

Điều khiển phân tán dịch mức sóng mang cho bộ biến đổi công suất liên kết dạng đa bậc trong lưới điện nhỏ dạng lai

Phan Quốc Dũng^{1,2,*}, Nguyễn Phú Công^{1,2}, Trương Phước Hòa^{1,2}, Nguyễn Đình Tuyên^{1,2}, Nguyễn Đức Hưng^{1,2}, Lê An Nhuận^{1,2}



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

TÓM TẮT

Các bộ biến đổi công suất liên kết là một trong những thành phần quan trọng trong hệ thống lưới điện nhỏ dạng lai, việc nghiên cứu về cấu trúc và phương pháp điều khiển các bộ biến đổi công suất liên kết của lưới điện nhỏ dạng lai đã được triển khai và đạt được những kết quả khả quan. Bài báo này đề xuất phương pháp điều khiển phân tán dịch mức sóng mang cải tiến cho bộ biến đổi công suất liên kết (IC – Interlinking Converter) đa bậc dạng MMC (Modular Multilevel Converter) trong lưới điện nhỏ dạng lai (HMG-Hybrid Microgrid) hoạt động ở chế độ tách lưới. Mục tiêu chính của nghiên cứu là xem xét khả năng ứng dụng phương pháp điều khiển phân tán để xuất cho bộ IC-MMC khi thực hiện nhiệm vụ điều khiển trao đổi công suất giữa lưới điện con một chiều và xoay chiều trong hệ thống HMG. Hơn nữa, phương pháp điều khiển đề xuất cho bộ IC-MMC áp dụng cho HMG còn được kiểm chứng khả năng tái cấu trúc động khi thay đổi số lượng mô-đun khóa công suất trong bộ MMC nhằm cải thiện độ tin cậy trong vận hành hệ thống, tăng tính linh hoạt trong điều khiển. Bài báo còn đánh giá chất lượng điện áp ngõ ra của bộ IC-MMC để xuất so với bộ biến đổi công suất hai bậc. Tính khả thi của phương pháp điều khiển phân tán dịch mức sóng mang cho bộ IC-MMC trong HMG được xác thực và kiểm nghiệm bằng mô hình mô phỏng trên phần mềm MATLAB/ Simulink nhằm đánh giá khả năng hoạt động trao đổi công suất qua lại giữa DC bus và AC bus.

Từ khoá: Lưới điện nhỏ dạng lai, bộ biến đổi công suất liên kết, bộ biến đổi công suất đa bậc dạng mô-đun, điều khiển phân tán

¹Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Bách Khoa TP.HCM, Việt Nam

²Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

Liên hệ

Phan Quốc Dũng, Khoa Điện - Điện tử, Trường Đại học Bách Khoa TP.HCM, Việt Nam

Đại học Quốc gia Thành phố Hồ Chí Minh, Việt Nam

Email: pqdung@hcmut.edu.vn

Lịch sử

- Ngày nhận: 30-10-2020
- Ngày chấp nhận: 11-3-2021
- Ngày đăng: 25-4-2021

DOI: 10.32508/stdjet.v4i2.787



Bản quyền

© ĐHQG TP.HCM. Đây là bài báo công bố mở được phát hành theo các điều khoản của the Creative Commons Attribution 4.0 International license.



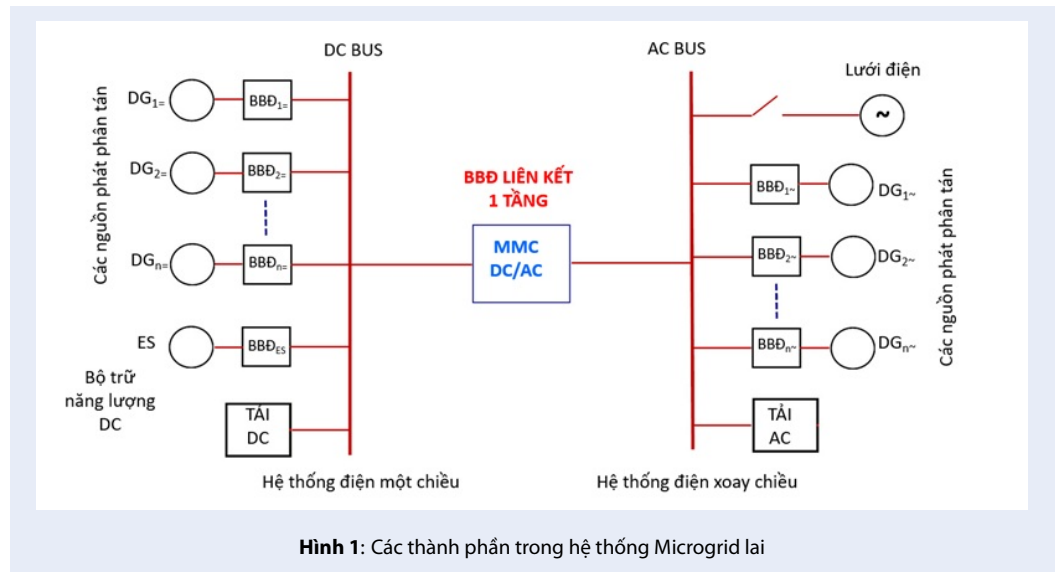
GIỚI THIỆU

Lưới điện nhỏ dạng lai ngày càng phổ biến do tính linh hoạt, độ tin cậy cao và dễ dàng mở rộng hoạt động. Lưới điện nhỏ có 2 chế độ vận hành là vận hành kết nối lưới điện và chế độ hoạt động độc lập, các nghiên cứu gần đây tập trung nghiên cứu lưới điện nhỏ vận hành ở chế độ hoạt động độc lập. Như trên Hình 1, lưới điện nhỏ dạng lai có khả năng tích hợp nhiều loại máy phát điện phân tán (DG) khác nhau bao gồm các nguồn năng lượng tái tạo, phụ tải và thiết bị lưu trữ năng lượng, nhằm mục đích nâng cao hiệu quả, chất lượng, hiệu suất năng lượng. Hệ thống HMG bao gồm các hệ thống điện xoay chiều và một chiều và các DG được kết nối bằng các bộ biến đổi công suất¹. Việc điều khiển HMG có nhiều khó khăn hơn điều khiển một lưới điện một chiều và xoay chiều thuần túy, vì khi đó các DG_AC, DG_DC và IC phải được xem xét đồng thời. Đặc biệt, IC đóng một vai trò quan trọng trong HMG vì chúng có thể hoạt động như một bộ đệm năng lượng, trao đổi công suất hoạt động giữa các lưới con xoay chiều và một chiều. Cấu trúc và phương thức điều khiển các bộ IC đã được nghiên cứu và phát triển nhằm với nhiều

mục tiêu khác nhau: giảm tổn hao công suất trao đổi, giảm sóng hài bậc cao, giảm độ méo dạng tín hiệu điều chế, nâng cao chất lượng điện năng, dễ dàng kết nối hệ thống cho nhu cầu khác nhau về công suất và điện áp...²⁻⁶. Đứng trước các yêu cầu trên, xu hướng thiết kế các bộ IC dạng MMC ngày càng được chú trọng nghiên cứu. MMC cho phép dễ dàng trong việc thiết kế các IC với công suất và điện áp khác nhau, đặc biệt là các ứng dụng có điện áp hoạt động và công suất cao. Điều này được thực hiện dễ dàng bằng cách thêm hoặc bớt số lượng mô-đun cho các bộ IC^{7,8}.

Các bộ MMC hiện nay được điều khiển bởi một bộ xử lý trung tâm. Nhiệm vụ chính của bộ điều khiển trung tâm có thể là cân bằng điện áp tụ điện, cân bằng điện áp giữa các mô-đun, cân bằng dòng điện giữa các pha...⁹⁻¹¹. Nếu số bậc và số pha của IC tăng lên dẫn đến yêu cầu về số lượng mô-đun trong MMC của IC tăng lên thì dẫn đến yêu cầu về khả năng xử lý cũng như tốc độ của các bộ điều khiển trung tâm phải mạnh, số lượng ngõ vào và ngõ ra phải lớn. Ngoài ra, trong quá trình vận hành, nếu một trong các mô-đun bị hư hỏng cần phải thay thế, hệ thống cần có khả năng tái cấu trúc, thì bộ điều khiển trung tâm cần

Trích dẫn bài báo này: Dũng P Q, Công N P, Hòa T P, Tuyên N D, Hưng N D, Nhuận L A. Điều khiển phân tán dịch mức sóng mang cho bộ biến đổi công suất liên kết dạng đa bậc trong lưới điện nhỏ dạng lai. *Sci. Tech. Dev. J. - Eng. Tech.*; 4(2):872-899.



Hình 1: Các thành phần trong hệ thống Microgrid lai

được tính toán và cấu trúc lại, trình tự này có thể mất một thời gian tương đối dài.

Để giải quyết các vấn đề trên, nhằm giảm áp lực của bộ điều khiển trung tâm, tăng tính linh hoạt trong hoạt động và tái cấu trúc khi cần thiết, thuật toán điều khiển phi tập trung là một lựa chọn hợp lý cho các bộ IC. Nghiên cứu về cấu trúc và phương pháp điều khiển phân tán bộ biến đổi công suất đã có những kết quả khả quan với các công bố khoa học theo 3 hướng nghiên cứu chính như sau:

Theo hướng nghiên cứu thứ nhất, điều khiển phi tập trung được đặc trưng bởi cấu trúc phân cấp có hai mức điều khiển như bộ điều khiển chính-phụ, bộ điều khiển chủ-tớ hoặc bộ điều khiển cục bộ-trung tâm. Bộ điều khiển chủ (Master Controller) sẽ truyền và nhận thông tin từ các bộ điều khiển mô-đun (Cell Controller) hoặc các mô-đun sẽ trao đổi thông tin với nhau (tất cả các mô-đun đều như nhau, không có Master) thông qua các tiêu chuẩn truyền thông. Góc dịch pha sóng mang của mô-đun sẽ được tính dựa trên thông tin được truyền. Hệ thống dễ dàng đạt tối ưu toàn cục. Tuy nhiên, độ tin cậy giảm do phụ thuộc nhiều vào bộ điều khiển trung tâm và chi phí cao của hệ thống. Ngoài ra, hệ thống yêu cầu băng thông truyền thông rất cao khi quá trình cấu hình và tái cấu trúc cần phải thực hiện nhanh¹²⁻²⁴.

Theo hướng nghiên cứu thứ hai, mỗi mô-đun của bộ biến đổi công suất hoạt động độc lập dựa trên thông tin dòng điện và điện áp của chính nó, không trao đổi thông tin với các mô-đun lân cận. Ngược lại, góc dịch pha sóng mang của mô-đun sẽ được tính toán thông qua thuật toán khá phức tạp. Cấu trúc này dễ kết nối do điều khiển phân tán, tuy nhiên đòi hỏi tính toán

phức tạp cho các cấu hình bộ biến đổi công suất với số lượng lớn mô-đun^{25,26}.

Theo hướng nghiên cứu thứ ba, các mô-đun của bộ biến đổi công suất sẽ trao đổi thông tin với các mô-đun lân cận. Thông tin trao đổi có thể là vị trí của mô-đun, góc pha của sóng mang, biên độ của sóng mang ... Hệ thống sẽ ổn định sau một số vòng lặp của thuật toán. Cấu trúc này cũng tăng độ tin cậy do điều khiển phân tán, thuật toán điều khiển không phức tạp, tuy nhiên thời gian để cấu hình hệ thống phụ thuộc vào tốc độ xử lý của bộ điều khiển mô-đun, thời gian lấy mẫu của chương trình và số lượng mô-đun trong hệ thống²⁷⁻³⁴.

Bài báo này trình bày việc thực hiện thiết kế các bộ IC theo cấu trúc điều khiển phân tán dạng MMC, sử dụng phương pháp dịch mức sóng mang DSA-LSC³⁵ làm giải thuật điều khiển với sự cải tiến trong phương pháp cập nhật mức sóng mang của mỗi bộ điều khiển mô-đun. Trong phương pháp này, mỗi mô-đun có thể tự điều chỉnh sóng mang riêng của chúng để tạo ra sóng mang chuyển cấp, và chúng không phụ thuộc vào số lượng mô-đun được kích hoạt trong hệ thống. Thông tin trao đổi giữa các mô-đun có thể là số lượng mô-đun có trong hệ thống, vị trí của mô-đun hiện tại.... Từ các thông tin này, các mô-đun sẽ tính toán ra độ lớn của sóng mang và sự bố trí của chúng. Điều này cho phép tái cấu trúc động số mô-đun bộ biến đổi MMC khi thực hiện phương pháp điều rộng xung sóng mang phân tán trong trường hợp thay đổi số lượng mô-đun. Tính năng và hiệu quả của các bộ IC phân tán được kiểm chứng qua một hệ thống Microgrid lai được mô phỏng trên Matlab/ Simulink. Quá trình trao đổi công suất, chất lượng điện áp... của mô hình sẽ được đánh giá toàn diện.

Tại Việt Nam, lưới điện thông minh đang trên đà cải tiến và tiếp tục đưa vào sử dụng rộng rãi với kỳ vọng về tiềm năng lớn giúp sử dụng năng lượng điện tiết kiệm, hiệu quả, bền vững. Việt Nam đã có những chính sách rõ ràng, cụ thể nhằm hiện thực hóa các mục tiêu, thể hiện qua ban hành một số quyết định và phê duyệt các dự án liên quan đến lưới điện thông minh: Quyết định số 1670/QĐ-TTg của Thủ tướng Chính phủ: Phê duyệt đề án phát triển Lưới điện Thông minh tại Việt Nam; Quyết định số 519/QĐ-TTg ngày 11/05/2018 của Thủ tướng Chính phủ về việc phê duyệt chủ trương đầu tư Dự án “Ứng dụng lưới điện thông minh để phát triển các nguồn năng lượng tái tạo và sử dụng năng lượng hiệu quả (SGRE_EE)”; sử dụng vốn ODA không hoàn lại của Chính phủ Đức. Chính vì vậy, nghiên cứu này cũng sẽ có những kỳ vọng góp phần không nhỏ cho sự phát triển của hệ thống lưới điện thông minh tại Việt Nam.

HỆ THỐNG LƯỚI ĐIỆN NHỎ DẠNG LAI

Một hệ thống lưới điện nhỏ (LĐN) lai rút gọn ở chế độ hoạt động độc lập sẽ được mô hình hóa và mô phỏng dùng phần mềm Matlab/Simulink cho các nghiên cứu điều khiển bộ IC công suất liên kết trong hệ thống. Cấu trúc của LĐN lai rút gọn có các phần tử cơ bản như sau (Hình 2):

- Hệ thống điện xoay chiều gồm có: một nguồn phát điện phân tán kết nối với AC bus thông qua các bộ biến đổi công suất DC/AC được mô phỏng bằng một nguồn áp DC và một bộ nghịch lưu DC/AC ba pha (không làm mất tính tổng quát ví dụ cho trường hợp số bậc là 9 bậc) (A). Tải xoay chiều ba pha (tiêu thụ công suất P_{AC}) kết nối với lưới xoay chiều tại AC bus (điểm nối chung PCC) (B).

- Hệ thống điện một chiều gồm có: nguồn phát điện phân tán kết nối với DC bus thông qua các bộ biến đổi công suất được mô phỏng bằng một nguồn DC (C) và tải một chiều (tiêu thụ công suất P_{DC}) kết nối với lưới điện DC tại DC bus (D).

- Bộ biến đổi công suất liên kết lưới điện một chiều và xoay chiều có dạng bộ biến đổi DC/AC ba pha dạng MMC (không làm mất tính tổng quát ví dụ cho trường hợp số bậc là 9 bậc) (E). Bộ biến đổi liên kết có 2 nhiệm vụ:

- Điều khiển theo chế độ điều khiển điện áp nhằm thực hiện chức năng đồng bộ hóa với lưới AC.
- Sau đó, điều khiển theo chế độ điều khiển dòng và sử dụng phương pháp điều khiển Droop để có thể trao đổi công suất hai chiều giữa AC và DC bus.

Điều khiển Droop truyền thống cho hệ thống LĐN dạng lai (HMG)³⁶

Khi nguồn phát phân tán AC và DC được điều khiển sử dụng phương pháp điều khiển Droop thông thường, các phương trình của điều khiển Droop như sau:

$$\begin{cases} f_{AC} = f_{AC,max} + m_P P_{AC} \\ f_{AC,min} \leq f_{AC} \leq f_{AC,max} \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} V_{AC} = V_{AC,max} + n_Q Q_{AC} \\ V_{AC,min} \leq V_{AC} \leq V_{AC,max} \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} V_{DC} = V_{DC,max} + m_{PDC} P_{DC} \\ V_{DC,min} \leq V_{DC} \leq V_{DC,max} \end{cases} \quad (6)$$

Trong đó, $f_{AC,max}$, $f_{AC,min}$, f_{AC} , m_P và P_{AC} là giá trị lớn nhất và nhỏ nhất cho phép của tần số, tần số hiện tại, hệ số Droop, và công suất AC tương ứng. $V_{DC,max}$, $V_{DC,min}$, V_{DC} , m_{PDC} và P_{DC} là giá trị lớn nhất và nhỏ nhất có thể của điện áp DC, điện áp hiện tại, hệ số Droop, công suất DC tương ứng.

