

RESEARCH ON IMPROVEMENT OF H-BRIDGE INVERTED SEQUENTIAL CONVERTING LAW WITH AC MOTOR LOAD

Le Duc Tiep, Nguyen Thi Thu Huong*, Ninh The Anh

Le Quy Don Technical University

ARTICLE INFO	ABSTRACT
Received: 27/9/2023 Revised: 03/11/2023 Published: 03/11/2023	This article proposes an improved H-bridge inverter sequential switching law to enhance the quality of the output voltage pulse of the H-bridge inverter whose load is AC motors such as single-phase and three-phase asynchronous motors or three-phase synchronous AC motor based on changing the law of distribution of motor and braking states. The results are surveyed, analyzed, compared and evaluated using simulation models on Matlab-Simulink software. In particular, the quality of the H-bridge inverter output AC voltage in the form of pulses is evaluated through the indicators of total harmonic content and fundamental harmonic level. The comparison results based on two indexes have shown that the H-bridge inverter output AC voltage form with improved sequential switching law gives better quality than the original. This has practical significance in the design of power conversion circuits for AC power transmission systems to save energy and reduce the influence of high-order harmonics.
KEYWORDS H-bridge inverter Sequential switching law Symmetric switching law Single-phase asynchronous motor IGBT Mosfet BJT	

NGHIÊN CỨU CẢI TIẾN LUẬT CHUYỂN MẠCH TUẦN TỰ NGHỊCH LƯU CẦU H VỚI TẢI ĐỘNG CƠ XOAY CHIỀU

Lê Đức Tiệp, Nguyễn Thị Thu Hương*, Ninh Thế Anh

Đại học Kỹ thuật Lê Quý Đôn

THÔNG TIN BÀI BÁO	TÓM TẮT
Ngày nhận bài: 27/9/2023 Ngày hoàn thiện: 03/11/2023 Ngày đăng: 03/11/2023	Bài báo đề xuất phương án cải tiến luật chuyển mạch tuần tự nghịch lưu cầu H nhằm nâng cao chất lượng xung điện áp đầu ra của nghịch lưu cầu H có tải là các dạng động cơ xoay chiều như động cơ không đồng bộ một pha, ba pha hay động cơ xoay chiều đồng bộ ba pha... dựa trên cơ sở thay đổi quy luật phân bố trạng thái động cơ và trạng thái hãm. Các kết quả được khảo sát, phân tích, so sánh và đánh giá bằng mô hình mô phỏng trên phần mềm Matlab-Simulink. Trong đó, chất lượng điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu cầu H dưới dạng xung được đánh giá thông qua một trong những chỉ số quan trọng là tỷ lệ của tổng thành phần sóng hài với thành phần cơ bản hay còn gọi là tổng méo hài (THD) và chỉ số mức hài cơ bản. Kết quả so sánh dựa trên hai chỉ số đã chỉ ra dạng điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu cầu H với luật chuyển mạch tuần tự cải tiến cho chất lượng tốt hơn so với ban đầu. Điều này có ý nghĩa thực tiễn trong thiết kế các mạch biến đổi nguồn cho các hệ truyền động điện xoay chiều nhằm tiết kiệm năng lượng, giảm ảnh hưởng của các lượng sóng hài bậc cao.
TỪ KHÓA Nghịch lưu cầu H Luật chuyển mạch tuần tự Luật chuyển mạch đối xứng Động cơ không đồng bộ một pha Khóa bán dẫn IGBT Mosfet BJT	

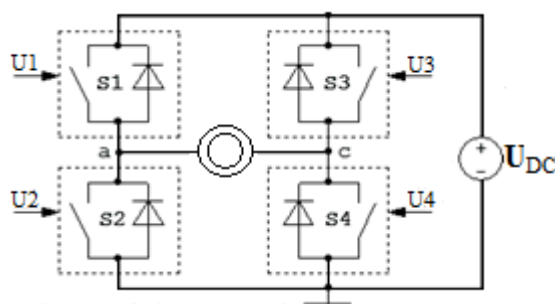
DOI: <https://doi.org/10.34238/tnu-jst.8853>

