

STUDY OF CONTROL OPTIONS FOR H-BRIDGE INVERTER SWITCHING IN SvPWM MODE WITH SINGLE-PHASE AC LOAD

Le Duc Tiep, Nguyen Thi Thu Huong*, Nguyen Tien Ngu

Le Quy Don Technical University

ARTICLE INFO	ABSTRACT
<p>Received: 15/8/2024</p> <p>Revised: 29/10/2024</p> <p>Published: 30/10/2024</p>	<p>The paper studies the solution for implementing H-bridge inverter switching control in pulse width modulation mode according to space vector module (SvPWM) for the case of using single-phase AC loads. Based on voltage vector modulation strategies, the distribution of zero and non-zero voltage states will be implemented according to different rules. The results are surveyed, analyzed, compared and evaluated on the simulation model using Matlab-Simulink software. This study shows that, with the SvPWM pulse width modulation mode, it is possible to easily change the order of states of the H-bridge inverter, while generating output AC voltage pulses is more straightforward and intuitive than when using digital control methods. Analyzing the results indicates that with various voltage vector modulation strategies, increasing the number of modulated voltage vectors per half-cycle results in a reduction of total harmonic distortion and an increase in the fundamental harmonic index that needs modulation. Additionally, adjusting the modulation order rules for voltage vectors can generate different solutions for changing the distribution of zero and non-zero voltage states of the AC voltage pulse across the load, which allows for various improved modulation strategies aimed at enhancing the quality of AC voltage on the load.</p>
<p>KEYWORDS</p> <p>H-bridge inverter</p> <p>Sequential switching law</p> <p>Symmetric switching law</p> <p>SvPWM</p> <p>Single-phase asynchronous motor</p> <p>IGBT, Mosfet, BJT</p>	

NGHIÊN CỨU CÁC PHƯƠNG ÁN ĐIỀU KHIỂN CHUYỂN MẠCH NGHỊCH LƯU CẦU H Ở CHẾ ĐỘ SvPWM VỚI TẢI XOAY CHIỀU MỘT PHA

Lê Đức Tiếp, Nguyễn Thị Thu Hương*, Nguyễn Tiến Ngự

Trường Đại học Kỹ thuật Lê Quý Đôn

THÔNG TIN BÀI BÁO	TÓM TẮT
<p>Ngày nhận bài: 15/8/2024</p> <p>Ngày hoàn thiện: 29/10/2024</p> <p>Ngày đăng: 30/10/2024</p>	<p>Bài báo nghiên cứu giải pháp thực hiện điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H ở chế độ điều chế độ rộng xung theo mô đun không gian véc tơ (SvPWM) đối với trường hợp sử dụng các dạng tải xoay chiều một pha. Trên cơ sở các phương án điều chế véc tơ điện áp sẽ thực hiện các quy luật phân bố trạng thái điện áp 0 và khác 0 theo những quy luật khác nhau. Các kết quả được khảo sát, phân tích, so sánh và đánh giá trên mô hình mô phỏng bởi phần mềm Matlab-Simulink. Nghiên cứu cho thấy, với chế độ điều chế độ rộng xung SvPWM có thể thực hiện việc thay đổi thứ tự các trạng thái của nghịch lưu cầu H một cách dễ dàng, đồng thời việc tạo ra các xung điện áp xoay chiều đầu ra nhờ điều chế quy luật phân bố mô đun và hướng các véc tơ điện áp đặt trên tải trực quan và đơn giản hơn so với khi sử dụng phương án điều khiển số. Phân tích kết quả cho thấy với các phương án điều chế véc tơ điện áp khác nhau thì khi tăng số véc tơ điện áp được điều chế trên mỗi bán kỳ xung điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu cầu H sẽ giảm tổng méo hài và tăng chỉ số hài cơ bản cần điều chế. Đồng thời, việc điều chỉnh các quy luật thứ tự điều chế véc tơ điện áp cũng sẽ tạo ra các giải pháp khác nhau để thay đổi sự phân bố trạng thái điện áp 0 và khác 0 của xung điện áp xoay chiều trên tải, từ đó có thể có những giải pháp cải tiến điều chế xung khác nhau nhằm nâng cao chất lượng điện áp xoay chiều trên tải.</p>
<p>TỪ KHÓA</p> <p>Nghịch lưu cầu H</p> <p>Luật chuyển mạch tuần tự</p> <p>Luật chuyển mạch đối xứng</p> <p>SvPWM</p> <p>Động cơ không đồng bộ một pha</p> <p>Khóa bán dẫn IGBT, Mosfet, BJT</p>	

DOI: <https://doi.org/10.34238/tnu-jst.10954>

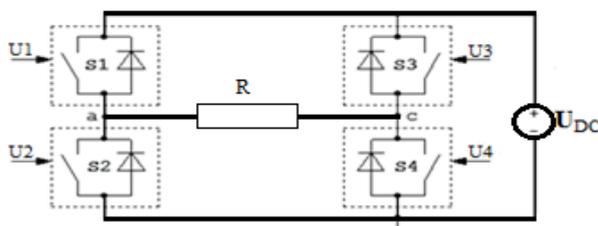
* Corresponding author. Email: huong82hvtqs@gmail.com

