

SO SÁNH HIỆU QUẢ HOẠT ĐỘNG CỦA BỘ BIẾN ĐỔI TẦN SỐ CÓ CHỈNH LƯU TÍCH CỰC KHI SỬ DỤNG MẠCH NGHỊCH LƯU HAI MỨC VÀ BA MỨC

TS. Lê Văn Tùng, ThS. Phạm Hữu Chiến, ThS. Bùi Thị Thêm
Trường Đại học Công nghiệp Quảng Ninh

Tóm tắt: Hiện nay, các bộ biến tần sử dụng chỉnh lưu không điều khiển kết hợp với mạch nghịch lưu hai mức được sử dụng phổ biến trong công nghiệp. Tuy nhiên, chỉnh lưu không điều khiển sử dụng diode tạo ra sóng hài rất lớn làm ảnh hưởng đến chất lượng lưới điện và chi truyền công suất một chiều từ nguồn tới tải thông qua biến tần. Khi xảy ra hiện tượng hãm tái sinh, động cơ trở thành máy phát sẽ truyền năng lượng từ tải về mạch trung gian của biến tần và năng lượng này được tiêu tán trên điện trở xả. Hơn nữa, mạch nghịch lưu hai mức của biến tần sẽ gây ra nhiều sóng hài và đòi hỏi kích thước lớn của các bộ lọc ở đầu ra và làm giảm hiệu suất làm việc. Với biến tần sử dụng chỉnh lưu tích cực sẽ đảm bảo điều chỉnh công suất trao đổi theo hai chiều, giảm sóng hài ở nguồn cung cấp, điều khiển được điện áp một chiều ở đầu ra, đồng thời kết hợp với nghịch lưu đa mức trong biến tần sẽ làm giảm được sóng hài ở đầu ra kết nối với phụ tải. Điều này làm giảm kích thước bộ lọc ở đầu ra và tăng tuổi thọ làm việc của phụ tải. Bài báo so sánh hiệu quả của bộ biến tần sử dụng chỉnh lưu tích cực kết hợp với nghịch lưu ba mức với bộ biến tần sử dụng chỉnh lưu điều khiển và nghịch lưu hai mức. Kết quả nghiên cứu được kiểm chứng bằng phần mềm Matlab & Simulink.

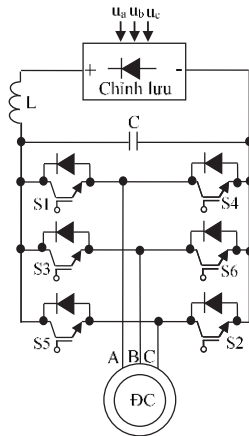
Từ khóa: Chỉnh lưu không điều khiển; chỉnh lưu tích cực; Matlab & Simulink; nghịch lưu ba mức; nghịch lưu hai mức; nghịch lưu 3 pha.

1 Giới thiệu

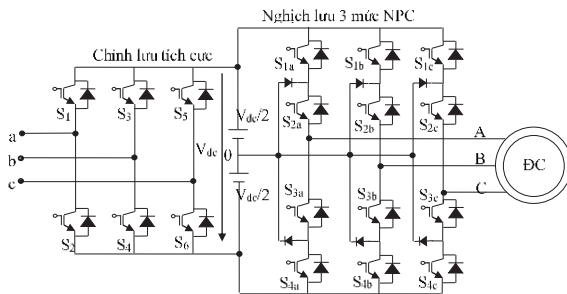
Hiện nay, biến tần có cấu trúc chỉnh lưu không điều khiển (Diode) kết hợp với nghịch lưu hai mức được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp cũng như nhiều kết quả nghiên cứu khoa học chuyên sâu để nâng cao chất lượng hoạt động của chúng. Chỉnh lưu diode gồm một pha hoặc ba pha có cấu trúc đơn giản nên dễ chế tạo. Tuy nhiên, khi sử dụng chỉnh lưu diode chỉ truyền năng lượng theo một chiều, gây ra các sóng hài bậc cao làm ảnh hưởng nghiêm trọng đến lưới điện và các thiết bị điện khác, làm tăng kích thước các bộ lọc thụ động ở đầu vào. Mạch nghịch lưu hai mức trong biến tần có cấu trúc đơn giản, thuật toán điều chế đơn giản nhưng có sóng hài dòng điện và điện áp lớn ở đầu ra, làm ảnh hưởng đến độ bền hoạt động của các phụ tải (hình 1). Việc thiết kế chế tạo bộ lọc ở đầu ra tốn kém, đòi hỏi kích thước lớn [1-5].

Ngày nay, với sự phát triển rất nhanh của công nghệ chế tạo van bán dẫn hoạt động ở tần số cao, tổn hao thấp và công nghệ vi xử lý - vi điều khiển thì việc nghiên cứu các thuật toán điều khiển đóng ngắt van bán dẫn được thực hiện dễ dàng và đạt hiệu quả cao. Trong đó, có hệ thống điều khiển chỉnh lưu tích cực ba pha và nghịch lưu ba mức.