* Corresponding author. Email: huong82hvkts@gmail.com

1. Giới thiệu

Ngày nay, với sự phát triển mạnh mẽ của các bộ biến đổi bán dẫn, các khóa chuyển mạch tần số cao như IGBT, Mosfet, BJT thì việc điều chỉnh tần số - điện áp được thực hiện một cách rất dễ dàng với việc sử dụng các kỹ thuật chuyển mạch là các dạng nghịch lưu cầu khác nhau như nghịch lưu cầu H, nghịch lưu cầu Delta, nghịch lưu cầu ba pha [1]... Nhờ đó mà việc điều chỉnh tốc độ các động cơ không đồng bộ một pha, hai pha và ba pha hay các động cơ xoay chiều khác với các biến tần tĩnh đã trở nên phổ biến và được ứng dụng rộng rãi trong thực tế cho công nghiệp cũng như quân sự. Kỹ thuật chuyển mạch nghịch lưu cầu H với các luật chuyển mạch số khác nhau đã được nghiên cứu và ứng dụng ngày càng phổ biến nhờ sự đơn giản và dễ dàng hiện thực hóa với các thiết bị vi điều khiển khác nhau. Vì vậy việc nâng cấp, cải tiến các luật chuyển mạch số nhằm nâng cao chất lượng xung điện áp đầu ra các cầu nghịch lưu có ý nghĩa to lớn. Thực tế, để điều khiển chuyển mạch nghịch lưu cầu H có các luật chuyển mạch số như luật chuyển mạch đối xứng, luật chuyển mạch không đối xứng, luật chuyển mạch tuần tự, luật chuyển mạch tuần tự tiết kiệm năng lượng, luật chuyển mạch đường chéo...; hoặc có thể sử dụng các kỹ thuật điều chế độ rộng xung như SinPWM, SIR, SvPWM... [2] – [9]. Tuy nhiên, với các công trình đã nghiên cứu thường tập trung với nghịch lưu cầu 3 pha, với nghịch lưu cầu H sử dụng tải là các động cơ điện xoay chiều thì các công trình nghiên cứu còn hạn chế. Trong đó, với các phương pháp điều chế độ rộng xung trên, mức hài bậc cao có chỉ số khá cao, mức hài cơ bản còn thấp, đặc biệt để làm tốt các chỉ số này thực tiễn thường dùng phương pháp thay đổi tần số băm xung mà chưa có nhiều các nghiên cứu sâu hơn về thay đổi quy luật phân bố trạng thái điện áp 0 và khác 0 [1], [4], [9]. Với các luật chuyển mạch số thì thực tiễn mới nghiên cứu trường hợp các xung điện áp tạo ra có độ rộng bằng nhau, độ rộng xung các trạng thái điện áp 0 cũng bằng nhau dẫn tới đặc tính điện áp ra nghịch lưu cầu H trong mọi trường hợp tải đều giống nhau, tuy nhiên với tải xoay chiều thì đặc tính dạng dòng điện hay điện áp gần sin cần được chú trọng [10], [11], [12] – [16]. Đặc biệt hiện nay động cơ không đồng bộ một pha cũng đã và đang được sử dụng rất nhiều, do đó ứng dụng nghịch lưu cầu H và nghiên cứu cải tiến các luật chuyển mạch của nó trong điều khiển tốc độ động cơ không đồng bộ một pha là bài toán cấp thiết và có ý nghĩa thực tiễn quan trọng. Vì vậy, trong giới hạn nội dung nghiên cứu, nhóm tác giả lựa chọn cải tiến luật chuyển mạch tuần tự nghịch lưu cầu H đối với các tải là động cơ điện xoay chiều do có nhiều ưu điểm hơn so với luật chuyển mạch đối xứng, không đối xứng hay luật chuyển mạch chéo [3], [7].