Hình 3(a) và (b) miêu tả đặc tính Droop của phương trình (4), (5), (6). Chúng được chuẩn hóa thành Hình 3(c) và (d) bằng phương trình (7), (8) để phân ánh mối liên hệ giữa lưới điện nhỏ AC và DC:

$$f_{AC,norm} = \frac{f_{AC} - 0.5(f_{AC,max} + f_{AC,min})}{0.5(f_{AC,max} - f_{AC,min})} \quad (7)$$

$$V_{DC,norm} = \frac{V_{DC} - 0.5(V_{DC,max} + V_{DC,min})}{0.5(V_{DC,max} - V_{DC,min})} \quad (8)$$

Trong đó $f_{AC,norm}$ và $V_{DC,norm}$ là giá trị chuẩn hóa của tần số và điện áp DC. Để kết hợp các đặc tính Droop của AC và DC, sai số e_{norm} giữa điện áp chuẩn hóa DC và tần số AC được định nghĩa như (9):

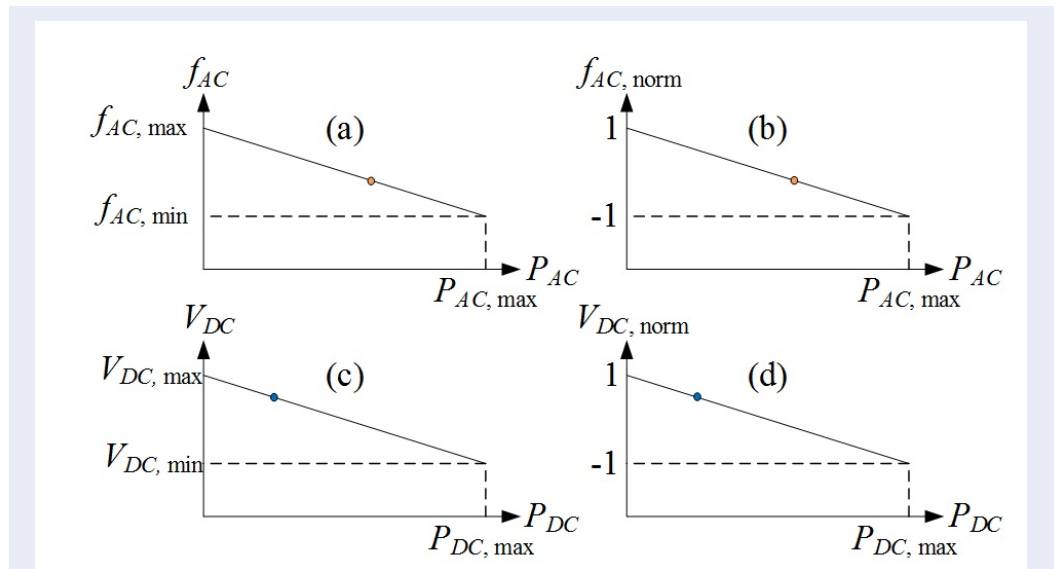
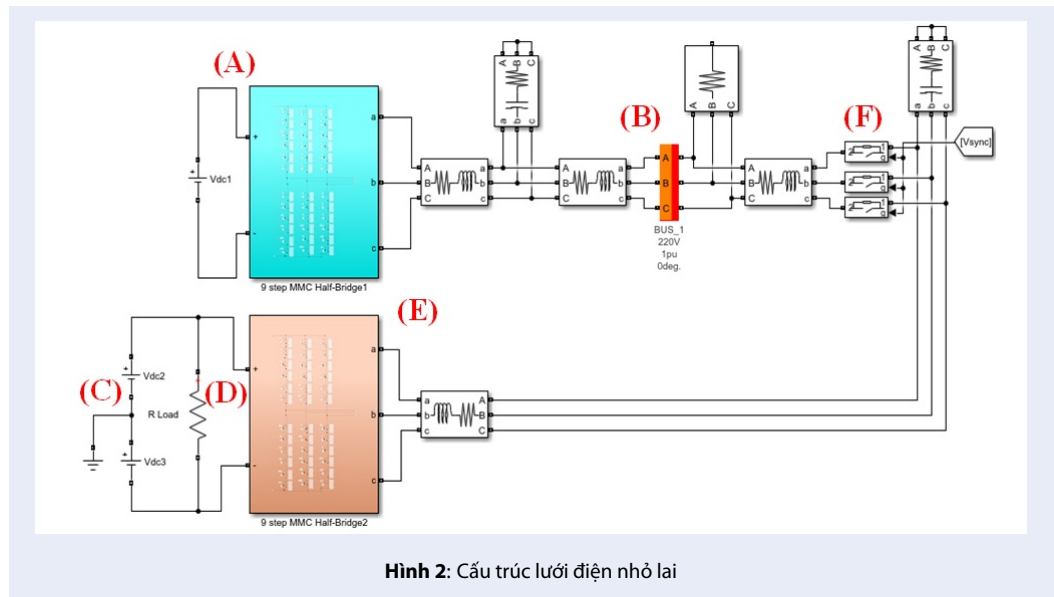
$$e_{norm} = V_{DC,norm} - f_{AC,norm} \quad (9)$$

Công suất trao đổi của BBD liên kết được điều chỉnh để tối thiểu sai số e_{norm} như là phương trình được cho trong (10):

$$P_{IC}^* = K_n e_{norm} \quad (10)$$

Trong đó P_{IC}^* là công suất tham chiếu của BBD liên kết và K_n là hằng số độ lợi, dòng tham chiếu I_{IC}^* cơ bản được tính như (11):

$$I_{IC}^* = (v_{AC})^{-1} P_{IC}^* \quad (11)$$



Hình 3: (a) Đặc tính Droop AC; (b) Đặc tính Droop DC; (c) Đặc tính Droop AC sau khi chuẩn hóa; (d) Đặc tính Droop DC sau khi chuẩn hóa.

Phương pháp điều khiển cho IC trong một HMG rút gọn³⁷

Ở giai đoạn thứ nhất, điện áp tại điểm kết nối chung (PCC) lưới AC được DG_{AC} điều khiển. Trong giai đoạn này, có một số giá trị đặt cần lưu ý trong các phương trình của điều khiển Droop, nó là các giá trị $V_{DC,max}$ và $f_{AC,max}$, các giá trị này sẽ quy định biên độ và tần số điện và chúng thường lớn hơn các giá trị tiêu chuẩn khoảng 1%. Ngoài ra cũng cần lựa chọn các hệ số K_p, K_i thích hợp cho bộ điều khiển PI để nó có thể

đạt thời gian xác lập nhanh và chính xác theo mong muốn. Đầu vào của hệ điều khiển là giá trị điện áp và dòng tức thời đã qua bộ lọc thụ động (LCL) (E) của đầu ra BBD liên kết hướng về phía PCC lưới AC. Điện áp và dòng sau khi chuyển đổi hệ trục tọa độ bằng biến đổi Park sẽ được đưa qua bộ tính toán công suất tức thời theo công thức (12). Các giá trị công suất thực tế sẽ có một số nhiễu ở tần số cao, tùy thuộc vào độ ổn định của điện áp và tần số và dòng, nên ta cho nó qua một bộ lọc thông thấp LPF để kết quả tính toán trong vòng điều khiển chính xác hơn. Các thông số

sau khi qua bộ lọc sẽ được tính toán tiếp theo công thức (4), (5). Để được các giá trị tần số yêu cầu và điện áp yêu cầu thành phần trực d . Tại đây giá trị tần số góc sẽ được đưa qua bộ PLL để xác định góc Θ cho việc chuyển đổi abc-dq. Còn điện áp yêu cầu sẽ được so sánh với điện áp thực tế thành phần trực d sau đó đưa qua bộ điều khiển PI để điều khiển giá trị điện áp thực tế đạt được giá trị như đã đặt. Khi đã được các giá trị đặt ở hệ trục dq ta sẽ chuyển đổi chúng ngược trở về lại hệ trục abc sau đó qua bộ PWM để có các xung PWM đưa vào kích động ngắt BBD DG_{AC} .

$$\begin{aligned} P_{AC}^* &= v_{AC,d} i_{LAC,d} + v_{AC,q} i_{LAC,q} \\ Q_{AC}^* &= v_{AC,q} i_{LAC,d} - v_{AC,d} i_{LAC,q} \end{aligned} \quad (12)$$

Sau khi giai đoạn 1 hoạt động ổn định, chuyển tiếp qua giai đoạn 2 sẽ là giai đoạn điều khiển điện áp cho BBD liên kết IC, lúc này DG_{DC} vẫn chưa được kết nối với hệ thống AC. BBD liên kết sẽ được mô phỏng bằng một nguồn áp và một bộ nghịch lưu dạng mạch cầu ba pha có chức năng là bộ thi hành để tạo ra điện áp AC ta sẽ gọi nó là IC. Mục đích của giai đoạn 2 này là điều chỉnh điện áp đầu ra của IC giống với điện áp AC tại PCC như đã điều chỉnh ở giai đoạn 1. Do đó giá trị đầu vào ở giai đoạn này sẽ là giá trị điện áp AC tại PCC và đây cũng là giá trị đặt cho giai đoạn điều khiển này. Tương tự như trên ta cũng dùng 2 bộ điều khiển PI điều chỉnh điện áp đầu ra của bộ IC để bám theo giá trị đặt. Quá trình tiếp theo y như phần trên, cuối cùng ta có được xung điều khiển cho bộ IC như Hình 4.

Giai đoạn 2 được xem như là bước chuẩn bị cho giai đoạn 3, là bước khởi đầu cho hệ thống tiến đến xác lập và trao đổi công suất giữa hai hệ thống con AC và DC. Khi cả hai điện áp tại PCC AC và IC là như nhau, ta sẽ bắt đầu giai đoạn 3 bằng cách nối IC vào bus AC, lúc này sơ đồ điều khiển IC ở giai đoạn 2 sẽ không được dùng nữa mà thay vào đó là sơ đồ như Hình 5.

Nó bao gồm 3 khối chính đó là: khối tính toán dòng yêu cầu ở tần số cơ bản, khối điều khiển dòng, và khối PLL tương tự như giai đoạn 1. Nhiệm vụ chính của giai đoạn 3 là điều khiển dòng qua IC để thực hiện trao đổi công suất trong LĐN lai. Khâu tính toán PLL sẽ cung cấp thông tin góc Θ tương tự như giai đoạn 2, còn khối tính toán dòng yêu cầu ở tần số cơ bản dựa trên Droop công suất $P-f$ do IC chỉ điều khiển truyền công suất P . Từ sai số tần số và hệ số droop mp , công suất yêu cầu cho bộ BBD liên kết được thiết lập. Từ phương trình (12), với $Q_{ref} = 0$, ta suy ra giá trị các thành phần dòng IC yêu cầu i_{Ld}^* và i_{Lq}^* . Khâu hiệu chỉnh PI cho các thành phần d, q của dòng qua BBD liên kết sẽ thiết lập điện áp yêu cầu v_{IC_abc} để điều chỉnh cho IC (Hình 6)

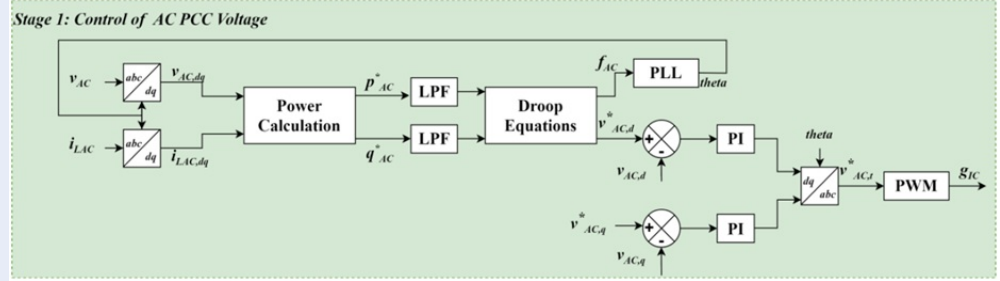
Trong hệ thống HMG, các bộ IC đóng vai trò trao đổi công suất giữa DC và AC bus, khi nhu cầu công suất trao đổi tăng lên, các bộ IC được thiết kế dạng MMC có những ưu thế vượt trội so với các bộ trao đổi công suất cổ điển. Nhằm tăng khả năng tối ưu trong vận hành, tăng khả năng cung cấp điện liên tục khi tái cấu trúc MMC (thêm, bớt mô-đun), phương thức điều khiển phân tán các bộ MMC được chú trọng nghiên cứu.

PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN PHÂN TÁN ĐỂ XUẤT CHO BỘ BIẾN ĐỔI CÔNG SUẤT LIÊN KẾT IC-MMC

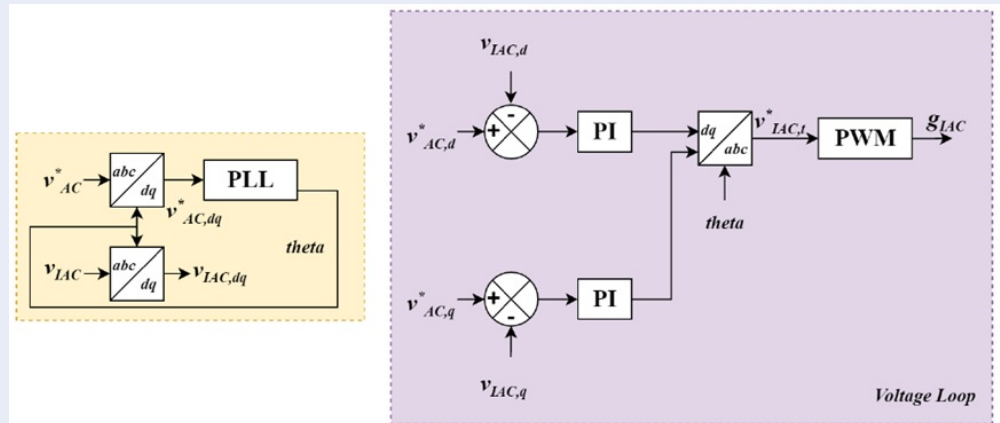
Hình 7 và Hình 8 trình bày sơ đồ nguyên lý mạch công suất và cấu trúc điều khiển phân tán cho bộ biến đổi công suất liên kết dạng MMC trong HMG. Nhằm thực hiện điều chế đa bậc ở ngõ ra điện áp, các sóng mang sẽ được bố trí nằm trong đoạn từ 0 đến 1. Hình 9 trình bày sự sắp xếp của 4 sóng mang cho một pha làm ví dụ. Đối với cấu trúc để xuất thì mỗi mô-đun bao gồm 2 bộ một pha bán cầu và một bộ điều khiển mô-đun để tính toán và tạo ra một sóng mang với biên độ, vị trí phụ thuộc vào số lượng mô-đun có trong một pha, vị trí của mô-đun đang tính toán. Mô-đun sẽ trao đổi thông tin về vị trí và tổng số mô-đun có trong hệ thống, những tín hiệu này được nhận từ mô-đun phía trước truyền đến.

Phương pháp để xuất được thực hiện bằng cách sử dụng các công thức (13)-(15). Trong đó, công thức (15) là cải tiến so với phương pháp truyền thống³⁵. Quy tắc thực hiện đánh số vị trí mô-đun rất đơn giản: tại mô-đun n , tại lần lặp k , số thứ tự của mô-đun $n-1$ (được đặt tên là $count_in$) được đọc và tăng lên một đơn vị, được gán là $count_out$. Trình tự giống nhau được áp dụng cho tất cả các mô-đun. Vì đường truyền thông tin số thứ tự chỉ là một vòng lặp mở, mô-đun tại vị trí đầu tiên có giá trị là 0 (không có thông tin). Số đếm thông tin của mô-đun cuối cùng là tổng số mô-đun được kích hoạt trong chuỗi và nó có thể được truyền đến tất cả các mô-đun (xem công thức (13) và Hình 8). Biên độ đỉnh-đỉnh một sóng mang được tính theo công thức (14) và mức của sóng mang thứ n được tính theo công thức (15) sử dụng các biến nội của bộ điều khiển mô-đun và không cần cập nhật thông tin mức A_{n-1} (biến ngoại) của mô-đun phía trước thứ $(n-1)$ truyền đến như được đề xuất trong phương pháp truyền thống³⁵, làm tăng độ tin cậy dữ liệu xử lý. Chức năng, ý nghĩa của các ngõ vào, ngõ ra và biến nội của một mô-đun được giải thích trong Bảng 1. Lưu đồ thuật toán của phương pháp DSA-LSC cải tiến được minh họa trong Hình 10. Việc loại bỏ bất kỳ mô-đun nào được điều khiển bởi tín hiệu cho phép (EN).

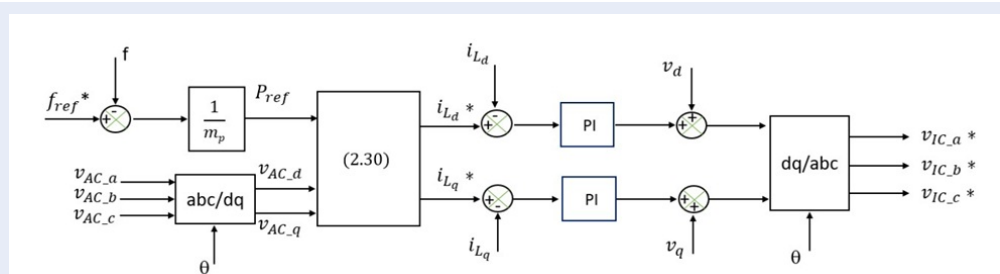
$$count_out_n^{k+1} = count_in_{n-1}^k + 1 \quad (13)$$



Hình 4: Sơ đồ điều khiển điện áp AC tại PCC ở giai đoạn 1.



