

Nghiên cứu tính chọn phần tử thụ động của mô-đun trung tính điều khiển độc lập trong bộ biến đổi ba pha bốn dây cho ứng dụng V2H

Passive component selection for independently controlled neutral module in three-phase four-wire converter for V2H applications

Anh Tan Nguyen^{1*}, Trung Phong Tran¹, Truong An Le Ba¹

¹School of Electrical & Electronic Engineering, Hanoi University of Science and Technology, Hanoi 100000, Vietnam

*Corresponding author E-mail: tan.nguyenanh@hust.edu.vn

DOI: <https://doi.org/10.64032/mca.v30i4.332>

Abstract

This paper presents a passive component selection method for the independently controlled neutral module (ICNM) in a three-phase four-wire converter applied to Vehicle-to-Home (V2H) systems. Under unbalanced load conditions, negative-sequence and zero-sequence components of line current exist, leading to DC-side voltage oscillations that affect system performance and stability. Through analyzing the mathematical model of three-phase four-wire converter in presence of negative-sequence and zero-sequence components of line current, the requirements for selecting passive components of ICNM are clarified. The effectiveness of the provided method is verified through simulation results in MATLAB/Simulink platform, in which, the selection of various values of passive elements of ICNM is carried out to evaluate their influence on the system performance under unbalanced load conditions. The simulation results demonstrate that the appropriate selection for passive components of ICNM plays an important role in ensuring the safety and stability of the converter system in V2H applications.

Keywords: DC voltage oscillations, neutral point control, three-phase four-wire converter, unbalanced load, vehicle-to-home (V2H).

Danh mục từ viết tắt

EV	Electric Vehicle
ICNM	Independently Controlled Neutral Module
VSI	Voltage Source Inverter
V2H	Vehicle-to-Home
V2G	Vehicle-to-Grid
V2L	Vehicle-to-Load

Tóm tắt

Bài báo này chỉ ra phương pháp lựa chọn phần tử thụ động của mô-đun trung tính điều khiển độc lập (independently controlled neutral module - ICNM) trong bộ biến đổi ba pha bốn dây ứng dụng cho các hệ thống Vehicle-to-Home (V2H). Trong điều kiện làm việc mà tải không cân bằng, thành phần thứ tự nghịch và thành phần thứ không của dòng điện dây xuất hiện, dẫn đến dao động điện áp nhánh DC và ảnh hưởng tới chất lượng làm việc cũng như sự ổn định của hệ thống. Thông qua việc phân tích mô hình toán học của bộ biến đổi ba pha bốn dây xét đến sự tồn tại của các thành phần thứ tự nghịch và thành phần thứ không của dòng điện dây, những yêu cầu về việc lựa chọn các phần tử thụ động của ICNM đã được làm rõ. Hiệu quả của phương pháp tính chọn này được kiểm chứng thông qua kết quả mô phỏng trong phần mềm MATLAB/Simulink, tại đó, việc lựa chọn phần tử thụ động của ICNM với các giá trị khác nhau đã được tiến hành nhằm đánh giá ảnh hưởng của chúng tới chất lượng làm việc của hệ thống trong điều kiện tải không cân bằng. Kết quả mô phỏng cho thấy việc thiết kế ICNM với các giá trị hợp lý của phần

tử thụ động đóng vai trò quan trọng trong việc đảm bảo an toàn và ổn định khi điều khiển bộ biến đổi trong ứng dụng V2H.

1. Giới thiệu

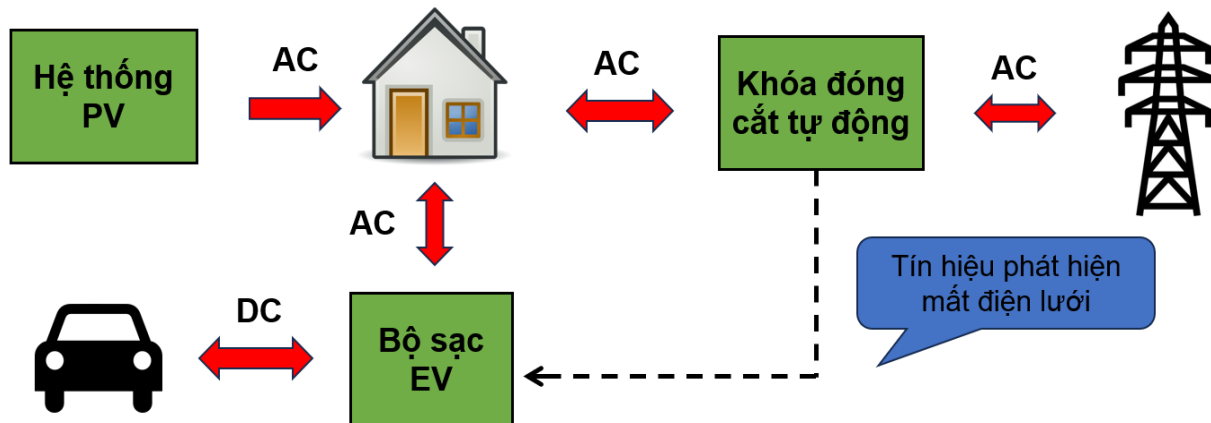
Hiện nay, trong bối cảnh các nguồn năng lượng truyền thống đang gây ra nhiều ảnh hưởng xấu đến môi trường và việc giảm phát thải khí nhà kính được đánh giá là một trong những nhiệm vụ trọng tâm ở nhiều quốc gia, do đó, ngày càng nhận được nhiều sự quan tâm trên toàn thế giới, và điều này kéo theo nhu cầu to lớn trong việc nghiên cứu và phát triển các công nghệ sạc xe điện [1].

Sử dụng bộ sạc xe điện hai chiều nhằm tối ưu hóa việc sử dụng năng lượng. Những bộ sạc này được lắp đặt trong các hệ thống Vehicle-to-Home (V2H) và Vehicle-to-Grid (V2G), một cách tương ứng, cho phép xe điện có thể cấp năng lượng cho hộ gia đình và truyền tải điện năng về lưới. Thậm chí, chúng còn có khả năng huy động năng lượng tích trữ trong hệ thống pin của xe điện để đáp ứng nhu cầu năng lượng của phụ tải với chế độ làm việc Vehicle-to-Load (V2L). Một trong những bộ sạc kiểu này có thể kể đến như là Quasar của Wall-box (Tây Ban Nha) sử dụng trong hệ thống V2G có công suất 7,4kW. Bên cạnh đó, bộ sạc Fermata Energy FE-15 của Fermata Energy (Mỹ) có công suất lên đến 15kW sử dụng trong các hệ thống V2G và V2H đã được Nissan chấp nhận cho mẫu Nissan Leaf.

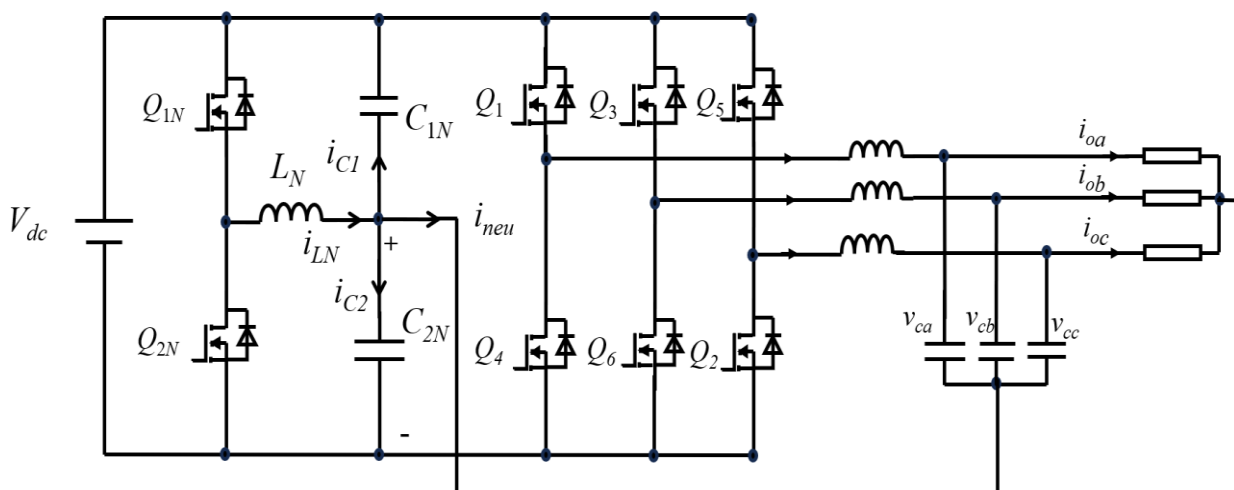
Những hệ thống V2H kể trên thường được sử dụng mang tính cục bộ thay vì kết nối với lưới điện, tại đó, xe điện hoạt động giống như một bộ tích trữ năng lượng gia đình. Việc kết hợp bộ sạc EV và năng lượng tái tạo như trong Hình 1 giúp

tăng khả năng tự cung tự cấp của hệ thống. Đáng lưu ý, hệ thống V2H có khả năng hoạt động độc lập trong việc đảm bảo cho hệ thống điện gia đình khả dụng trong trường hợp mất điện lưới [2]. Khi kết nối với phụ tải hay lưới điện không cân

bằng, bộ biến đổi ba pha bốn dây là sự lựa chọn sáng giá cho các hệ thống V2H khi có thể cung cấp đường dẫn cho dòng điện thứ tự không, hay còn gọi là dòng điện trung tính.



Hình 1: Sơ đồ dòng chảy công suất của hệ thống điện sử dụng bộ sạc EV với chế độ V2H



Hình 2: Bộ biến đổi ba pha bốn dây với ICNM.