2. Phương pháp nghiên cứu



Hình 1. Sơ đồ đấu nối nghịch lưu cầu H với động cơ không đồng bộ một pha

Sơ đồ đấu nối nghịch lưu cầu H với tải là động cơ, để đơn giản ta lấy trường hợp riêng là động cơ không đồng bộ một pha có dạng như hình 1. Với các động cơ xoay chiều khác, đặc tính xung điện áp điều chế cũng tương tự. Trong đó các giá trị U_1 , U_2 , U_3 , U_4 trên hình 1 là các hàm logic điều khiển các khóa chuyển mạch của cầu nghịch lưu. 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 [7]. Ký hiệu các trạng thái này là t_x . Trong đó: x ($x = 0, 1...15$) – là giá trị thập phân của

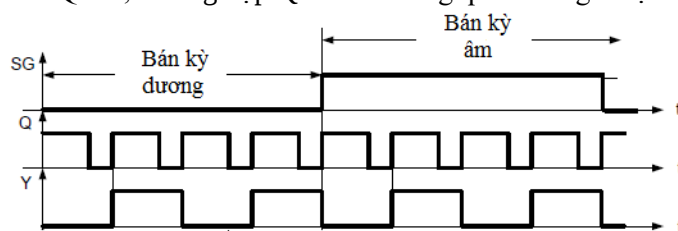
mã nhị phân các khóa bán dẫn $S4\ S3\ S2\ S1$; Trong 16 trạng thái của nghịch lưu cầu H thì 7 trạng thái cấm là $t_3, t_7, t_{11}, t_{12}, t_{13}, t_{14}, t_{15}$, còn lại là các trạng thái mà cầu nghịch lưu có thể làm việc. Trong các trạng thái làm việc của nghịch lưu cầu H có hai trạng thái điện áp 0 hãm động năng là t_5 và t_{10} , hai trạng thái điện áp khác 0 và trái dấu nhau là t_6 và t_9 , hay có thể gọi là hai trạng thái động cơ, còn lại là các trạng thái hãm tái sinh [2], [3], [7].

Để tổng hợp thuật toán điều khiển cầu nghịch lưu cầu H ta sẽ sử dụng các biến logic nhị phân sau:

- Biến SG – là một xung có chu kỳ gồm hai vùng giá trị 0 và 1 với tỷ lệ phân bố thời gian giống nhau, biến SG dùng để xác định bán kỳ dương hay bán kỳ âm của chu kỳ xung điện áp xoay chiều đầu ra, trong đó với $SG = 0$ tương ứng với bán kỳ dương, với $SG = 1$ tương ứng với bán kỳ âm của chu kỳ xung điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu. Như vậy trên vùng giá trị $SG = 0$ sẽ dùng trạng thái động cơ t_9 và các trạng thái điện áp 0 là t_5 và t_{10} , với vùng $SG = 1$ thì cũng tương tự, chỉ khác trạng thái động cơ sẽ sử dụng là t_6 .

- Biến Q – là một xung điện áp 0 và 1 dùng để điều chỉnh giá trị trung bình của xung điện áp xoay chiều đặt lên cuộn dây stato của động cơ, trong thực tế biến Q thường dùng hai dạng đối xứng hoặc không đối xứng với các chu kỳ xung bằng nhau, dạng không đối xứng có biểu đồ thời gian như hình 2. Giá trị trung bình trong trường hợp này được xác định bằng các khoảng thời gian mà khi đó động cơ hoặc nằm trong chế độ động cơ, hoặc trong chế độ hãm tương ứng với các giá trị $Q = 1$ hoặc $Q = 0$ [3], [7].

- Biến Y – để lựa chọn trạng thái hãm động năng là t_5 hoặc t_{10} tương ứng với các giá trị logic khác nhau là 0 và 1 khi $Q = 0$, trường hợp $Q = 1$ ta không quan tâm giá trị của Y [7].