Hình 5: Sơ đồ điều khiển điện áp đầu ra của DG_{AC}



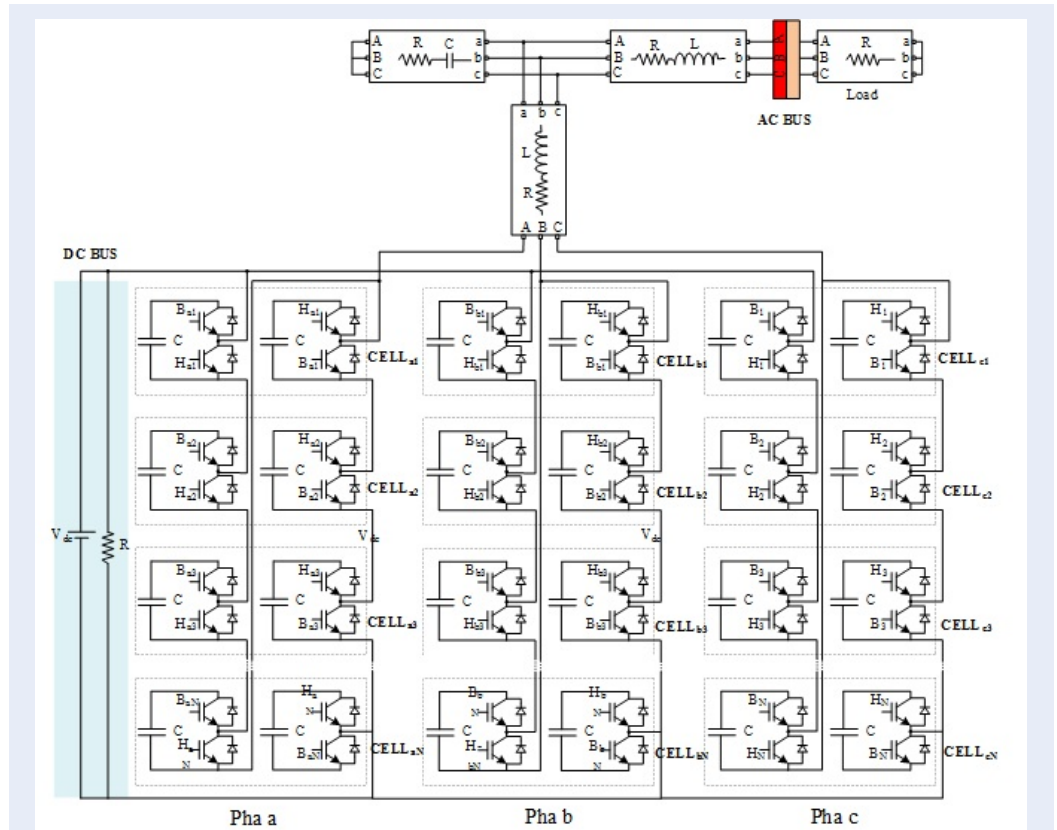
Hình 6: Mô hình điều khiển trao đổi công suất của BBD liên kết

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG ĐIỀU KHIỂN HỆ THỐNG LƯỚI ĐIỆN NHỎ DẠNG LAI BẰNG BỘ IC-MMC VỚI GIẢI THUẬT DSA-LSC CẢI TIẾN

Để kiểm chứng hoạt động của bộ điều khiển IC, ta thực hiện mô hình với các IC cấu hình khác nhau trên phần mềm mô phỏng MATLAB/Simulink (Hình 11). Mô hình khảo sát có dạng nghịch lưu ba pha dạng MMC như Hình 8, bộ IC-MMC có 6 mô-đun mỗi

$$\Delta A_{base}^{k+1} = \frac{1}{N_{total}^k} \quad (14)$$

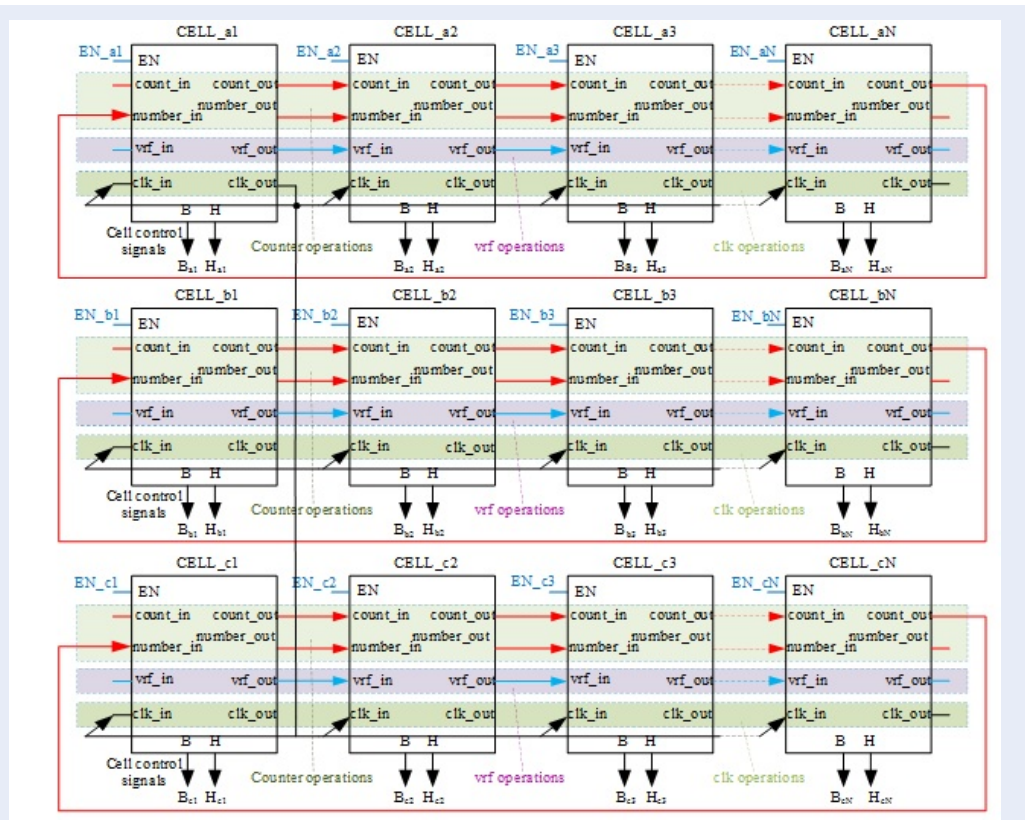
$$A_n^{k+1} = \Delta A_{base}^k + \Delta A_{base}^k * count_in_n^{k+1} \quad (15)$$



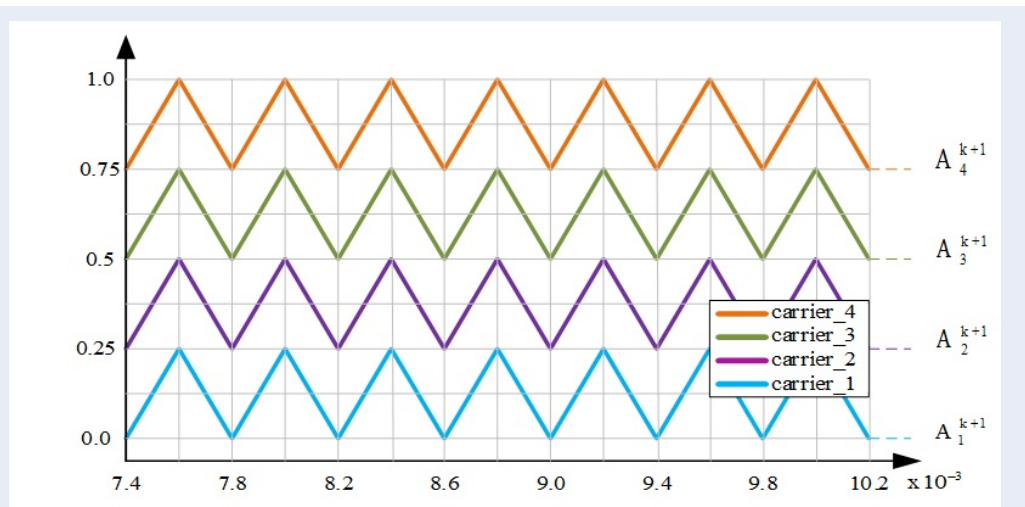
Hình 7: Sơ đồ kết nối khóa IGBT của bộ biến đổi công suất liên kết dạng MMC trong HMG

Bảng 1: Chức năng ngõ vào/ra của 1 mô-đun

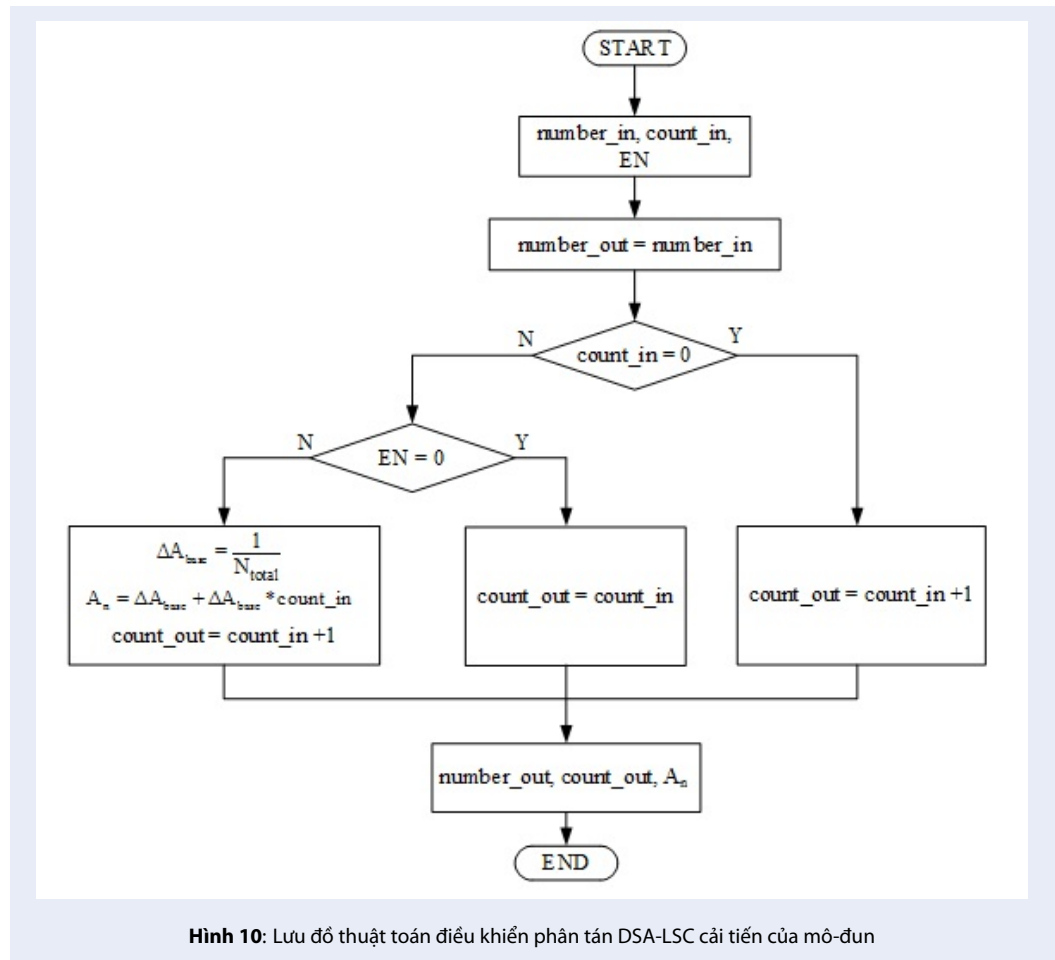
Ngõ vào	
EN	Enable
count_in	Nhận thông tin vị trí từ mô-đun phía trước
number_in	Nhận thông tin tổng số mô-đun từ mô-đun phía trước
vrf_in	Nhận tín hiệu điều chế từ mô-đun phía trước
clk_in	Nhận xung clock đồng bộ từ mô-đun phía trước
Ngõ ra	
count_out	Truyền thông tin vị trí đến mô-đun bên cạnh
number_out	Truyền thông tin tổng số mô-đun đến mô-đun bên cạnh
vrf_out	Truyền tín hiệu điều chế đến mô-đun bên cạnh
clk_out	Truyền xung clock đồng bộ đến các mô-đun
B, H	Tín hiệu điều khiển IGBT
Biến nội	
ΔA_{base}	Biên độ đỉnh-đỉnh một sóng mang
A_n	Mức (thấp) sóng mang thứ n
N_{total}	Tổng số mô-đun được kích hoạt



Hình 8: Sơ đồ kết nối điều khiển phân tán bộ biến đổi công suất liên kết dạng MMC (ba pha đa bậc) trong HMG



Hình 9: Quy tắc cập nhật mức sóng mang phân tán với phương pháp DSA-LSC cải tiến (cho một pha)



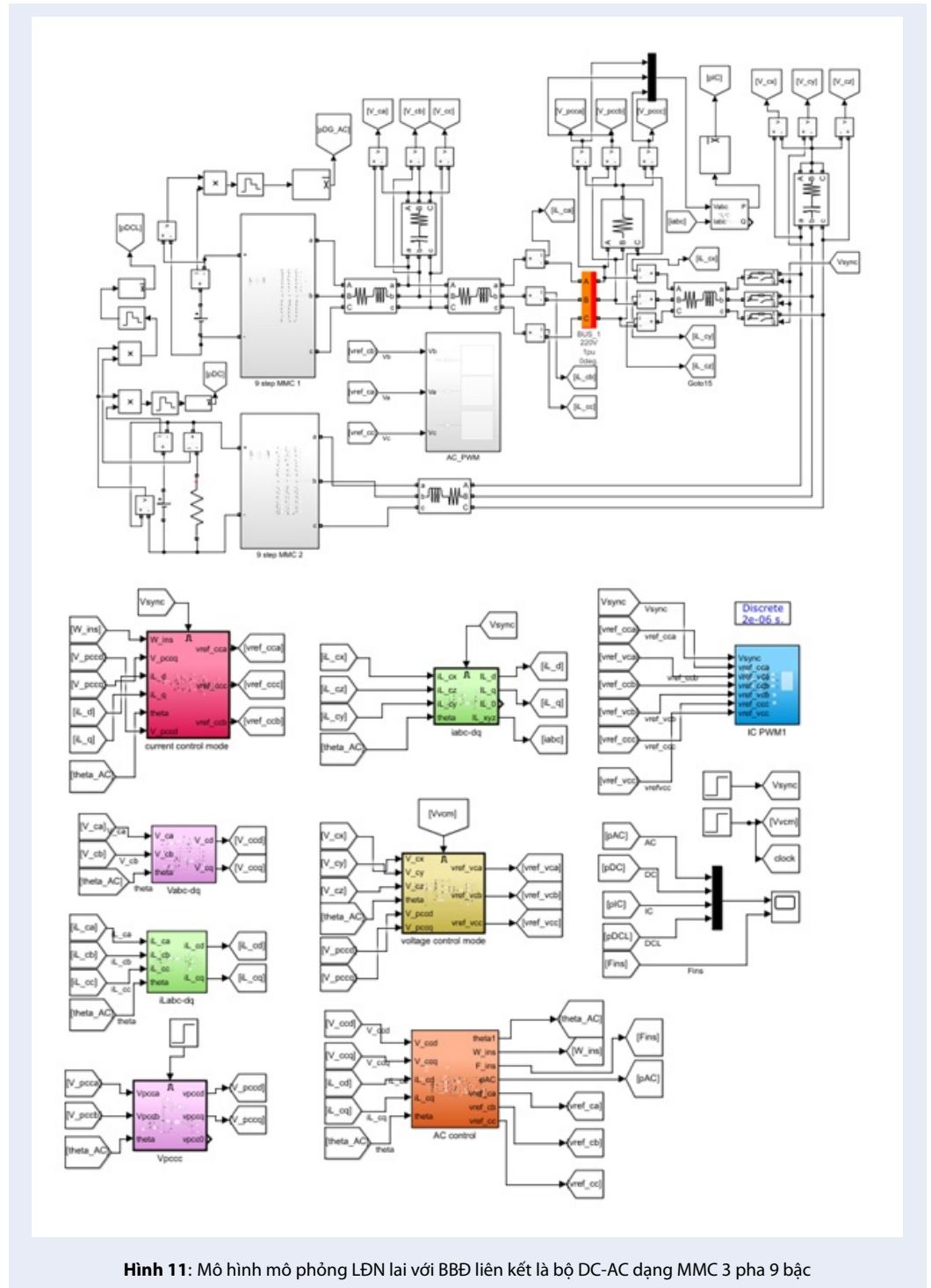
Hình 10: Lưu đồ thuật toán điều khiển phân tán DSA-LSC cải tiến của mô-đun

pha. Thông số mô phỏng được cho trong Bảng 2, các thông số dùng để mô phỏng phù hợp cho hệ thống có công suất dưới 100kW, điện áp hạ áp dưới 500V. Nhiệm vụ của bộ IC-MMC là điều khiển trao đổi công suất giữa lưới con AC và lưới con DC trên cơ sở điều khiển theo phương pháp được trình bày ở mục 2.2. Ví dụ như nhu cầu công suất của tải AC thấp và công suất tải DC cao, tần số của lưới sẽ cao hơn 50Hz theo nguyên lý điều khiển droop $P-f$ của DG_{AC} , khi đó IC chuyển công suất thực từ AC sang hỗ trợ lưới DC để giảm tần số xuống cho gần bằng 50Hz. Ngược lại, nếu nhu cầu tải của lưới AC cao, tần số sẽ giảm xuống dưới 50Hz, khi đó IC sẽ chuyển công suất từ lưới DC sang AC nhằm hỗ trợ lưới AC và kéo tần số AC lên gần 50Hz. IC được điều khiển theo phương pháp điều khiển áp và dòng điện (Hình 13 và 14). Cần lưu ý là tần số lưới AC do một DG_{AC} chạy droop quyết định (Hình 12). Do vậy, có thể dùng IC như cầu nối để chuyển công suất qua lại giữa AC và DC Microgrid để điều hòa tần số của lưới AC tùy vào tình trạng nhu cầu tải của lưới AC và DC cao hay thấp.