Ưu điểm của bộ nghịch lưu ba mức sử dụng cấu trúc diode kẹp NPC (Neutral Point Diode Clamped Converter) là công suất của bộ nghịch lưu tăng lên, điện áp đặt lên các van bán dẫn giảm xuống nên giảm tổn hao công suất do quá trình đóng ngắt của van, với cùng tần số đóng ngắt, các thành phần sóng hài bậc cao của điện áp ra giảm nhỏ hơn so với bộ nghịch lưu hai mức, sử dụng cho các bộ biến tần công suất lớn [10-12]. Tuy nhiên, nhược điểm của nghịch lưu ba mức là số lượng van bán dẫn tăng gấp đôi nên chi phí cao.



Hình 1. Sơ đồ biến tần ba pha hai mức dùng chỉnh lưu diode



Hình 2. Cấu trúc biến tần sử dụng chỉnh lưu tích cực và nghịch lưu ba mức NPC

Việc sử dụng bộ biến tần có khả năng trao đổi năng lượng theo hai chiều, hệ số công suất ở đầu vào $PF = 1$, chỉnh lưu điều khiển được điện áp một chiều ở đầu ra và giảm sóng hài bậc cao của nguồn điện đầu vào là giải pháp có nhiều ưu điểm thay thế biến tần có chỉnh lưu không điều khiển dùng diode (hình 2) [6-9]. Vì vậy, bài báo nghiên cứu hiệu quả làm việc của biến tần có cấu trúc chỉnh lưu tích cực kết hợp với nghịch lưu ba mức để ứng dụng vào thực tế. Thông qua kết quả mô phỏng sẽ đánh giá được ưu nhược điểm của mỗi cấu trúc của bộ biến tần.

2 Phương pháp điều khiển mạch nghịch lưu ba mức

Nghịch lưu đa mức (Multilevel Converter) là nghịch lưu có cấu trúc sắp xếp van bán dẫn (IGBT) và các linh kiện phụ trợ (tụ điện, diode) theo nhiều mức khác nhau (hình 2). Đối với biến tần có cấu trúc nghịch lưu ba mức thì nguồn điện

một chiều ở đầu vào của mạch nghịch lưu do mạch chỉnh lưu ba pha cung cấp. Đầu ra mạch nghịch lưu kết nối trực tiếp với tải động cơ hoặc thông qua bộ lọc LC, LCL rồi mới kết nối với tải [10-12].

Do nghịch lưu ba mức có phạm vi hoạt động chủ yếu với tải công suất lớn nên vấn đề giảm bớt tần số đóng ngắt và giảm điện áp đặt lên van IGBT có ý nghĩa quan trọng. Các giải thuật điều chế cho bộ nghịch lưu ba mức gồm: Phương pháp điều chế độ rộng xung PWM; phương pháp điều chế vector không gian. Để đóng ngắt van IGBT trong các mạch nghịch lưu nói chung thì phương pháp điều chế PWM có ưu điểm dễ thực hiện, điều chỉnh điện áp và tần số ra thông qua điện áp điều khiển ở đầu vào. Tuy nhiên, phương pháp PWM có nhược điểm điện áp Common Mode lớn làm hư hỏng động cơ, tổn thất chuyển mạch lớn, giới hạn về biên độ điện áp ở đầu ra của mạch nghịch lưu.

Phương pháp điều chế vector không gian SVM có nhiều ưu điểm khi tối ưu trạng thái chuyển mạch của các van dẫn đến giảm tổn hao nhiệt, giảm điện áp Common mode và nâng cao chất lượng điện áp đầu ra [6-9]. Việc đóng ngắt các van bán dẫn trong nhánh pha của mạch nghịch lưu ở hình 2 tạo ra điện áp pha của tải với vector không gian điện áp thay đổi nhảy cấp trên hình lục giác đa bậc.

Hình 2 chỉ ra rằng, trạng thái đóng mở các khóa phải tuân thủ theo quy tắc:

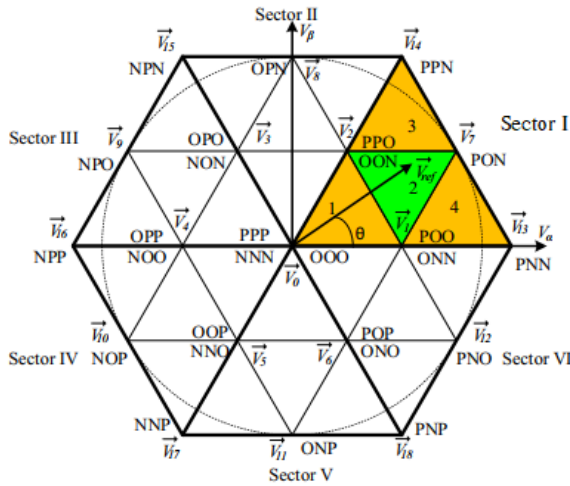
$$\begin{cases} S_{1x} + S_{3x} = 1 \\ S_{2x} + S_{4x} = 1 \end{cases} \quad (1)$$

Trong đó: x – các pha A, B, C.