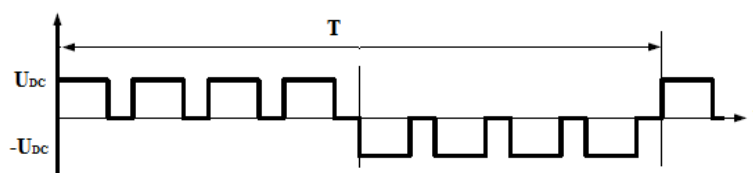


Hình 2. Biểu đồ thời gian của các biến logic SG, Q và Y

Để xác định được các hàm logic điều khiển U4, U3, U2, U1 theo các biến logic ở trên ta xây dựng bảng chân lý sự phụ thuộc của các hàm vào các biến logic thu được như bảng 1.

Bảng 1. Bảng chân lý sự phụ thuộc của các hàm vào các biến logic

i	SG	Y	Q	U4	U3	U2	U1	t_i
0	0	0	0	0	1	0	1	t_5
1	0	0	1	1	0	0	1	t_9
2	0	1	0	1	0	1	0	t_{10}
3	0	1	1	1	0	0	1	t_9
4	1	0	0	0	1	0	1	t_5
5	1	0	1	0	1	1	0	t_6
6	1	1	0	1	0	1	0	t_{10}
7	1	1	1	0	1	1	0	t_6



Hình 3. Dạng điện áp ra của nghịch lưu cầu H ở luật chuyển mạch tuần tự

Từ bảng chân lý trên sau một số biến đổi giải thuật sẽ nhận được các hàm logic điều khiển U4, U3, U2, U1 khi sử dụng điều biến độ rộng xung như sau:

$$\begin{aligned} U1 &= \overline{SG}.Q \vee \overline{Y}.Q; & U2 &= SG.Q \vee Y.Q; \\ U3 &= SG.Q \vee \overline{Y}.Q; & U4 &= \overline{SG}.Q \vee Y.Q. \end{aligned} \quad (1)$$

Với biến đổi như trên, dạng điện áp ra của nghịch lưu cầu H sẽ thu được như hình 3.

Với dạng điện áp như hình 3, ta thấy rằng điện áp trung bình được thay đổi nhờ hệ số điều chỉnh bề rộng xung điện áp khác 0 và bề rộng xung điện áp 0, trong đó các xung vuông khác 0 luôn bằng nhau, các xung điện áp 0 cũng luôn bằng nhau. Giả sử ta cần điều chế điện áp xoay chiều dạng xung có chu kỳ T giây với hệ số điều chỉnh điện áp k_p . Trong đó k_p có giá trị từ 0 tới 1, là tỉ lệ của giá trị hiệu dụng xung điện áp điều chế trên giá trị điện áp định mức. Như vậy, tổng thời gian lưu giữ các trạng thái điện áp khác 0 trên một chu kỳ T sẽ là $k_p.T$ giây, tổng thời gian lưu giữ các trạng thái điện áp 0 sẽ là $T - k_p.T = (1 - k_p)T$ giây [11]-[14]. Với n là số các xung điện áp khác không cần điều chế trong một bán kỳ thì độ rộng mỗi xung điện áp khác 0 của nó sẽ bằng $k_p.T/2n$ giây, độ rộng xung mỗi xung điện áp 0 sẽ là $(1 - k_p)T/2n$. Để nâng cao chất lượng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H, nhóm tác giả đề xuất quy luật phân bố n trạng thái điện áp khác 0 trên mỗi bán kỳ được xác định độ rộng xung theo công thức sau:

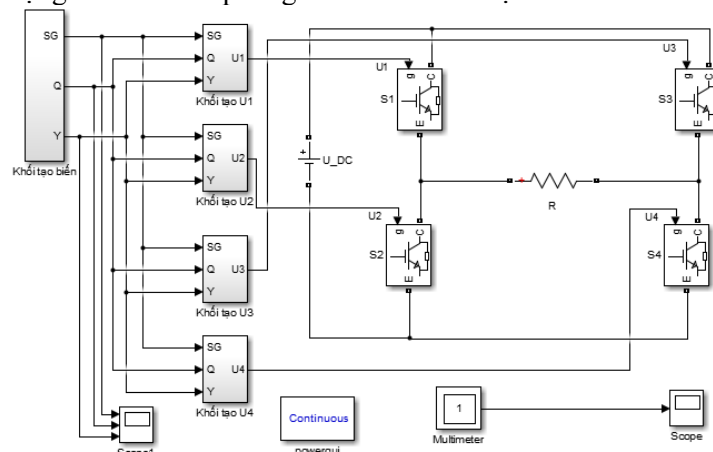
$$\delta_i = \frac{k_p T \sin(i\pi / (n+1))}{2 \sum_{i=1}^n \sin(i\pi / (n+1))} \quad (2)$$

Trong đó, δ_i là độ rộng xung khác 0 thứ i trên mỗi bán kỳ, $i = 1, 2 \dots n$.

Để đảm bảo tính đối xứng trong mỗi bán kỳ của điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu cầu H sẽ điều chế n+1 xung điện áp 0 trên mỗi bán kỳ, trong đó xung số 1 và n+1 có độ rộng bằng nhau và bằng $(1 - k_p)T/4(n+1)$, độ rộng xung số 2 đến xung thứ n bằng nhau và bằng $(1 - k_p)T/2(n+1)$. Như vậy, xung tín hiệu của biến logic Q gồm hai giá trị 0 và 1 sẽ có dạng phân bố thời gian các trạng thái 0 và 1 tương ứng với thời gian phân bố các trạng thái hãm 0 và trạng thái động cơ của điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H trên bán kỳ dương ứng với mỗi khoảng thời gian là T/2.

3. Kết quả và bàn luận

Để kiểm tra, đánh giá so sánh chất lượng xung điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H trước khi cấp cho động cơ ta sử dụng mô hình mô phỏng Matlab với tải điện trở như hình 4.



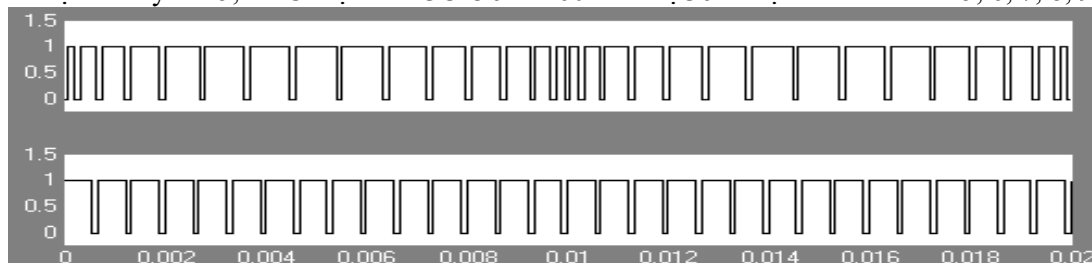
Hình 4. Mô hình mô phỏng điều khiển nghịch lưu cầu H với luật chuyển mạch tuần tự

Mô hình mô phỏng bao gồm các khối sau:

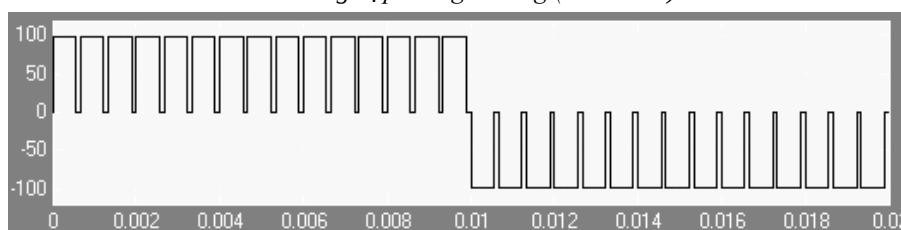
- Các khóa bán dẫn IGBT S1, S2, S3, S4 của nghịch lưu cầu H;
- U_{DC} là nguồn điện một chiều cấp cho nghịch lưu cầu H với giá trị 100V;

- Khối tạo biến là khối mô phỏng thuật toán tạo các biến logic SG, Q và Y;
- Khối tạo U1, U2, U3, U4 là khối thuật toán logic tạo ra các xung điều khiển của các hàm logic U1, U2, U3, U4 tương ứng;
- R là tải điện trở.

