

## **Giảm thiểu ứng suất dòng điện và nâng cao tốc độ đáp ứng cho bộ biến đổi DAB bằng chiến lược MPC lai ghép SPS và TPS**

**Phạm Thị Hồng Hạnh\*, Phạm Văn Huy**

*Khoa Điện, Trường Điện - Điện tử, Đại học Công nghiệp Hà Nội,*

*298 Cầu Diễn, phường Tây Tựu, Hà Nội, Việt Nam*

Ngày nhận bài 13/5/2026; ngày chuyển phản biện 21/5/2026;

ngày nhận phản biện 26/5/2026; ngày chấp nhận đăng 5/6/2026

### **Tóm tắt:**

Trong hệ thống lưới điện siêu nhỏ một chiều, các bộ biến đổi DC/DC có vai trò rất quan trọng trong biến đổi và truyền tải công suất. Trong đó, cấu trúc bộ biến đổi cầu chủ động kép (dual active bridge - DAB) nổi bật với khả năng truyền tải công suất 2 chiều, cách ly và cho phép chuyển mạch mềm giúp giảm tổn hao và tăng tính linh hoạt trong điều khiển. Tuy nhiên, với các phương pháp điều khiển bằng bộ PI/PID truyền thống kết hợp với điều chế dịch pha bậc lẻ hạn chế về thời gian đáp ứng chậm và ứng suất dòng điện lớn. Bài báo này đề xuất một chiến lược điều khiển dự báo mô hình lai ghép các phương pháp điều chế pha nhằm nâng cao tốc độ động học và hiệu suất phần cứng. Bài báo cũng đã tiến hành mô phỏng mô hình hệ thống và thuật toán điều khiển đề xuất trong các chế độ hoạt động của bộ biến đổi để đưa ra những đánh giá, so sánh các kết quả đạt được dựa trên công cụ MATLAB/Simulink.

**Từ khóa:** bộ biến đổi cầu chủ động kép, điều chế pha ba, điều chế pha đơn, điều khiển dự đoán mô hình.

### **Chỉ số phân loại: 2.2**

**Minimising current stress and improving dynamic response for DAB converters using a hybrid MPC strategy with SPS and TPS**

**Thi Hong Hanh Pham\*, Van Huy Pham**

*Faculty of Electrical Engineering, School of Electrical & Electronic Engineering,  
Hanoi University of Industry, 298 Cau Dien Street, Tay Tuu Ward, Hanoi, Vietnam*

Received 13 May 2026; revised 26 May 2026; accepted 5 June 2026

### **Abstract:**

In DC microgrid systems, DC-DC converters play a crucial role in power conversion and transmission. Among these topologies, the dual active bridge (DAB) converter is highly regarded for its bidirectional power transfer capability,

---

\*Tác giả liên hệ: Email: phamthihonghanh@hau.edu.vn

galvanic isolation, and soft switching features, which significantly reduce power losses and enhance control flexibility. However, conventional proportional integral derivative (PID) control methods combined with phase shift modulation exhibit distinct limitations, including slow dynamic response times and high current stress on semiconductor components. To address these issues, this article proposes a hybrid model predictive control strategy aimed at simultaneously improving dynamic response speed and hardware efficiency. Furthermore, the system model and the proposed control algorithm are simulated across various operating modes of the converter to comprehensively evaluate and compare the performance outcomes using the MATLAB/Simulink environment.

**Keywords:** dual active bridge, model predictive control, single phase shift, triple phase shift.

**Classification number:** 2.2

## 1. Đặt vấn đề

Sự phát triển của các hệ thống năng lượng tái tạo và xu hướng toàn cầu trong việc điện hóa phương tiện giao thông đã gia tăng nhu cầu sử dụng các bộ biến đổi DC-DC. Trong đó, bộ biến đổi cầu chủ động kép (dual active bridge - DAB) nổi trội nhờ khả năng truyền tải công suất hai chiều cách ly điện an toàn và dải biến đổi điện áp rộng [1]. Thiết bị này hoạt động như một giao diện điều phối linh hoạt giúp truyền tải năng lượng hiệu quả giữa hệ thống lưu trữ, nguồn phát điện mặt trời, trạm sạc xe điện thông minh và DC bus [2-4].

Mặc dù sở hữu nhiều cấu trúc ưu việt, bộ DAB điều khiển bằng PI/PID truyền thống còn tồn tại nhiều nhược điểm như thiếu khả năng xử lý tính phi tuyến và đa mục tiêu và khó triển khai vì bộ biến đổi DAB là một hệ thống có bản chất phi tuyến mạnh [5-7].

Cùng với đó các kỹ thuật điều chế cung cấp khả năng điều khiển công suất dựa trên thời điểm đóng mở các van. Trong đó, kỹ thuật điều chế pha đơn (single phase shift - SPS) là phương pháp điều chế cơ bản nhất với một biến điều khiển duy nhất là góc dịch pha ngoại vi giữa cầu sơ cấp và cầu thứ cấp để điều khiển dòng công suất. Sự thiếu hụt các bậc tự do điều khiển khiến nó không thể tối ưu hóa các thông số khác của hệ thống. Các phương pháp mở rộng như điều chế hai pha (dual phase shift - DPS) và ba pha (triple phase shift - TPS) đã được đề xuất nhằm nâng cao hiệu suất truyền công suất và cải thiện khả năng điều khiển trong dải tải rộng [8, 9].

Gần đây, phương pháp điều khiển dự đoán mô hình (model predictive control - MPC) đã chứng minh được tiềm năng mạnh mẽ trong việc tối ưu hóa điều khiển theo thời gian thực cho các hệ thống phi tuyến, có nhiều ràng buộc và biến thiên nhanh như DAB. Việc kết hợp MPC với các kỹ thuật điều chế pha, như trong công trình [10, 11]

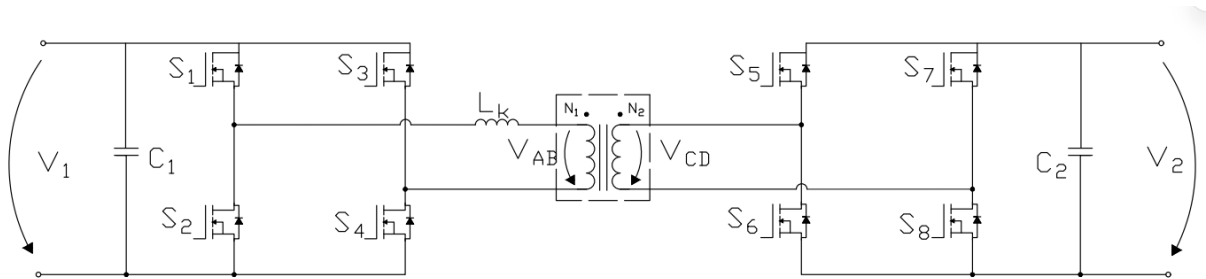
đã kết hợp một kỹ thuật điều chế TPS trong toàn bộ quá trình điều khiển cho phép cải thiện đáng kể hiệu suất hệ thống thông qua khả năng điều chỉnh góc pha theo thời gian thực. Tuy nhiên, phương pháp TPS có phản ứng động tương đối chậm trong các quá trình quá độ. Đồng thời, các chiến lược điều khiển lai ghép các chế độ điều chế pha (hybrid phase-shift modulation) như việc ứng dụng Adaptive MPC kết hợp với các chế độ điều chế khác nhau giữa các mức tải nhằm giảm tổn hao chuyển mạch dựa trên dòng tải thực tế và ngưỡng góc dịch pha để quyết định chế độ điều chế [12, 13].