Bảng 1. Trạng thái đóng cắt khóa của mạch nghịch lưu ba mức

Ký hiệu	Trạng thái của van				Điện áp đầu ra
	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	
P	ON	ON	OFF	OFF	$+V_{dc}/2$
O	OFF	ON	ON	OFF	0
N	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{dc}/2$

Việc đóng ngắt các khóa bán dẫn trên nhánh nghịch lưu sẽ tạo ra điện áp tương ứng tại ngõ ra so với tâm nguồn. Đối với mạch nghịch lưu ba bậc, điện áp ngõ ra sẽ có ba giá trị được đại diện bởi ba trạng thái là P, O và N như bảng 1. Tập hợp trạng thái ngõ ra của ba pha sẽ tạo được một vector đại diện cho trạng thái hoạt động của mạch nghịch lưu. Mỗi pha có ba trạng thái, do đó mạch nghịch lưu ba mức có thể hoạt động ở 27 trạng thái khác nhau, được chỉ ra ở hình 3.



Hình 3. Giản đồ vector của nghịch lưu ba pha ba mức

Hình 3 cho thấy, điện áp ra của bộ nghịch lưu áp ba bậc ba pha NPC được biểu diễn bằng vector điện áp trong hệ trục α - β như sau:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} \quad (5)$$

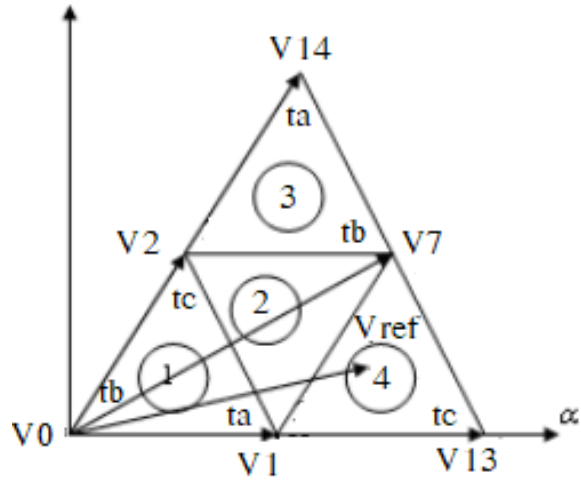
Các vector chuyển mạch chia mặt phẳng ra thành những góc phần sáu (Sector) bằng nhau được đánh số từ I đến VI. Mỗi góc phần sáu lại được chia thành bốn vùng (Region) tam giác nhỏ hơn từ 1 đến 4 bằng việc nối các đỉnh của các vector nhỏ hơn. Vector không gian dịch chuyển liên tục trên quỹ đạo đường tròn nội tiếp hình lục giác đều. Vector tương đương, gọi là vector tham chiếu V_{ref} , được tính là giá trị trung bình

của các vector lân cận trong thời gian một chu kỳ lấy mẫu T_s của quá trình điều khiển bộ nghịch lưu điện áp:

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (3)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right) \quad (4)$$

Việc phân chia thành bốn vùng nhỏ để xác định được thời gian điều chế của các vector tham chiếu V_{ref} như hình 4.



Hình 4. Phân tích thời gian điều chế

Hình 4 cho thấy vùng tam giác 1 được tạo bởi các vector điện áp $\overline{V_0}, \overline{V_1}, \overline{V_2}$; tam giác 2 $\overline{V_1}, \overline{V_2}, \overline{V_7}$; tam giác 3 $\overline{V_2}, \overline{V_7}, \overline{V_{14}}$; tam giác 4 $\overline{V_1}, \overline{V_7}, \overline{V_{13}}$. Trong đó, thời gian đóng cắt $\overline{V_1}, \overline{V_{14}}$ là t_a ; thời gian đóng cắt $\overline{V_{13}}, \overline{V_2}$ là t_c ; thời gian đóng cắt $\overline{V_0}, \overline{V_7}$ là t_b .

Thông qua các phép biến đổi lượng giác sẽ tính toán được các thời gian điều chế vector tham chiếu trong các tam giác tại mỗi sector như bảng 2, trong đó:

$$k = \frac{2}{\sqrt{3}} m_n T_s$$

Và

$$m_n = \frac{3V_{ref}}{2V_{dc}}$$

Bảng 2. Thời gian điều chế vector tham chiếu

Thời gian Tam giác	t_a	t_b	t_c
1	$2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$T_s - 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$2k\sin\theta$
2	$T_s - 2k\sin\theta$	$2k\sin(\pi/3 + \theta) - T_s$	$T_s - 2k\sin(\pi/3 - \theta)$
3	$2k\sin\theta - T_s$	$2k\sin(\pi/3 - \theta)$	$2T_s - 2k\sin(\pi/3 + \theta)$
4	$2T_s - 2k\sin(\pi/3 + \theta)$	$2k\sin\theta$	$2k\sin(\pi/3 - \theta) - T_s$

Sau khi tính toán được thời gian điều chế vector tham chiếu, để đảm bảo trạng thái chuyển mạch các van bán dẫn với tổn hao nhỏ nhất thì xung đóng cắt có trình tự như sau:

- Tam giác 1: PPO-POO-OOO-ONN-ONN và lặp lại;
- Tam giác 2: PPO-POO-PON-ONN-ONN và lặp lại;

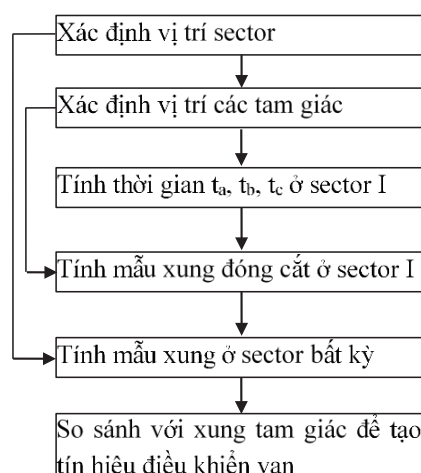
- Tam giác 3: PPO-PPN-PON-ONN và lặp lại;
- Tam giác 4: POO-PON-PNN-ONN và lặp lại.

Căn cứ vào tính logic chuyển mạch của các van theo (1) và trình tự chuyển mạch của các van sẽ tính toán được thời gian điều chế mạch nghịch lưu trong từng sector. Bảng 3 thể hiện tính toán tỷ số chu kỳ (thời gian điều chế) khi vector điện áp tham chiếu V_{ref} nằm ở sector I.

Bảng 3. Thời gian điều chế các van khi vector điện áp V_{ref} ở sector I

Thời gian Tam giác	1	2	3	4
PWM_S1a	$t_c/4 + t_a/4$	$t_c/4 + t_a/4 + t_b/2$	$T_s/2 - t_c/4$	$T_s/2 - t_a/4$
PWM_S2a	$T_s/2$	$T_s/2$	$T_s/2$	$T_s/2$
PWM_S1b	$t_c/4$	$t_c/4$	$t_c/4 + t_a/2$	$t_c/4$
PWM_S2b	$T_s/2 - t_a/4$	$T_s/2 - t_a/4$	$T_s/2$	$t_a/4 + t_b/2$
PWM_S1c	0	0	0	0
PWM_S2c	$T_s/2 - t_a/4 - t_c/2$	$t_c/4 + t_a/2$	$t_c/4$	$t_a/4$

Tương tự, với các sector từ II đến VI thì lưu đồ thuật toán xác định thời gian điều chế các van bán dẫn như sau:

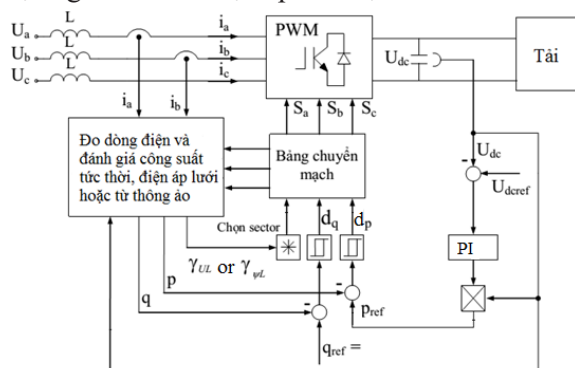


Hình 5. Lưu đồ thuật toán tính toán thời điểm phát xung điều khiển các van dẫn

3 Điều chế cho mạch chỉnh lưu tích cực

Hình 2 chỉ ra rằng, biến tần sử dụng chỉnh lưu có điều khiển sẽ đảm bảo năng lượng trao đổi theo hai chiều thông qua các diode đầu song song với van bán dẫn IGBT. Điều khiển chỉnh lưu tích cực dựa trên các mạch vòng điều khiển công suất tác dụng và công suất phản kháng tức thời thông qua việc tính toán, ước lượng điện áp lưới và đây là phương pháp điều khiển trực tiếp công suất DPC (Direct Current Control) [6-9]. Phương pháp điều khiển DPC sẽ điều khiển trạng thái đóng ngắt của van bán dẫn trên cơ sở sai lệch giữa giá trị ước lượng và giá trị điều khiển của công suất tác dụng (p) và công suất phản kháng (q). Vì vậy, phương pháp điều khiển trực tiếp công suất phải xử lý và tính toán nhanh và chính xác công suất p và q.

Ở hình 6 mô tả cấu trúc điều khiển mạch chỉnh lưu tích cực ba pha với PI – bộ điều chỉnh điện áp một chiều DC, L – cuộn kháng, γ – góc lệch giữa véc tơ điện áp với trục α .