Cấu trúc đơn giản của bộ biến đổi ba pha bốn dây được chỉ ra với việc sử dụng hai tụ điện tách rời (split capacitor) tại nhánh DC, trong đó, điểm ở giữa hai tụ điện tách rời được gọi là điểm trung tính [3]. Trong trường hợp kết nối với tải hoặc lưới điện không cân bằng, dòng điện trung tính xuất hiện trong bộ biến đổi ba pha bốn dây đi qua hai tụ điện tách rời và gây ra hiện tượng dao động điện áp trên hai tụ điện này. Để giảm bớt những tác động xấu đến hệ thống trong điều kiện làm việc kể trên, điện dung của hai tụ điện tách rời cần phải được lựa chọn đủ cao, dẫn đến kích thước của chúng thường tương đối lớn. Hơn nữa, việc sai khác điện áp giữa hai tụ điện tách rời trong thực tế có thể làm xuất hiện thành phần một chiều ở điện áp đầu ra hay khiến cho dòng điện trung tính trở nên lớn hơn. Để giải quyết vấn đề này, một số phương pháp ổn định điện

áp điểm trung tính đã được đề xuất, tích hợp vào cấu trúc điều khiển chung của toàn hệ thống [4],[5]. Tuy nhiên, điều này có thể làm giảm sút chất lượng điều khiển điện áp đầu ra của bộ biến đổi [6].

Một cấu trúc khác của bộ biến đổi ba pha bốn dây cũng đã được phát triển thông qua việc thêm các van công suất để hình thành chân trung chính, từ đó tạo ra điểm trung tính của hệ thống [7]. Khi kết nối các bộ biến đổi ba pha bốn dây dạng này vào phụ tải hay lưới điện không cân bằng, điện áp dao động trên tụ điện nhánh DC phần lớn chỉ phụ thuộc vào thành phần thứ tự nghịch của dòng điện, còn những ảnh hưởng của thành phần thứ tự không đến hiện tượng dao động điện áp này đã được giảm đi đáng kể do việc điều khiển chân thứ tư của

bộ biến đổi và sự xuất hiện của cuộn cảm trung tính. Nhờ đó, kích thước của tụ điện nhánh DC có thể được lựa chọn bé lại. Tuy nhiên, vì chân trung tính làm việc ở tần số cao, chất lượng vận hành của hệ thống có thể bị ảnh hưởng tiêu cực bởi điện áp chế độ chung (common-mode voltage) và hiện tượng nhiễu điện từ [8],[9]. Hơn nữa, việc không thể điều khiển độc lập hoàn toàn chân trung tính với ba chân còn lại khiến cho việc thiết kế bộ điều khiển cho cấu trúc này trở nên phức tạp.

Để xây dựng bộ nghịch lưu ba pha bốn dây, việc kết hợp ba bộ nghịch lưu cầu H một pha cũng đã được triển khai. Đáng lưu ý, với thiết kế dạng mô-đun, khi một hoặc hai trong ba mô-đun cầu H một pha gặp sự cố, các mô-đun còn lại vẫn có thể làm việc, qua đó đảm bảo độ tin cậy cao của hệ thống [10]. Tuy nhiên, việc kết hợp này khiến cho hệ thống có kích thước lớn và chi phí cao. Để khắc phục nhược điểm của các cấu trúc trên, bộ biến đổi ba pha bốn dây với mô-đun trung tính điều khiển độc lập (Independently Controlled Neutral Module - ICNM) đã được đề xuất như được chỉ ra trong Hình 2. Bộ biến đổi này có những ưu điểm như sau [11]:

- Dung lượng của hai tụ điện tách rời có thể được giảm đáng kể [12],[13], qua đó giảm kích thước của toàn hệ thống.
- Dòng điện chế độ chung (common-mode current) từ điểm trung tính tới đất có thể được loại bỏ.
- Điều khiển điện áp điểm trung tính hoàn toàn độc lập với điều khiển điện áp đầu ra ba pha của bộ biến đổi.

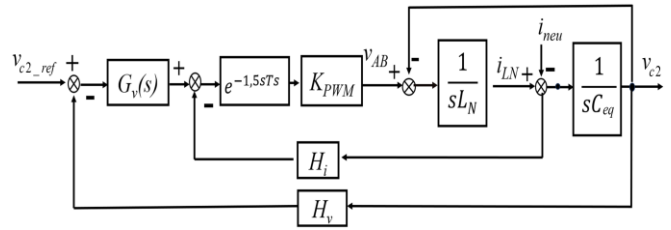
Các phương pháp điều khiển nhằm giảm dao động điện áp điểm trung tính của bộ biến đổi ba pha bốn dây có nhánh ICNM đã được đề xuất [11], [13]. Bên cạnh đó, những ảnh hưởng tiêu cực của việc dao động điện áp, dòng điện đến chất lượng làm việc toàn hệ thống khi bộ biến đổi ba pha bốn dây được điều khiển để cấp năng lượng cho phụ tải không cân bằng cũng đã được làm rõ [14],[15],[16]. Tuy nhiên, tới thời điểm hiện tại, nghiên cứu tính chọn chi tiết các phần tử thụ động nhánh ICNM của bộ biến đổi ba pha bốn dây trong ứng dụng V2H, đi kèm việc kiểm chứng và phân tích ảnh hưởng của cách tính chọn đó đến chất lượng làm việc của hệ thống trong điều kiện tải không cân bằng vẫn chưa được chỉ ra.

Trong bài báo này, việc nghiên cứu tính lựa chọn các phần tử thụ động của ICNM được chỉ ra dựa trên những yêu cầu thiết kế chi tiết. Đồng thời, những ảnh hưởng của việc thiết kế đó đến chất lượng làm việc của hệ thống cũng được phân tích kỹ càng thông qua kết quả mô phỏng trên phần mềm MATLAB/Simulink trong trường hợp tải không cân bằng. Tiếp sau phần giới thiệu, phần 2 chỉ ra cấu trúc phần cứng và cấu trúc các bộ điều khiển của bộ biến đổi. Phần 3 đưa ra các phân tích và công thức tính toán để lựa chọn các phần tử thụ động cho mạch ICNM. Kết quả mô phỏng kiểm chứng sẽ được trình bày trong phần 4 và cuối cùng là kết luận.

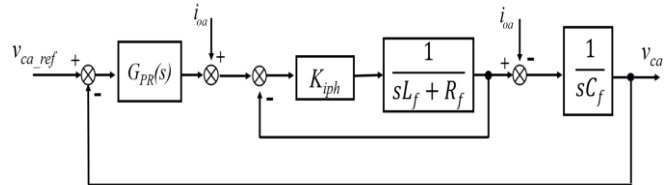
2. Bộ biến đổi ba pha bốn dây với ICNM

Bộ biến đổi ba pha bốn dây với ICNM được chỉ ra trong Hình 2, gồm ba phần:

- Mô-đun trung tính điều khiển độc lập (ICNM): gồm hai van công suất Q_{1N} và Q_{2N} , cuộn cảm trung tính L_N và hai tụ điện tách rời C_{1N} và C_{2N} . Điểm giữa hai tụ điện đóng vai trò là điểm trung tính. Hai van Q_{1N} và Q_{2N} được điều khiển để dòng điện trung tính chảy qua cuộn cảm trung tính nhằm giảm dao động điện áp điểm trung tính [11].



Hình 3: Cấu trúc điều khiển ICNM với phương pháp phản hồi dòng điện cuộn cảm kết hợp chuyển tiếp dòng điện trung tính.



Hình 4: Cấu trúc điều khiển xếp chồng cho mạch ba pha ba dây.

- Bộ nghịch lưu nguồn áp ba pha ba dây: Gồm sáu van từ Q_1 đến Q_6 có nhiệm vụ điều chế điện áp xoay chiều ba pha.
- Mạch lọc LC đầu ra có tác dụng làm giảm sóng hài, làm mịn điện áp và dòng điện.

Bộ biến đổi ba pha bốn dây với ICNM gồm hai cấu trúc điều khiển độc lập:

- Cấu trúc điều khiển ICNM: Điện áp điểm trung tính (hay điện áp qua tụ điện C_{2N} , cụ thể là v_{c2}) được điều khiển với phương pháp phản hồi dòng điện cuộn cảm i_{LN} kết hợp với chuyển tiếp dòng điện trung tính i_{neu} [11]. Phương pháp điều khiển này tương đương với việc phản hồi dòng điện qua hai tụ điện tách rời. Sơ đồ mạch vòng điều khiển được mô tả như Hình 3, trong đó $G_v(s)$ là bộ điều chỉnh điện áp, $e^{-1,5sT_s}$ là khâu trễ đại diện cho trễ do quá trình lấy mẫu và điều chế độ rộng xung, K_{PWM} là hàm truyền từ tín hiệu điều chế đến v_{AB} - điện áp trên van Q_{2N} , H_i , H_v là hệ số phản hồi của dòng trung tính và điện áp điểm trung tính, C_{eq} được xác định bằng tổng điện dung của C_{1N} và C_{2N} .
- Cấu trúc điều khiển mạch ba pha ba dây: Cấu trúc điều khiển xếp chồng, ví dụ, ứng với điện áp pha A, được chỉ ra trong Hình 4, với vòng điều khiển bên trong, dòng điện qua cuộn cảm lọc được kiểm soát thông qua bộ điều khiển tỉ lệ có tham số là K_{iph} [17]. Trong khi đó, ở mạch vòng điều khiển điện áp bên ngoài, với việc sử dụng bộ điều khiển tỉ lệ - cộng hưởng không lý tưởng (PR không lý tưởng) ứng với hàm truyền $G_{PR}(s)$, điện áp phía xoay chiều của bộ biến đổi ba pha bốn dây được đảm bảo luôn bám theo giá trị đặt. Bộ điều khiển PR không lý tưởng được thiết kế để mang lại độ lợi lớn tại tần số cơ bản f_o , điều này giúp loại bỏ hiệu quả các thành phần tần số cao, đặc biệt khi phía đầu ra của bộ biến đổi sử dụng tải phi tuyến.

3. Phân tích, tính chọn phần tử thụ động cho ICNM

Bằng cách phân tích các thành phần dao động của điện áp và dòng điện, sinh ra trong điều kiện làm việc với tải không

cân bằng, các giá trị yêu cầu của phần tử thụ động nhánh ICNM được xác định nhằm đảm bảo việc vận hành an toàn và ổn định của hệ thống với thông số của bộ biến đổi như điện áp DC, điện áp định mức đầu ra, tần số thành phần cơ bản, tần số chuyển mạch, công suất định mức được liệt kê ở Bảng 1.