Nghiên cứu này tập trung phát triển và đánh giá chiến lược điều khiển kết hợp giữa MPC lai ghép SPS và TPS, chọn chế độ dựa trên trạng thái điện áp đầu ra của hệ thống nhằm tối ưu hóa đáp ứng động và hiệu suất truyền năng lượng của bộ biến đổi DAB dưới các kịch bản. Mô hình hệ thống được xây dựng và mô phỏng trên phần mềm MATLAB/Simulink để đánh giá tính khả thi và hiệu quả của phương pháp.

## 2. Mô hình hoá hệ thống

### 2.1. Cấu trúc mạch DAB

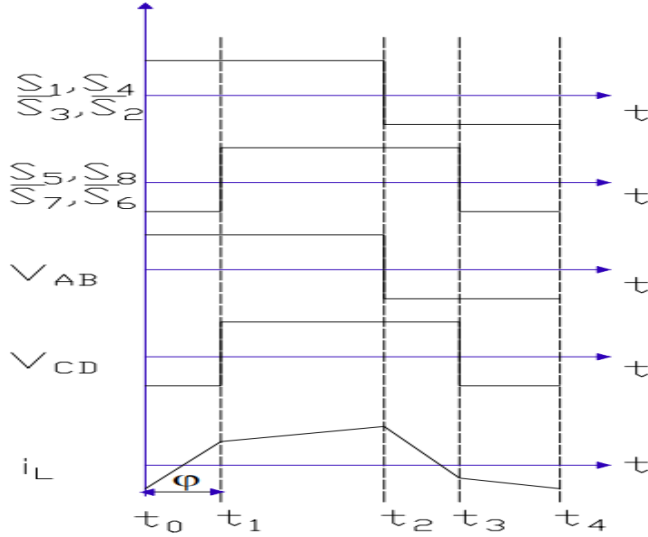
Về cấu trúc, bộ DAB gồm hai cầu nghịch lưu toàn phần (full H-bridge) được nối với nhau qua một máy biến áp tần số cao (hình 1) [1].



**Hình 1. Cấu trúc bộ biến đổi DAB.**

Mỗi cầu H gồm bốn linh kiện bán dẫn công suất điều khiển được, thường sử dụng MOSFET hoặc IGBT có diode ngược song song. Máy biến áp tần số cao có nhiệm vụ cách ly và thay đổi tỷ số điện áp dựa trên tỷ số vòng dây  $n=N2/N1$ , cho phép bộ biến đổi làm việc ở chế độ tăng áp hoặc hạ áp. Cuộn cảm truyền năng lượng  $L$  được mắc nối tiếp giữa hai cầu, có thể là điện cảm tản của máy biến áp hoặc cuộn cảm rời. Cuộn cảm này không phải là thành phần ký sinh mà là phần tử quan trọng giúp lưu trữ và truyền năng lượng giữa hai phía [14].

**2.2. Thiết lập phương trình dự đoán điện áp đầu ra chế độ SPS** Phương pháp SPS là kỹ thuật điều khiển cơ bản và được sử dụng phổ biến nhất trong bộ biến đổi DAB. Trong kỹ thuật SPS, cả hai cầu H đều hoạt động với chu kỳ làm việc 50%, tạo ra hai sóng điện áp vuông hoàn hảo là  $V_{ab}$  và  $V_{cd}$ . Biến điều khiển duy nhất là độ lệch pha  $\phi$  [9].



**Hình 2. Chu kỳ dẫn của các van và dạng dòng điện ở chế độ SPS.**

Để thiết lập mô hình toán học mô tả quá trình truyền năng lượng của phương pháp SPS nghiên cứu [15] đã phân tích dòng điện qua cuộn cảm  $i_L(t)$  và chu kỳ dẫn của các van S1-S8 trong một chu kỳ chuyển mạch như trong hình 2 tại 4 thời điểm:  $t_0 = 0$ ;  $t_1 = D \frac{T_s}{2}$ ;  $t_2 = \frac{T_s}{2}$ ;  $t_3 = \frac{T_s+D}{2}$ ;  $t_4 = T_s$ .



**Hình 3. Sơ đồ tương đương đầu ra DAB.**

Bằng cách tích phân dòng điện  $i_L(t)$  trong một chu kỳ hoạt động dựa trên việc phân tích các trạng thái đóng/cắt của van bán dẫn và điện áp đặt lên hai đầu cuộn cảm  $V_L(t) = V_{ab}(t) - V_{cd}(t)$ , ta xác định được dòng điện trung bình vào nhánh thứ cấp. Áp dụng Định luật Kirchhoff cho sơ đồ trong hình 3, ta thu được dòng điện tại nút tải bao gồm tụ điện C và điện trở R, từ đó thu được phương trình vi phân trung bình mô tả sự biến thiên của điện áp đầu ra đối với phương pháp SPS [15]:

$$\frac{dv_2}{dt} = -\frac{V_2}{RC} + \frac{nV_1}{2f_s LC} D(1 - D) \quad (1)$$

trong đó: n là tỷ số vòng dây của biến áp;  $V_1$  và  $V_2$  là điện áp DC ở hai phía;  $f_s$  là tần số đóng cắt; L là điện cảm truyền năng lượng;  $T_s = \frac{1}{f_s}$ ;  $D = \frac{\varphi}{\pi}$ .

Để xây dựng mô hình dự đoán phương trình vi phân trung bình của điện áp đầu ra được rời rạc hóa theo thời gian lấy mẫu  $T_s$  bằng sai phân tiến  $\frac{dv_2(t)}{dt} \approx \frac{v_2(k+1) - v_2(k)}{T_s}$ .