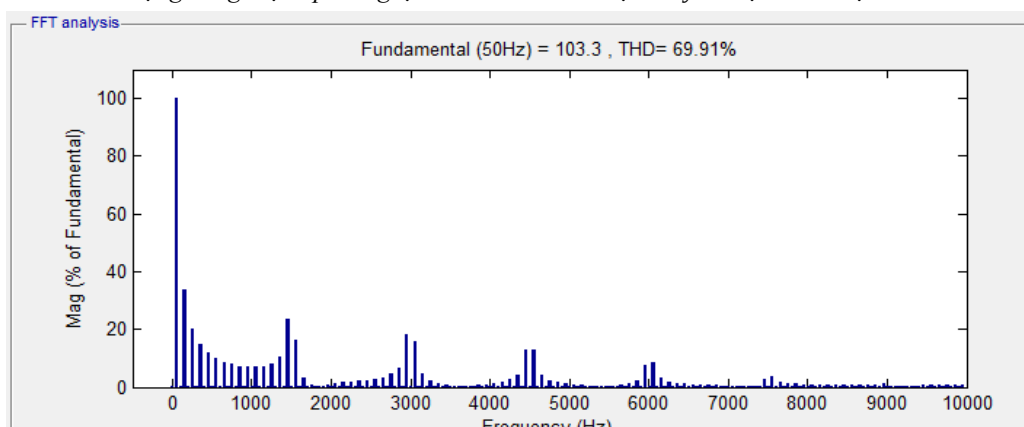
Kết quả mô phỏng với trường hợp riêng khi tần số điện áp nhận là 50 Hz, số xung điều chế trên một bán kỳ là 15, tần số định mức cho tải là 60 Hz được thể hiện như các hình 5, 6, 7, 8, 9.



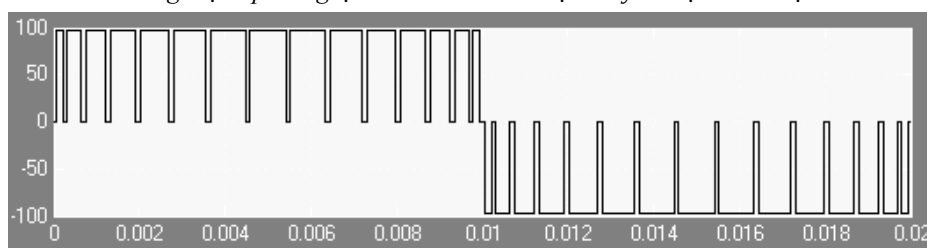
Hình 5. Dạng xung tín hiệu của biến logic Q ứng với trường hợp cải tiến (hình trên) và trường hợp thông thường (hình dưới)



Hình 6. Dạng xung điện áp ra nghịch lưu cầu H với luật chuyển mạch tuần tự chưa cải tiến