3.1 Tính chọn tụ điện tách rời

3.1.1 Ảnh hưởng của thành phần thứ tự không của dòng điện tải đến dao động điện áp tại nhánh DC

Ở chế độ V2H, năng lượng đi từ phía một chiều sang phía xoay chiều. Do đó, hệ thống có thể tương đương với một bộ nghịch lưu nguồn áp (VSI). Phương trình toán học của điện áp ba pha phía phụ tải được biểu diễn như sau:

$$\begin{cases} v_{ca} = \sqrt{2}V_{rms} \sin(\omega t + \phi_v) \\ v_{cb} = \sqrt{2}V_{rms} \sin(\omega t + \phi_v - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cc} = \sqrt{2}V_{rms} \sin(\omega t + \phi_v + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1)$$

trong đó, $\sqrt{2} V_{rms}$ là biên độ điện áp xoay chiều phía phụ tải của bộ biến đổi ba pha bốn dây và ϕ_v là góc pha tương ứng.

Khi tải ba pha không cân bằng, dòng điện từng pha được xác định như sau:

$$\begin{cases} i_{oa} = \sqrt{2}I^+ \sin(\omega t + \phi_{i^+}) + \sqrt{2}I^- \sin(\omega t + \phi_{i^-}) \\ \quad + \sqrt{2}I^0 \sin(\omega t + \phi_{i^0}) \\ i_{ob} = \sqrt{2}I^+ \sin(\omega t + \phi_{i^+} - \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}I^- \sin(\omega t + \phi_{i^-} - \frac{2\pi}{3}) \\ \quad + \sqrt{2}I^0 \sin(\omega t + \phi_{i^0}) \\ i_{oc} = \sqrt{2}I^+ \sin(\omega t + \phi_{i^+} + \frac{2\pi}{3}) + \sqrt{2}I^- \sin(\omega t + \phi_{i^-} + \frac{2\pi}{3}) \\ \quad + \sqrt{2}I^0 \sin(\omega t + \phi_{i^0}) \end{cases} \quad (2)$$

trong đó, I^+ , I^- , và I^0 đại diện cho các thành phần thứ tự thuận, nghịch và không của dòng điện tải, ứng với các góc pha lần lượt là ϕ_{i^+} , ϕ_{i^-} , và ϕ_{i^0} .

Dòng điện nhánh trung tính i_{neu} trở nên đáng kể trong điều kiện tải không cân bằng. Bản chất của dòng điện trung tính khi này được hình thành từ thành phần thứ tự không của dòng điện tải. Dòng điện này đi qua hai tụ điện tách rời và gây ra hiện tượng dao động điện áp trên những phần tử đó. Điện áp tức thời trên tụ điện tách rời ở nhánh DC được xác định như sau:

$$v_c = V_c + \tilde{v}_c \quad (3)$$

với V_c là điện áp trung bình và $\tilde{v}_c$ là điện áp dao động trên tụ điện tách rời.

Từ Hình 2, khi nhánh ICNM không hoạt động, dòng điện trung tính được xác định như sau

$$i_{neu} = i_{c1} + i_{c2} \quad (4)$$

Giả sử, điện áp qua các tụ điện C_{1N} và C_{2N} thay đổi giống nhau, tức là $\Delta v_{c1} = -\Delta v_{c2}$, nên:

$$i_{c1} = \frac{C_{1N}}{C_{2N}} i_{c2} = \frac{C_{1N}}{C_{2N}} (i_{neu} - i_{c1}) \Rightarrow \begin{cases} i_{c1} = \frac{C_{1N}}{C_{1N} + C_{2N}} i_{neu} \\ i_{c2} = \frac{C_{2N}}{C_{1N} + C_{2N}} i_{neu} \end{cases} \quad (5)$$

Từ đó, ta xác định được điện áp dao động trên hai tụ C_{1N} và C_{2N} gây ra bởi dòng điện trung tính, $i_{neu} = i_{c1} + i_{c2}$ theo (4), trong điều kiện tải không cân bằng khi chưa kích hoạt ICNM như sau:

$$\begin{cases} \tilde{v}_{c1} = \frac{1}{C_{1N}} \int i_{c1} dt \\ \tilde{v}_{c2} = -\frac{1}{C_{2N}} \int i_{c2} dt \end{cases} \quad (6)$$

Thay (5) vào (6) ta được:

$$\begin{cases} \tilde{v}_{c1} = \frac{1}{C_{1N} + C_{2N}} \int i_{neu} dt \\ \tilde{v}_{c2} = -\frac{1}{C_{1N} + C_{2N}} \int i_{neu} dt \end{cases} \quad (7)$$

Dòng điện trung tính có thể được xác định dựa vào các thành phần thứ tự không của dòng điện tải như sau:

$$i_{neu} = i_{oa} + i_{ob} + i_{oc} = 3\sqrt{2}I^0 \sin(\omega t + \phi_{i^0}) \quad (8)$$

Thay (8) vào (7) ta được:

$$\begin{cases} \tilde{v}_{c1} = \frac{1}{C_{1N} + C_{2N}} \frac{3\sqrt{2}I^0}{\omega} \sin(\omega t + \phi_{i^0} - \frac{\pi}{2}) \\ \tilde{v}_{c2} = -\frac{1}{C_{1N} + C_{2N}} \frac{3\sqrt{2}I^0}{\omega} \sin(\omega t + \phi_{i^0} - \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (9)$$

Tổng dao động điện áp trên tụ điện tách rời do dòng điện trung tính $\tilde{v}_{c12}$ là:

$$\tilde{v}_{c12} = \tilde{v}_{c1} + \tilde{v}_{c2} \quad (10)$$

Từ (10), có thể nhận thấy rằng khi $C_{1N} = C_{2N} = C$, mặc dù tổng dao động điện áp trên các tụ điện tách rời do dòng điện trung tính gây ra là bằng không, hay nói cách khác là tổng điện áp nhánh DC không thay đổi, nhưng các dao động điện áp $\tilde{v}_{c1}$ và $\tilde{v}_{c2}$ qua C_{1N} và C_{2N} vẫn khác không và có thể gây hư hỏng nếu biên độ của chúng quá lớn. Biên độ dao động điện áp của $\tilde{v}_{c1}$ và $\tilde{v}_{c2}$, cụ thể là Δv_{c1} và Δv_{c2} , được xác định từ (9) như sau:

$$\Delta v_{c1} = \Delta v_{c2} = \frac{3\sqrt{2}I^0}{2\omega C} \quad (11)$$

Mối quan hệ giữa các véc tơ dòng điện pha phía phụ tải và các thành phần thứ tự thuận, nghịch và không của chúng được xác định ở (12).

$$\begin{bmatrix} \underline{i}^0 \\ \underline{i}^+ \\ \underline{i}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{i}_{oa} \\ \underline{i}_{ob} \\ \underline{i}_{oc} \end{bmatrix} \quad (12)$$

trong đó phép toán a được xác định $a = 1 \angle 120^\circ$

Từ (12) có thể thấy rằng với kích bản làm việc mà phụ tải không cân bằng, thông qua việc đo các dòng điện pha phía phụ tải, ta có thể xác định được biên độ của các thành phần thứ tự thuận, nghịch và không của chúng.

Để điều chế được dạng điện áp mô tả bởi (1) thì điều kiện $v_c \geq \sqrt{2}V_{rms}$ cần phải được làm thỏa mãn. Với $V_c = V_{dc}/2$, từ (3), có thể thấy rằng biên độ lớn nhất của $\tilde{v}_c$, cụ thể là $\Delta v_{c,max}$, nên là $\Delta v_{c,max} = V_c - \sqrt{2}V_{rms}$. Kết hợp với (11), ta xác định được giá trị điện dung tối thiểu của hai tụ điện tách rời như sau:

$$C_{min(1)} = \frac{3\sqrt{2}I^o}{2\omega\Delta v_{c,max}} = \frac{3\sqrt{2}I^o}{2\omega(V_c - \sqrt{2}V_{rms})} \quad (13)$$

3.1.2 Ảnh hưởng của thành phần thứ tự nghịch của dòng điện tải đến dao động điện áp tại nhánh DC

Như đã trình bày ở mục 3.1.1, trong điều kiện tải không cân bằng sẽ, thành phần thứ tự nghịch và thành phần thứ tự không của dòng điện tải sẽ xuất hiện. Dòng điện thứ tự không ở ba pha sẽ sinh ra dòng trung tính, dòng trung tính đi qua hai tụ điện tách rời và gây nên dao động điện áp. Trong khi đó dòng điện thứ tự nghịch sẽ gây ra công suất dao động bậc hai và dẫn đến dao động trên điện áp tổng nhánh DC.

Công suất tác dụng phía tải p_{ac} được biểu diễn bởi:

$$p_{ac} = p_o + p_{2\omega} \quad (14)$$

với p_o là giá trị trung bình của p_{ac} , và $p_{2\omega}$ là thành phần dao động bậc hai của p_{ac} :

$$\begin{cases} p_o = 3V^+I^+ \cos(\phi_{v^+} - \phi_{i^+}) \\ p_{2\omega} = -3V^+I^- \cos(2\omega t + \phi_{v^+} + \phi_{i^-}) \end{cases} \quad (15)$$

V^+ , I^+ , và I^- là giá trị hiệu dụng thành phần thứ tự thuận của điện áp pha, giá trị hiệu dụng thành phần thứ tự thuận và nghịch của dòng điện pha phía phụ tải, cùng với các góc pha tương ứng là ϕ_{v^+} và ϕ_{i^-} .

Trong điều kiện tải không cân bằng, công suất $p_{2\omega}$ gây ra hiện tượng dao động trên điện áp tổng nhánh DC, khi này, ta có:

$$p_{2\omega} = v_{dc} i_{cap} = -3V^+I^- \cos(2\omega t + \phi_{v^+} + \phi_{i^-}) \quad (16)$$

trong đó, v_{dc} và i_{cap} lần lượt là điện áp và dòng điện tức thời tại nhánh DC.