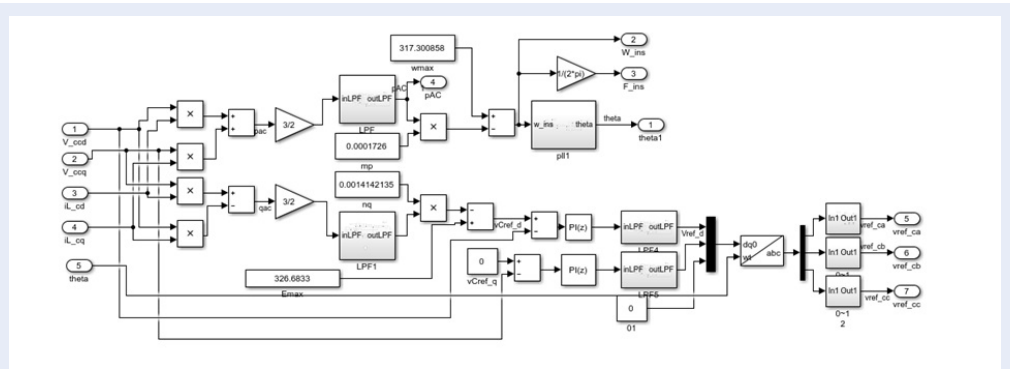
Trường hợp khảo sát 1: Công suất tải AC: $P_{AC,L} = 36kW$, công suất tải DC: $P_{DC,L} = 30kW$

Đáp ứng công suất $P_{DC,L}$, $P_{AC,L}$, P_{IC} (công suất bộ biến đổi công suất liên kết) và tần số f của điện áp tại PCC theo thời gian được trình bày trên Hình 15.

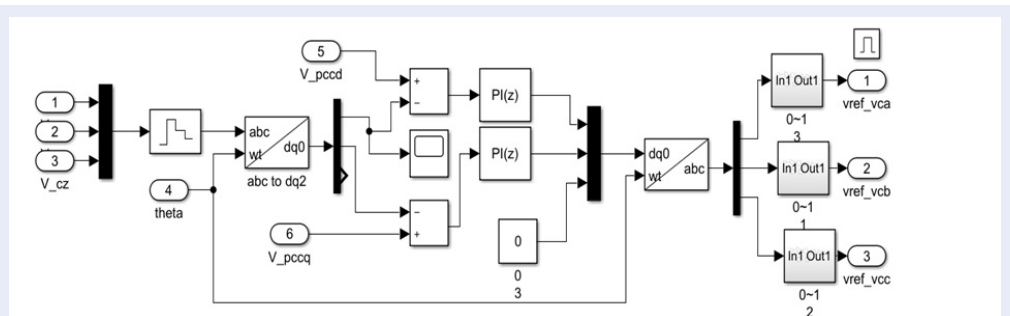
- Từ 0 đến 1s: nguồn phát phân tán DG_{AC} tạo lưới AC và cung cấp công suất 36kW cho tải AC, nguồn phát DG_{DC} cung cấp công suất 30kW cho tải DC. Hai nguồn AC và DC cách ly với nhau.
- Từ 1s đến 1.5s: IC-MMC điều khiển đồng bộ hóa với lưới điện AC tại PCC. Hai nguồn AC và DC cách ly với nhau. Nguồn phát phân tán DG_{AC} cung cấp công suất 36kW cho tải AC, nguồn phát DG_{DC} cung cấp công suất 30kW cho tải DC.
- Từ 1.5s đến 3.0s: nguồn DG_{DC} thông qua IC (DC-AC) hòa đồng bộ tại PCC với nguồn DG_{AC} . Điều khiển công suất qua IC để thực hiện trao đổi công suất trong LĐN lai. Do công suất tải AC cao, theo droop $P-f$ tần số sẽ giảm thấp gần 49.5Hz (mức thấp cho phép), khi đó IC-MMC chuyển công suất thực từ DG_{DC} sang



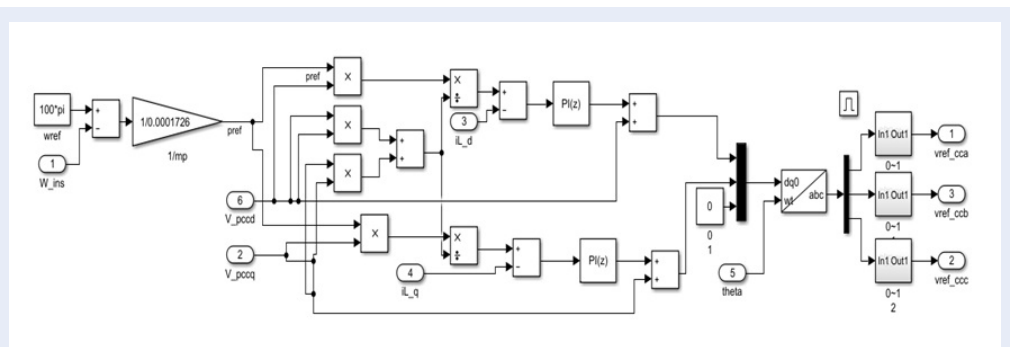
Hình 11: Mô hình mô phỏng LĐN lại với BBD liên kết là bộ DC-AC dạng MMC 3 pha 9 bậc



Hình 12: Bộ điều khiển DG_{AC} tạo lưới



Hình 13: Bộ điều khiển IC theo phương pháp điều khiển áp



Hình 14: Bộ điều khiển IC theo phương pháp điều khiển dòng

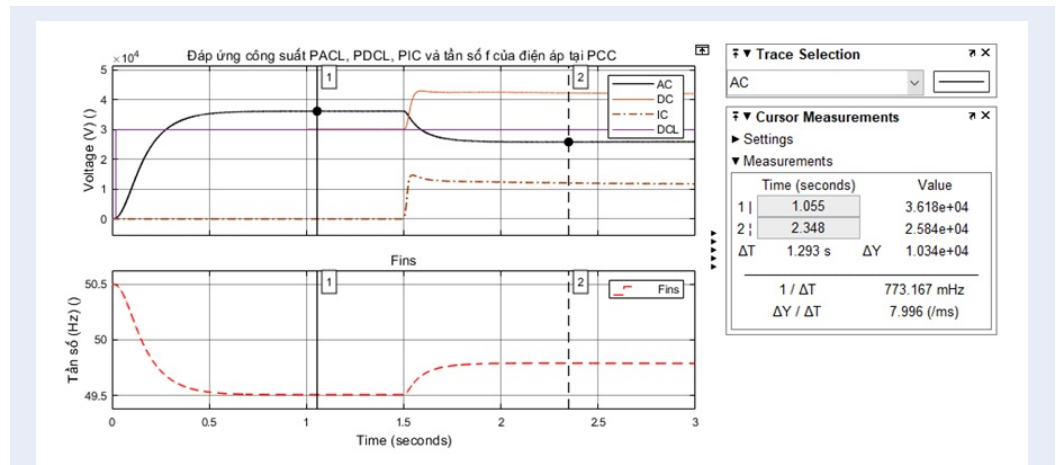
lưới AC (khoảng 12.23kW cho tải AC) để kéo tần số lên giá trị khoảng 49.8Hz do công suất từ DG_{AC} cấp cho tải AC giảm xuống còn khoảng 25.84kW cho tải AC.

Các đáp ứng áp, dòng, công suất theo giải thuật điều khiển LĐN lai cho trường hợp khảo sát 1 được trình bày chi tiết trên Hình 15-Hình 24. Hệ thống hoạt động tốt và các đáp ứng hoàn toàn phù hợp theo yêu cầu. Bộ biến đổi công suất liên kết thực hiện đúng yêu cầu điều khiển trao đổi công suất giữa AC bus và

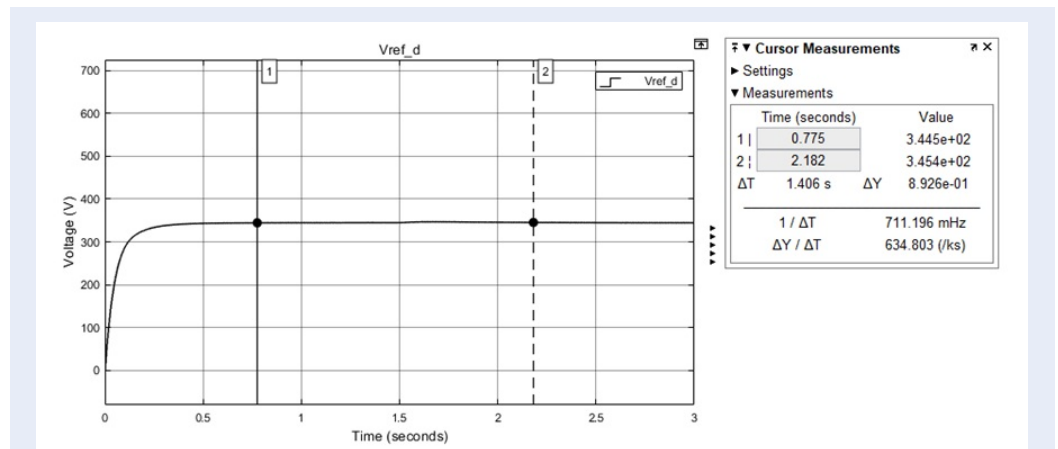
DC bus và đảm bảo giá trị điện áp và tần số chuẩn tại PCC, cụ thể trong khảo sát này là công suất luân chuyển từ DC sang AC bus. Hình 25. hiển thị phân tích FFT điện áp giữa 2 pha của IC-MMC, kết quả THD = 2.56%, điện áp ngõ ra có độ méo dạng hình sin thấp, đảm bảo chất lượng điện năng.

Bảng 2: Thông số mô hình mô phỏng

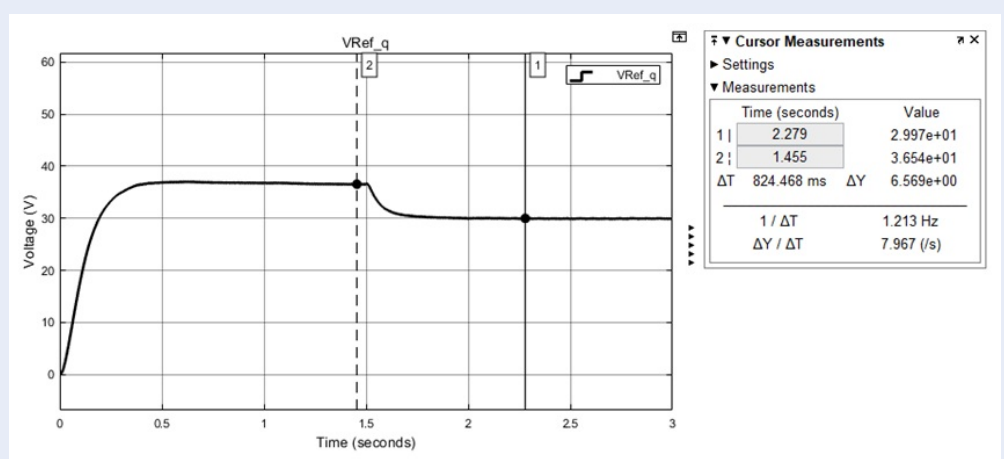
Thông số	Giá trị	Thông số	Giá trị
$f_{AC,max}$	50.5	$Z_{IC}=R_{IC}+jL_{IC}$	$0.2\Omega+3j$ mH
$f_{AC,min}$	49.5	$K_p(InvDG_{AC})$	2
$V_{DC,DG_{AC}}$	615V	$K_p(InvIC)(VCM)$	1.5
$V_{DC,DG_{DC}}$	615V	$K_p(InvIC)(CCM)$	2
m_p	0.0001726HzW^{-1}	$K_i(InvDG_{AC})$	10
n_q	0.001414VVar^{-1}	$K_i(InvIC)(VCM)$	15
$P_{AC,L}$	36, 12, 24kW	$K_i(InvIC)(CCM)$	10
$P_{DC,L}$	30 kW	T_s	$2e-6\text{s}$
$V_{AC,RMS}$	220V		



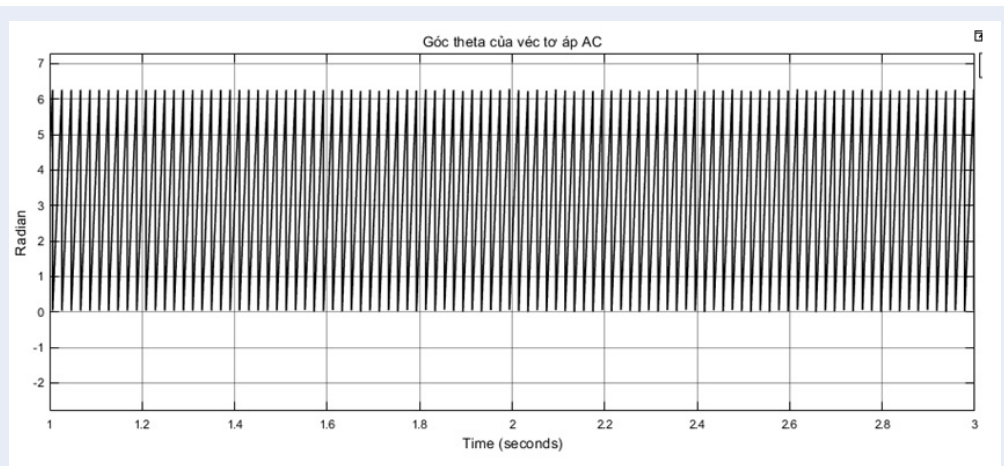
Hình 15: Đáp ứng công suất $P_{AC,L}$, $P_{DC,L}$, P_{IC} và tần số f của điện áp tại PCC theo thời gian với $P_{AC,L} = 36\text{kW}$



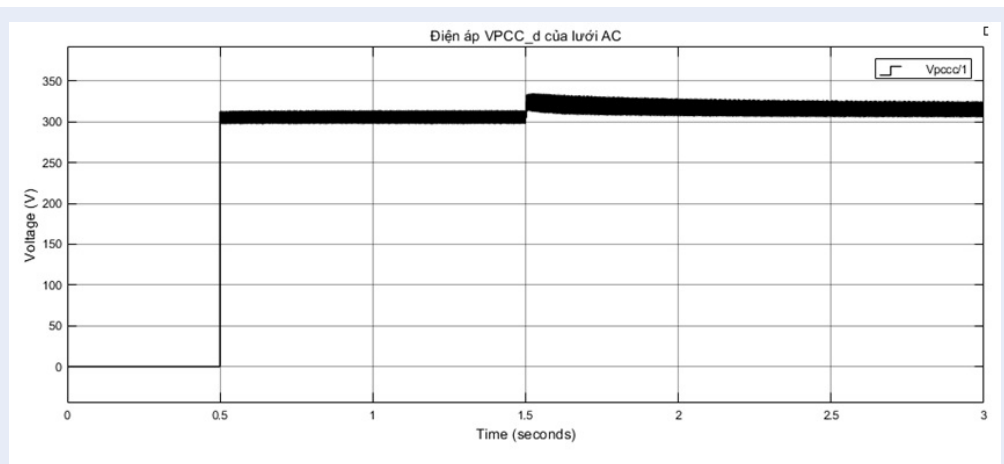
Hình 16: Đáp ứng thành phần điện áp yêu cầu $V_{ref,d}$ trong hệ đồng bộ dq của bộ điều khiển DG_{AC} với $P_{AC,L} = 36\text{kW}$



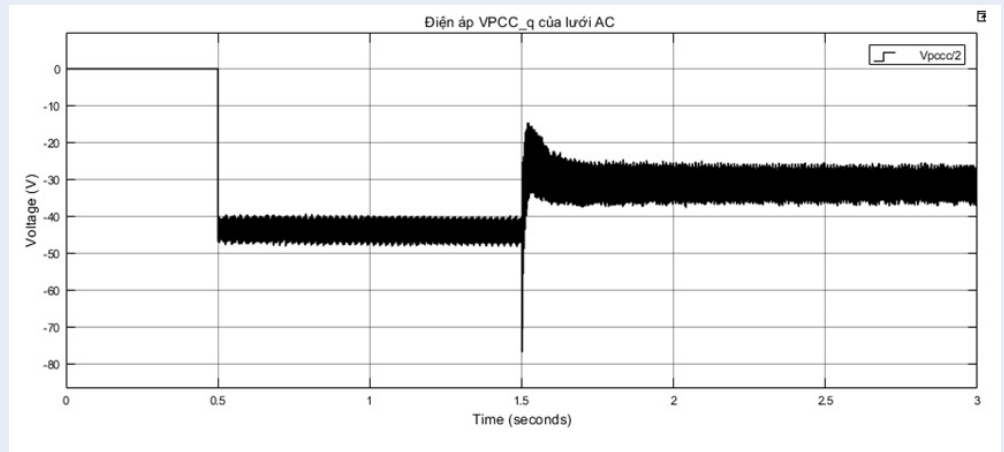
Hình 17: Đáp ứng thành phần điện áp yêu cầu V_{ref_q} trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển DG_{AC} với $P_{AC,L} = 36kW$