1. Giới thiệu

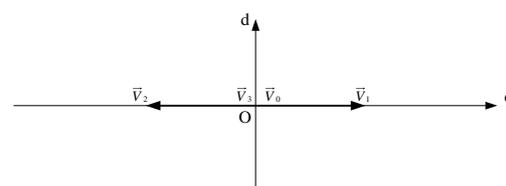
Ngày nay, việc điều chỉnh tốc độ các động cơ một chiều, xoay chiều đồng bộ, không đồng bộ một pha, hai pha hay nhiều pha hơn với các nguồn xung đã trở nên phổ biến và được ứng dụng rộng rãi trong thực tế do giá thành rẻ và sản phẩm thiết kế gọn nhẹ hơn rất nhiều so với các bộ biến đổi điện áp xoay chiều tương tự trước đây. Điều khiển tốc độ động cơ điện một chiều, xoay chiều ở các chế độ điều chế độ rộng xung điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H đã được nghiên cứu và ứng dụng ngày càng phổ biến nhờ sự đơn giản và dễ dàng hiện thực hóa với các kỹ thuật chuyển mạch số, như luật chuyển mạch đối xứng, không đối xứng, luật chuyển mạch tuần tự, chuyển mạch tuần tự tiết kiệm năng lượng...; hay với các chế độ điều chế độ rộng xung SIR, SinPWM... [1] – [15]. Tuy nhiên, khi tổng hợp các luật chuyển mạch số cần tạo ra các hàm điều khiển các khóa chuyển mạch của các cầu nghịch lưu từ tổ hợp các biến điều kiện làm việc của tải khá phức tạp về mặt toán học, nhưng với các luật chuyển mạch số có sự thuận lợi trong thiết kế các bo mạch số. Với các kỹ thuật điều chế độ rộng xung SIR hay SinPWM thì cho đáp ứng hiệu năng làm việc của động cơ không đồng bộ kém hơn hẳn so với các quy luật phân bố trạng thái điện áp 0 và khác 0 mà nhóm tác giả đã đề xuất và công bố [1] – [3]. Ngày nay, với sự phát triển mạnh mẽ của các thiết bị vi điều khiển, việc lập trình phần mềm trên các vi điều khiển giúp cho các hệ thống càng trở nên gọn nhẹ hơn. Phương pháp SvPWM nghiên cứu điều khiển chuyển mạch của nghịch lưu hiện nay được ứng dụng rộng rãi và có nhiều công trình công bố, tuy nhiên phần lớn các công trình này đều sử dụng với các dạng tải nhiều pha, trường hợp với tải động cơ một pha gần như chưa có. Trong đó, một số công bố với trường hợp điều khiển cầu H ở chế độ SvPWM với tải một pha thì nêu rất sơ sài, chưa đánh giá hay phân tích được các phương án phân bố các véc tơ cơ sở theo những phương án khác nhau, chưa đưa ra phương án tính toán thời gian lưu giữ các trạng thái nghịch lưu cầu H để điều chế từng véc tơ [14], [16] - [22]. Vì vậy, bài báo đề xuất nghiên cứu phương án điều chế độ rộng xung SvPWM với nghịch lưu cầu H trường hợp tải xoay chiều một pha cho phép thực hiện tạo ra các xung điều khiển một cách đơn giản hơn và cung cấp nhiều phương án thực hiện các quy luật phân bố trạng thái điện áp 0, khác 0 theo các giải pháp mà nhóm tác giả đã đề xuất [1] – [3], điều này có tính cấp thiết và ý nghĩa thực tiễn to lớn trong thiết kế sản xuất các bộ biến tần tĩnh, các khối biến đổi nguồn với tải là các động cơ xoay chiều một pha trong các hệ thống truyền động điện xoay chiều.

2. Phương pháp nghiên cứu

Sơ đồ đấu nối nghịch lưu cầu H với dạng tải xoay chiều một pha có dạng tổng quát với trường hợp tải R như hình 1. Với các trường hợp tải R L, tải động cơ một chiều một pha hay xoay chiều một pha cũng có dạng tương tự.



Hình 1. Sơ đồ đấu nối nghịch lưu cầu H với tải R



Hình 2. Biểu diễn các véc tơ điện áp của tải R trên hệ trục tọa độ vuông góc dOq

Với dạng sơ đồ hình 1, thấy rằng điện áp đặt trên tải R sẽ có những trường hợp điện áp bằng không, điện áp dương hoặc điện áp âm tùy theo việc đóng mở các khóa bán dẫn S4, S3, S2, S1 của cầu nghịch lưu. Các giá trị U_4, U_3, U_2, U_1 là các hàm logic điều khiển các khóa chuyển mạch của cầu nghịch lưu, mang giá trị điện áp với các mã nhị phân tương ứng là 0 và 1 khi các khóa bán dẫn S4, S3, S2, S1 ở trạng thái không dẫn và dẫn. Như đã biết, với nghịch lưu cầu H tồn tại $2^4 = 16$ trạng thái khác nhau, tuy nhiên số lượng trạng thái làm việc là 9, và số lượng trạng thái cấm là 7 [12] – [22]. Ký hiệu các trạng thái này là t_x . Trong đó: x ($x = 0, 1...15$) – là giá trị

thập phân của mã nhị phân các khóa bán dẫn $S4\ S3\ S2\ S1$. Trong 16 trạng thái của nghịch lưu cầu H thì 7 trạng thái cấm là $t_3, t_7, t_{11}, t_{12}, t_{13}, t_{14}, t_{15}$, còn lại là các trạng thái mà cầu nghịch lưu có thể làm việc. Trong các trạng thái làm việc của nghịch lưu cầu H có hai trạng thái điện áp 0 là t_5 và t_{10} , hai trạng thái điện áp khác 0 và trái dấu nhau là t_6 và t_9 [1] – [3], [12] – [19].