Ta thu được phương trình dự đoán điện áp đầu ra ở thời điểm mẫu:

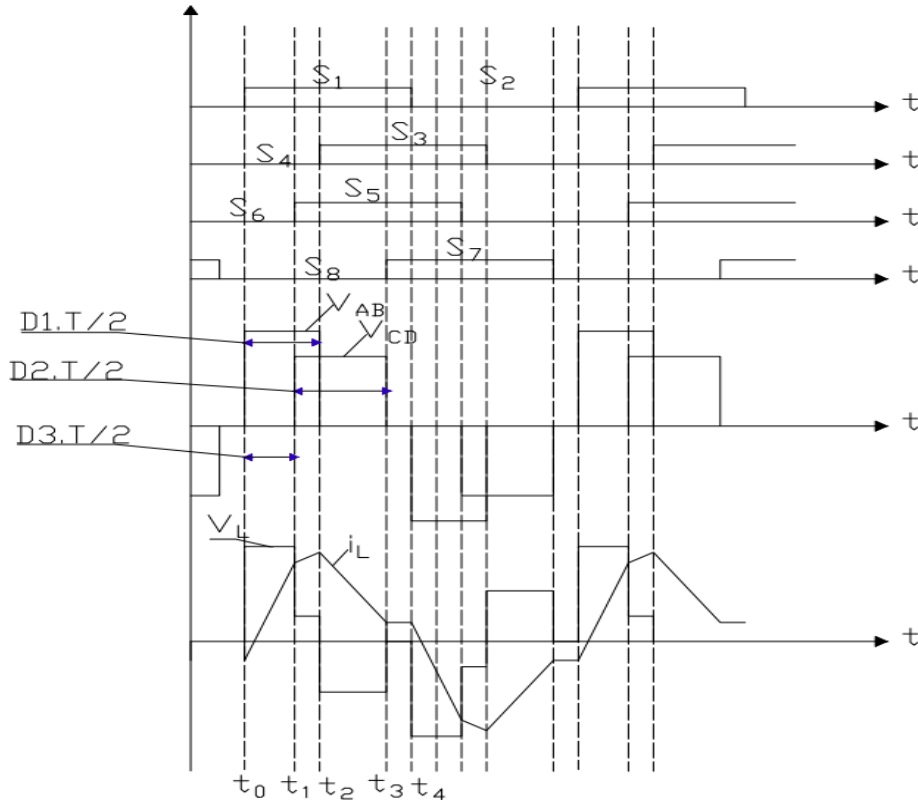
$$v_2(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{RC}\right) v_2(k) + \left(\frac{nV_1 T_s}{2fLC}\right) D(1-D) \quad (2)$$

trong đó:  $v_2(k)$  là điện áp đầu ra tại thời điểm mẫu  $k$ ;  $v_2(k+1)$  là điện áp dự đoán tại thời điểm mẫu kế tiếp.

Phương trình 2 đóng vai trò quan trọng trong việc thiết lập bộ điều khiển dự đoán mô hình (MPC) cho bộ DAB, cho phép dự đoán và điều chỉnh điện áp đầu ra theo thời gian thực dựa trên giá trị lệch pha  $D$ .

### 2.3. Thiết lập phương trình dự đoán điện áp đầu ra chế độ TPS

Phương pháp TPS là kỹ thuật điều chế tổng quát và mạnh mẽ nhất, được phát triển nhằm mở rộng vùng hoạt động và tối ưu hóa hiệu suất của bộ biến đổi DAB trên toàn dải công suất. TPS sử dụng cả ba bậc tự do: độ lệch pha ngoài  $D_3$ , độ lệch pha trong của cầu sơ cấp  $D_1$  và độ lệch pha trong của cầu thứ cấp  $D_2$  (hình 4) [9, 10].



**Hình 4. Góc dẫn và dòng điện bộ DAB phương pháp TPS [10].**

Trong các nghiên cứu [10, 16], chế độ-III và chế độ-IV được chứng minh là các chế độ hoạt động tối ưu toàn cục để có được ứng suất dòng điện tối thiểu cho dải công suất thấp và cao. Trong nghiên cứu này, do dải công suất định mức vùng tải được nằm

trong mode III nên việc thiết lập các phương trình dự báo và giới hạn góc pha dựa trên mode III là phương pháp tiếp cận tối ưu về mặt toán học các góc pha được giới hạn như sau nhằm giữ hệ thống hoạt động trong vùng mode III  $(D_1 - D_2) \leq D_3 \leq \min(D_1, (1 - D_2))$  với các thời điểm đặc trưng được định nghĩa là  $t_0 = 0$ ;  $t_1 = D_3 \frac{T_s}{2}$ ;  $t_2 = D_1 \frac{T_s}{2}$ ,  $t_3 = (D_3 + D_2) \frac{T_s}{2}$ ;  $t_4 = \frac{T_s}{2}$ .

Như trong nghiên cứu [10] đã trình bày chi tiết phân tích dòng điện  $i_L(t)$  trong một chu kỳ hoạt động, ta thu được phương trình vi phân trung bình mô tả điện áp đầu ra trong chế độ điều chế TPS:

$$C \frac{dv_2}{dt} = \frac{V_1}{4f_s L} (D_3^2 + 2D_3 D_1 + D_1 D_2) - \frac{V_2}{R} \quad (3a)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{V_1}{4f_s LC} (D_3^2 + 2D_3 D_1 + D_1 D_2) - \frac{V_2}{RC} \quad (3b)$$

trong đó:  $D_1$  là độ lệch pha trong cầu sơ cấp;  $D_2$  là độ lệch pha trong cầu thứ cấp;  $D_3$  là độ lệch pha giữa cầu sơ cấp và thứ cấp.

Phương trình được rời rạc hóa theo chu kỳ lấy mẫu  $T_s$ :

$$v_2(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{RC}\right) v_2(k) + \frac{V_1 T_s}{4f_s LC} (D_3^2 + 2D_3 D_1 + D_1 D_2) \quad (4)$$

trong đó:  $v_2(k)$  là điện áp đầu ra tại thời điểm mẫu  $k$ ;  $v_2(k+1)$  là điện áp dự đoán tại thời điểm mẫu kế tiếp.

Một trong những ưu điểm cốt lõi của điều chế TPS so với SPS truyền thống là khả năng mở rộng vùng ZVS trên dải tải rất rộng thông qua việc tối ưu hóa ba bậc tự do ( $D_1, D_2, D_3$ ). Căn cứ vật lý của đặc tính này được xác định dựa trên chiều của dòng điện cuộn cảm tại các thời điểm chuyển mạch. Cụ thể, để một van bán dẫn MOSFET đạt được ZVS, dòng điện  $i_L(t)$  đi qua van tại thời điểm chuyển mạch phải đủ lớn và có cực tính phù hợp để xả hoàn toàn điện dung ký sinh  $C_{oss}$  của van trước khi nhận xung điều khiển đóng. Đối với chế độ TPS hoạt động trong mode III dòng điện tại thời điểm đóng các van sơ cấp phải thỏa mãn  $i_L(t_0) \leq 0$  và  $i_L(t_3) \leq 0$ ; trong khi tại cầu thứ cấp yêu cầu  $i_L(t_1) \geq 0$  và  $i_L(t_2) \geq 0$  [17].

### 3. Chiến lược điều khiển

#### 3.1. Thuật toán dự đoán mô hình

Phương pháp điều khiển dự đoán mô hình MPC được áp dụng nhằm tối ưu hóa tín hiệu điều khiển trong từng chu kỳ lấy mẫu. Nguyên tắc cơ bản của MPC là dự đoán giá trị điện áp đầu ra trong các bước kế tiếp dựa trên mô hình toán học của hệ thống, sau đó lựa chọn tín hiệu điều khiển tối ưu bằng cách tối thiểu hóa một hàm chi phí được định nghĩa cho  $N$  bước dự đoán tiếp theo. Trong nghiên cứu này, với tần số chuyển mạch

( $f_s = 20$  kHz), chân trời dự đoán được thiết lập ở mức  $N=1$  nhằm giảm thiểu gánh nặng tính toán đảm bảo thuật toán hoàn tất trong một chu kỳ trích mẫu.