Viết lại (16) với điện dung tương đương $C_{1N} = C_{2N} = C$, ta được:

$$p_{2\omega} = V_{dc} \frac{C}{2} \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} + \tilde{v}_{dc} \frac{C}{2} \frac{dV_{dc}}{dt} = -3V^+I^- \cos(2\omega t + \phi_{v^+} + \phi_{i^-}) \quad (17)$$

với V_{dc} là giá trị trung bình của điện áp tổng tại nhánh DC, và $\tilde{v}_{dc}$ đại diện cho thành phần dao động của điện áp tổng đó, được xác định như sau:

$$\tilde{v}_{dc} = \frac{6V^+I^-}{2\omega CV_{dc}} \cos(2\omega t + \phi_{v^+} + \phi_{i^-} + \pi) \quad (18)$$

Đáng lưu ý, trong điều kiện tải không cân bằng, sự xuất hiện của thành phần thứ tự nghịch I^- có thể gây ra hiện tượng dao động trên điện áp tổng nhánh DC, như được chỉ ra trong (18). Khi này, điều kiện cần để điện áp trên các tụ điện tách rời lớn hơn (hoặc bằng) $\sqrt{2}V_{rms}$ đó là điện áp $v_{dc} (=V_{dc} + \tilde{v}_{dc})$ phải lớn hơn (hoặc bằng) $2\sqrt{2}V_{rms}$, ta có:

Bảng 1: Thông số bộ biến đổi

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Điện áp DC	V_{dc}	650 V
Điện áp pha RMS	V_{rms}	220 V
Tần số thành phần cơ bản	f_o	50 Hz
Công suất định mức	P_{dm}	5 kW
Tần số chuyển mạch	f_s	20 kHz
Cuộn cảm lọc	L_f	2,8 mH
Tụ điện lọc	C_f	82 μ F

$$V_{dc} + \frac{3V^+I^-}{\omega CV_{dc}} \cos(2\omega t + \phi_{v^+} + \phi_{i^-} + \pi) \geq 2\sqrt{2}V_{rms} \quad (19)$$

Từ (19), điện dung của hai tụ điện tách rời cần phải lựa chọn nhằm thỏa mãn yêu cầu $V_{dc} - (3V^+I^-)/(\omega CV_{dc}) \geq 2\sqrt{2}V_{rms}$. Qua đó, ta xác định được điện dung tối thiểu của hai tụ điện tách rời trong trường hợp này là:

$$C_{min(2)} = \frac{3V^+I^-}{\omega V_{dc}(V_{dc} - 2\sqrt{2}V_{rms})} \quad (20)$$

Điện dung cần thiết của hai tụ điện tách rời cần phải thỏa mãn các điều kiện đưa ra ở (13) và (20).

3.2 Tính chọn cuộn cảm trung tính

Độ đập mạch dòng điện qua cuộn cảm trung tính Δi_{LN} được xác định theo [14] là:

$$\Delta i_{LN} = \frac{v_{dc} - v_{c2}}{L_N} \frac{D}{f_s} \quad (21)$$

trong đó D là tỉ lệ độ rộng của van Q_{1N} , f_s là tần số chuyển mạch. Với Δi_{LN} mong muốn, độ tự cảm của cuộn cảm trung tính được lựa chọn như sau:

$$L_N = \frac{v_{dc} - v_{c2}}{\Delta i_{LN}} \frac{D}{f_s} \quad (22)$$

Khi áp dụng phương pháp điều khiển nhằm giảm dao động điện áp điểm trung tính với việc bù trước dòng điện trung tính kết hợp phản hồi dòng điện cuộn cảm [11], giả sử dòng điện đi qua tụ điện tách rời có giá trị rất nhỏ so với dòng điện trung tính, ta có $i_{LN} \approx i_{neu}$ (i_{LN} là dòng điện qua cuộn cảm trung tính). Khi này, với biên độ của i_{neu} được phân tích từ (8), ta có thể xác định được biên độ của i_{LN} trong trường hợp này. Giả thiết Δi_{LN} phải nằm trong ngưỡng cho phép (so với i_{LN} trong điều kiện làm việc với mức độ tải không cân bằng lớn nhất), dựa vào (22), có thể xác định được độ tự cảm tối thiểu cần thiết của cuộn cảm trung tính.

4. Kết quả và thảo luận

Bộ biến đổi ba pha bốn dây có nhánh ICNM bao gồm thông số phần cứng và tham số điều khiển được liệt kê ở Bảng 1 và Bảng 2, trong đó bộ lọc LC được tham khảo, tính chọn theo [19]. Thông số bộ điều khiển điện áp và hệ số phản hồi dòng điện của ICNM được thiết kế dựa theo [11], trong khi đó, tham số bộ điều khiển điện áp và bộ điều khiển dòng điện

Bảng 2: Tham số bộ điều khiển ở Hình 3 và Hình 4

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Hệ số tỷ lệ của $G_v(s)$	K_v	0,85
Hằng số thời gian tích phân của $G_v(s)$	T_v	0,034
Hệ số tỷ lệ của $G_{PR}(s)$	K_p	0,3
Hệ số cộng hưởng của $G_{PR}(s)$	K_r	150
Hệ số tỷ lệ bộ điều khiển dòng điện	K_{iph}	78

cho mạch nghịch lưu ba pha ba dây được tính chọn theo [17], [18].

4.1 Kiểm chứng điện áp dao động trên hai tụ điện tách rời khi chưa điều khiển ICNM

Đáng lưu ý, khi kích hoạt điều khiển ICNM, thành phần thứ tự không của dòng điện tải sẽ đi qua cuộn cảm trung tính thay vì chỉ mỗi tụ điện, theo đó, dao động điện áp trên hai tụ điện tách rời sẽ suy giảm. Tuy nhiên, việc kiểm chứng khi chưa kích hoạt điều khiển ICNM sẽ giúp ta nắm được giá trị điện áp dao động lớn nhất của hai tụ điện tách rời với phương pháp thiết kế nêu trên. Qua đó, có thể khẳng định rằng với việc lựa chọn điện dung hợp lý cho hai tụ điện tách rời, hệ thống sẽ luôn đảm bảo an toàn và khả năng điều chế điện áp như mong muốn thậm chí khi chưa kích hoạt điều khiển ICNM hoặc trong quá trình ICNM làm việc không chính xác. Đây là cơ sở quan trọng để nhóm tác giả phát triển tiếp các nội dung nghiên cứu trong tương lai liên quan đến việc tính toán điện dung tối ưu của tụ điện tách rời khi kích hoạt ICNM.

Xét trường hợp tải không cân bằng với thành phần thứ tự không là lớn nhất, pha A không tải, pha B và pha C kết nối tải điện trở ứng với dòng điện định mức, khi này biên độ dòng điện tải ở các pha A, B, và C, lần lượt là 0, 10,7 A, và 10,7 A. Thay các giá trị biên độ này vào (12), giả thiết rằng các dòng điện trong ba pha lệch nhau 120 độ điện, ta xác định được giá trị hiệu dụng của các thành phần thứ tự thuận, nghịch và không của dòng điện tải trong (2) như sau:

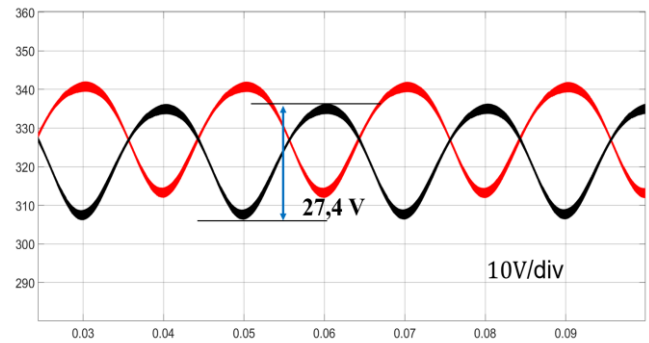
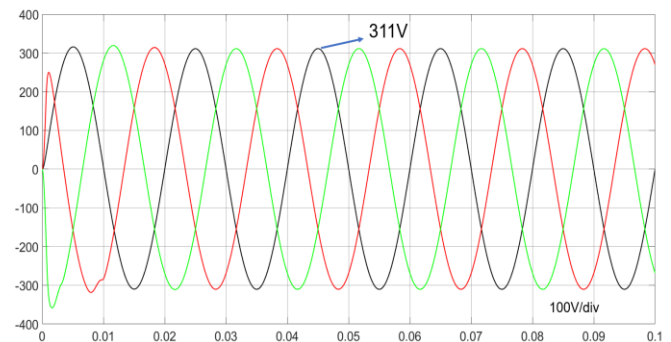
$$I^+ = \frac{2}{3\sqrt{2}} I_b \approx 5,04(\text{A})$$

$$I^- = I^0 = \frac{1}{3\sqrt{2}} I_b \approx 2,52(\text{A})$$

Thay các giá trị thành phần thứ tự thuận, nghịch và không ở trên vào (13), ta xác định được giá trị điện dung tối thiểu $C_{min(1)}$ của hai tụ điện tách rời nhằm thỏa mãn điều kiện $v_c \geq \sqrt{2}V_{rms}$ là:

$$C_{1N} = C_{2N} = \frac{3\sqrt{2} \times 2,52}{2 \times 100\pi \times (325 - 220\sqrt{2})} \approx 1250(\mu\text{F})$$

Khi ICNM không được điều khiển, điện áp qua hai tụ điện tách rời với $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$ được chỉ ra ở Hình 5. Có thể thấy, dao động điện áp (đỉnh đến đỉnh) thu được là khoảng 27,4 V ứng với biên độ dao động là $\Delta v_c = 13,7 \text{ V}$ xấp xỉ với giá trị tính toán từ (11) là 13,87 V.