Ở chế độ SvPWM sẽ sử dụng 4 trạng thái t_6, t_9 và t_5, t_{10} của nghịch lưu cầu H tương ứng sẽ cấp cho tải R một điện áp có hướng, ký hiệu là véc tơ \vec{V}_x , trong đó x là giá trị thập phân của mã nhị phân $S3\ S1$. Các giá trị mã nhị phân của $S4\ S2$ sẽ có giá trị đảo với $S3\ S1$. Lúc này các trạng thái t_9, t_6, t_{10} và t_5 của nghịch lưu cầu H sẽ tương ứng cấp cho tải R các véc tơ điện áp $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_0$ và \vec{V}_3 . Như vậy, hai véc tơ điện áp khác 0 có dấu ngược nhau là \vec{V}_1, \vec{V}_2 , trong đó \vec{V}_1 là véc tơ điện áp mang dấu dương đặt trên tải tương ứng với trạng thái t_9, \vec{V}_2 là véc tơ điện áp mang dấu âm đặt trên tải tương ứng với trạng thái t_6, \vec{V}_0 và \vec{V}_3 là các véc tơ điện áp 0 tương ứng với hai trạng thái t_{10} và t_5 . Biểu diễn dạng các véc tơ điện áp của tải R trên hệ trục tọa độ vuông góc dOq có dạng như hình 2.

Giả sử ta cần điều chế điện áp xoay chiều dạng xung có tần số f , khi đó thời gian lưu giữ trạng thái các véc tơ điện áp \vec{V}_1, \vec{V}_2 cực đại sẽ là $\frac{1}{2}f = T/2$, trong đó T là chu kỳ của điện áp xoay chiều dạng xung cần điều chế. Để tạo ra một điện áp xoay chiều dạng xung có thể thay đổi cả tần số và điện áp hiệu dụng, cần sử dụng đồng thời các véc tơ điện áp khác 0 và điện áp 0. Như vậy, để tạo ra điện áp trên bán kỳ dương sẽ sử dụng véc tơ điện áp \vec{V}_0 và \vec{V}_1 , trên bán kỳ âm sẽ sử dụng các véc tơ điện áp \vec{V}_3 và \vec{V}_2 ; hoặc cũng có thể chỉ sử dụng một trạng thái véc tơ điện áp 0 bất kỳ cho cả hai chu kỳ. Với trường hợp sử dụng hai véc tơ điện áp \vec{V}_0 và \vec{V}_3 lần lượt trên mỗi bán kỳ dương và bán kỳ âm sẽ có các phương án điều chế chuỗi các véc tơ điện áp như sau:

a) Phương án 1:

- Trên bán kỳ dương các véc tơ điện áp sẽ được điều chế theo quy luật:

$$\vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \dots \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0;$$

- Trên bán kỳ âm mỗi véc tơ điện áp sẽ được điều chế theo quy luật:

$$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \dots \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3.$$

Với phương án này, đầu và kết thúc mỗi bán kỳ luôn là các trạng thái véc tơ điện áp 0.

b) Phương án 2:

- Trên bán kỳ dương các véc tơ điện áp sẽ được điều chế theo quy luật:

$$\vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \dots \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1;$$

- Trên bán kỳ âm mỗi véc tơ điện áp sẽ được điều chế theo quy luật:

$$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \dots \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2.$$

Với phương án này, đầu mỗi bán kỳ luôn là các trạng thái véc tơ điện áp 0 và kết thúc mỗi bán kỳ luôn là các trạng thái véc tơ điện áp khác 0.

c) Phương án 3:

- Trên bán kỳ dương mỗi véc tơ điện áp sẽ được điều chế theo quy luật:

$$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \dots \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \vec{V}_1;$$

- Trên bán kỳ âm mỗi véc tơ điện áp sẽ được điều chế theo quy luật:

$$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \dots \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2.$$

Với phương án này, đầu và kết thúc mỗi bán kỳ luôn là các trạng thái véc tơ điện áp khác 0.

d) Phương án 4:

- Trên bán kỳ dương mỗi véc tơ điện áp sẽ được điều chế theo quy luật:

$$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0 \rightarrow \dots \rightarrow \vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_0;$$

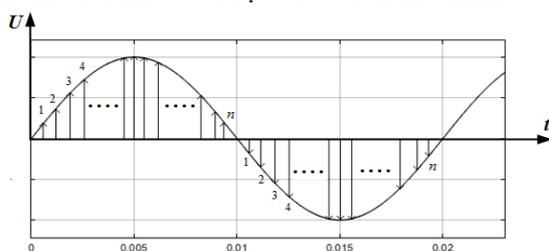
- Trên bán kỳ âm mỗi véc tơ điện áp sẽ được điều chế theo quy luật:

$$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3 \rightarrow \dots \rightarrow \vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3.$$

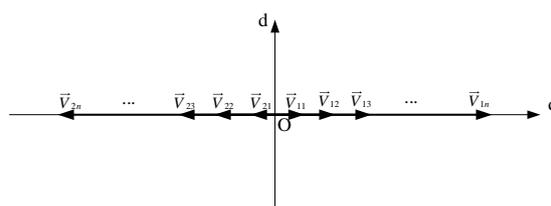
Với phương án 4, đầu mỗi bán kỳ luôn là các trạng thái véc tơ điện áp khác 0 và kết thúc mỗi bán kỳ luôn là các trạng thái véc tơ điện áp 0.