Hàm chi phí được xây dựng dưới dạng bình phương sai lệch giữa điện áp đầu ra dự đoán với giá trị tham chiếu và thành phần trọng số phạt biến thiên góc pha, được biểu diễn như sau:

$$J = \sum_{l=k}^{k+N} \lambda_1 (V_{2\text{Ref}} - v_2(k+1))^2 + \lambda_2 (D(k) - D(k+1))^2 \quad (5)$$

trong đó:  $\lambda_1$  là trọng số điều khiển điện áp;  $\lambda_2$  là trọng số phạt biến thiên góc pha.

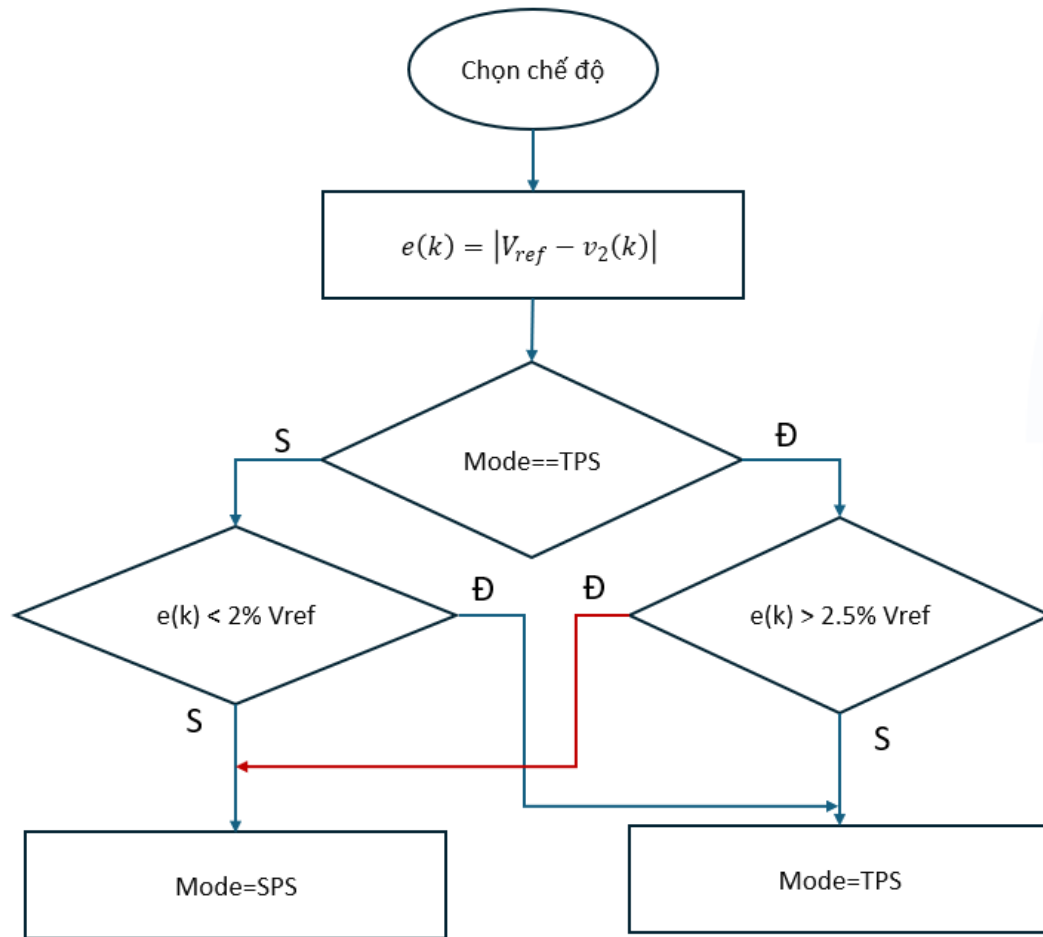
Mục tiêu của bộ điều khiển là tìm bộ giá trị dịch pha  $D$  hoặc tập hợp ( $D_1, D_2, D_3$ ) trong trường hợp điều chế TPS sao cho hàm chi phí  $J$  đạt giá trị nhỏ nhất, từ đó đảm bảo điện áp đầu ra bám sát giá trị mong muốn với sai lệch tối thiểu.

### 3.2. Chiến lược kết hợp MPC với điều chế pha

Phương pháp điều chế pha đơn SPS có ưu điểm là cấu trúc điều khiển đơn giản và dễ triển khai trong thực tế, đặc biệt phù hợp cho giai đoạn khởi động hoặc khi cần truyền công suất lớn. Tuy nhiên, SPS tồn tại nhược điểm là dòng điện đỉnh qua cuộn cảm tăng cao khi hệ thống hoạt động ở trạng thái ổn định, làm gia tăng tổn hao dẫn và tổn hao chuyển mạch, đồng thời làm giảm khả năng duy trì điều kiện chuyển mạch mềm (ZVS).

Ngược lại, phương pháp điều chế pha ba TPS cho phép điều chỉnh linh hoạt hơn nhờ ba biến điều khiển độc lập ( $D_1, D_2, D_3$ ), giúp giảm biên độ dòng điện, duy trì ZVS trên dải tải rộng [17] và nâng cao hiệu suất tổng thể của bộ biến đổi. Tuy nhiên, nhược điểm của TPS nằm ở độ phức tạp trong tính toán, do cần xác định đồng thời ba tham số điều khiển tối ưu, dẫn đến tăng đáng kể khối lượng tính toán trong quá trình tối ưu hóa thời gian thực.

Để khắc phục các hạn chế nêu trên, nghiên cứu này đề xuất một chiến lược điều khiển hai chế độ, kết hợp ưu điểm của cả SPS và TPS trong khuôn khổ điều khiển MPC. Ở chế độ thứ nhất MPC-SPS, bộ điều khiển sử dụng một biến điều khiển pha duy nhất nhằm giảm tải tính toán và tối đa hóa tốc độ đáp ứng động trong giai đoạn quá độ. Cơ chế luân chuyển sang chế độ thứ hai MPC-TPS dựa trên sai lệch giữa điện áp đầu ra và giá trị đặt  $e(k) = |V_{\text{ref}} - v_2(k)|$ .