**Hình 5:** Điện áp trên hai tụ điện tách rời khi ICNM không được điều khiển**Hình 6:** Điện áp ba pha phía phụ tải.

Với $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$, điện áp tức thời trên hai tụ điện tách rời được đảm bảo sẽ luôn lớn hơn biên độ điện áp pha phía phụ tải, do đó bộ biến đổi có thể duy trì khả năng tạo ra dạng điện áp như mong muốn với biên độ $220\sqrt{2} \text{ V}$, tần số $f_o = 50 \text{ Hz}$, điện áp các pha lệch nhau 120° với tổng độ méo sóng hài THD thấp, như được chỉ ra trong Hình 6, phù hợp với yêu cầu vận hành.

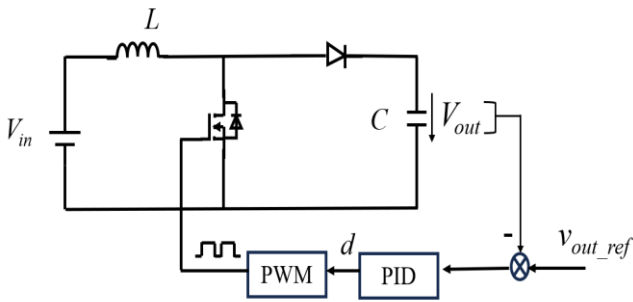
4.2 Kiểm chứng dao động điện áp tổng tại nhánh DC khi chưa điều khiển ICNM

Để có thể quan sát được dao động trên điện áp tổng nhánh DC, một bộ biến đổi tăng áp (Boost converter) được sử dụng để điều khiển điện áp tổng nhánh DC, V_{out} trong Hình 7, với giá trị đặt là 650 V. Thông số bộ biến đổi tăng áp được trình bày ở Bảng 3. Bộ biến đổi được điều khiển trực tiếp điện áp với bộ bù PID có hàm truyền sau:

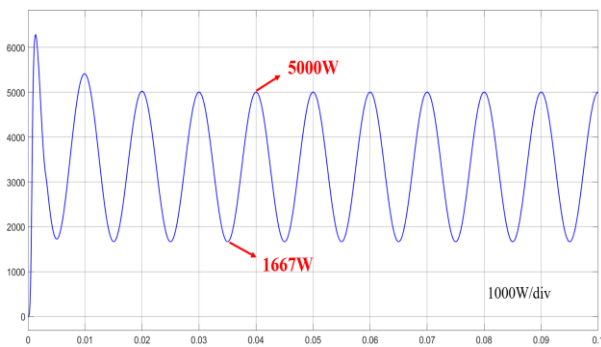
$$G_{PID}(s) = K_c \frac{(1 + \frac{s}{\omega_z})(1 + \frac{\omega_L}{s})}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (23)$$

Các thông số của bộ bù PID được tham khảo, tính chọn theo [20] như liệt kê ở Bảng 4.

Trong trường hợp tải không cân bằng, với thành phần thứ tự không là lớn nhất đã trình bày ở mục 4.1, dạng công suất tức thời phía tải được biểu diễn như Hình 8, công suất tức thời có dạng hình sin với tần số $2f_o = 100 \text{ Hz}$ do bao gồm thành phần dao động bậc hai. Đồng thời, có thể thấy, giá trị công suất



Hình 7: Bộ biến đổi tăng áp.



Hình 8: Dạng công suất tức thời phía phụ tải.

Bảng 3: Thông số bộ biến đổi tăng áp

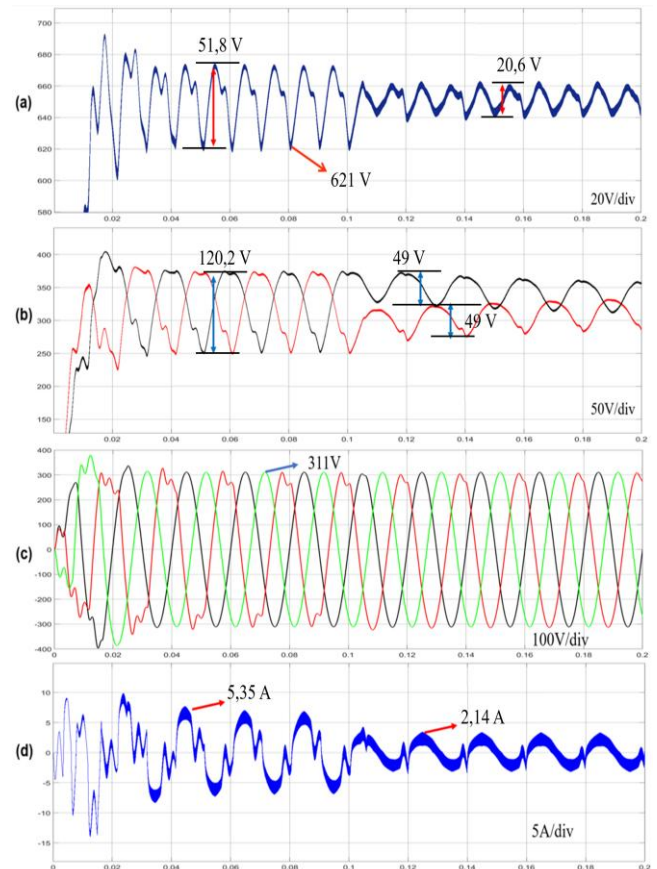
Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Điện áp vào	V_{in}	48 V
Điện áp ra	V_{out}	650 V
Cuộn cảm	L	20 μ H
Tụ điện	C	50 ⁻¹² F
Nội trở tụ điện	r_C	80 m Ω

Bảng 4: Tham số bộ điều khiển trong Hình 7.

Thông số	Ký hiệu	Giá trị
Hệ số khuếch đại	K_C	5,8.10 ⁻⁴
Tần số điểm không	f_z	307 Hz
Tần số điểm cực	f_p	7329 Hz
Tần số cắt thấp	f_L	75 Hz

trung bình gấp đôi biên độ thành phần dao động bậc hai do biên độ thành phần thứ tự thuận gấp đôi biên độ thành phần thứ tự nghịch của dòng điện tải, như đã tính toán ở mục 4.1 kết hợp với (15).

Để kiểm chứng thiết kế đưa ra bên trên, hai kịch bản với tải không cân bằng được xem xét. Trong khoảng thời gian từ



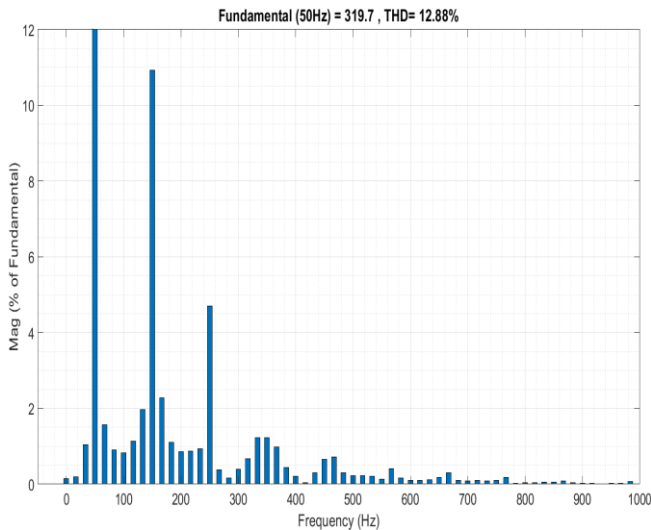
Hình 9: Dạng sóng làm việc của hệ thống với việc sử dụng hai tụ điện tách rời có điện dung $C_{1N} = C_{2N} = 300 \mu\text{F}$ khi chưa kích hoạt điều khiển ICNM, trong 0,1 giây đầu, mức độ tải không cân bằng là lớn nhất, sau 0,1 giây, tải không cân bằng 40 %. (a) Điện áp tổng nhánh DC (V). (b) Điện áp tụ điện tách rời (V). (c) Điện áp đầu ra của bộ biến đổi (điện áp phía phụ tải) (V). (d) Dòng điện trên tụ điện tách rời (A).

lúc bắt đầu đến $t = 0,1$ giây, hệ thống làm việc với mức độ tải không cân bằng là lớn nhất, ứng với $I^o = 2,52$ A, được đưa ra ở mục 4.1. Sau $t = 0,1$ giây, hệ thống làm việc với mức độ tải không cân bằng thấp hơn, cụ thể $I^o = 1,008$ A (=40 % của I^o trong trường hợp trước - tạm gọi là trường hợp tải không cân bằng 40%).

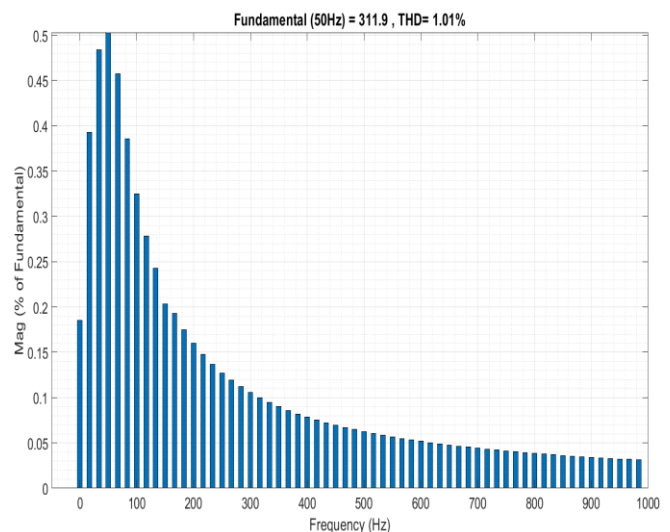
Để đảm bảo giá trị tức thời của điện áp tổng v_{dc} lớn hơn $2\sqrt{2}V_{rms}$, cụ thể $v_{dc} \geq 2\sqrt{2}V_{rms}$, theo (20) tụ điện tách rời cần có điện dung tối thiểu $C_{min(2)}$ là:

$$C_{1N} = C_{2N} = \frac{3 \times 220 \times 2,52}{100\pi \times 650 \times (650 - 2\sqrt{2} \times 220)} \approx 300 (\mu\text{F})$$