Ngoài 4 phương án trên còn rất nhiều các phương án điều chế chuỗi các véc tơ điện áp kiểu khác, tuy nhiên trong khuôn khổ nội dung bài báo sẽ chỉ nghiên cứu 4 phương án như trên. Trong các phương án đưa ra, việc tính toán thời gian lưu giữ các véc tơ thành phần khi điều chế chuỗi các véc tơ điện áp trên mỗi bán kỳ sẽ không có một quy luật xác định và phụ thuộc vào hình dạng đặc tính điện áp xoay chiều cần hướng tới của dạng điện áp xoay chiều kiểu xung được điều chế. Thông thường mong muốn dạng điện áp xoay chiều kiểu xung sẽ có đặc tính hướng tới giống như một nguồn sin chuẩn. Vì vậy trong nội dung nghiên cứu sẽ hướng tới điều chế điện áp xoay chiều có các đặc tính gần với nguồn sin chuẩn.

Giả sử có một nguồn điện áp sin chuẩn cần lấy n điểm trích mẫu trên mỗi bán kỳ, khi đó n điểm trích mẫu sẽ được biểu diễn như hình 3.



Hình 3. Trích mẫu n điểm trên mỗi bán kỳ dương của một điện áp dạng sin chuẩn



Hình 4. Phương án điều chế n véc tơ điện áp trên mỗi bán kỳ

Với n điểm trích mẫu nguồn sin có dạng như hình 3, thì thấy rằng với n càng lớn thì dạng xung trích mẫu sẽ càng mang nhiều thông tin giống như một nguồn sin chuẩn. Tuy nhiên với trường hợp tạo ra một điện áp xoay chiều dạng xung vuông từ nghịch lưu cầu H ở chế độ SvPWM thì đề điện áp xoay chiều dạng xung vuông tạo ra có đặc tính gần hướng tới nguồn sin chuẩn, một trong các phương án có thể thực hiện là sẽ điều chế tạo ra n véc tơ điện áp trên mỗi bán kỳ sao cho mỗi véc tơ điện áp tạo ra có độ lớn tỷ lệ theo một hàm sin nào đó giống như n véc tơ biên độ trích mẫu trên hình 3 ở mỗi nửa bán kỳ, n véc tơ điện áp khác không được điều chế trên mỗi bán kỳ xung điện áp xoay chiều được điều chế ở chế độ SvPWM có thể biểu diễn như trên hình 4.

Trên hình 4, các véc tơ điện áp \vec{V}_{1i} , \vec{V}_{2i} có cùng phương và hướng với các véc tơ điện áp \vec{V}_1 , \vec{V}_2 , tuy nhiên khác nhau về biên độ. Như vậy, việc thực hiện tính toán phân bố các trạng thái véc tơ điện áp khác 0 và véc tơ điện áp 0 ở một trong 4 phương án nêu trên có thể xác định theo tỷ lệ một hàm sin hoặc hàm cosin nào đó sao cho tổng thời gian lưu giữ các trạng thái véc tơ điện áp 0 và khác 0 trên mỗi chu kỳ luôn bằng T .

3. Kết quả và bàn luận

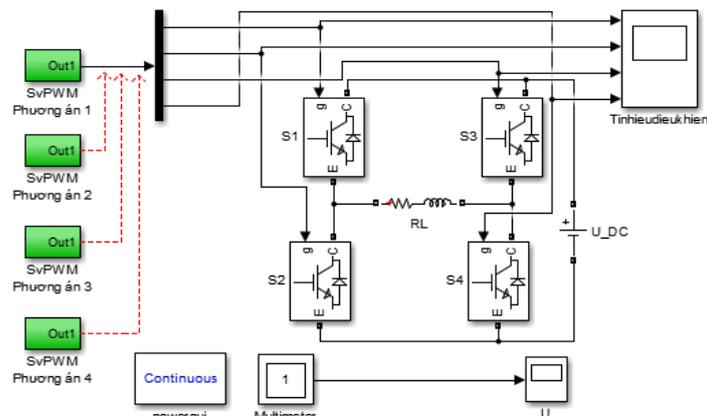
Để mô phỏng đánh giá kết quả điện áp và dòng điện trên tải khi điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H ở chế độ SvPWM với trường hợp tải xoay chiều một pha sẽ sử dụng mô hình mô phỏng trên Matlab có dạng như hình 5.