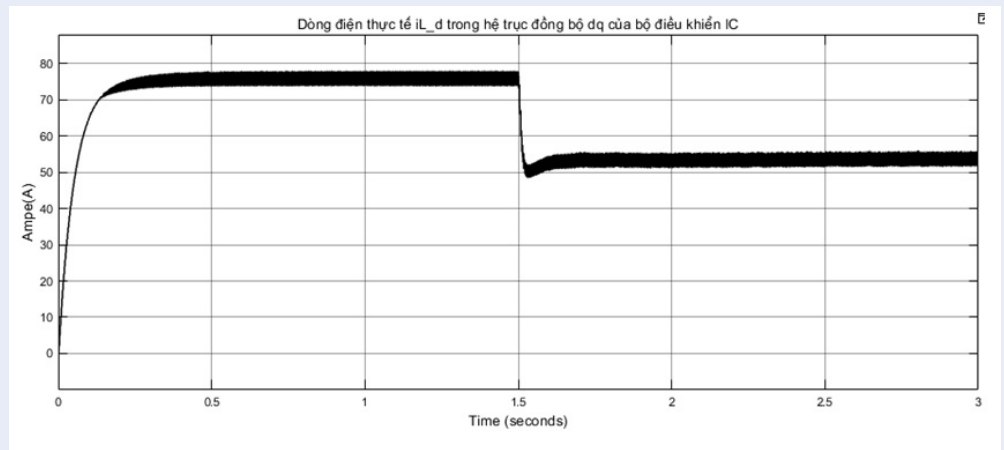
Hình 18: Góc θ của véc tơ áp với $P_{AC,L} = 36kW$



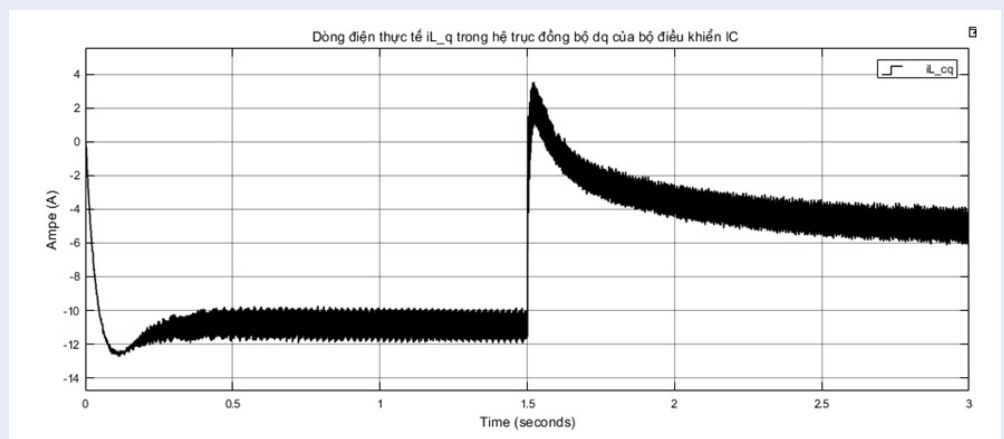
Hình 19: Đáp ứng thành phần điện áp V_{PCC_d} thực tế của lưới AC với $P_{AC,L} = 36kW$



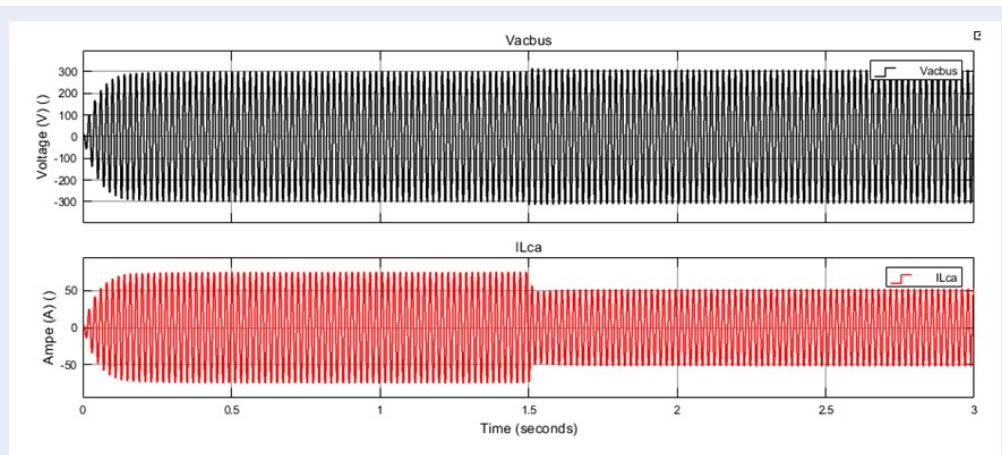
Hình 20: Đáp ứng thành phần điện áp V_{PCC-q} thực tế của lưới AC với $P_{AC,L} = 36kW$



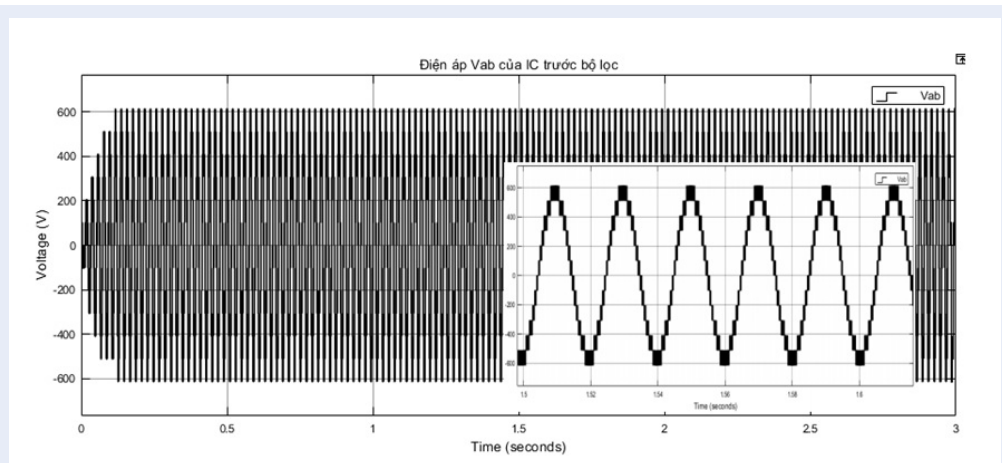
Hình 21: Đáp ứng thành phần dòng thực tế i_{L-d} trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển IC với $P_{AC,L} = 36kW$



Hình 22: Đáp ứng thành phần dòng thực tế i_{L-q} trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển IC với $P_{AC,L} = 36kW$



Hình 23: Giải đồ áp pha A tại PCC của AC bus và dòng pha A từ DG_{AC} . với $P_{AC,L} = 36kW$



Hình 24: Điện áp V_{ab} của IC trước bộ lọc LCL với $P_{AC,L} = 36kW$

Trường hợp khảo sát 2: Công suất tải AC: $P_{AC,L} = 12kW$, Công suất tải DC: $P_{DC,L} = 30kW$.

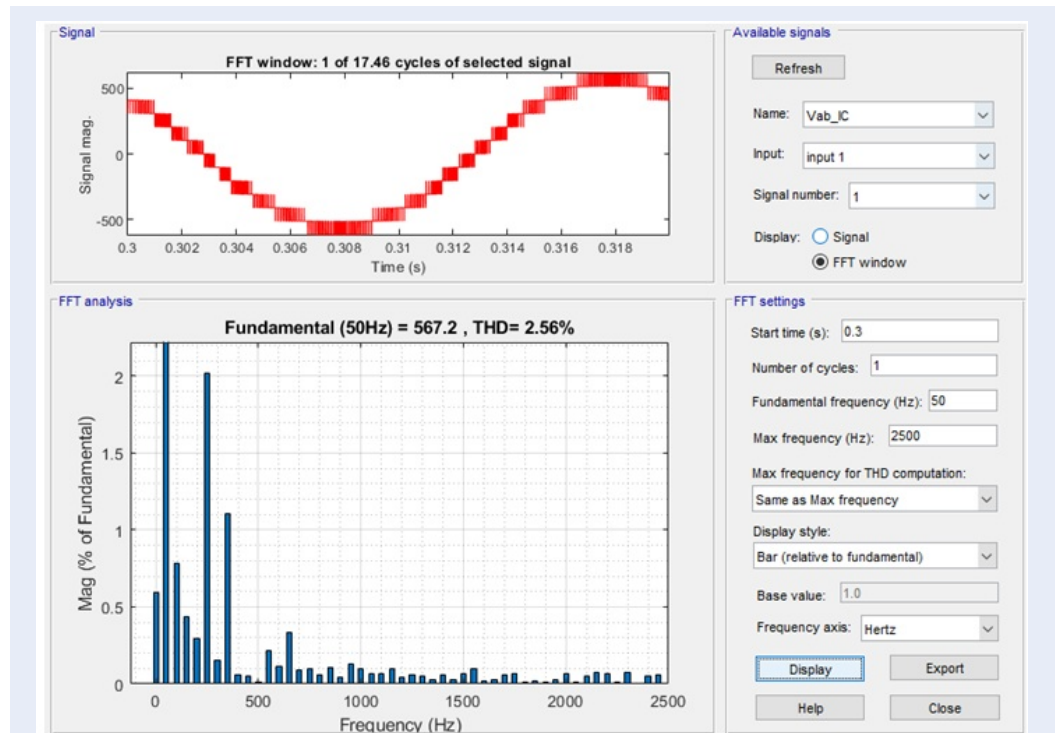
Đáp ứng công suất $P_{DC,L}$, $P_{AC,L}$, P_{IC} (công suất IC) và tần số f của điện áp tại PCC theo thời gian được trình bày trên Hình 26.

- Từ 0 đến 1s: nguồn phát phân tán DG_{AC} tạo lưới AC và cung cấp công suất 6kW cho tải AC, nguồn phát DG_{DC} cung cấp công suất 30kW cho tải DC. Hai nguồn AC và DC cách ly với nhau.

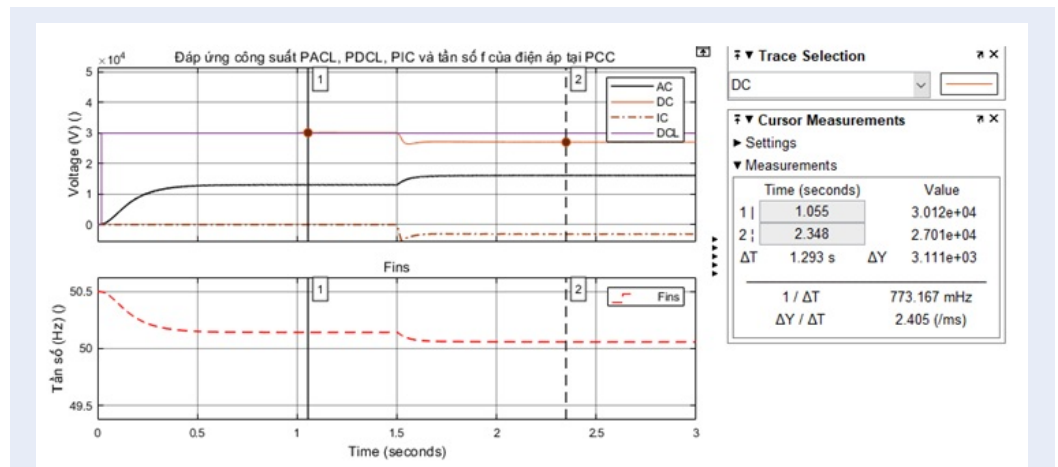
- Từ 1 đến 1.5s: IC-MMC điều khiển đồng bộ hóa với lưới điện AC tại PCC. Hai nguồn AC và DC cách ly với nhau. Nguồn phát phân tán DG_{AC} cung cấp công suất 6kW cho tải AC, nguồn phát DG_{DC} cung cấp công suất 30kW cho tải DC.

- Từ 1.5s đến 3.0s: nguồn DG_{DC} thông qua IC-MMC (DC-AC) hòa đồng bộ tại PCC với nguồn DG_{AC} . Điều

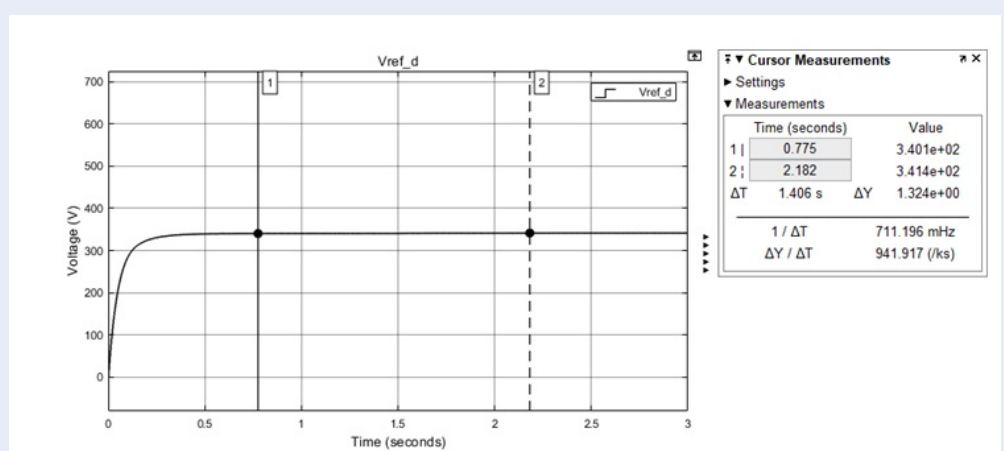
kiển công suất qua IC để thực hiện trao đổi công suất trong LĐN lai. Do công suất tải AC thấp, theo droop $P-f$ tần số sẽ cao gần 50.3Hz (mức cao cho phép), khi đó IC-MMC chuyển công suất thực từ DG_{AC} sang lưới DC (khoảng 3kW, trong mô phỏng giá trị P này âm chứng tỏ chiều truyền công suất từ AC sang DC) để giảm tần số về giá trị khoảng 50.05Hz, công suất DG_{DC} cấp cho tải DC giảm xuống còn khoảng 27kW. Các đáp ứng áp, dòng, công suất theo giải thuật điều khiển LĐN lai trong khảo sát 2 được trình bày chi tiết trên Hình 27-Hình 35. Hệ thống hoạt động tốt và các đáp ứng hoàn toàn phù hợp theo yêu cầu. Bộ biến đổi liên kết IC-MMC thực hiện đúng yêu cầu điều khiển trao đổi công suất giữa lưới con AC và DC và đảm bảo giá trị điện áp và tần số chuẩn tại PCC. Cụ thể trong khảo sát này, công suất luân chuyển từ lưới AC sang lưới DC. Hình 36 hiển thị phân tích FFT điện áp giữa



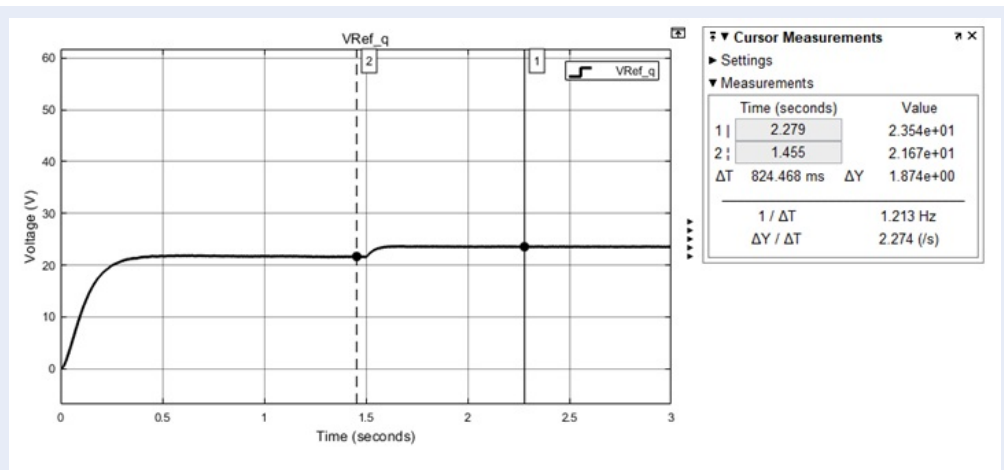
Hình 25: Phân tích TDH điện áp V_{ab} ngõ ra của IC-MMC với $P_{AC,L} = 36kW$



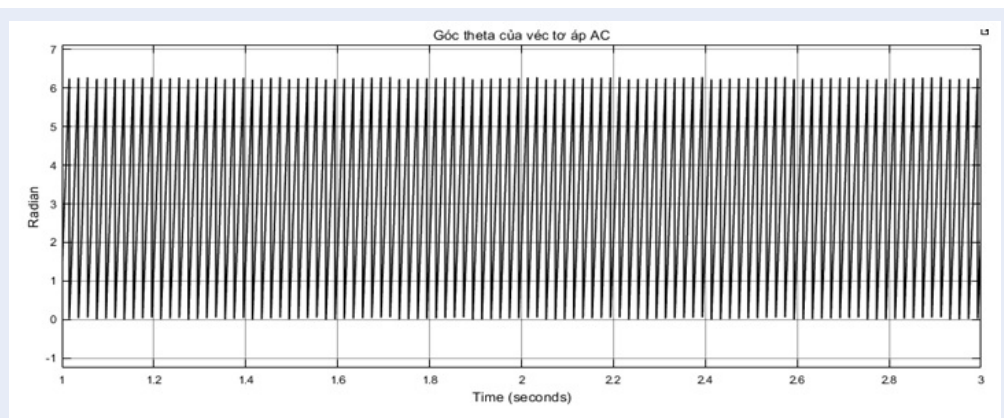
Hình 26: Đáp ứng công suất $P_{AC,L}$, $P_{DC,L}$, P_{IC} và tần số f của điện áp tại PCC theo thời gian với $P_{AC,L} = 12kW$