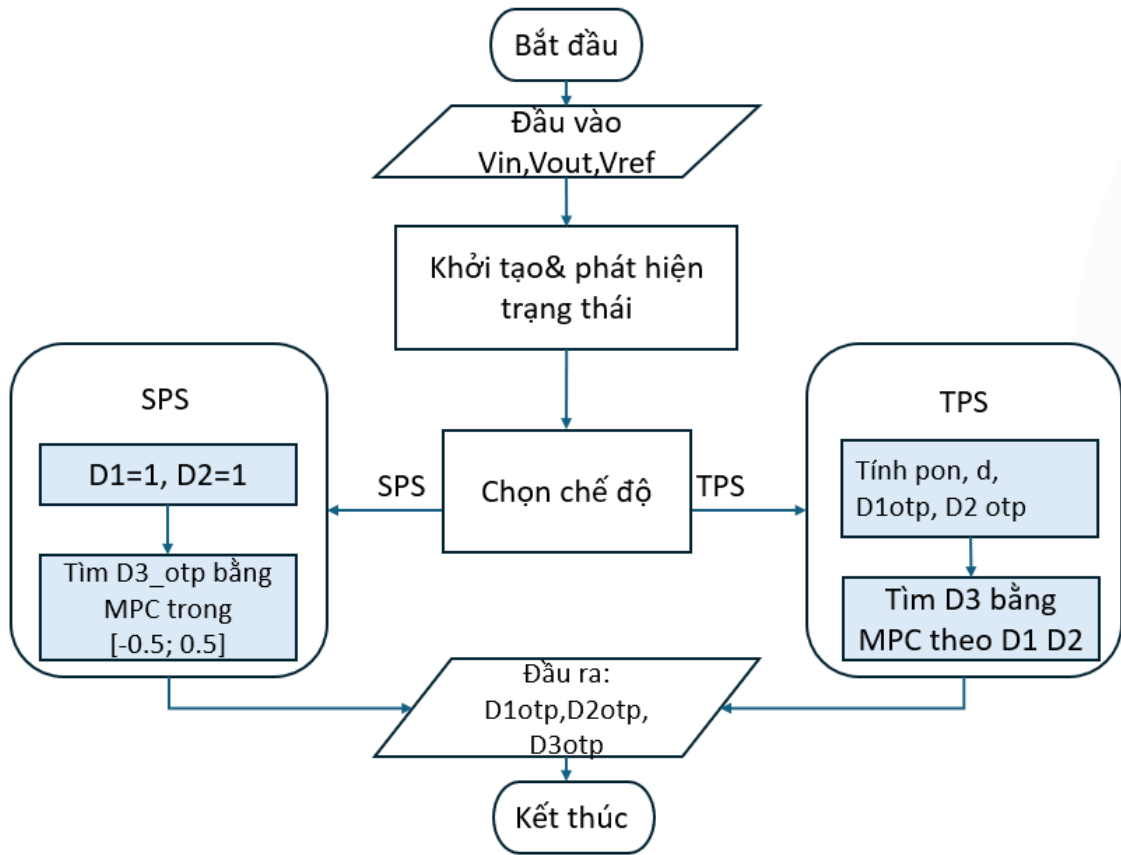


**Hình 5. Cơ chế chuyển mạch.**

Chi tiết cơ chế chuyển đổi SPS và TPS được miêu tả chi tiết trong hình 5 với dải chuyển mạch  $[2\%, 2.5\%]V_{ref}$ . Cụ thể khi sai lệch điện áp  $e(k) < 2\%V_{ref}$  hệ thống kích hoạt chế độ TPS và khi  $e(k) > 2.5\%V_{ref}$  hệ thống kích hoạt chế độ SPS.

Trong chế độ MPC-TPS, để giải quyết bài toán thời gian thực, không gian tìm kiếm được thu hẹp bằng cách lựa chọn cặp giá trị  $D_1$  và  $D_2$  tối ưu dựa trên thuật toán Unified Triple Phase Shift (UTPS) kết hợp điều kiện Karush-Kuhn-Tucker (KKT) được trình bày trong [16]. Đặc biệt, nghiên cứu này chỉ áp dụng giải thuật KKT chuyên biệt cho mode 3 (bao gồm hai trường hợp hoạt động IIIA và IIIB tùy theo miền công suất như trong [10]). Ở mỗi miền, các giá trị  $D_{1,opt}$  và  $D_{2,opt}$  được tính toán giải tích trực tiếp, sau đó bộ điều khiển MPC chỉ cần làm nhiệm vụ tìm kiếm  $D_{3,opt}$ .

Dựa trên các ưu nhược điểm của các phương pháp nhóm nghiên cứu đã thiết lập lưu đồ thuật toán như sau:



**Hình 6. Lưu đồ thuật toán MPC-SPS-TPS.**

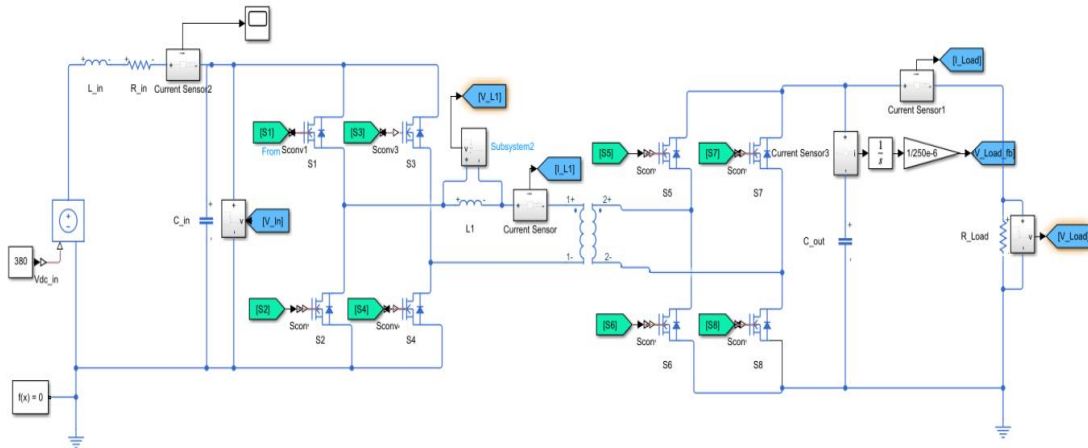
Việc kết hợp điều khiển SPS trong giai đoạn khởi động và TPS trong trạng thái ổn định giúp cân bằng giữa tốc độ đáp ứng và hiệu suất năng lượng, tận dụng ưu điểm của cả hai phương pháp trong khi giảm thiểu nhược điểm về tải tính toán và tổn hao công suất. Dựa trên các phân tích trên, thuật toán điều khiển MPC kết hợp SPS và TPS được đề xuất nhằm tối ưu hóa hiệu suất và đáp ứng động của bộ DAB. Thuật toán hoạt động theo hai chế độ riêng biệt và chuyển đổi dựa trên trạng thái điện áp đầu ra. Quy trình chi tiết của thuật toán được minh họa trong hình 6, thể hiện các bước từ khởi động, tính toán các giá trị tối ưu  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , đến quá trình điều khiển DAB trong thời gian thực.