Trong đó các khối SvPWM phương án 1, 2, 3, 4 lần lượt là các mô hình mô phỏng tạo ra các tín hiệu điều khiển các khóa bán dẫn S1, S2, S3, S4 của nghịch lưu cầu H ở chế độ SvPWM theo các phương án 1, 2, 3, 4;

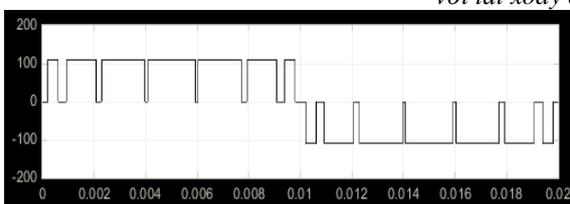
Khối RL là dạng tải R, L nối tiếp có thông số với $R = 1\Omega$, $L = 10^{-3}H$;

Khối U và Tinhieudieukhien là các khối hiện sóng đo điện áp trên tải hoặc dòng trên tải và các xung tín hiệu điều khiển các khóa chuyển mạch của nghịch lưu cầu H.

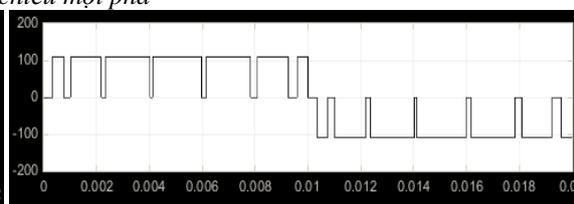
Giả sử cần điều chế dải điện áp xoay chiều có tần số định mức là 60Hz, mô phỏng trường hợp riêng cần điều chế là 50Hz theo quy luật điều chỉnh tần số - điện áp $U/f = \text{const}$, khi đó dạng điện áp xung xoay chiều được điều chế tương ứng với 4 phương án nêu trên ở từng bán kỳ sẽ tạo ra các dạng xung điện áp xoay chiều (với trường hợp riêng $n = 7$) trước khi cấp cho tải và dòng điện trên tải RL có dạng như các hình 6, 7, 8, 9.



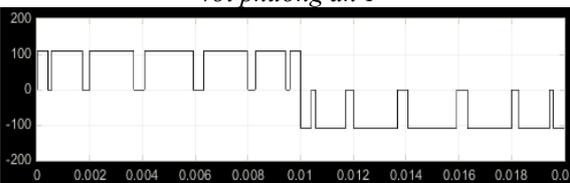
Hình 5. Mô hình mô phỏng điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H ở chế độ SvPWM với tải xoay chiều một pha



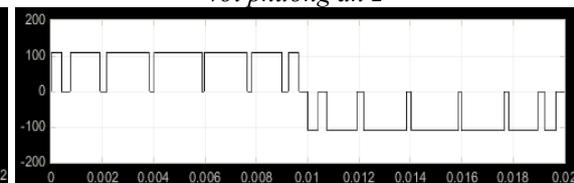
Hình 6. Dạng điện áp ra nghịch lưu cầu H với phương án 1



Hình 7. Dạng điện áp ra nghịch lưu cầu H với phương án 2



Hình 8. Dạng điện áp ra nghịch lưu cầu H với phương án 3



Hình 9. Dạng điện áp ra nghịch lưu cầu H với phương án 4

Phân tích hình 5 với phương án 1 thấy rằng dạng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H khi cấp cho tải ở chế độ SvPWM có thể thực hiện các quy luật phân bố trạng thái điện áp khác 0 và điện áp 0 theo các quy luật hàm sin và hàm cosin mà nhóm tác giả đã đề xuất và công bố ở tài liệu [1] – [3]. Ngoài ra cũng có thể thực hiện sắp xếp theo các quy luật khác như phương án 2, 3 và 4.

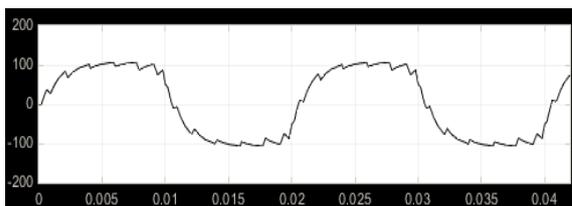
Trong nội dung bài báo, nhóm tác giả thực hiện phân bố thời gian lưu giữ các trạng thái véc tơ điện áp khác 0 là $\vec{V}_{1i}, \vec{V}_{2i}$ trên bán kỳ dương và bán kỳ âm theo hàm sin như sau:

$$\delta_i = \frac{k_p T \sin((i - 0.5)\pi / n)}{2 \sum_{i=1}^p \sin((i - 0.5)\pi / n)} \quad (1)$$

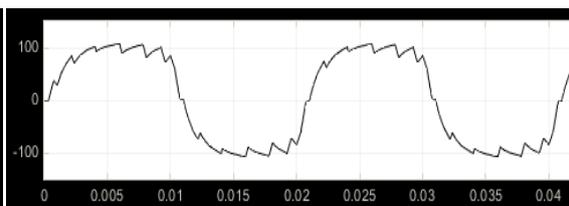
Trong đó δ_i là thời gian lưu giữ véc tơ điện áp $\vec{V}_{1i}, \vec{V}_{2i}$ thứ i trên mỗi bán kỳ, $i = 1, 2 \dots n$.

Thời gian lưu giữ các véc tơ điện áp 0 thứ i là \vec{V}_{0i} và \vec{V}_{3i} (là các véc tơ điện áp 0 có cùng trạng thái khóa bán dẫn nghịch lưu cầu H như \vec{V}_0 và \vec{V}_3 , nhưng khác nhau về thời gian lưu giữ), với i bắt đầu từ 1 và tăng dần từ trái sang phải trên mỗi bán kỳ điện áp được điều chế cũng được xác định tương tự theo hàm sin, tuy nhiên cần tính sao cho thời gian lưu giữ các véc tơ điện áp 0 trên một phần hai bán kỳ đầu sẽ giảm dần (với $i \leq n/2$), và tăng dần ở nửa bán kỳ còn lại (với $i \geq n/2$) như thể hiện trên các hình 6, 7, 8, 9.