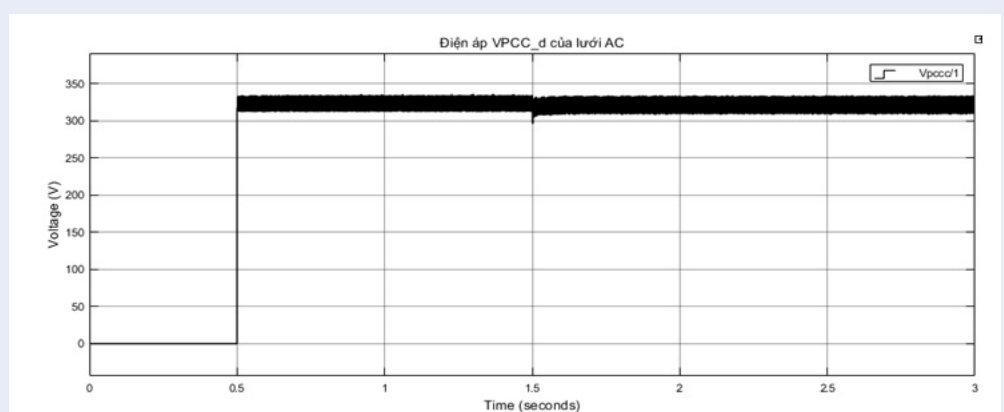
Hình 27: Đáp ứng thành phần điện áp yêu cầu V_{ref_d} trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển DG_{AC} với $P_{AC,L} = 12kW$



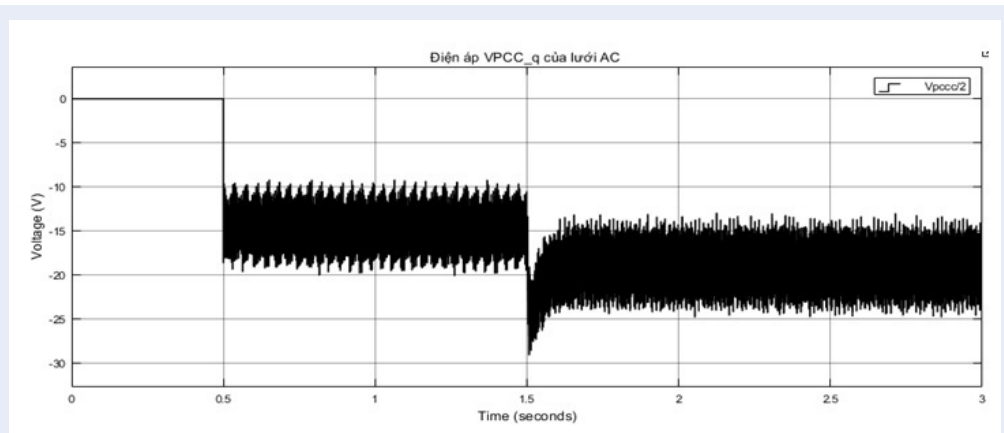
Hình 28: Đáp ứng thành phần điện áp yêu cầu V_{ref_q} trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển DG_{AC} với $P_{AC,L} = 12kW$



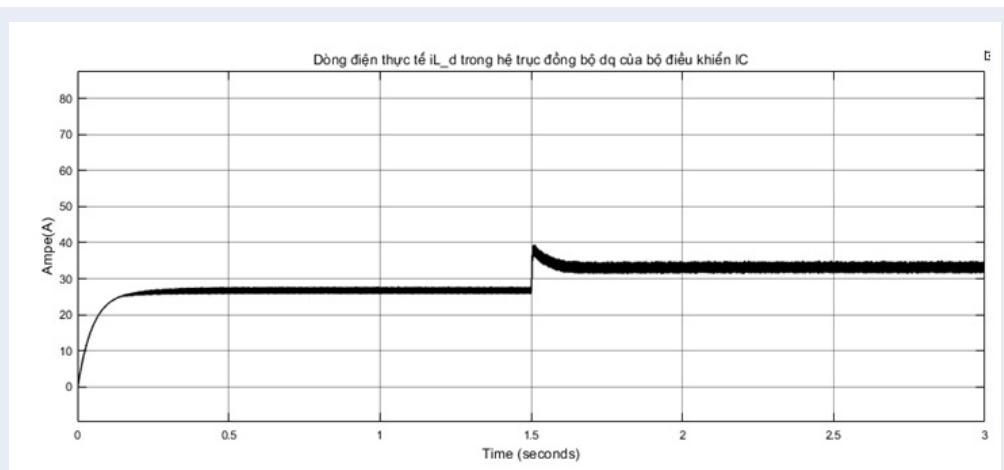
Hình 29: Góc θ của véc tơ áp với $P_{AC,L} = 12kW$



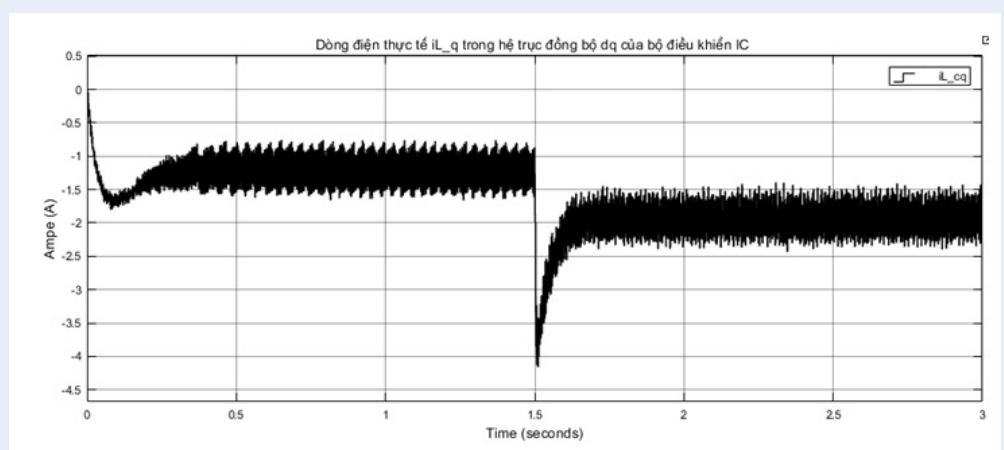
Hình 30: Đáp ứng thành phần điện áp $V_{PCC,d}$ của lưới AC với $P_{AC,L} = 12\text{kW}$



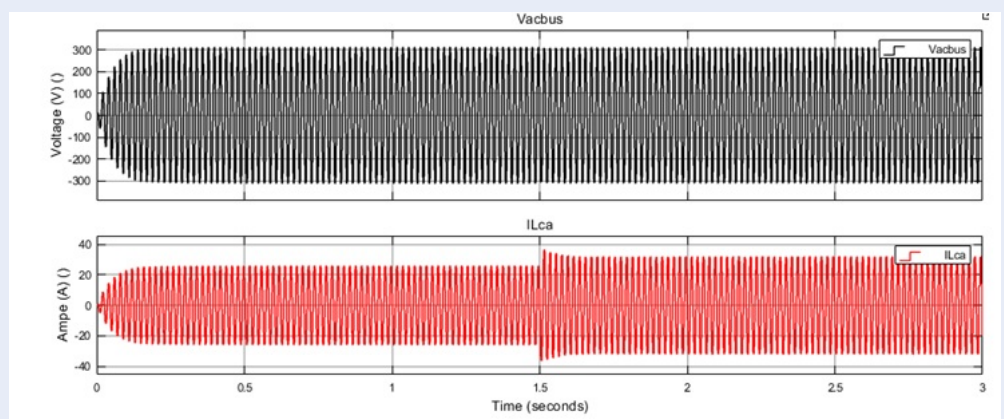
Hình 31: Đáp ứng thành phần điện áp $V_{PCC,q}$ của lưới AC với $P_{AC,L} = 12\text{kW}$



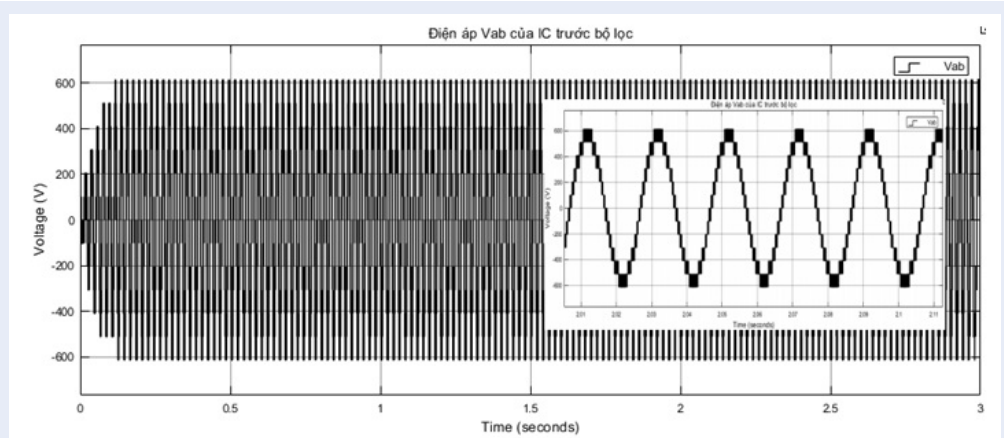
Hình 32: Đáp ứng thành phần dòng $i_{L,d}$ trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển IC với $P_{AC,L} = 12\text{kW}$



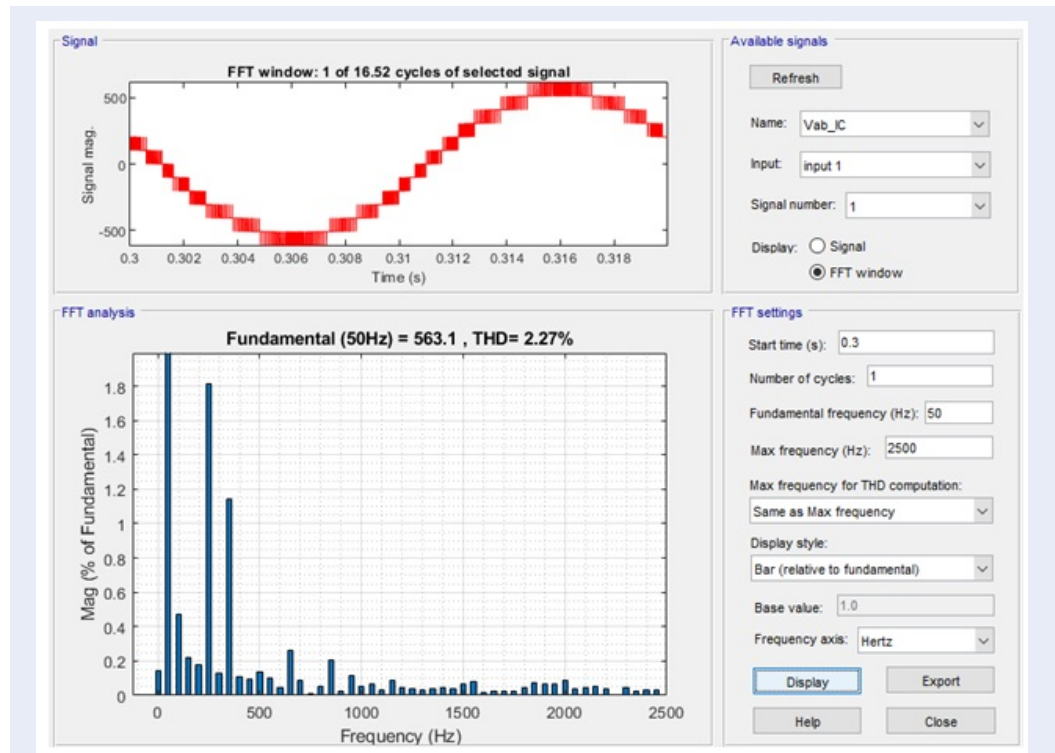
Hình 33: Đáp ứng thành phần dòng $i_{L,q}$ trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển IC với $P_{AC,L} = 12kW$



Hình 34: Giải đồ áp pha A tại PCC của AC bus và dòng pha A từ DG_{AC} . với $P_{AC,L} = 12kW$



Hình 35: Điện áp V_{ab} ngõ ra của IC với $P_{AC,L} = 12kW$



Hình 36: Phân tích TDH điện áp V_{ab} ngõ ra của IC MMC với $P_{AC,L} = 12kW$

hai pha của IC-MMC, kết quả THD = 2.27%, điện áp ngõ ra có độ méo dạng hình sin thấp.

Trường hợp khảo sát 3: Công suất tải AC: $P_{AC,L} = 24kW$, Công suất tải DC: $P_{DC,L} = 30kW$.

Tại thời điểm 3s, các mô-đun a2, b2, c2 của bộ biến đổi công suất phía AC ngừng hoạt động. Đáp ứng công suất PDC,L, PAC,L, PIC (công suất IC) và tần số f của điện áp tại PCC theo thời gian được trình bày trên Hình 38.

Các đáp ứng áp, dòng, công suất theo giải thuật điều khiển LĐN lai trong khảo sát 3 được trình bày chi tiết trên Hình 37-Hình 45.

Kết quả cho thấy tại thời điểm loại bỏ ba mô-đun a2, b2, c2, hệ thống trải qua thời kỳ quá độ khoảng 0.3s, sau đó ổn định với giá trị như giai đoạn trước. Điện áp V_{ab} tại ngõ ra MMC AC chuyển từ 13 bậc thành 11 bậc. Hệ thống hoàn toàn có khả năng tự động tái cấu trúc khi cần phải loại bỏ một mô-đun.

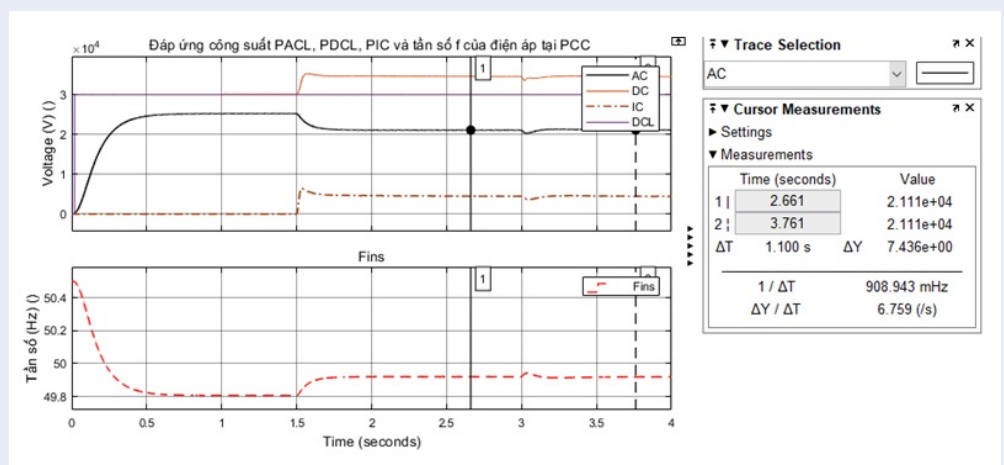
Đánh giá dạng sóng điện áp ngõ ra của IC-MMC

Hình 25, Hình 36, Hình 37, Hình 46-Hình 49 hiển thị kết quả đánh giá dạng sóng ngõ ra của điện áp

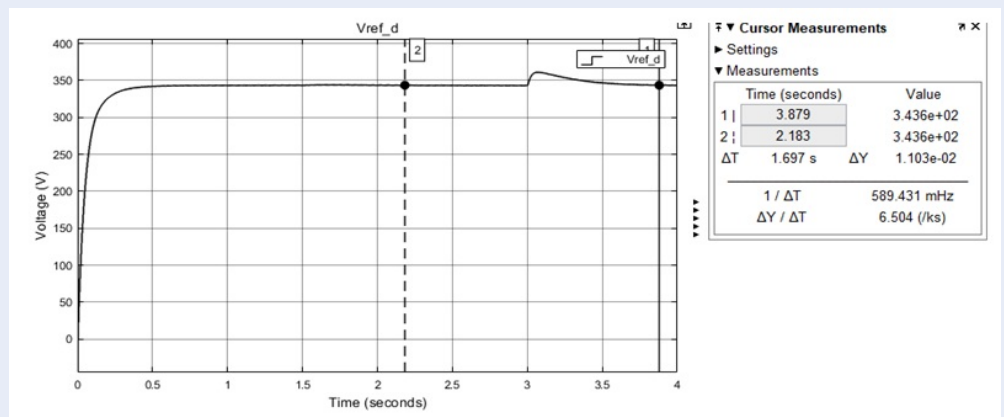
giữa pha a và b trong các trường hợp khảo sát cùng với thông số mô hình giống nhau, cho các tải tại bus AC là 30kW, 24kW, 12kW, áp dụng cho bộ chuyển đổi công suất IC truyền thống hai bậc và IC-MMC để xuất trong nghiên cứu này. Bảng 3 hiển thị kết quả tổng hợp các dữ liệu thu được. Kết quả cho thấy chất lượng điện áp ngõ ra của bộ IC-MMC để xuất được cải thiện rất khả quan so với bộ biến đổi công suất hai bậc.