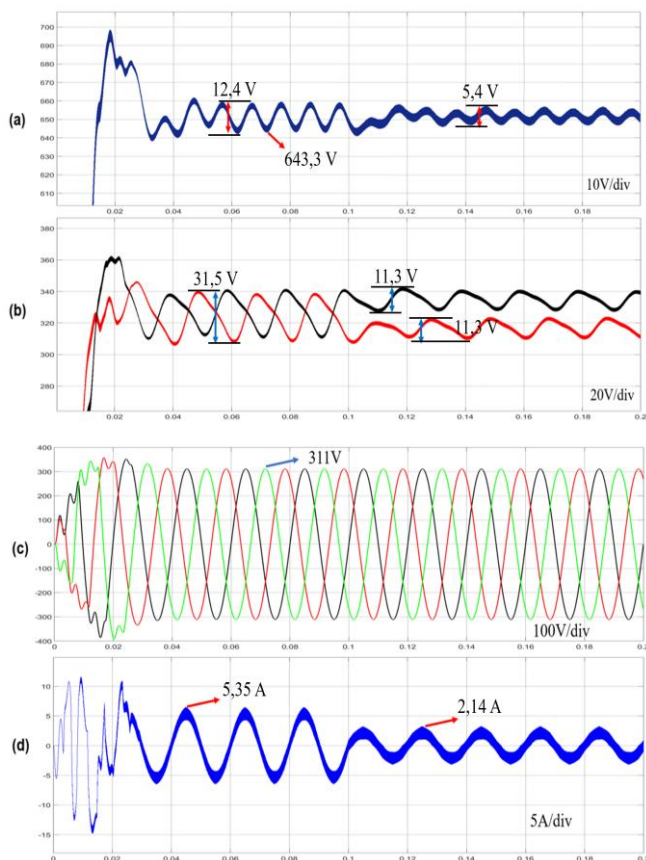
Hình 9 chỉ ra dạng sóng của điện áp nhánh DC, điện áp trên tụ điện tách rời, dòng điện qua tụ điện tách rời và điện áp phía phụ tải, khi chưa kích hoạt điều khiển ICNM. Trong 0,1 giây đầu, mức độ tải không cân bằng là lớn nhất. Trong Hình 9(a), thành phần dao động của điện áp tổng có tần số là $2f_o = 100$ Hz, giá trị dao động (đỉnh đến đỉnh) là 51,8 V ứng với biên độ là 25,9 V gần với giá trị tính toán là 27,75 V từ (18). Thay giá trị điện dung hai tụ $C_{1N} = C_{2N} = 300 \mu\text{F}$ vào (11), ta tính được biên độ dao động điện áp đỉnh đến đỉnh trên hai tụ điện tách rời khoảng 113,5 V gần với giá trị kết quả mô phỏng



Hình 10. Phổ tần số của điện áp pha B phía phụ tải v_{cb} trong điều kiện làm việc mà sự không cân bằng tải là lớn nhất với điện dung tụ điện tách rời $C_{1N} = C_{2N} = 300 \mu\text{F}$.



Hình 12. Phổ tần số của điện áp pha B phía phụ tải v_{cb} trong điều kiện làm việc mà sự không cân bằng tải là lớn nhất với điện dung tụ điện tách rời $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$.

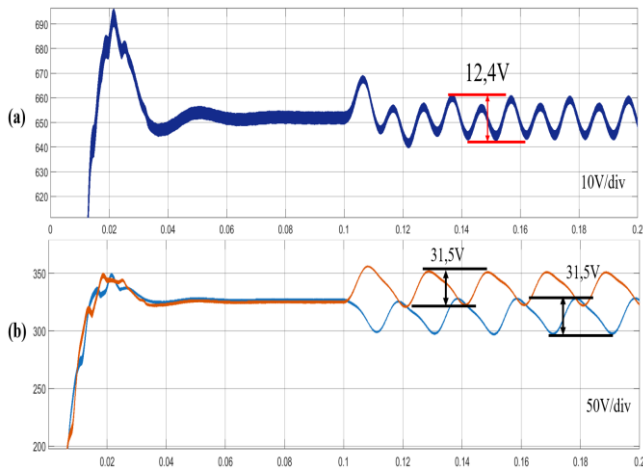


Hình 11: Dạng sóng làm việc của hệ thống với việc sử dụng hai tụ điện tách rời có điện dung $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$ khi chưa kích hoạt điều khiển ICNM, trong 0,1 giây đầu, mức độ tải không cân bằng là lớn nhất, sau 0,1 giây, tải không cân bằng 40 %. (a) Điện áp tổng nhánh DC (V). (b) Điện áp tụ điện tách rời (V). (c) Điện áp đầu ra của bộ biến đổi (điện áp phía phụ tải) (V). (d) Dòng điện trên tụ điện tách rời (A).

là 120,2 V, như được trình bày ở Hình 9(b). Đáng lưu ý, trong khoảng hai chu kỳ đầu, do bộ biến đổi tăng áp đang trải qua quá trình quá độ, v_{dc} chưa đủ độ lớn để đạt được chất lượng điều chế như mong muốn, dạng sóng điện áp xoay chiều ba pha bị méo, như được chỉ ra trong Hình 9(c). Sau khoảng thời gian đó, mặc dù chất lượng điện áp phía xoay chiều được cải thiện đáng kể, nhưng do điện áp trên hai tụ điện tách rời có thời điểm không đáp ứng được điều kiện $v_c \geq \sqrt{2}V_{rms}$ nên dạng điện áp đầu ra vẫn còn tồn tại sóng hài với tổng độ méo sóng hài cao, cụ thể THD = 12,88 %, như được mô tả ở Hình 10. Hình 9(d) biểu diễn dạng dòng điện chảy qua tụ điện tách rời, biên độ lớn nhất của dòng điện khi này khoảng 5,35 A, bằng một nửa biên độ dòng trung tính. Do dòng điện này có chứa nhiều thành phần sóng hài, nên dạng điện áp dao động trên hai tụ điện tách rời cũng bị méo, như được thấy ở Hình 9(b). Sau $t = 0,1$ giây, ứng với trường hợp tải không cân bằng 40 %, biên độ các thành phần thứ tự nghịch và không của dòng điện tải chỉ bằng 40 % so với các thành phần ứng với trường hợp tải không cân bằng lớn nhất. Lúc này, dao động điện áp tổng (đỉnh đến đỉnh) là 20,6 V, dao động điện áp trên tụ điện tách rời là 49 V, biên độ dòng điện qua tụ là 2,14 A, chỉ bằng 40 % so với các giá trị trong 0,1 giây đầu. Các giá trị quan sát được từ kết quả kiểm chứng phù hợp với giá trị tính toán.

Cần lưu ý rằng điện dung tối thiểu của tụ điện tách rời được xác định theo (20), $C_{min(2)}$, là $300 \mu\text{F}$, thấp hơn giá trị điện dung tối thiểu được xác định theo (13), $C_{min(1)}$, là $1250 \mu\text{F}$. Điều này giải thích tại sao, trong Hình 9, mặc dù điều kiện $v_{dc} \geq 2\sqrt{2}V_{rms}$ luôn được đảm bảo nhưng điều kiện $v_c \geq \sqrt{2}V_{rms}$ thì không, hệ quả của việc này đó là dạng sóng của điện áp pha phía phụ tải, trong khoảng thời gian 0,1 giây đầu tiên, xuất hiện nhiều thành phần sóng hài với THD là 12,88 %.

Khi không kích hoạt điều khiển ICNM, để điều kiện $v_c \geq \sqrt{2}V_{rms}$ luôn được đảm bảo thì theo (13), điện dung tối thiểu của tụ điện tách rời phải lớn hơn (hoặc bằng) $1250 \mu\text{F}$. Với việc chọn $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$, dạng sóng của điện áp

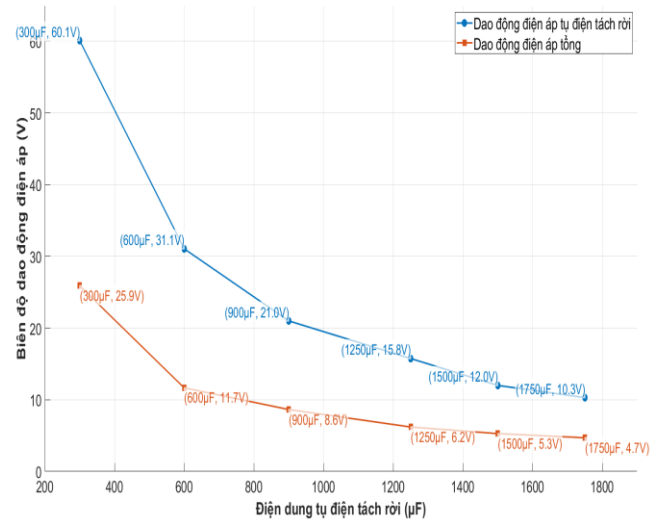


Hình 13. Dạng sóng làm việc của hệ thống với việc sử dụng hai tụ điện tách rời có điện dung $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$ khi chưa kích hoạt điều khiển ICNM, trong 0,1 giây đầu, tải cân bằng, sau 0,1 giây, mức độ không cân bằng tải là lớn nhất. (a) Điện áp tổng nhánh DC (V). (b). Điện áp tụ điện tách rời (V).

nhánh DC, điện áp trên tụ điện tách rời, dòng điện qua tụ điện tách rời và điện áp pha phía phụ tải được chỉ ra trong Hình 11.