#### 4. Kết quả và bàn luận

Để xác nhận hiệu quả của thuật toán điều khiển MPC kết hợp SPS và TPS được đề xuất, các mô phỏng được thực hiện trên phần mềm MATLAB/Simulink với mô hình bộ chuyển đổi DAB được thiết lập như sau:

**Bảng 1. Thông số mô phỏng.**

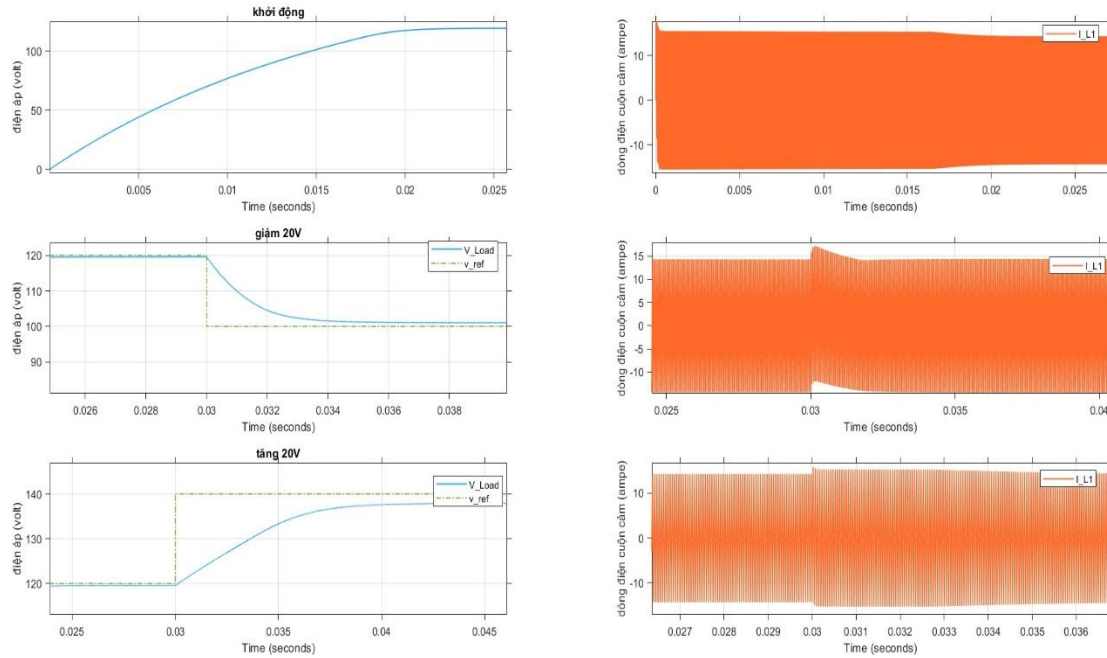
| Tên                | Ký hiệu   | Thông số    |
|--------------------|-----------|-------------|
| Tần số chuyển mạch | $f_s$     | 20 kHz      |
| Tụ đầu vào         | $C_{in}$  | 270 $\mu$ F |
| Điện áp đầu vào    | $V_{in}$  | 380 V       |
| Điện áp tham chiếu | $V_{ref}$ | 120 V       |
| Điện cảm cuộn cảm  | $L$       | 300 $\mu$ H |
| Tỷ số vòng dây     | $n$       | 0,3158      |
| Tụ đầu ra          | $C_{out}$ | 250 $\mu$ F |
| Điện trở đầu ra    | $R$       | 70 $\Omega$ |



**Hình 7. Mô hình mô phỏng DAB.**

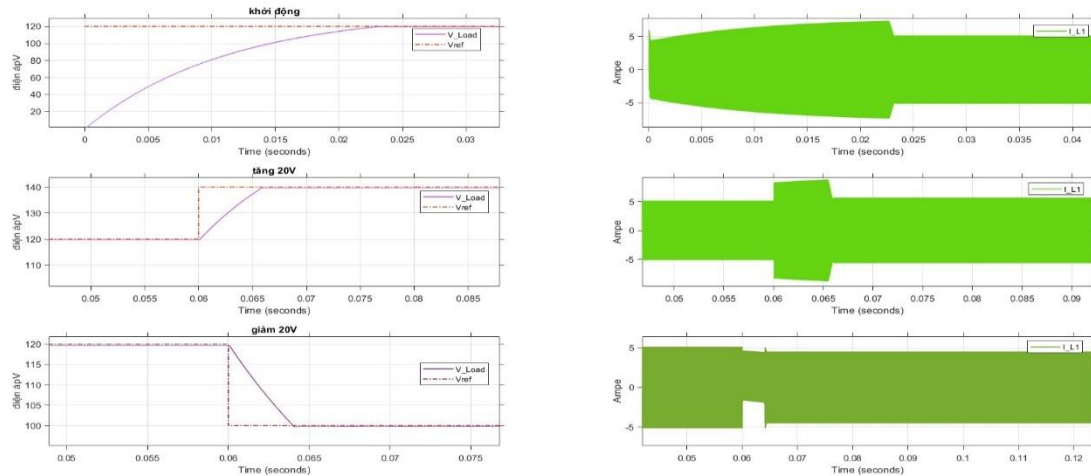
Hình 7 là sơ đồ mạch DAB với các thông số hệ thống chính được liệt kê trong bảng 1.

Hệ thống được điều khiển bằng bộ điều khiển PI-SPS, MPC-TPS và MPC-SPS-TPS được kích hoạt từ trạng thái ban đầu điện áp đầu ra  $V_{out} = 0$  V, dòng tải  $I_{load} = 0$  A để đạt đến giá trị tham chiếu  $V_{ref} = 120$  V trong trường hợp khởi động và thay đổi điện áp đầu ra.



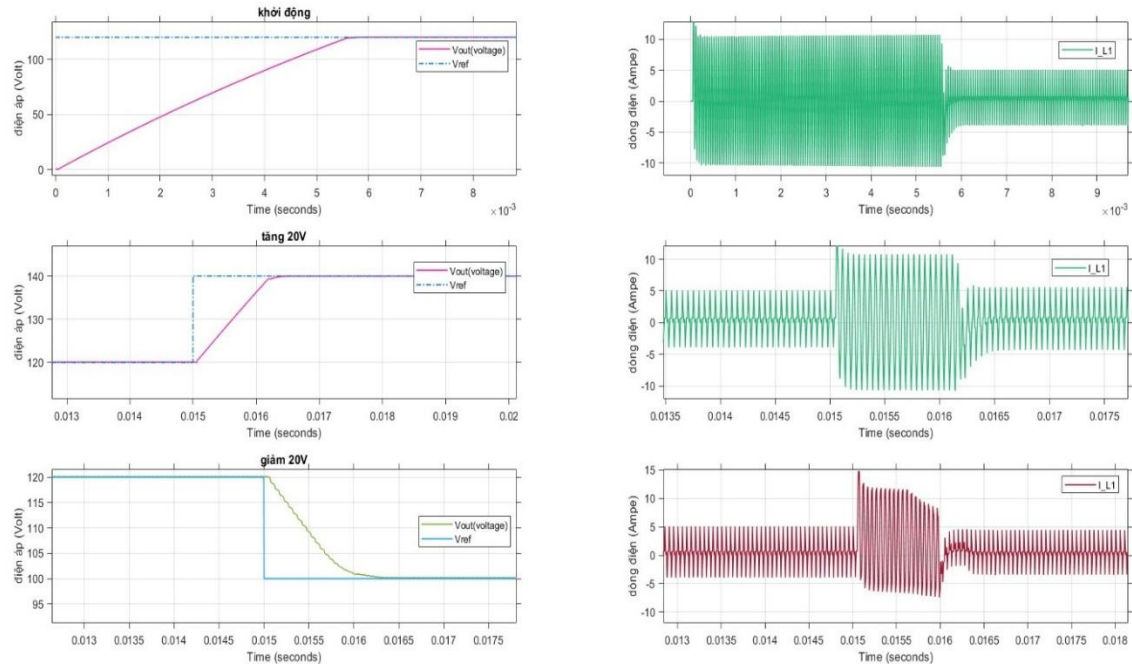
**Hình 8. Khởi động và phản ứng động bộ PI-SPS.**

Kết quả hình 8 cho thấy, thời gian đáp ứng 21 ms, dòng điện cuộn cảm 15 A khi khởi động và 13,5 A khi xác lập, khi tăng giảm điện áp có tồn tại sai số xác lập khoảng 2 V.