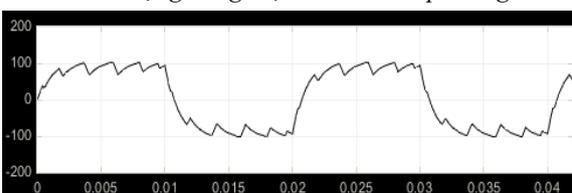
Dạng dòng điện đi qua tải RL tương ứng với các dạng điện áp đầu ra nghịch lưu trên các hình 6, 7, 8, 9 khi cấp cho tải RL sẽ có dạng như các hình 10, 11, 12, 13.



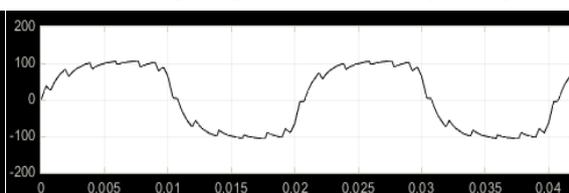
Hình 10. Dạng dòng điện trên tải với phương án 1



Hình 11. Dạng dòng điện trên tải với phương án 2

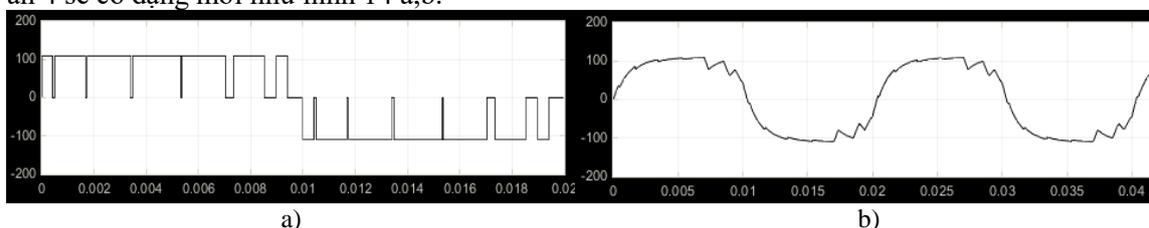


Hình 12. Dạng dòng điện trên tải với phương án 3



Hình 13. Dạng dòng điện trên tải với phương án 4

Phân tích các hình 10, 11, 12, 13 thấy rằng với phương án 1 và 2 thì dòng điện sẽ bắt đầu trễ pha hơn so với phương án 3 và 4. Với cả 4 phương án thì quá trình tăng và giảm dòng điện trên mỗi bán kỳ đều mất tính đối xứng, đặc biệt với phương án 3 do xung điện áp cuối cùng trên mỗi bán kỳ đều là giá trị điện áp khác 0, do đó quá trình giảm hoặc tăng dòng về không đều bắt đầu tại thời điểm là bội của 0,01s. Với các phương án còn lại, trạng thái xung cuối cùng trên mỗi bán kỳ đều là các véc tơ điện áp 0, do đó quá trình giảm hoặc tăng dòng sớm hơn các thời điểm là bội của 0,01 trên mỗi bán kỳ. Để quá trình tăng và giảm dòng trên mỗi bán kỳ có sự đối xứng giống nhau hơn, giả sử với phương án 4 có thể thực hiện như sau: trên hình 9, dạng điện áp của phương án 4 có 7 trạng thái véc tơ điện áp 0 trên mỗi bán kỳ, ta tăng thời gian lưu giữ các trạng thái véc tơ điện áp 0 thứ 5, 6, 7 trên mỗi bán kỳ lên 6 lần so với các trạng thái véc tơ điện áp 0 thứ 4, 3, 2 trên mỗi bán kỳ. Khi đó dạng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H và dòng điện trên tải với phương án 4 sẽ có dạng mới như hình 14 a,b.

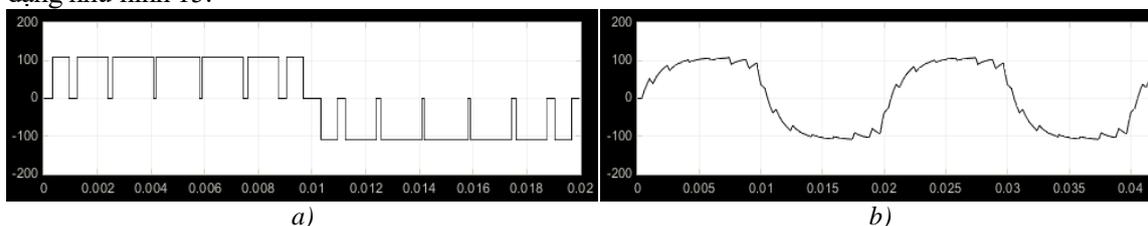


Hình 14. Dạng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H a) và dòng điện trên tải b) khi thay đổi tỷ lệ phân bố véc tơ điện áp 0 ở phương án 4

Quan sát trực quan hình 14 thấy rằng, dạng dòng điện trên tải RL khi thay đổi tỷ lệ phân bố véc tơ điện áp 0 ở phương án 4 cho thấy quá trình tăng và giảm dòng trên từng bán kỳ trở nên cân đối gần với dạng sin hơn so với trước khi thay đổi ở hình 13. Trong nội dung bài báo gọi phương án thay đổi này là Phương án 4b.