Thay giá trị điện dung $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$ vào (18), trong khoảng 0,1 giây đầu, mức độ tải không cân bằng là lớn nhất, khi đó biên độ điện áp dao động tại nhánh DC tính được là 6,52 V. Từ Hình 11(a) có thể thấy, dao động điện áp (đỉnh đến đỉnh) là khoảng 12,4 V ứng với biên độ 6,2 V, và kết quả này xấp xỉ với giá trị đã tính toán, đồng thời thành phần dao động có tần số là $2f_0 = 100 \text{ Hz}$. Trong Hình 11(b), dao động điện áp trên hai tụ điện tách rời khoảng 15,75 V gần với giá trị tính toán là 13,87 V. Dạng điện áp ba pha đầu ra được biểu diễn ở Hình 11(c), trong khoảng hai chu kỳ đầu, do điện áp v_{dc} và v_c chưa đủ lớn, điện áp ba pha phía phụ tải bị dao động mạnh. Sau đó, khi mà điện áp tổng nhánh DC ổn định quanh giá trị 650 V, điện áp trên tụ điện tách rời thỏa mãn yêu cầu $v_c \geq \sqrt{2}V_{rms}$, dạng sóng điện áp xoay chiều đã được cải thiện đáng kể với tổng độ méo sóng hài THD là 1,01 %, như được mô tả ở Hình 12. Dạng dòng điện qua hai tụ điện tách rời cũng được cải thiện với THD thấp, như được quan sát ở Hình 11(d), dẫn đến dao động điện áp trên hai tụ điện tách rời có dạng gần sin, như được thể hiện trong Hình 11(b). Đáng lưu ý, biên độ dòng điện qua tụ điện tách rời khi này khoảng 5,35 A, tương tự như trong trường hợp ở Hình 9. Cùng với đó, sau $t = 0,1$ giây, với mức độ tải không cân bằng là 40 %, các thành phần dao động điện áp tổng, điện áp trên tụ điện tách rời, dòng điện qua tụ điện tách rời có độ lớn bằng 40 % so với các thành phần trong khoảng 0,1 giây đầu tiên. Từ những kết quả trên có thể thấy rằng, khi chưa kích hoạt điều khiển ICNM, việc lựa chọn điện dung của tụ điện tách rời là $1250 \mu\text{F}$ sẽ làm thỏa mãn được cả hai điều kiện $v_c \geq \sqrt{2}V_{rms}$ và $v_c \geq \sqrt{2}V_{rms}$ trong kịch bản làm việc với mức độ tải không cân bằng là lớn nhất.

Để kiểm chứng tính đúng đắn của việc xác định dao động điện áp trên tụ điện tách rời trong điều kiện quá độ, Hình 13 chỉ ra các dạng sóng điện áp tại nhánh DC khi tải bắt đầu không cân bằng tại thời điểm $t = 0,1$ giây. Tương tự như các kịch bản mô phỏng trước, trong 0,04 giây đầu tiên, điện áp tổng nhánh DC được điều khiển bám tới giá trị 650 V bởi bộ



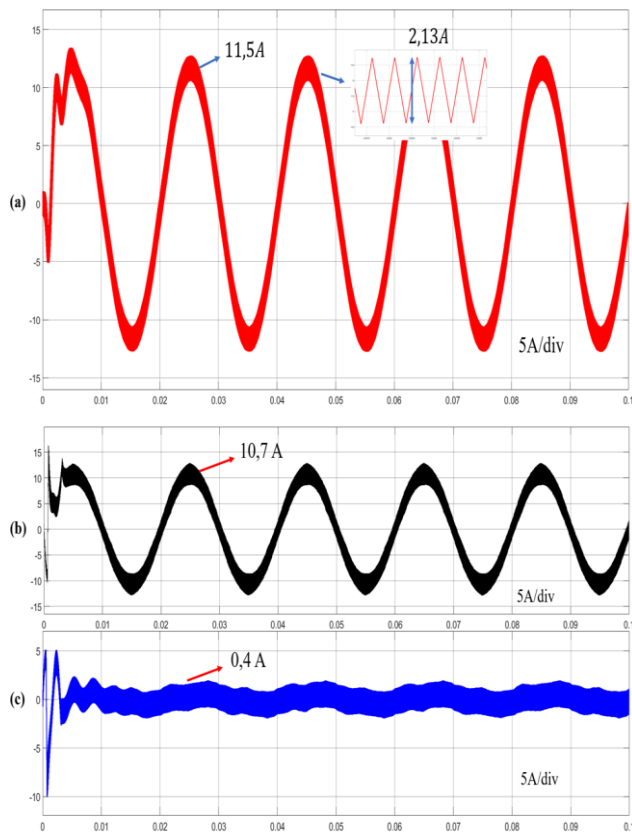
Hình 14. Đường cong quan hệ giữa điện dung tụ điện tách rời và biên độ thành phần dao động trên v_{dc} và v_c .

biến đổi tăng áp. Đáng lưu ý, dao động điện áp tổng nhánh DC hay dao động điện áp trên tụ điện tách rời trong khoảng thời gian này phụ thuộc đáng kể vào việc thiết kế bộ điều khiển của bộ biến đổi tăng áp, và điều này vượt ngoài phạm vi nghiên cứu của bài báo. Quan sát từ Hình 13(b), tại thời điểm $t = 0,1$ giây, tải bắt đầu không cân bằng, dao động điện áp trên tụ điện tách rời có giá trị đỉnh đến đỉnh khoảng 31,5 V ứng với biên độ 15,75 V gần với giá trị tính toán là 13,87 V.

Khi chưa kích hoạt ICNM, trong điều kiện làm việc với mức độ tải không cân bằng là lớn nhất, đường cong thể hiện quan hệ giữa điện dung tụ điện tách rời và biên độ thành phần dao động trên điện áp v_{dc} và v_c được chỉ ra trong Hình 14, trong đó, bốn trường hợp khác của điện dung C_{1N} , C_{2N} được xét thêm, cụ thể là 600 μF, 900 μF, 1500 μF và 1750 μF, bên cạnh hai trường hợp 300 μF và 1250 μF, lần lượt ở Hình 9 và Hình 11. Kết quả trong Hình 14 thu được nhờ sự tổng hợp các giá trị tương ứng trong Hình 9 và Hình 11, cũng như dựa vào việc tính toán sử dụng (11) và (18). Với giả thiết, điện áp tổng nhánh DC v_{dc} và điện áp tụ điện tách rời v_c được mong muốn duy trì lần lượt ở 650 V và 325 V. Do giá trị tham chiếu của biên độ điện áp pha phía phụ tải là khoảng 311 V, biên độ thành phần dao động trên v_{dc} và v_c trong mọi trường hợp nên có giá trị tối đa lần lượt là khoảng 28 V và 14 V. Từ Hình 14, có thể thấy rằng, việc lựa chọn $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$ cho những kết quả thỏa mãn cả hai điều kiện trên. Dĩ nhiên, việc lựa chọn giá trị điện dung lớn hơn cho các tụ điện tách rời có thể mang lại dao động điện áp nhỏ hơn trên v_{dc} và v_c . Tuy nhiên, việc làm này làm tăng kích thước và chi phí của bộ biến đổi. Do đó, khi chưa kích hoạt ICNM, $C_{1N} = C_{2N} = 1250 \mu\text{F}$ được lựa chọn cho nghiên cứu này.

4.3 Kiểm chứng giá trị cuộn cảm trung tính

Khi kích hoạt điều khiển ICNM nhằm loại bỏ sai lệch điện áp giữa hai tụ điện tách rời, giả sử rằng dòng điện qua hai tụ điện tách rời là rất nhỏ và do đó, dòng điện qua cuộn cảm trung tính xấp xỉ bằng dòng điện trung tính. Trong trường hợp mức độ tải không cân bằng là lớn nhất, pha A không tải, pha B và pha C kết nối tải điện trở 29 Ω ứng với dòng điện tải định mức, giá trị hiệu dụng của thành phần thứ tự không của dòng



Hình 15: Dạng sóng làm việc của hệ thống với việc sử dụng cuộn cảm trung tính có điện cảm $L_N = 3,8 \text{ mH}$ khi kích hoạt điều khiển ICNM. (a) Dòng điện qua cuộn cảm trung tính (A). (b) Dòng điện trung tính (A). (c) Dòng điện qua tụ điện tách rời.

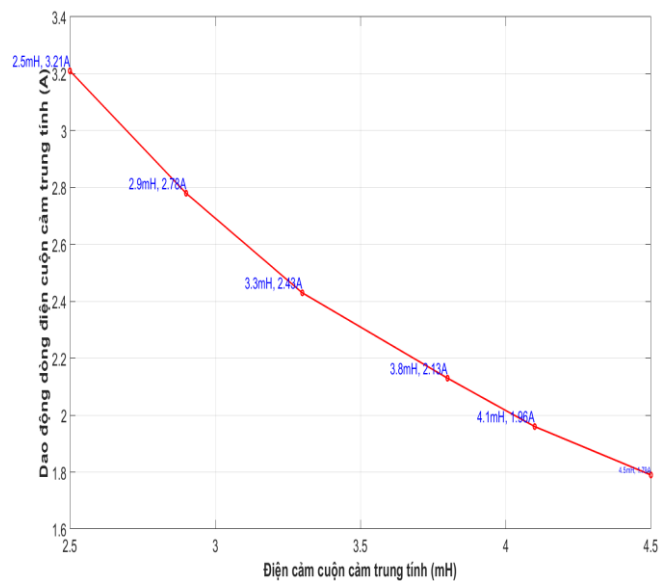
điện tải được tính trong mục 4.1 là khoảng 2,52 A. Từ đó, có thể xác định được biên độ của dòng trung tính i_{neu} (xấp xỉ biên độ của dòng điện qua cuộn cảm trung tính i_{LN}) trong trường hợp này theo (8) là khoảng 10,7 A. Với mục tiêu lựa chọn độ tự cảm của cuộn cảm trung tính sao cho Δi_{LN} không lớn hơn 20 % biên độ của i_{LN} , độ tự cảm tối thiểu của cuộn cảm trung tính được xác định dựa vào (22) như sau:

$$L_{N,min} = \frac{650 - 325}{0,2 \times 10,7} \times \frac{0,5}{20000} = 3,8 (\text{mH})$$

trong đó, $D = 0,5$ được lựa chọn, ứng với trường hợp độ đập mạch $\Delta i_{LN} = 2,14 (\text{A})$ là lớn nhất.