KẾT LUẬN

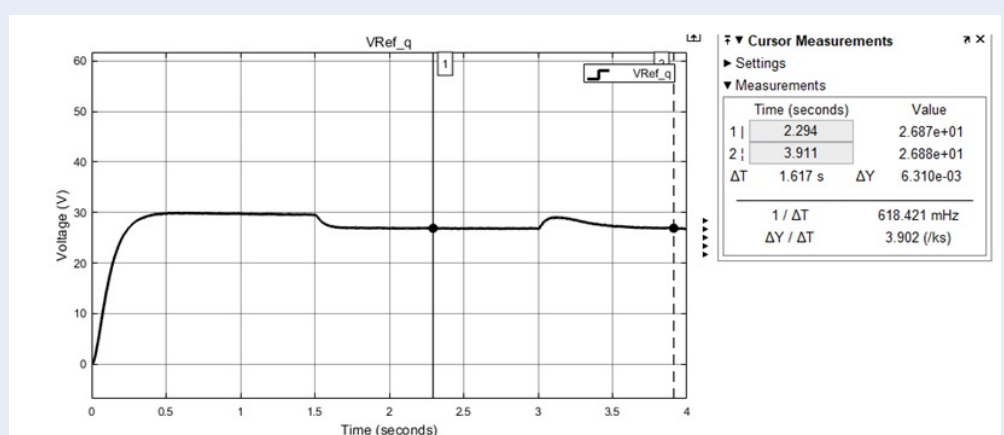
Nghiên cứu này đã đề xuất một cấu trúc bộ biến đổi công suất liên kết IC-MMC với phương pháp điều khiển phân tán dịch pha sóng mang DSA-LSC cải tiến áp dụng cho việc điều khiển trao đổi công suất giữa lưới con AC và DC trong hệ thống LĐN dạng lai HMG. Kết quả cho thấy tính khả thi của phương pháp đề xuất: điện áp PCC được giữ ổn định hình sin bất chấp sự thay đổi công suất ở các tải, chất lượng sóng hài điện áp được cải thiện so với cấu trúc bộ IC-hai bậc truyền thống. Đặc biệt, phương pháp điều khiển đề xuất cho bộ IC-MMC áp dụng cho HMG đã được kiểm chứng khả năng tái cấu trúc động khi thay đổi số lượng mô-đun khóa công suất trong bộ MMC nhằm cải thiện độ tin cậy hệ thống lúc vận hành.



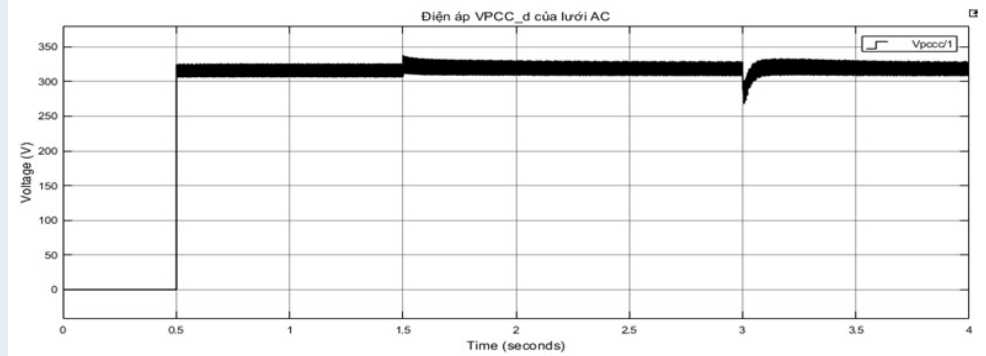
Hình 37: Đáp ứng công suất $P_{AC,L}$, $P_{DC,L}$, P_{IC} và tần số f của điện áp tại PCC theo thời gian với $P_{AC,L} = 24\text{kW}$



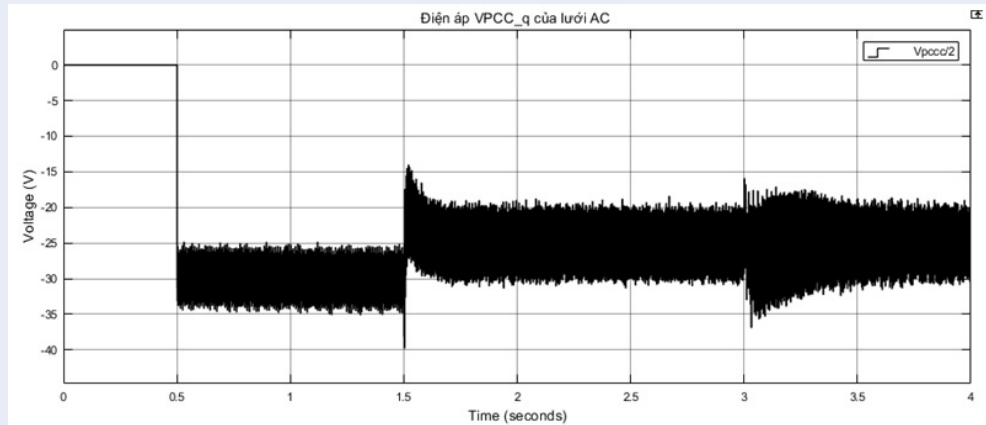
Hình 38: Đáp ứng thành phần điện áp yêu cầu V_{ref_d} trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển DG_{AC} với $P_{AC,L} = 24\text{kW}$



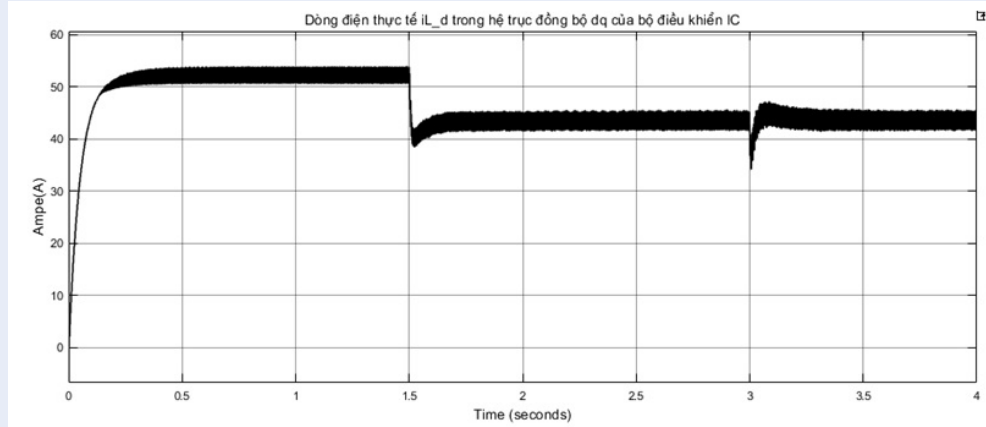
Hình 39: Đáp ứng thành phần điện áp yêu cầu V_{ref_q} trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển DG_{AC} với $P_{AC,L} = 24\text{kW}$



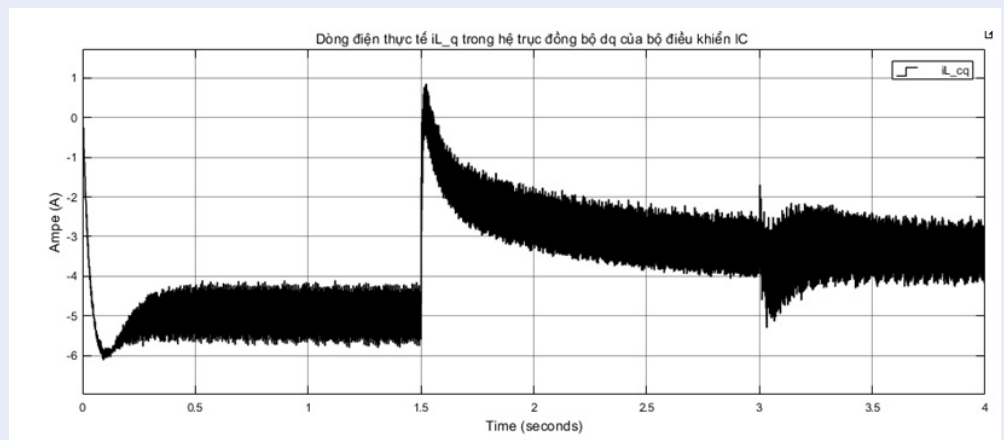
Hình 40: Đáp ứng thành phần điện áp V_{PCC_d} của lưới AC với $P_{AC,L} = 24kW$



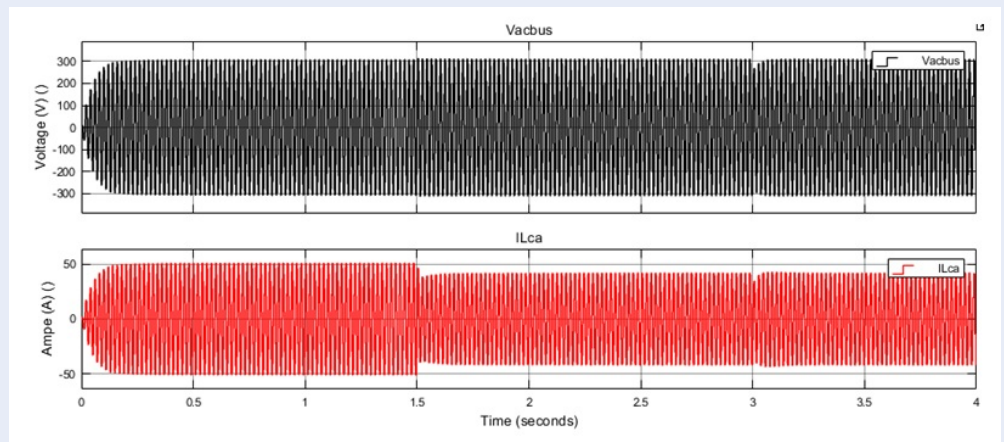
Hình 41: Đáp ứng thành phần điện áp V_{PCC_q} của lưới AC với $P_{AC,L} = 24kW$



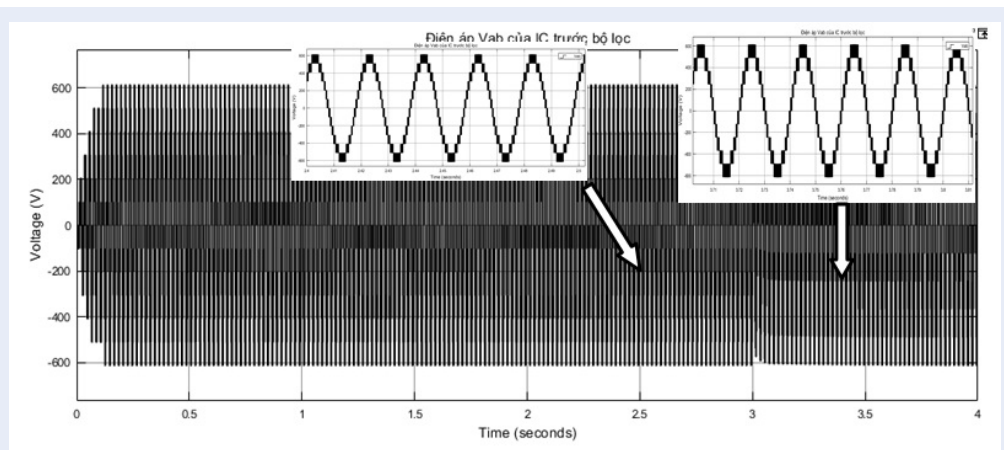
Hình 42: Đáp ứng thành phần dòng i_{L_d} trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển IC với $P_{AC,L} = 24kW$



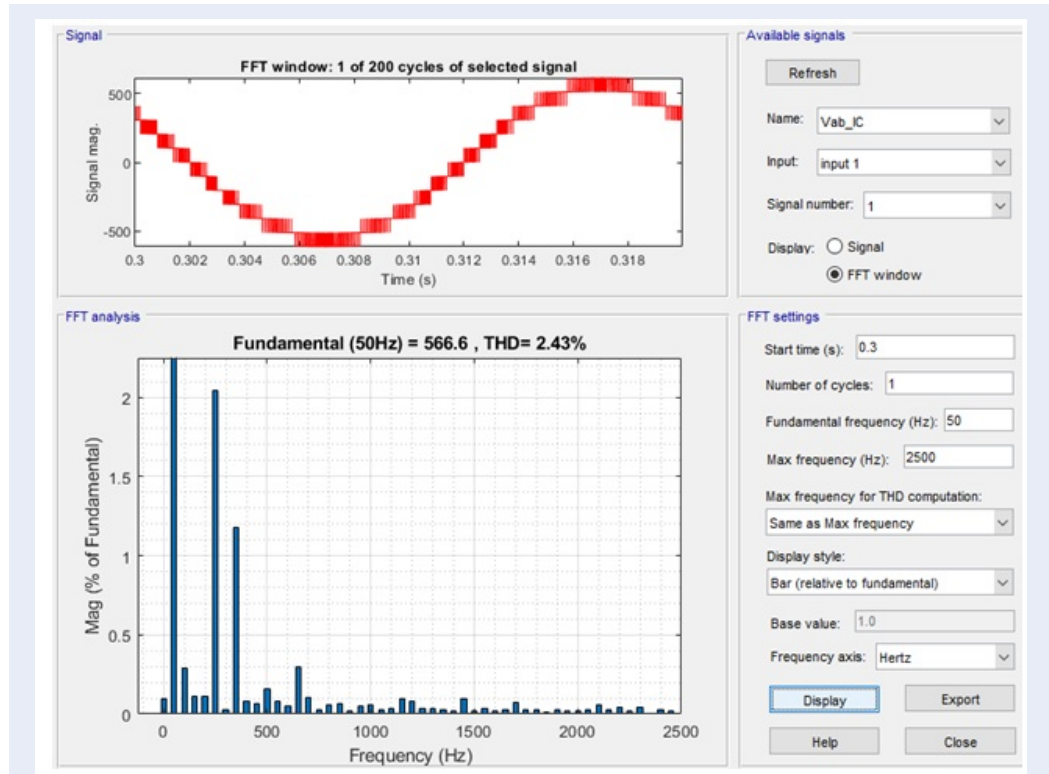
Hình 43: Đáp ứng thành phần dòng $i_{L,q}$ trong hệ trục đồng bộ dq của bộ điều khiển IC với $P_{AC,L} = 24\text{kW}$



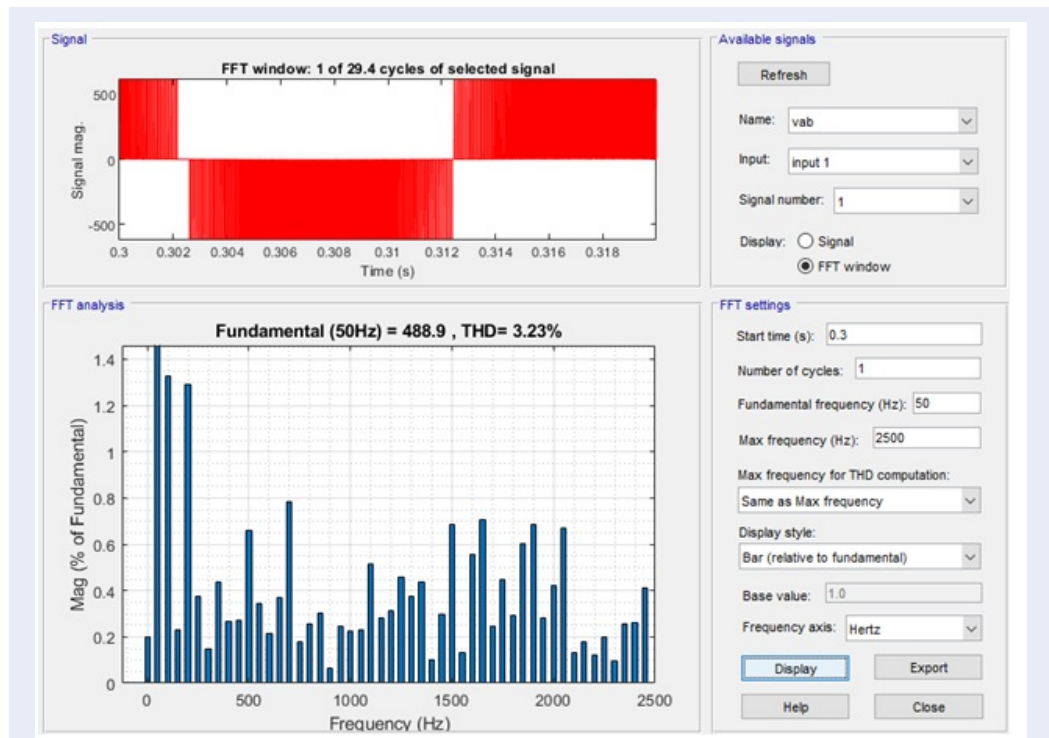
Hình 44: Giảm độ áp pha A tại PCC của AC bus và dòng pha A từ DG_{AC} . với $P_{AC,L} = 24\text{kW}$