Trong các công trình [1] – [3], nhóm tác giả đã công bố đề xuất giải pháp thay đổi quy luật phân bố trạng thái điện áp 0 và khác không với tên gọi SincosPWM, trong kết quả phân tích đánh giá công bố cho thấy giải pháp SincosPWM cho đáp ứng chỉ số hài cơ bản hay tổng méo hài, hiệu năng làm việc của động cơ không đồng bộ một pha tốt hơn hẳn so với các phương pháp điều chế độ rộng xung kinh điển như SIR, SinPWM hay các luật chuyển mạch số nghịch lưu cầu H. Để so sánh, đánh giá các phương án 1, 2, 3, 4 và 4b với phương pháp SincosPWM nhóm tác giả đề xuất và công bố ở tài liệu [1] – [3], trên bảng 1 đưa ra các chỉ số tổng hài cơ bản F và tổng méo hài THD khi phân tích phổ dòng điện trên tải của các phương án 1, 2, 3, 4 và 4b cùng với dạng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H và dòng điện trên tải ở chế độ SincosPWM khi thay đổi số xung điện áp khác không điều chế trên mỗi

bán kỳ. Dạng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H và dòng điện trên tải ở chế độ SincosPWM với $n=7$ có dạng như hình 15.



Hình 15. Dạng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H a) và dòng điện trên tải b) ở chế độ SincosPWM

Bảng 1. Chỉ số hài cơ bản và tổng méo hài THD ở các phương án và chế độ điều chế độ rộng xung khác nhau khi phân tích phổ dòng điện trên tải với số xung n thay đổi từ 3 tới 7

n	SvPWM										SincosPWM		LCMCT	
	Phương án 1		Phương án 2		Phương án 3		Phương án 4		Phương án 4b		F	THD	F	THD
	F	THD	F	THD	F	THD	F	THD	F	THD	F	THD	F	THD
3	118	28,23	116,2	30,12	108	34,93	116,5	30,94	124,7	22,8	121,9	25,51	105,9	64,3
5	119,2	23,54	117,8	24,74	109,3	34,08	117,8	25,37	123,3	20,74	121,2	22,62	106,7	104,4
7	119,7	22,29	118,6	23,45	109,8	32,84	118,9	26,12	122,4	20,99	120,9	21,54	106,9	63,28

Để đánh giá so sánh, trong bảng 1, nhóm tác giả đưa thêm kết quả của các phương pháp khác mà nhóm tác giả đã công bố ở công trình [1], [2] tương ứng với tên gọi trong bảng là SincosPWM và LCMCT (luật chuyển mạch tuần tự cải tiến). Phân tích bảng 1 thấy rằng chỉ số hài cơ bản F và tổng méo hài với $n = 7$ ở tất cả các phương án và chế độ SincosPWM là xấp xỉ nhau, trừ phương án 3 ở chế độ SvPWM. Tuy nhiên, với phương án 4b bằng cách thay đổi lại tỷ lệ lưu giữ thời gian các trạng thái véc tơ điện áp 0 trên mỗi bán kỳ từ phương án 4 đã cho các chỉ số F và THD là tốt nhất so với các phương án còn lại. Khi số xung điện áp khác không trên mỗi bán kỳ giảm xuống còn 5 và 3 thì các chỉ số F và THD của dòng điện trên tải khi điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H theo phương án 4b càng tốt hơn so với các phương án còn lại. Kết quả bảng 1 đã chỉ ra chỉ số F và THD ở phương án 4b là tốt nhất và tốt hơn cả hai phương án SincosPWM và LCMCT đã được công bố ở tài liệu [1], [2]. Trong công trình trích dẫn số 1 đã chỉ ra phương án SincosPWM mà nhóm tác giả đề xuất cho đáp ứng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H tốt hơn hẳn so với các phương pháp SinPWM và SIR kinh điển thường dùng. Ở tài liệu [3], nhóm tác giả công bố cho thấy hiệu năng làm việc của động cơ không đồng bộ một pha ở chế độ SincosPWM cho đáp ứng tốt hơn hẳn với những phương pháp khác. Điều đó cho thấy giá trị và ý nghĩa khoa học của bài báo khi nghiên cứu thực hiện các phương án chuyển mạch nghịch lưu cầu H ở chế độ SvPWM và đưa ra nhiều giải pháp để thực hiện các quy luật phân bố trạng thái điện áp 0 và khác 0 đầu ra nghịch lưu cầu H. Kết quả ở phương án 4b cho điện áp đầu ra với chỉ số F và THD tốt hơn ở chế độ SvPWM là minh chứng cho nội dung bài báo mang lại. Đồng thời bài báo gợi mở ra nhiều phương án tính toán tối ưu khi thực hiện điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H.