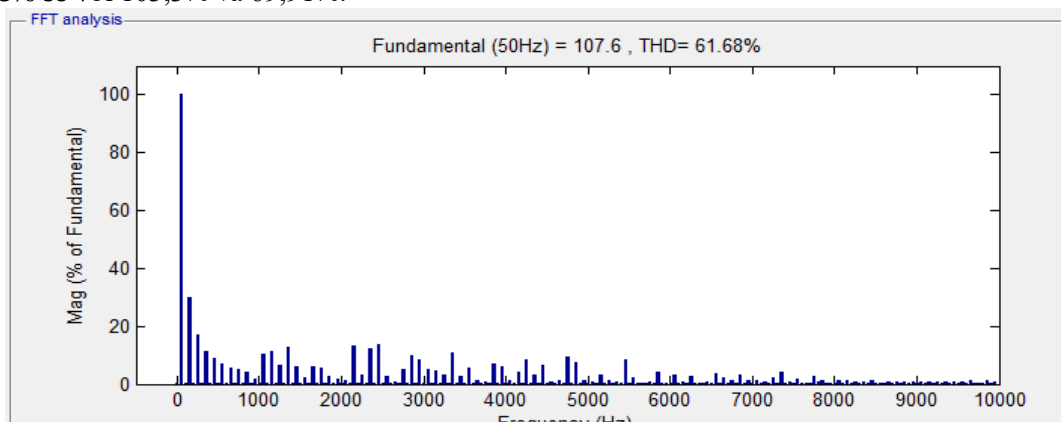
Hình 7. Phổ xung điện áp ra nghịch lưu cầu H với luật chuyển mạch tuần tự chưa cải tiến



Hình 8. Dạng xung điện áp ra nghịch lưu cầu H với luật chuyển mạch tuần tự cải tiến

Từ kết quả mô phỏng thu được trên các hình 6, 7, 8, 9 thấy rằng ở cùng hệ số điều chỉnh điện áp k_p và số xung vuông trên mỗi bán kỳ điện áp xoay chiều là 15 thì với luật chuyển mạch tuần tự đã cải tiến quy luật phân bố trạng thái logic 0 và 1 của biến Q cho chất lượng điện áp tốt hơn với

trường hợp chưa cải tiến theo các chỉ tiêu mức hài cơ bản và tổng sóng hài lần lượt là 107,6% và 61,68% so với 103,3% và 69,91%.



Hình 9. Phổ xung điện áp ra nghịch lưu cầu H với luật chuyển mạch tuần tự cải tiến

Các chỉ số hài cơ bản (F) và tổng lượng hài (THD) của các dạng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H với số lượng xung khác nhau ở luật chuyển mạch cải tiến (LCMCT) và thông thường (LCMTT) ở tần số 50 Hz với hệ số k_p là 5/6 thể hiện ở bảng 2.

Bảng 2. Các chỉ số hài cơ bản (F) và tổng lượng hài (THD)

Số xung n	3		5		7		9		15	
	F	THD	F	THD	F	THD	F	THD	F	THD
LCMCT	105,9	64,3	106,7	63,5	106,9	63,28	107,3	62,54	107,6	61,68
LCMTT	105,5	65,69	104,4	68,23	104,1	68,73	103,4	69,7	103,3	69,91

Từ bảng các chỉ số hài cơ bản và tổng lượng hài (THD) của các dạng điện áp đầu ra nghịch lưu cầu H với số lượng xung khác nhau ở luật chuyển mạch tuần tự cải tiến với cùng hệ số điều chỉnh điện áp k_p và số xung vuông trên mỗi bán kỳ xung điện áp xoay chiều điều chế giống nhau đều tốt hơn so với ở trường hợp luật chuyển mạch tuần tự thông thường. Đặc biệt với luật chuyển mạch tuần tự cải tiến, khi tăng số lượng xung điện áp khác không trên mỗi bán kỳ thì chất lượng điện áp ra tốt lên với cả hai chỉ số hài cơ bản và tổng lượng hài. Ở trường hợp luật chuyển mạch tuần tự thông thường thì hoàn toàn ngược lại, khi tăng số lượng xung điện áp khác không trên mỗi bán kỳ thì chất lượng điện áp ra kém đi với cả hai chỉ số hài cơ bản và tổng lượng hài. Cụ thể, với luật chuyển mạch tuần tự cải tiến, khi tăng số xung điện áp khác không trên mỗi bán kỳ từ 3 lên 15 thì mức hài cơ bản tăng 1,7%, tổng lượng hài giảm 2,62%. Ở chiều ngược lại với luật chuyển mạch tuần tự thông thường thì mức hài cơ bản giảm 2,2%, tổng lượng hài tăng 4,22%.