Với việc lựa chọn $L_N = 3,8 \text{ mH}$ như trên, dạng sóng dòng điện qua cuộn cảm trung tính khi kích hoạt ICNM được minh họa trong Hình 15. Có thể thấy rằng biên độ của i_{LN} là khoảng 11,5 A với dao động dòng điện Δi_{LN} khoảng 2,13 A như trong Hình 15(a), tương tự với giá trị tính toán mong muốn là 2,14 A. Hình 15(b) chỉ ra dạng sóng của dòng điện trung tính i_{neu} . Biên độ dòng điện trung tính khoảng 10,7 A, xấp xỉ với giá trị biên độ dòng điện qua cuộn cảm trung tính ($i_{LN} \approx i_{neu}$). Sự sai lệch giữa biên độ của i_{LN} và i_{neu} là do lượng nhỏ dòng điện đi qua tụ điện tách rời, như được chỉ ra trong Hình 15(c). Biên độ i_C khi này chỉ khoảng 0,4 A phù hợp với giả thiết nêu trên.

Dựa vào (22) và những phân tích ở trên, Hình 16 chỉ ra đường cong quan hệ giữa độ tự cảm L_N và độ đập mạch Δi_{LN} ,



Hình 16. Đường cong quan hệ giữa độ tự cảm L_N và độ đập mạch Δi_{LN} .

xét đến một số trường hợp khác của L_N bao gồm $L_N = 2,5 \text{ mH}$, $L_N = 2,9 \text{ mH}$, $L_N = 3,3 \text{ mH}$, và $L_N = 4,1 \text{ mH}$. Có thể thấy, mặc dù việc gia tăng độ tự cảm L_N làm giảm đi độ đập mạch Δi_{LN} , nhưng nó cũng khiến cho hệ thống trở nên cồng kềnh và tốn kém hơn. Trong bài báo này, Δi_{LN} được lựa chọn bằng 20 % của biên độ dòng điện i_{LN} khi tính toán $L_{N,min}$ vì đây là một trong những sự lựa chọn độ đập mạch dòng điện phổ biến khi tiến hành phân tích đánh đổi liên quan đến các yếu tố như chất lượng vận hành, kích thước phần tử, chi phí hệ thống...

5. Kết luận

Trong bài báo này, việc tính chọn các phần tử thụ động trong mô-đun trung tính điều khiển độc lập cho bộ biến đổi ba pha bốn dây trong ứng dụng V2H, gồm cuộn cảm trung tính L_N và hai tụ điện tách rời, C_{1N} và C_{2N} , đã được trình bày. Việc kiểm chứng đã được triển khai kỹ lưỡng thông qua đánh giá và phân tích các kết quả mô phỏng trên nền tảng MATLAB/Simulink. Từ đó, có thể thấy rằng, việc lựa chọn điện dung 1250 μF cho các tụ điện tách rời đảm bảo được khả năng điều chế điện áp phía xoay chiều của bộ biến đổi ba pha bốn dây như mong muốn, thậm chí trong điều kiện làm việc với mức độ tải không cân bằng là lớn nhất. Trong khi đó, việc lựa chọn điện dung 300 μF cho hai tụ điện tách rời chỉ có thể thỏa mãn yêu cầu về giới hạn dao động điện áp tổng trên nhánh DC, gây ra bởi thành phần thứ tự nghịch của dòng điện tải, chứ không đảm bảo được giới hạn dao động cần thiết của điện áp trên các tụ điện tách rời, gây ra bởi thành phần thứ tự không của dòng điện tải. Cần phải nói rằng, với việc kích hoạt ICNM, dao động điện áp trên các tụ điện tách rời sẽ được suy giảm đáng kể, qua đó, việc sử dụng tụ điện tách rời với điện dung nhỏ hơn (so với thiết kế trong bài báo) là khả thi. Tuy nhiên, những phân tích kỹ lưỡng liên quan đến việc lựa chọn điện dung tụ điện tách rời khi chưa kích hoạt ICNM được chỉ ra trong bài báo, bước đầu, là nền tảng quan trọng để nhóm tác giả có thể phát triển tiếp các nghiên cứu trong tương lai liên quan đến việc tối ưu hóa lựa chọn điện dung tụ điện tách rời khi xét đến ảnh hưởng của việc điều khiển ICNM.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Bộ Giáo dục và Đào tạo trong đề tài mã số B2025-BKA-05.

Tài liệu tham khảo

- [1] L. I. Wanlu (2012) *Electric Vehicles V2H Energy Management and Optimization System*. Heilongjiang Electr Power, vol. 34, no. 1, pp. 78–80, 2012. DOI: 10.3969/j.issn.1002-1663.2012.01.022.
- [2] M. S. Shemami, M. S. Alam, and M. S. J. Asghar (2017) *Load Shedding Mitigation Through Plug-In Electric Vehicle-To-Home (V2H) System*. in Proc. IEEE Transp. Electrific. Conf. Expo (ITEC), Jun. 2017, pp. 799–804. DOI: 10.1109/ITEC.2017.7993371
- [3] E. Isen and A. F. Bakan (2011) *Comparison of Hysteresis Controlled Three-Wire and Split-Link Four-Wire Grid Connected Inverters*. in Proc. 8th Electr. Eng./Electron., Comput., Telecommun. Inf. Technol. (ECTI) Assoc. Thailand Conf., May 2011, pp. 727–730. DOI: 10.1109/ECTICON.2011.5947943
- [4] K. H. Bhalodi and P. Agarwal (2006) *Space Vector Modulation With DC-Link Voltage Balancing Control for Three-Level Inverters*. in Proc. IEEE Int. Conf. PEDES, New Delhi, India, Dec. 2006, pp. 1–6. DOI: 10.1109/PEDES.2006.344424
- [5] I. Pereira and A. Martins (2009) *Neutral-Point Voltage Balancing in Three-Phase NPC Converters Using Multicarrier PWM Control*. in Proc. Int. Conf. Power Eng. Energy Elect. Drives, pp. 570–574, 2009. DOI: 10.1109/POWERENG.2009.4915199
- [6] Q.-C. Zhong, J. Liang, G. Weiss, C. M. Feng and T. C. Green (2006) *H_∞ Control of the Neutral Point In 4-Wire 3-Phase DC-AC Converters*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 5, pp. 1594–1602, Oct. 2006. DOI: 10.1109/TIE.2006.882014
- [7] H. Golwala and R. Chudamani (2016) *New Three-Dimensional Space Vector-Based Switching Signal Generation Technique Without Null Vectors and with Reduced Switching Losses for a Grid-Connected Four-Leg Inverter*. IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 2, pp. 1026–1035, Feb. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2414875
- [8] A. L. Julian, G. Oriti and T. A. Lipo (1999) *Elimination of Common-Mode Voltage in Three-Phase Sinusoidal Power Converters*. in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 5, pp. 982–989, Sept. 1999. DOI: 10.1109/63.788504
- [9] S. Bifaretti, A. Lidozzi, L. Solero, and F. Crescimbeni (2014) *Comparison of Modulation Techniques for Active Split Dc-Bus Three-Phase Four-Leg Inverters*. in Proc. IEEE Energy Convers. Conf. Expo., 2014, pp. 14–18. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6954173
- [10] J. Zhao and J. Jiang (2009) *Three-Phase Grid-Connected System Based on Three Single-Phase Inverters*. Elect. Power Autom. Equip., vol. 29, no. 10, pp. 59–63, Oct. 2009. DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2009.10.012
- [11] W. Zhao, X. Ruan, D. Yang, X. Chen and L. Jia (2017) *Neutral Point Voltage Ripple Suppression for a Three-Phase Four-Wire Inverter with an Independently Controlled Neutral Module*. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 4, pp. 2608–2619, April 2017. DOI: 10.1109/TIE.2016.2632678
- [12] J. Zhang, R. Yokoyama and J. She (2012) *Neutral-Point Voltage Control for a Three-Level DC-AC Inverter Using Equivalent-Input-Disturbance Approach*. 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Aalborg, Denmark, 2012, pp. 398–402. DOI: 10.1109/PEDG.2012.6254033
- [13] T. Hornik and Q. -C. Zhong (2013) *Parallel PI Voltage - H_∞ Current Controller for the Neutral Point of a Three-Phase Inverter*. in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 4, pp. 1335–1343, April 2013. DOI: 10.1109/TIE.2012.2210372
- [14] P. Yang et al. (2022) *Sic-Based Improved Neutral Legs with Reduced Capacitors for Three-Phase Four-Wire EV Chargers*. in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 8, no. 2, pp. 2565–2582, June 2022. DOI: 10.1109/TTE.2021.3138333
- [15] C. F. Nascimento, O. Diene and E. H. Watanabe (2017) *Analytical Model of Three-Phase Four-Wire VSC Operating as Grid Forming Power Converter Under Unbalanced Load Conditions*. 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Honolulu, HI, USA, 2017, pp. 1,219–1,224. DOI: 10.1109/PEDS.2017.8289287
- [16] Y. Fu et al. (2019) *Imbalanced Load Regulation Based on Virtual Resistance of a Three-Phase Four-Wire Inverter for EV Vehicle-To-Home Applications*. in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 1, pp. 162–173, March 2019. DOI: 10.1109/TTE.2018.2874357
- [17] A. G. Garganeev, R. Aboelsaud and A. Ibrahim (2019) *Voltage Control of Autonomous Three-Phase Four-Leg VSI Based on Scalar PR Controllers*. 2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), Erlagol, Russia, 2019, pp. 558–564. DOI: 10.1109/EDM.2019.8823098
- [18] Zhang, N.; Tang, H.; Yao, C. (2014) *A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters*. Energies 2014, 7, 3934–3954. DOI: 10.3390/en7063934
- [19] K. H. Ahmed, S. J. Finney and B. W. Williams (2007) *Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation*. 2007 Compatibility in Power Electronics, Gdansk, Poland, 2007, pp. 1–9. DOI: 10.1109/CPE.2007.4296511
- [20] T. T. Minh and V. H. Phuong (2017) *Mô Hình Hóa Và Thiết Kế Điều Khiển Cho Các Bộ Biến Đổi Điện Từ Công Suất*. [Phiên bản xem trước: <https://www.scribd.com/document/378972094/Mo-hinh-hoa-thi%E1%BA%BF-k%E1%BA%BF-h%E1%BB%87-th%E1%BB%91ng-%C4%91i%E1%BB%81u-khi%E1%BB%83n-%C4%91i%E1%BB%87n-t%E1%BB%AD-cong-su%E1%BA%A5t>]