Hình 6. Cấu trúc điều khiển chỉnh lưu tích cực

Công suất tác dụng và phản kháng tức thời p và q ở đầu vào chỉnh lưu được tính trên hệ trục tọa độ α, β như sau:

$$p = u_{\alpha} i_{\alpha} + u_{\beta} i_{\beta} \quad (6)$$

$$q = u_{\beta} i_{\alpha} - u_{\alpha} i_{\beta} \quad (7)$$

Trong phương pháp DPC khi điều khiển hệ số công suất bằng 1 thì đặt $q_{ref} = 0$ ở mạch điều khiển công suất. Công suất tác dụng đặt p_{ref} để so sánh với giá trị của công suất tác dụng của nguồn ở đầu ra của bộ tính toán công suất. Trên cơ sở các sai lệch công suất và vị trí vector điện áp ở các sector sẽ tạo ra tín hiệu điều khiển van IGBT của mạch chỉnh lưu. Mạch điều khiển có

cấu trúc vòng kín nên điều khiển dễ dàng điện áp một chiều đầu ra, hệ số công suất điều chỉnh được và năng lượng trao đổi theo hai chiều.

4 Kết quả mô phỏng

Các thông số mạch chỉnh lưu như ở bảng 4.

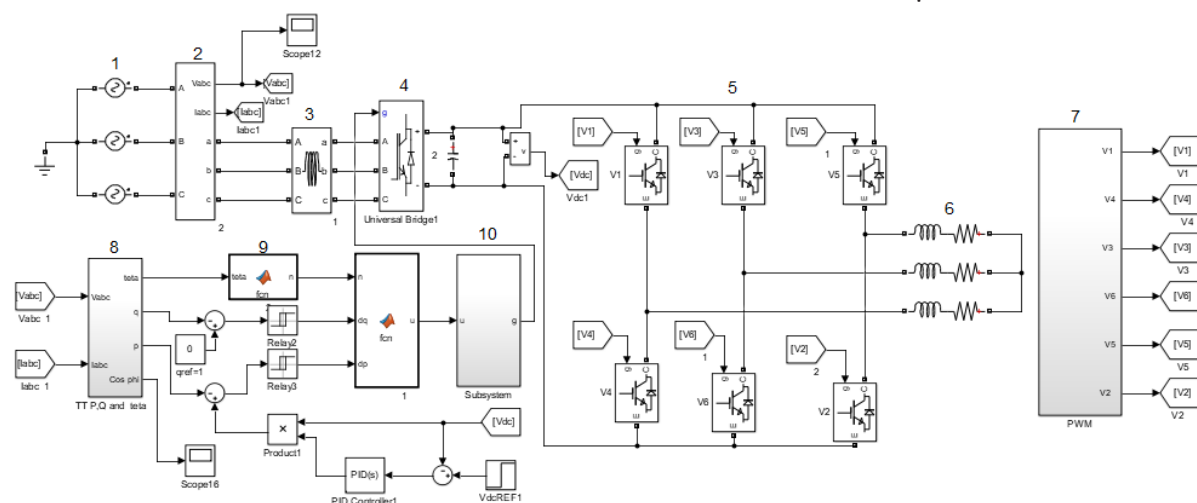
Bảng 4. Thông số mạch chỉnh lưu tích cực

Thông số	Giá trị
Điện áp nguồn cấp U_m (V)	220
Tần số ngõ vào (Hz)	50
Tụ điện C lọc điện áp DC (μF)	2000
Điện cảm đầu vào L (H)	0,005
Điện áp một chiều đầu ra yêu cầu U_{dc} (V)	1000
Điện trở tải mạch nghịch lưu R (Ω)	10
Điện cảm của tải L (H)	0,01

Sử dụng phần mềm Matlab & Simulink để xây dựng các khối chức năng và mô phỏng biến tần sử dụng chỉnh lưu tích cực và nghịch lưu ba mức như hình 7.

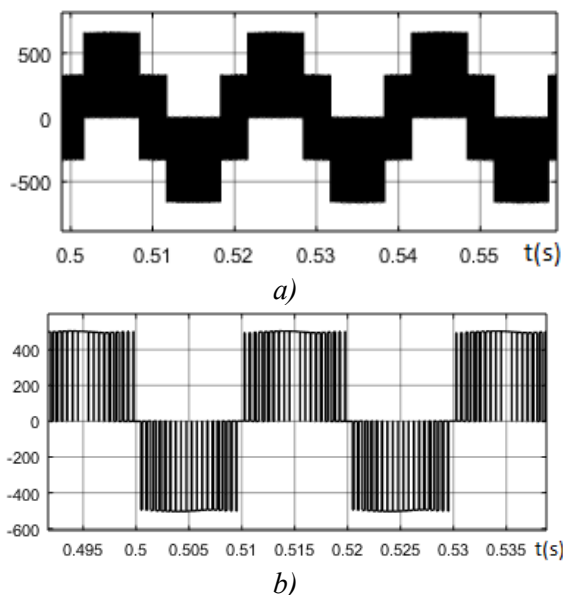
Trong đó:

- 1 – Nguồn 3 pha;
- 2 – Cảm biến dòng điện và điện áp AC;
- 3 – Cuộn kháng;
- 4 – Mạch lực chỉnh lưu tích cực (IGBT);
- 5 – Mạch lực nghịch lưu hai mức (IGBT);
- 6 – Phụ tải ba pha R-L;
- 8 – Khối tính toán công suất của DPC;
- 9 – Khối tính toán sector điện áp;
- 10 – Khối xuất tín hiệu điều khiển chỉnh lưu.