4. Kết luận

Bài báo đưa ra phương án cải tiến luật chuyển mạch tuần tự nghịch lưu cầu H với tải là các dạng động cơ điện xoay chiều. Trên cơ sở đề xuất thay đổi quy luật phân bố trạng thái điện áp 0 và khác 0 của nghịch lưu cầu H ở luật chuyển mạch tuần tự, từ đó thay đổi quy luật phân bố trạng thái logic 0 và 1 của biến logic Q. Với luật chuyển mạch tuần tự đã cải tiến, bài báo đã tiến hành phân tích đánh giá so sánh chất lượng điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu cầu H ở dạng xung với việc phân tích phổ điện áp ra nhờ mô hình mô phỏng bởi phần mềm Matlab Simulink. Kết quả so sánh dựa trên hai chỉ số chính là mức hài cơ bản và tổng sóng hài của xung điện áp đã chỉ ra dạng điện áp xoay chiều đầu ra nghịch lưu cầu H với luật chuyển mạch tuần tự cải tiến cho chất lượng tốt hơn so với ban đầu. Điều này có ý nghĩa thực tiễn to lớn trong thiết kế các mạch biến đổi nguồn cho các hệ truyền động điện xoay chiều hoặc các hệ điều khiển tốc độ động cơ không đồng bộ ở chế độ điều chế độ rộng xung nhằm tiết kiệm năng lượng, giảm ảnh hưởng của các lượng sóng hài bậc cao mà không cần mạch lọc.

TÀI LIỆU THAM KHẢO/ REFERENCES

- [1] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann, "Application Manual Power Semiconductors," *SEMIKRON International GmbH*, 2011, pp. 466.
- [2] D. T. Le, T. L. Do, Q. D. Duong, and T. T. Dang, "Improved SIR pulse width adjustment algorithm to control three-phase asynchronous motors," (in Vietnamese), *EPU Journal of Science and Technology for Energy*, no.25, pp. 50–60, 2021.
- [3] D. T. Le, "Improve asymmetric 180° digital switching rule to eliminate conduction currents," (in Vietnamese), *Journal of Communications Science and Education*, no.32, pp. 87–92, 2022.
- [4] D. T. Le, "Inverters in vector PWM mode for controlling asynchronous motors," Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Moscow, MAI 2018, pp. 175.
- [5] M. K. Venkatesha and K.A. Krishnanurthy, "An optimal PWM inverter," presented at *the National Workshop on Microprocessor Controlled Drives*, Bassan, Aug. 27-28, 1993, pp. 95-131.
- [6] M. K. Venkatesha and K.A. Krishnanurthy, "Linear suboptimal PWM switching for microprocessor controlled inverters," *IEEE, TENCON*, Aug. 28-30, 1991, pp. 29-32.
- [7] 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, pp. 481.
- [8] S. V. Averin and D. T. Le, "Analysis of resultant vectors sequence order while vector PWM realization," *Journal "Practical Power Electronics"*, vol. 69, no. 01, pp. 19–23, 2018.
- [9] V.E. Shchetinin, "Single-phase inverters with multicell structure," Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Moscow, MAI, 2017, pp. 137.
- [10] 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, pp. 302.
- [11] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "A High Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm," *IEEE Trans Ind appl.*, vol. 34, no. 5, pp.1059 –1071, 1998.
- [12] R. L. Gorbunov, "Pulse AC voltage converter with improved energy performance," Dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences, Tomsk, TPU, 2016, pp. 245.
- [13] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proc. IEEE*, vol. 82, pp. 1194–1214, Aug. 1994.
- [14] 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, pp. 210.
- [15] 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. 724–738, 2002,
- [16] V.V. Kryuchkov, "Development of an inverter in pulse-width modulation mode according to a sinusoidal law," *Journal "Practical Power Electronics"*, vol. 27, no.02, pp. 23–27, 2007.