**Hình 9. Khởi động và thay đổi điện áp đầu ra bằng MPC-TPS.**

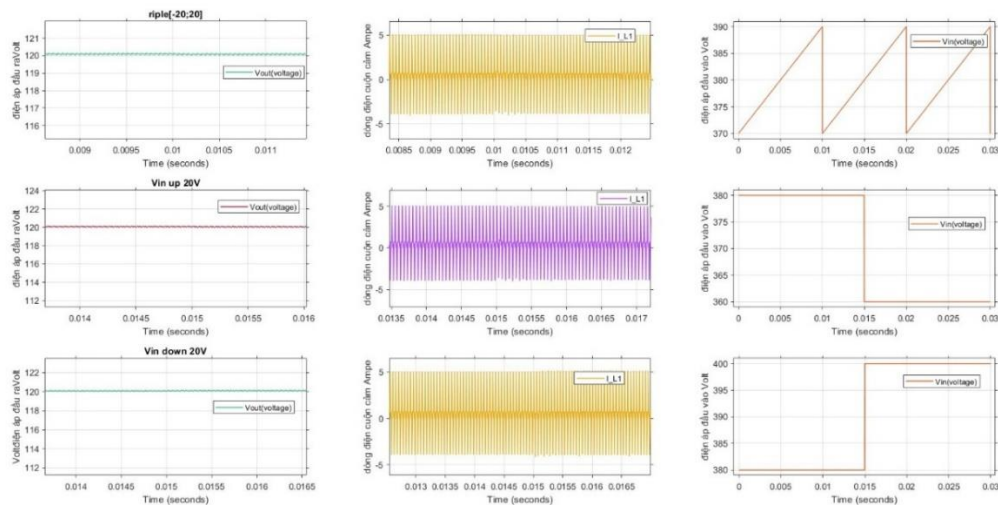
Kết quả hình 9 cho thấy, thời gian xác lập 23 ms, dòng đỉnh khởi động 7A, dòng điện chế độ xác lập 5 A. Hệ thống đạt giá trị tham chiếu trong 6,5 ms với trường hợp tăng 20 V. Hệ thống đạt giá trị tham chiếu trong 4,2 ms với trường hợp giảm 20 V. Sai số xác lập khoảng 0,1 V.



**Hình 10. Khởi động và thay đổi điện áp đầu ra bằng bộ điều khiển MPC-SPS-TPS.**

Kết quả hình 10 cho thấy, thời gian xác lập 5,5 ms, dòng đỉnh khởi động 11 A, dòng điện chế độ xác lập 5 A. Hệ thống đạt giá trị tham chiếu trong 1,2 ms với trường hợp tăng 20 V. Hệ thống đạt giá trị tham chiếu trong 1,5 ms với trường hợp giảm 20 V. Sai số xác lập khoảng 0,1 V.

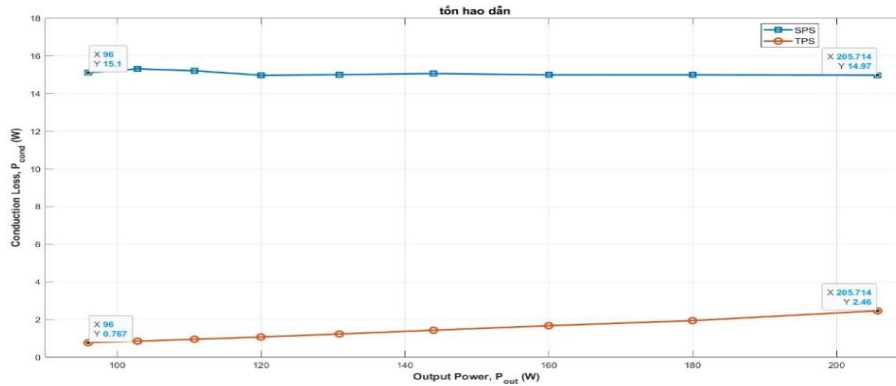
Để đánh giá khả năng thích ứng của thuật toán điều khiển MPC kết hợp với điều chế pha SPS và TPS trong bối cảnh biến đổi điện áp đầu vào, các mô phỏng đã được thực hiện với hai kịch bản chính: biến đổi đột ngột và biến đổi từ từ với điện áp tham chiếu đầu ra  $V_{ref} = 120$  V.



**Hình 11. Đáp ứng MPC-SPS-TPS trước biến động đầu vào.**

Kết quả hình 11 cho thấy, tại các thời điểm đầu vào biến đổi đột ngột tồn tại các nhiễu nhỏ tuy nhiên được ổn định ngay sau đó với cả 3 trường hợp nhiễu đầu vào dạng ripple biên độ  $\pm 20V$ , đầu vào tăng và giảm 20V.

Để đánh giá tổn hao dẫn bộ DAB được điều khiển bằng SPS và TPS sẽ được tính trên dải công suất được thiết lập như sau:



**Hình 12. Tổn hao dẫn của SPS và TPS.**

Kết quả hình 12 cho thấy, khi tải ở mức 96-205 W, phương pháp TPS có tổn hao dẫn từ 0,767 đến 2,46 W. Trong khi SPS dao động quanh mức 15 W ở dải công suất tương tự.

**Bảng 2. Kết quả mô phỏng của MPC-SPS-TPS và PI-SPS và MPC-TPS.**

| Kịch bản              | MPC-SPS-TPS                      | PI-SPS                          | MPC-TPS                          |
|-----------------------|----------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|
| Khởi động             | 5,5 ms, dòng cuộn cảm $\pm 11$ A | 21 ms, dòng cuộn cảm $\pm 15$ A | 23 ms, dòng cuộn cảm $\pm 7$ A   |
| Chế độ xác lập        | Dòng cuộn cảm $\pm 5$ A          | Dòng cuộn cảm $\pm 14$ A        | Dòng cuộn cảm $\pm 5$ A          |
| Thay đổi điện áp 20 V | 1,5 ms, sai số xác lập 0,1 V     | 5-10 ms, sai số xác lập 2 V     | 4,2-6,5 ms, sai số xác lập 0,1 V |

## 5. Kết luận

Bài báo đã đề xuất và xác minh thành công chiến lược điều khiển dự báo mô hình MPC lai ghép giữa phương pháp điều chế SPS và TPS áp dụng cho bộ biến đổi cầu chủ động kép DAB. Phương pháp này giải quyết những hạn chế của hệ thống điều khiển PI truyền thống vốn thường có thời gian đáp ứng chậm và tạo ra ứng suất dòng điện lớn lên các van bán dẫn.