Hình 7. Mô hình mô phỏng mạch nghịch lưu hai mức kết hợp với bộ chỉnh lưu tích cực DPC

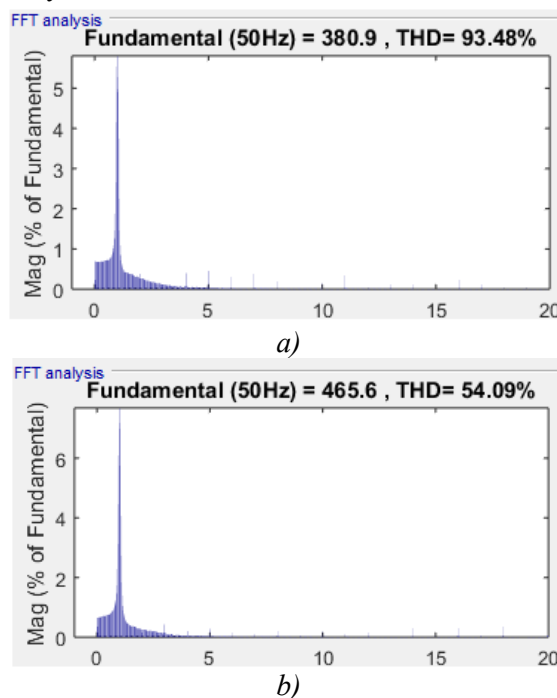
Kết quả mô phỏng như ở hình 8 chỉ ra các mức điện áp khác nhau của nghịch lưu 2 mức (hình 8a) và nghịch lưu ba mức (hình 8b).



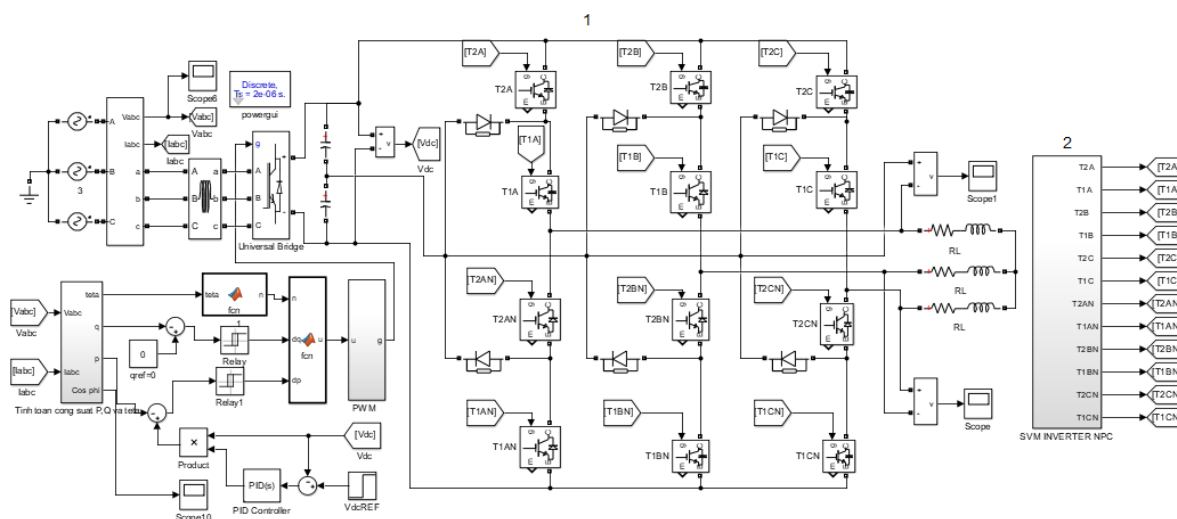
Hình 8. Điện áp pha đầu ra nghịch lưu:
a) Nghịch lưu hai mức; b) Nghịch lưu ba mức

Hình 9 cho thấy, kết quả khảo sát điện áp pha đầu ra của nghịch lưu ba mức có tổng méo hài điện áp $THD_u = 54,09\%$ nhỏ hơn tổng méo hài điện áp của mạch nghịch lưu hai mức

$THD_u = 93,48\%$. Do đó, ở đầu ra nghịch lưu ba mức có mạch lọc LC hoặc LCL nhỏ và tiết kiệm được chi phí chế tạo cũng như kích thước của bộ chuyển đổi tần số.



Hình 9. Tổng méo hài
điện áp pha đầu ra nghịch lưu:
a) Nghịch lưu hai mức; b) Nghịch lưu ba mức

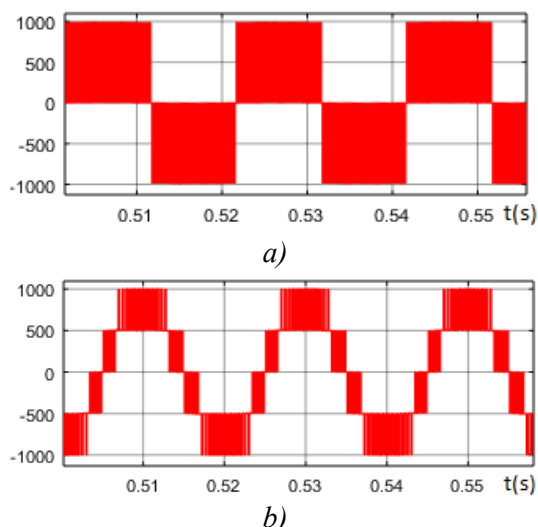


Hình 10. Mô hình mô phỏng mạch nghịch lưu ba mức NPC kết hợp với bộ chỉnh lưu tích cực DPC

Trong đó: 1 – mạch nghịch lưu 3 mức NPC; 2 – mạch tạo xung điều khiển các van IGBT.