4. Kết luận

Bài báo đưa ra giải pháp thực hiện điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H ở chế độ điều chế độ rộng xung SvPWM dùng cho tải xoay chiều một pha với nhiều phương án khác nhau, trong đó phân tích kết quả mô phỏng cho thấy rằng ở chế độ SvPWM cung cấp nhiều giải pháp tốt để có thể thực hiện tạo ra các xung điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu cầu H với nhiều phương án phân bố trạng thái điện áp 0 và khác 0 một cách dễ dàng. Trong đó, với phương án 4b cho phép tạo ra một xung điện áp xoay chiều cấp cho tải RL mà dòng điện có các chỉ số hài cơ bản F và tổng méo hài THD tốt hơn chế độ SincosPWM. Như vậy, với giải pháp thực hiện điều chế độ rộng xung theo các mô đun véc tơ cho phép một phương án thay thế tốt và có ý nghĩa thực

tiền trong thực hiện điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H một cách đơn giản và có thể dễ dàng thực hiện trên các thiết bị vi điều khiển mà không phức tạp như các thuật toán chuyển mạch số với nghịch lưu cầu H phải sử dụng nhiều tổ hợp biến điều kiện làm việc của hệ thống hay giải các bài toán với các hàm logic phức tạp.

TÀI LIỆU THAM KHẢO/ REFERENCES

- [1] T. Le, H. Nguyen, and A. Ninh, "Research on improvement of H-bridge inverted sequential converting law with ac motor load," *TNU Journal of Science and Technology*, vol. 228, no. 14, pp. 177-183, 2023.
- [2] T. Le, H. Luong, and M. Nguyen, "Power quality enhancement of h-bridge indirect output voltage by changing time distribution of voltage status 0 and different 0," *Journal of Science and Technique*, vol. 19, no. 01, pp. 94-104, 2024.
- [3] T. Le, H. Nguyen, and A. Ninh, "Research on evaluating the performance of speed control of single-phase asynchronous motor in various wide-pulse modulation modes," *TNU Journal of Science and Technology*, vol. 229, no. 10, pp. 441-448, 2024.
- [4] M. Ahmet, J. Kerkman, and L. Thomas, "A High Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1059-1071, 1998.
- [5] I. A. Bakhovtsev, "Development of energy-optimal methods for controlling autonomous voltage inverters and their microprocessor implementation," Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Novosibirsk, NSTU, 1998, p.302.
- [6] R. L. Gorbunov, "Pulse AC voltage converter with improved energy performance," Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Tomsk, TPU, 2016, p. 245.
- [7] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proc. IEEE*, vol. 82, pp. 1194-1214, Aug. 1994.
- [8] S. V. Hukhtikov, "Research and development of voltage inverters with PWM with a passive phase," Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Moscow, MPEI, 2013, p. 210.
- [9] A. Wintrich and U. Nicolai, "IGBT and MOSFET power modules," in *Application Handbook*, SEMIKRON International, 2010.
- [10] J. Rodríguez, J. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 157-168, 2002.
- [11] V. V. Kryuchkov, "Development of an inverter in pulse-width modulation mode according to a sinusoidal law," *Practical Power Electronic*, vol. 27, no. 2, pp. 23-27, 2007.
- [12] T. Le, T. Do, D. Duong, and T. Dang, "Improved SIR pulse width adjustment algorithm to control three-phase asynchronous motors," *EPU Journal of Science and Technology for Energy*, no. 25, pp. 42-51, 2021.
- [13] T. Le, "Improve asymmetric 180° digital switching rule to eliminate conduction currents," *Journal of Communications Science and Education*, no. 32, pp. 30-38, 2022.
- [14] T. Le, "Inverters in vector PWM mode for controlling asynchronous motors," Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Moscow, MAI, 2018, p. 175.
- [15] M. K. Venkatesha and K. A. Krishnanurthy, "An optimal PWM inverter," presented at *the National Workshop on Microprocessor Controlled Drives*, MCE, Bassan, Aug. 27-28, 1993, pp. 95-131.
- [16] M. K. Venkatesha and K. A. Krishnanurthy, "Linear suboptimal PWM switching for microprocessor controlled inverters," in *IEEE, TENCN*, Aug. 28-30, 1991, pp. 29-32.
- [17] B. N. Popov, "Methods for designing microprocessor control devices for mechatronic modules of drive systems," Dissertation for the degree of Doctor of Technical Sciences, Moscow, MAI 2000, p. 481.
- [18] S. V. Averin and D. T. Le, "Analysis of resultant vectors sequence order while vector PWM realization," *Journal "Practical Power Electronics"*, vol. 01, no. 69, pp. 19-23, 2018.
- [19] V. E. Shchetinin, "Single-phase inverters with multicell structure," Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Moscow, MAI, 2017, p. 137.
- [20] H. Pinheiro, F. Botterón, C. Rech, L. Schuch, R. F. Camargo, H. L. Hey, H. A. Gründling, and J. R. Pinheiro, "Space Vector Modulation for Voltage-Source Inverters: A Unified Approach," *IEEE Xplore*, vol. 1, pp. 23-29, December 2002.
- [21] R. Zhang, S. Wang, Y. Li, J. Ma, P. Wang, and T. Liu, "A simplified space vector modulation for the single-phase active power decoupling quasi-Z-source inverter," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 156, pp. 1-9, Feb. 2024.
- [22] J. I. Leon, R. Portillo, L. G. Franquelo, S. Vazquez, J. M. Carrasco, and E. Dominguez, "New Space Vector Modulation Technique for Single-Phase Multilevel Converters," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, July 2007, pp. 617-622.