Điểm cốt lõi của giải pháp là cơ chế phân vùng hoạt động linh hoạt. Thuật toán kích hoạt cấu trúc MPC kết hợp SPS trong giai đoạn khởi động hoặc quá độ nhằm tối đa hóa tốc độ đáp ứng và luân chuyển liền mạch sang cấu trúc MPC kết hợp TPS và

thuật toán UTPS tại trạng thái xác lập để giảm biên độ dòng điện trên cuộn cảm từ đó giảm tổn hao dẫn.

Kết quả kiểm chứng trên nền tảng MATLAB/Simulink khẳng định tính ưu việt của giải pháp lai ghép so với phương pháp kinh điển trên các phương diện sau:

Tốc độ đáp ứng: Thời gian xác lập khi khởi động được rút ngắn xuống mức 5,5 ms nhanh hơn 3,8 lần so với bộ điều khiển PI và nhanh hơn 4,1 lần so với bộ MPC-TPS. Trong kịch bản điện áp tham chiếu biến thiên đột ngột, chiến lược lai ghép cho phép hệ thống bám sát quỹ đạo mới chỉ trong 1,5 ms, đạt tốc độ đáp ứng nhanh hơn từ 3 đến 6 lần so với bộ điều khiển PI và TPS thuần túy.

Tối ưu hóa ứng suất dòng điện: Tại trạng thái xác lập, biên độ dòng điện cuộn cảm được giảm đi 64,3% từ 14 A xuống còn 5 A so với phương pháp truyền thống PI-SPS, giúp cắt giảm đáng kể tổn hao dẫn. Dòng điện đỉnh trong giai đoạn khởi động cũng nhỏ hơn 26,7%.

Độ chính xác: Sai lệch điện áp ở chế độ xác lập được duy trì ở mức 0,1 V so với 2 V của hệ thống PI.

Như vậy, chiến lược dự báo mô hình lai ghép đề xuất là một giải pháp giúp dung hòa bài toán đánh đổi giữa động học tức thời và hiệu suất tĩnh. Việc tận dụng tối đa ưu điểm của từng kỹ thuật điều chế mở ra hướng tiếp cận đầy triển vọng để tối ưu hóa chất lượng truyền tải năng lượng cho các hệ thống biến đổi điện áp hiện đại.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] L. Li, G. Xu, D. Sha, et al. (2023), "A review of dual active bridge converters with topology modifications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, **38(7)**, pp.9046-9076, DOI: 10.1109/TPEL.2023.3258418.
- [2] N.D. Nguyen, Y.I. Lee (2023), "Model predictive current control for dual-active-bridge dc-dc converter with single-phase shift modulation", *IFAC-PapersOnLine*, **56(2)**, pp.4454-4459, DOI: 10.1016/j.ifacol.2023.10.931.
- [3] V.V. Katru, M. Pattnaik, I. Sarkar (2023), "Dual active bridge converter control and power management of PV-battery fed DC microgrid for EV battery charging system", *2023 IEEE 3rd International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*, pp.1-6, DOI: 10.1109/STPEC59253.2023.10431104.
- [4] S. Khanal, B.R. Bhattarai, N. Dahal (2023), "A model predictive power control scheme for PV inverter and battery energy storage system for a microgrid",

*Journal of Engineering and Sciences*, **2(1)**, pp.30-34, DOI: 10.3126/jes2.v2i1.60389.

- [5] S. Tiwari, O. Hanif, S. Sarangi (2019), "Fractional order PI control of dual active bridge converter using generalized average modelling", *20th International Conference on Intelligent System Application to Power Systems (ISAP)*, pp.253-259, DOI: 10.1109/ISAP48318.2019.9065947.
- [6] S. Cuoghi, R. Mandrioli, L.K. Pittala, et al. (2022), "Dual-active-bridge model and control for supporting fast synthetic inertial action", *Energies*, **15(6)**, DOI: 10.3390/en15062295.
- [7] H.G. Sahebi, S.A. Gorji, M. Hajihosseini, et al. (2025), "MPC design for SPS modulated DAB converters: Impact of nonlinear models on reactive power minimization", *IET Power Electronics*, **18(1)**, DOI: 10.1049/pel2.70066.
- [8] S. Coelho, T.J.C. Sousa, V. Monteiro, et al. (2025), "Comparison and validation of five modulation strategies for a dual active bridge converter", *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, **9(6)**, DOI: 10.4108/ew.v9i6.3066.
- [9] M. Pakjoo (2023), *Comparison of SPS, DPS and TPS Modulation in Dual Active Bridge Converter*, Master's Thesis in Electrical Engineering, Politecnico di Milano.
- [10] S.M. Akbar, A. Hasan, A.J. Watson, et al. (2021), "Model predictive control with triple phase shift modulation for a dual active bridge DC-DC converter", *IEEE Access*, **9**, pp.98603-98614, DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3095553.
- [11] Y. Fu, Z. Jing, H.P. Ren (2023), "Model predictive control for DAB under extended-phase-shift considering components uncertainty", *IET Power Electronics*, **16(12)**, pp.1984-1995, DOI: 10.1049/pel2.12519.
- [12] A. Nardoto, A. Amorim, N. Santana, et al. (2022), "Adaptive model predictive control for DAB converter switching losses reduction", *Energies*, **15(18)**, DOI: 10.3390/en15186628.
- [13] L. Chen, L. Lin, S. Shao, et al. (2020), "Moving discretized control set model-predictive control for dual-active bridge with the triple-phase shift", *IEEE Transactions on Power Electronics*, **35(8)**, pp.8624-8637, DOI: 10.1109/TPEL.2019.2962838.
- [14] A. Kirsten, J. Fraytag, L. Cunico, et al. (2022), "Series inductance design of dual-active-bridge converter: ZVS range with practical considerations", *International*

*Journal of Circuit Theory and Applications*, **50**, pp.2423-2438, DOI: 10.1002/cta.3249.

- [15] H. Tian, Z. Zhou, Y. Liu, et al. (2024), "Output voltage control of DAB converters based on uncertainty and disturbance estimation", *PeerJ Computer Science*, **10**, DOI: 10.7717/peerj-cs.2175.
- [16] J. Huang, Y. Wang, Z. Li, et al. (2016), "Unified triple-phase-shift control to minimize current stress and achieve full soft-switching of isolated bidirectional DC-DC converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **63(7)**, pp.4169-4179, DOI: 10.1109/TIE.2016.2543182.
- [17] J. Zeng, Y. Rao, Z. Lan, et al. (2021), "Multi-objective unified optimal control strategy for DAB converters with triple-phase-shift control", *Energies*, **14(20)**, DOI: 10.3390/en14206444.