Các thông số của mạch chỉnh lưu tích cực và thông số tải R-L tương tự như bộ biến tần sử dụng nghịch lưu hai mức.

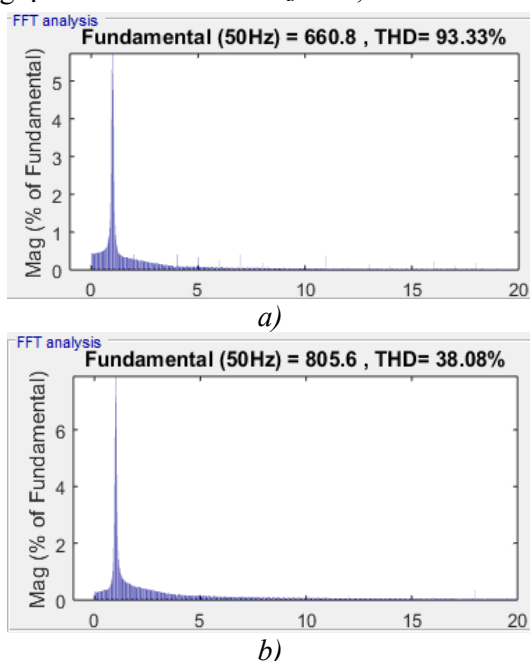
Hình 11 chỉ ra rằng, với mạch nghịch lưu ba mức NPC thì điện áp dây đầu ra có dạng 5 mức.



Hình 11. Điện áp dây đầu ra nghịch lưu:

a) Nghịch lưu hai mức; b) Nghịch lưu ba mức

Kết quả tính toán ở hình 12 cho thấy, tổng méo hài điện áp dây $THD_u = 38,08\%$ ở đầu ra nghịch lưu ba mức nhỏ hơn rất nhiều so với nghịch lưu hai mức $THD_u = 93,33\%$.

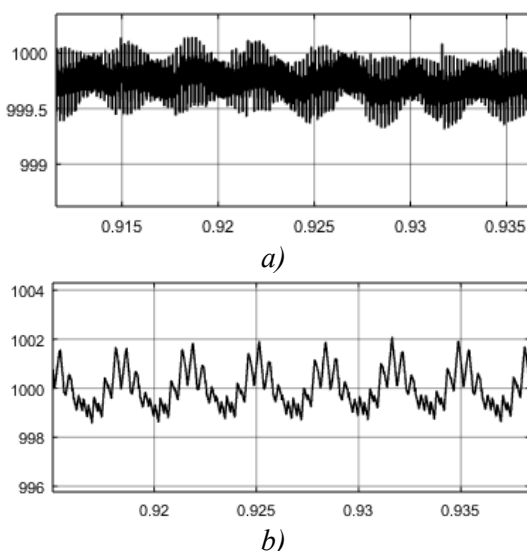


Hình 12. Tổng méo hài điện áp dây đầu ra:

a) Nghịch lưu hai mức; b) Nghịch lưu ba mức

Hình 13 thể hiện đặc tính điện áp một chiều ở đầu ra của mạch chỉnh lưu tích cực. Kết quả

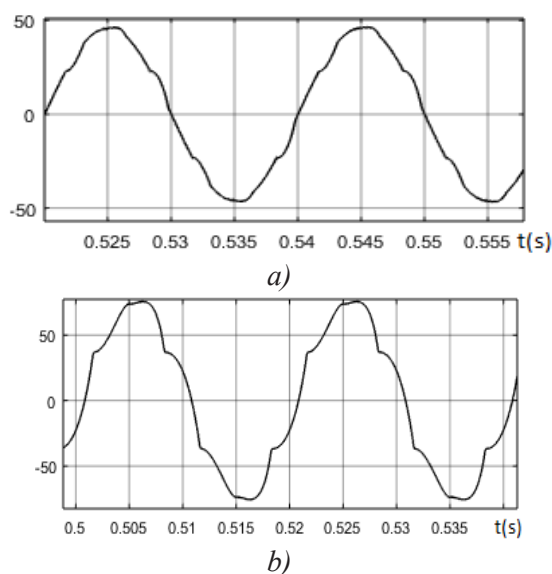
cho thấy đặc tính điện áp một chiều luôn bám theo giá trị đặt trước $V_{SP} = 1000$ VDC. Điện áp một chiều ở mạch trung gian của bộ biến đổi tần số có thể điều chỉnh được và đây chính là ưu điểm của bộ chỉnh lưu tích cực so với chỉnh lưu không điều khiển sử dụng diode. Hình 13b cho thấy, khi biến tần sử dụng nghịch lưu ba mức thì mức độ dao động điện áp một chiều ở đầu vào cao hơn so với sử dụng mạch nghịch lưu hai mức