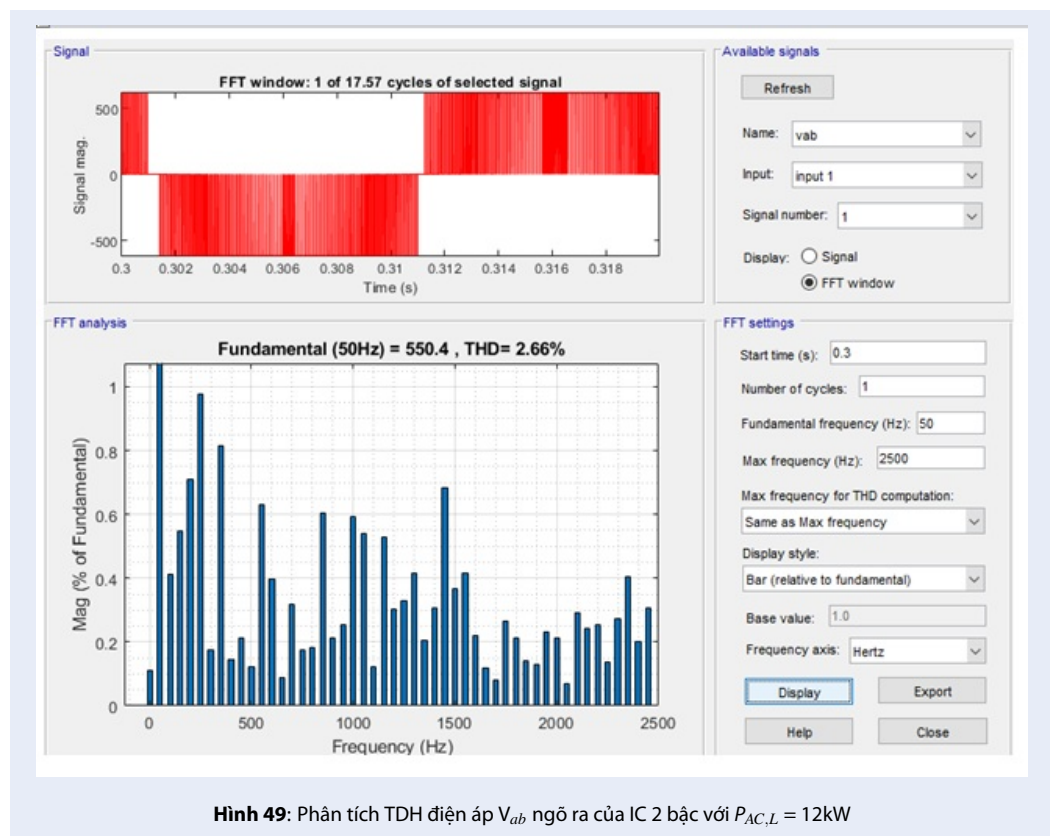
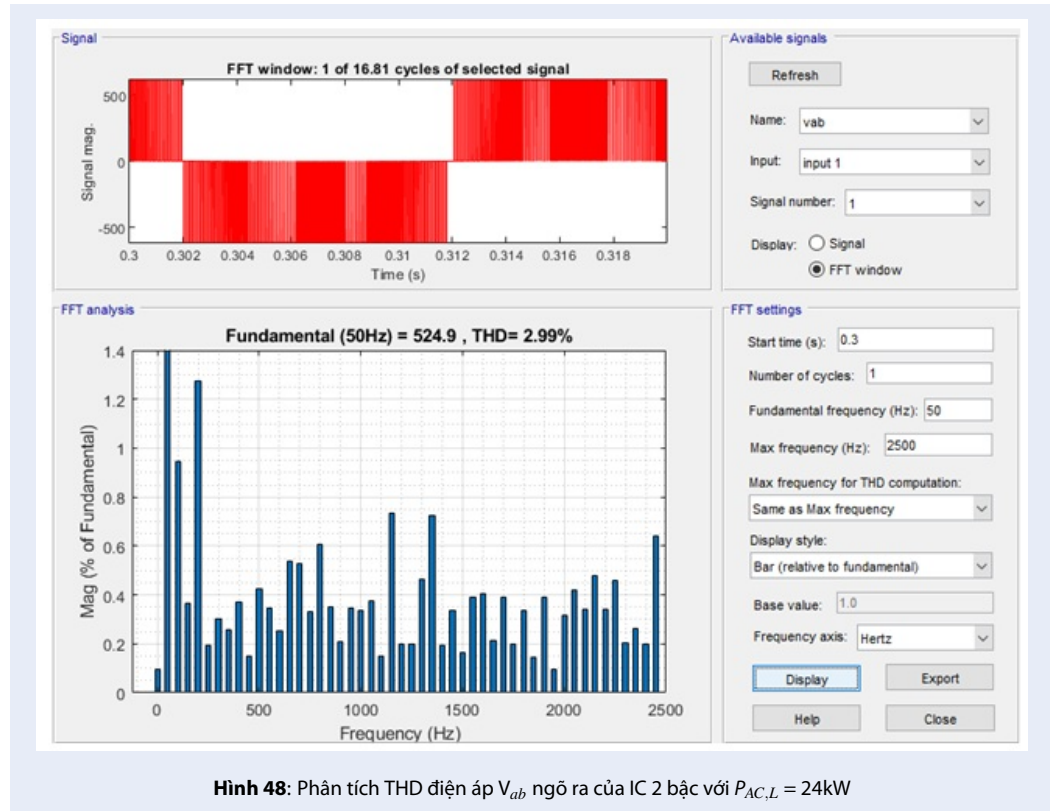
Hình 45: Điện áp V_{ab} ngõ ra của IC với $P_{AC,L} = 24\text{kW}$



Hình 46: Phân tích THD điện áp V_{ab} ngõ ra của IC MMC với $P_{AC,L} = 24\text{kW}$



Hình 47: Phân tích THD điện áp V_{ab} ngõ ra của IC - 2 bậc với $P_{AC,L} = 36\text{kW}$



Bảng 3: Kết quả đánh giá dạng sóng ngõ ra bộ biến đổi công suất (THD)

STT	$P_{ACL}=36kW$	$P_{ACL}=24kW$	$P_{ACL}=12kW$
IC-MMC	2.56%	2.43%	2.27%
IC- 2 bậc	3.23%	2.99%	2.66%

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Đại học Quốc gia TP.HCM (VNU-HCM), trong khuôn khổ đề tài mã số B2019-20-07.

Chúng tôi xin cảm ơn Trường Đại học Bách Khoa, ĐHQG-HCM đã hỗ trợ thời gian, phương tiện và cơ sở vật chất cho nghiên cứu này.

DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

AC: Xoay chiều
 DC: Một chiều
 PCC: Điểm nối chung
 IC: Bộ biến đổi công suất
 DG_{DC} : Nguồn phát một chiều
 DG_{AC} : Nguồn phát xoay chiều
 HMG: Lưới điện nhỏ dạng lai
 DG: Máy phát điện phân tán
 MMC: Bộ biến đổi công suất đa bậc dạng mô-đun
 DSA-LSC: Phương pháp điều khiển phân tán chuyển cấp sóng mang
 LCL: Bộ lọc thụ động
 LBF: Bộ lọc thông thấp
 $P_{DC,L}$: Công suất bus DC
 $P_{AC,L}$: Công suất bus AC
 P_{IC} : Công suất qua bộ biến đổi liên kết

XUNG ĐỘT LỢI ÍCH

Nhóm tác giả cam đoan rằng không có bất kỳ xung đột lợi ích nào trong công bố bài báo.

ĐÓNG GÓP CỦA CÁC TÁC GIẢ

Phan Quốc Dũng đưa ra ý tưởng, phương pháp luận, giải thuật điều khiển, tham gia viết bài và hiệu chỉnh hoàn thiện bài báo.

Nguyễn Phú Công đảm nhận lập trình mô phỏng phương pháp DSA-LSC cải tiến, phân tích số liệu và tham gia viết bài.

Trương Phước Hòa, Nguyễn Đình Tuyên đảm nhận mô hình hóa hệ thống MMC và phân tích kết quả mô phỏng.

Nguyễn Đức Hưng, Lê An Nhuận đảm nhận đề xuất các kịch bản khảo sát hệ thống HMG.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- Zhang Z, Jin C, Dong C, Lin P, Tang Y, Wang P. A Compact Interlinking Converter Modular for Hybrid AC/DC/DS Microgrids with a Decentralized Power Management Strategy, 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA. 2019;p. 6320–6327. Available from: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8912724>.

- Sahoo SK, Sinha AK, Kishore NK. Control Techniques in AC, DC, and Hybrid AC-DC Microgrid: A Review. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. 2018;6(2):738–759. Available from: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2786588>.
- Lin P, Wang P, Xiao J, Jin C, Hai KL. A distributed control architecture for hybrid AC/DC microgrid economic operation. 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Wuhan. 2018;p. 690–694. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICIEA.2018.8397802>.
- Chang J, Moon S, Lee G, Hwang P. A New Local Control Method of Interlinking Converters to Improve Global Power Sharing in an Islanded Hybrid AC/DC Microgrid. IEEE Transactions on Energy Conversion. 2020;35(2):1014–1025. Available from: <https://doi.org/10.1109/TEC.2020.2967416>.
- Lin F, et al. An Optimal-Oriented Quasi-Droop Control of Interlinking Converter in Hybrid Microgrid. 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA. 2019;p. 6314–6319. Available from: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8913107>.
- Kim M, et al. Selective Control Algorithm for N-Phase Switching Power Pole of 4-Leg Interlinking Converter in AC/DC Hybrid Microgrid, 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China. 2019;p. 1–5. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICEMS.2019.8922152>.
- Deng F, Chen Z. Voltage-Balancing Method for Modular Multilevel Converters Switched at Grid Frequency. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2015;62(5):2835–2847. Available from: <https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2362881>.
- Tao H, et al. Analysis and Control of Improved MMC With Symmetrical Super Capacitor Energy Storage System in EER Application, 2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID), Xiamen, China. 2019;p. 1–7. Available from: <https://doi.org/10.1109/eGRID48402.2019.9092628>.
- Li Z, et al. Improved Modular Multilevel Converter with Symmetrical Integrated Super Capacitor Energy Storage System for Electrical Energy Router Application, 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Baltimore, MD, USA. 2019;p. 5365–5372. PMID: 31263896. Available from: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8913048>.
- Chen Y, et al. Design and implementation of the low computational burden phase-shifted modulation for DC-DC modular multilevel converter. IET Power Electronics. 2016;9(2):256–269. Available from: <https://doi.org/10.1049/iet-pe.2015.0522>.
- Sallam A, et al. Interlinked hybrid microgrids with fault confining capability using a novel MMC topology. 2017 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), Saskatoon, SK. 2017;p. 1–5. Available from: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2017.8286228>.
- Xu B, et al. A Distributed Control Architecture for Cascaded H-Bridge Converter. 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA. 2019;p. 3032–3038.
- Liu J, et al. A distributed control structure and synchronization method for complex converter based on CAN. 2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC), Puerto Varas. 2017;p. 1–6. Available from: <https://doi.org/10.1109/SPEC.2017.8333646>.

14. Xia B, et al. Decentralized Control Method for Modular Multilevel Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2019;34(6):5117–5130.
15. McGrath BP, Holmes DG, Kong WY. A Decentralized Controller Architecture for a Cascaded H-Bridge Multilevel Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2014;61(3):1169–1178. Available from: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2261032>.
16. Yang S, et al. A fault-tolerant operation scheme for a modular multilevel converter with a distributed control architecture. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Cincinnati, OH. 2017;p. 4163–4170. Available from: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2017.8096722>.
17. Yang S, et al. A novel distributed control strategy for modular multilevel converters. 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL. 2017;p. 3234–3240. Available from: <https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7931160>.
18. Liu J, Yao W, et al. Design and implementation of a distributed control structure for modular multilevel matrix converter,” 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), San Antonio, TX. 2018;p. 1934–1939. Available from: <https://doi.org/10.1109/APEC.2018.8341282>.
19. Rong Y, et al. Distributed Control and Communication System for PEBB-based Modular Power Converters,” 2019 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), Washington, DC, USA. 2019;p. 627–633.
20. Poblete P, et al. Distributed Current Control of Cascaded Multilevel Inverters,” 2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Melbourne, Australia. 2019;p. 1509–1514.
21. Rong Y, et al. Distributed Control and Communication System for PEBB-based Modular Power Converters. 2019 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), Washington, DC, USA. 2019;p. 627–633.
22. Burlacu PD, et al. Synchronization of the distributed PWM carrier waves for modular multilevel converters. 2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), Bran. 2014;p. 553–559. Available from: <https://doi.org/10.1109/OPTIM.2014.6851001>.
23. Huang S, et al. A new method to implement resampled uniform PWM suitable for distributed control of modular multilevel converters. *IECON 2013 – 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna. 2013;p. 228–233. Available from: <https://doi.org/10.1109/IECON.2013.6699140>.
24. Gao H, Wang Y. On Phase Response Function Based Decentralized Phase Desynchronization. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2017;65(21):5564–5577. Available from: <https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2733452>.
25. Sinha M, et al. Decentralized Interleaving of Parallel-connected Buck Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2019;34(5):4993–5006. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2868756>.
26. Dutta S, et al. Decentralized Carrier Interleaving in Cascaded Multilevel DC-AC Converters. 2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), Toronto, ON, Canada. 2019;p. 1–6. Available from: <https://doi.org/10.1109/COMPEL.2019.8769699>.
27. Grégoire LA, Seleme I, et al. Real-Time Simulation of Interleaved Converters with Decentralized Control. *ICREPO*, Madrid. 2016;p. 15–64. Available from: <https://doi.org/10.24084/repqj14.287>.
28. Gateau G, et al. Digital Decentralized Current Control for Parallel Multiphase Converter. 2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Melbourne, Australia. 2019;p. 1761–1766. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2019.8755049>.
29. Phan QD, et al. Modified Decentralized Control for Multiphase Converters. 2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 – ECCE Asia), Busan, Korea (South). 2019;p. 1–7.
30. Gateau G, Dung PQ, Cousineau M, et al. Digital implementation of decentralized control for multilevel converter. International Conference on System Science and Engineering (ICSSE), Ho Chi Minh City. 2017;p. 558–562. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICSSE.2017.8030937>.
31. Cousineau XM. Modular interleaved carrier generator using a straightforward implementation method,” *Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics (ECMSM)*, IEEE 11th International Workshop of . 2013;1(6):24–26. Available from: <https://doi.org/10.1109/ECMSM.2013.6648934>.
32. Cousineau M, Xiao Z. Fully decentralized modular approach for parallel converter control. *Proc. APEC Applied Power Electronics Conf., US Long Beach, CA*. 2013;p. 237–243. Available from: <https://doi.org/10.1109/APEC.2013.6520215>.
33. Cousineau M, Xiao Z. Fully masterless control of parallel converter. *Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013 15th European Conference on. 2013;p. 1–10. Available from: <https://doi.org/10.1109/EPE.2013.6631848>.
34. Sinha M, Dörfler F, et al. Stabilizing Phase-balanced or Phase-synchronized Trajectories of Van der Pol Oscillators in Uniform Electrical Networks. 2018 56th Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing (Allerton), Monticello, IL, USA. 2018;p. 335–340. Available from: <https://doi.org/10.1109/ALLERTON.2018.8636079>.
35. Phan QD, et al. Ultra-fast Decentralized Self-Aligned Carrier Principle for Multiphase/Multilevel Converters. 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Buenos Aires, Argentina. 2020;p. 517–522. PMID: 31875405. Available from: <https://doi.org/10.1109/ICIT45562.2020.9067108>.
36. Loh PC, et al. Autonomous Operation of Hybrid Microgrid With AC and DC Subgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2013;28(5):2214–2223. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2214792>.
37. Phan DM, Lee H. A Simple Ripple Voltage Compensation Method in Hybrid AC-DC Microgrids. 2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE), Ho Chi Minh, Vietnam. 2019;p. 183–188. PMID: 30452426. Available from: <https://doi.org/10.1109/ISEE2.2019.8921122>.

Decentralized control of level-shifted carrier-based pwm for modular multilevel interlinking converter in hybrid microgrid

Quoc Dung Phan^{1,2,*}, Phu Cong Nguyen^{1,2}, Phuoc Hoa Truong^{1,2}, Dinh Tuyen Nguyen^{1,2},
Duc Hung Nguyen^{1,2}, An Nhuan Le^{1,2}



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

ABSTRACT

The interlinking converters is one of the important components in the hybrid microgrid system, the study of structure and control method of the interlinking converters in hybrid microgrid has been implemented and achieved positive results. This paper proposes an improved decentralized control of level-shifted carrier-based PWM for a modular multilevel interlinking converter (IC-MMC) in standalone hybrid microgrid (HMG-Hybrid Microgrid). Main research objectives is to study the capability of the decentralized control method proposed for the IC-MMC unit when performing the power exchange control task between the DC and AC bus in the HMG system, increased flexibility in controls. Furthermore, the proposed control method for IC-MMC for HMG is also verified in term of dynamically reconfiguration when changing the number of modules in the MMC when the improve of system reliability is needed. The feasibility of the carrier level shift control method for IC-MMC in HMG has been verified by simulation model on MATLAB/Simulink software to evaluate the ability to exchange power between the DC bus and the AC bus.

Key words: Hybrid microgrid, interlinking converter, modular multilevel converter, decentralized control

¹Faculty of Electronics and Electrical Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT)

²Vietnam National University Ho Chi Minh City (VNU-HCM) Ho Chi Minh City, Vietnam

Correspondence

Quoc Dung Phan, Faculty of Electronics and Electrical Engineering, Ho Chi Minh City University of Technology (HCMUT)

Vietnam National University Ho Chi Minh City (VNU-HCM) Ho Chi Minh City, Vietnam

Email: pqdung@hcmut.edu.vn

History

- Received: 30-10-2020
- Accepted: 11-3-2021
- Published: 25-4-2021

DOI : 10.32508/stdjet.v4i2.787



Copyright

© VNU-HCM Press. This is an open-access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution 4.0 International license.



Cite this article : Phan Q D, Nguyen P C, Truong P H, Nguyen D T, Nguyen D H, Le A N. **Decentralized control of level-shifted carrier-based pwm for modular multilevel interlinking converter in hybrid microgrid.** *Sci. Tech. Dev. J. – Engineering and Technology*; 4(2):872-899.