn lưới điện cho phép.

6. Kết luận

Bài báo đã trình bày một bộ điều khiển kháng nhiễu mới FTSMC với việc kết hợp các bộ quan sát trạng thái SOB, bộ quan sát nhiễu giúp cho mục tiêu điều khiển được đảm bảo dù trong điều kiện lưới cân bằng, mất cân bằng, tải thay đổi hay nhiễu thay đổi theo thời gian. Quy luật Lyapunov được sử dụng để chứng minh tính ổn định của bộ điều khiển đề xuất. Các kết quả mô phỏng trên phần mềm Matlab Simulink cho thấy chất lượng vượt trội của bộ điều khiển đề xuất so với bộ điều khiển PI, đó là: giá trị THD dòng điện thấp hơn (4.73% với 15.17% khi điện áp có thành phần sóng hài bậc 5, 7, 13), thời gian đáp ứng khi tải thay đổi nhanh hơn (0.0025s với 0.01s), độ quá điều chỉnh khi thay đổi tải thấp hơn (2% với 6.3%) và không có sai lệch tĩnh trong mọi điều kiện.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Bách khoa Hà Nội trong đề tài mã số T2022-TĐ-001

Tài liệu tham khảo

- [1] B. Guo, F. Wang, and E. Aeloiza, "A novel three-phase current source rectifier with delta-type input connection to reduce the device conduction loss," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1074–1084, Feb. 2016.
- [2] H. Komurcugil and O. Kukrer, "Lyapunov-based control for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 801–813, Sep. 1998.
- [3] H. Komurcugil and O. Kukrer, "A novel current-control method for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 3, pp. 544–553, Jun. 1999.
- [4] C. Sui, Y. He, and M. Chen, "Analysis of current distortion of three-phase voltage source rectifiers and its application in fault diagnosis," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 4065–4075, 2020.
- [5] J. Liang, H. Wang, and Z. Yan, "Grid voltage sensorless modelbased predictive power control of PWM rectifiers based on sliding mode virtual flux observer," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 24007–24016, 2019.
- [6] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug. 2010.
- [7] J. D. Barros, J. F. A. Silva, and E. G. A. Jesus, "Fast-predictive optimal-control of NPC multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 619–627, Feb. 2013.
- [8] A. Hamid Bhat, P. Agarwal, N. Langer, and D. Sharma, "Capacitor voltage balancing of a three-phase neutral-point clamped bi-directional rectifier using optimised switching sequences," *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 6, pp. 1209–1219, Jul. 2013.
- [9] Y. Yin, J. Liu, J. A. Sánchez, L. Wu, S. Vazquez, J. I. Leon, and L. G. Franquelo, "Observer-based adaptive sliding mode control of NPC converters: An RBF neural network approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 4, pp. 3831–3842, Apr. 2019.
- [10] C. A. Teixeira, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, "Single-phase semi-bridge five-level flying-capacitor rectifier," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 5, pp. 2158–2166, Sep. 2013.
- [11] C. Liu, J. Wang, G. Cai, M. Wang, N. Huang, and F. Zhao, "Novel individual voltage balancing control scheme for multilevel cascade active-front-end rectifier," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 50–59, Jan. 2014.
- [12] J.-S. Lee and K.-B. Lee, "An open-switch fault detection method and tolerance controls based on SVM in a grid-connected T-type rectifier with unity power factor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 12, pp. 7092–7104, Dec. 2014.
- [13] J.-I. Itoh, Y. Noge, and T. Adachi, "A novel five-level three-phase PWM rectifier with reduced switch count," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 8, pp. 2221–2228, Aug. 2011.
- [14] D. Mukherjee and D. Kastha, "A reduced switch hybrid multilevel unidirectional rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 3, pp. 2070–2081, Mar. 2019.
- [15] H. Cheng, J. Kong, P. Wang, and C. Wang, "Hybrid control scheme for three-phase multilevel unidirectional rectifier under unbalanced input voltages," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 29989–30001, 2019.
- [16] M. Schweizer and J. W. Kolar, "Design and implementation of a highly efficient three-level T-type converter for low-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 899–907, Feb. 2013.
- [17] M. Schweizer, T. Friedli, and J. W. Kolar, "Comparative evaluation of advanced three-phase three-level inverter/converter topologies against two-level systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5515–5527, Dec. 2013.
- [18] D. A. Tuan, P. Vu and N. V. Lien, "Design and Control of a Three-Phase T-Type Inverter using Reverse-Blocking IGBTs", *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, vol. 11, no. 1, pp. 6614–6619, Feb. 2021.
- [19] ML Nguyen, P Vu, "Control Design of Single-Phase T-Type Inverters for PV Residential Applications: A Practical Approach", *Journal of Control, Automation and Electrical System*, 1-13, 2023.
- [20] PVu, AT Do, L Nguyen, "A novel Multi-step Model Predictive Control design for three-phase T-Type inverter in grid-connected mode", *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)* 11 (4), 1968-1976.
- [21] BB Pho, TM Tran, ML Nguyen, PV Hoang, "Discrete-Time Quasi Sliding Mode Control of Single-phase T-type Inverters for Residential PV Applications", 2020 International Conference on Advanced Mechatronic Systems
- [22] S. Bayhan and H. Komurcugil, "Sliding-Mode Control Strategy for Three-Phase Three-Level T-Type Rectifiers With DC Capacitor Voltage Balancing," in *IEEE Access*, vol. 8, pp. 64555-64564, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2980814.
- [23] Giap VN, Nguyen QD, Trung NK, Huang S-C. Time-varying disturbance observer based on sliding-mode observer and double phases fixed-time sliding mode control for a T-S fuzzy micro-electro-mechanical system gyroscope. *Journal of Vibration and Control*. 2022;0(0). doi:10.1177/10775463211073199.
- [24] J.-S. Kim and J.-M. Kwon, "Direct Space Vector Modulation with Novel DC-Link Voltage Balancing Algorithm for Easy Software Implementation of Three-Phase Three-Level Converter," *Electronics*, vol. 9, no. 11, p. 1841, Nov. 2020, doi: 10.3390/electronics9111841.