Hình 13. Dao động điện áp một chiều ở đầu ra chỉnh lưu:

a) Nghịch lưu hai mức; b) Nghịch lưu ba mức

Hình 14 cho thấy hình dạng dòng điện lưới ở đầu vào của bộ biến tần. Trong thực tế, bộ chỉnh lưu diode làm méo dạng dòng điện và điện áp của lưới. Tuy nhiên, khi sử dụng mạch chỉnh lưu có điều khiển sử dụng phương pháp DPC thì dạng dòng điện lưới hình sine. Thông qua mạch điều khiển DPC có thể điều chỉnh được hệ số công suất đầu vào bằng 1, khi giá trị công suất phản kháng đặt $q_{ref} = 0$. Hình 14b cho thấy hình dáng dòng điện lưới bị méo hơn so với bộ biến tần sử dụng nghịch lưu hai mức. Điều này do biên độ dao động điện áp một chiều ở đầu ra lớn nên ảnh hưởng đến chất lượng dòng điện đầu vào. Để khắc phục hiện tượng này, cần chỉnh định lại tham số PID ở mạch vòng điều chỉnh điện áp một chiều.



Hình 14. Hình dạng dòng điện lưới ở đầu vào biến tần:

a) Nghịch lưu hai mức; b) Nghịch lưu ba mức

5 Kết luận

Qua phân tích lý thuyết và các kết quả thu được từ mô phỏng cho thấy, việc kết hợp giữa chỉnh lưu tích cực với mạch nghịch lưu ba mức sẽ làm nâng cao hiệu quả hoạt động của các bộ biến đổi tần số trong công nghiệp. Nghịch lưu ba mức làm giảm sóng hài điện áp ở đầu ra, tương ứng sẽ giảm được kích thước và giá thành các cuộn lọc LC, LCL. Ngoài ra, bộ biến đổi tần số sử dụng chỉnh lưu tích cực đảm bảo dòng điện lưới hình sine, năng lượng trao đổi hai chiều giữa tải và lưới, điện áp một chiều có thể điều chỉnh được tùy theo tải. Tuy nhiên, khi sử dụng các mạch nghịch lưu đa mức trong biến tần sẽ làm tăng dao động điện áp một chiều ở đầu vào, điều này cần chỉnh định lại tham số của bộ điều khiển PID ở mạch vòng điều khiển điện áp.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. **Phạm Quốc Hải.** Hướng dẫn thiết kế điện tử công suất. NXB Khoa học và Kỹ thuật, 2009.
2. **Bùi Quốc Khánh, Phạm Quốc Hải, Nguyễn Văn Liễn, Dương Văn Nghi.** Điều chỉnh tự động truyền động điện. NXB Khoa học và kỹ thuật, 1996.
3. **Võ Minh Chính, Phạm Quốc Hải, Trần Trọng Minh.** Điện tử công suất. NXB Khoa học và kỹ thuật, 2004.
4. **Nguyễn Phùng Quang.** Matlab Simulink dành cho kỹ sư điều khiển tự động. NXB Khoa học và kỹ thuật, 2009.
5. **Trần Trọng Minh, Vũ Hoàng Phương.** Thiết kế điều khiển cho các bộ biến đổi công suất. 2014.
6. **Nguyễn Văn Nhờ, Trần Quang Linh, Nguyễn Thị Hồng Duyên,** Bộ biến đổi AC/DC 3 pha PWM bằng phương pháp điều khiển công suất trực tiếp. *Tạp chí Đại học Sư phạm Kỹ thuật TPHCM*, 2016, Tr. 1-11.
7. **Abdelouahab B.** Analysis and Design of New Switching Table for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier. *IEEE-IPEMC Conf.*, 2008., PP. 251-257.
8. **Malinowski M.** Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers. *Ph.D. Thesis. Warsaw*, 2001, 128 p.
9. **Kazmierkowski M.P.** Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-source PWM Converters: A Survey. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 1998, Vol. 45, No. 5, P. 691-703.
10. **N.V. Nhờ, Q.T. Hải, H.H. Lee.** Carrier Based Single-State PWM Technique in Multilevel Inverter. *PEDS Bangkok, 2007, Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems Art. No. 4487800*, PP. 828-835, ISBN: 1424406455.
11. **N.V. Nho, Q.T. Hai, H.H. Lee.** Carrier Based Single-State PWM Technique of Minimised Vector Error In Multilevel Inverter. *Journal of Power Electronics (SCI-E)*, Vol. 10, No. 4, 2010, PP. 357-364.
12. **N.V. Nho, Q.T. Hai, H.H. Lee.** Novel Single-State PWM Technique for Common-Mode Voltage Elimination in Multilevel Inverters. *Journal of Power Electronics (SCI-E)*, ISSN 1598-2092 (SCI-E), Vol.12, No.4, July 2012.