

BỘ NGHỊCH LƯU KÉP TĂNG ÁP BA PHA CHO ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ BA PHA SÁU ĐẦU DÂY

A THREE PHASE DUAL BOOST INVERTER FOR OPEN-END WINDING INDUCTION MOTOR

Tô Thanh Lợi¹, Nguyễn Minh Khai², Đỗ Đức Trí¹, Trần Tấn Tài³

¹Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Thành phố Hồ Chí Minh; thanhloicdcd@gmail.com

²Trường Đại học Chosun, Hà Quốc; nmkhai00@gmail.com

³Trường Đại học Quốc gia Chonnam, Hàn Quốc; trantantaikdd@gmail.com

Tóm tắt - Bộ nghịch lưu kép ba pha cấp cho động cơ không đồng bộ ba pha sáu đầu dây đã được nghiên cứu và ứng dụng rộng rãi trong thực tế với ưu điểm nâng cao được công suất động cơ, có thể điều khiển bằng phương pháp véc-tơ không gian hay sóng mang. Tuy nhiên, cấu hình này vẫn có hạn chế là: tần số đóng ngắt của các khóa công suất cao nên làm tăng tổn hao và giảm tuổi thọ linh kiện, điện áp ra nhỏ hơn điện áp vào và phải tránh trường hợp các khóa trên cùng nhánh dẫn cùng lúc. Để khắc phục các hạn chế đó, bài báo này trình bày bộ nghịch lưu kép tăng áp ba pha cấp cho động cơ không đồng bộ ba pha sáu đầu dây bằng phương pháp điều chế độ rộng xung, tăng được điện áp ngõ ra, cho phép hoạt động ở chế độ ngắn mạch sử dụng cho các nguồn năng lượng nhỏ như pin mặt trời, pin nhiên liệu, ắc quy. Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm được thực hiện để kiểm chứng lý thuyết.

Từ khóa - điều khiển động cơ ba pha sáu dây; ngắn mạch; nghịch lưu nguồn Z; nghịch lưu tăng áp; nghịch lưu kép; điều chế độ rộng xung (PWM)

1. Đặt vấn đề

Trong những năm gần đây, các yêu cầu hệ thống điều khiển động cơ điện tốc độ cao cho các ứng dụng trong xe ô tô [4], nguồn năng lượng mới và các lĩnh vực điều khiển động cơ trong công nghiệp ngày càng tăng. Yêu cầu các động cơ điện có tốc độ cao ngày càng nhẹ hơn, kích thước nhỏ gọn, hiệu suất cao hơn đã thúc đẩy các thiết kế mới cho động cơ điện nhằm đáp ứng các yêu cầu đó. Tuy nhiên, khi điều khiển động cơ từ các nguồn năng lượng nhỏ như ắc quy, pin năng lượng mặt trời thì yếu tố hạn chế cơ bản cho động cơ là sự suy giảm lưu lượng dòng điện khi hoạt động ở tốc độ cao, do đó làm giảm mô-men quay và hiệu suất của động cơ. Xe ô tô điện sử dụng nguồn ắc quy có sẵn là một trường hợp tiêu biểu cho thấy hạn chế về giá thành và kích thước của ắc quy. Ngày nay, sự phát triển mạnh mẽ của điện tử công suất đã khắc phục được các hạn chế đó với các cấu hình tăng áp và các cấu hình bộ nghịch lưu khác nhau, đã được nghiên cứu, thiết kế cho phù hợp với từng ứng dụng cụ thể. Cấu hình bộ nghịch lưu kép (Hình 1) thường sử dụng cho động cơ không đồng bộ ba pha sáu dây để nâng cao công suất động cơ, cấu hình động cơ đơn giản, không cần phải nối sao hay tam giác, có thể sử dụng nhiều phương pháp điều khiển khác như điều chế véc-tơ không gian hay điều chế sóng mang.

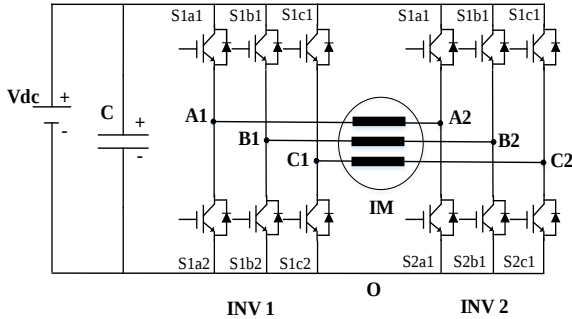
Tuy nhiên, bộ nghịch lưu kép này vẫn có hạn chế là điện áp ngõ ra nhỏ hơn điện áp ngõ vào, nếu chúng ta muốn điện áp ngõ ra cao hơn ngõ vào để sử dụng cho các nguồn năng lượng thấp như pin mặt, pin nhiên liệu, ắc quy...thì phải thêm mạch tăng áp trước bộ nghịch lưu. Cũng giống như các bộ nghịch lưu truyền thống thì vẫn có hạn chế là

Abstract - A three phase dual boost inverter for open-end winding induction motors have been developed and widely used in practice with the advantage of improving the motor power which can be controlled by the space vector method or carrier method. However, this configuration still has the limitation. For example, the high switching frequency should increase the loss and decrease the life of the switching, or the AC output voltage less than DC input voltage and switches on the same leg turn on at the same time must be avoided. To solve this problem, this paper presents a three phase dual boost inverter for open-end winding induction motor configuration by PWM method to increase output voltage and allow the switch on the same leg to turn on at the same time for low energies such as solar energy, fuel cell and battery. Simulation and experimental results will be presented to support the theory.

Key words - open-end winding induction motor drive; shoot-through; Z-source inverter; switched boost inverter (SBI); dual inverter; pulse width modulation (PWM)

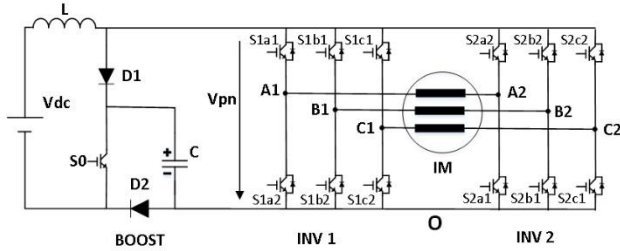
các khóa đóng ngắt trên cùng một nhánh không được đóng cùng lúc, vì nó sẽ làm ngắn mạch nguồn áp một chiều, gây hư hỏng thiết thành nguồn điện xoay chiều. Chính vì lý do đó mà bộ nghịch lưu kết hợp tăng áp đã được nghiên cứu và ứng dụng rộng rãi trong thực tế. [5] trình bày ứng dụng của bộ nghịch lưu nguồn Z trong điều khiển xe điện sử dụng ắc quy hay pin nhiên liệu, bằng cách thay đổi hệ số ngắn mạch hay chỉ số điều chế thì có thể điều khiển được công suất pin nhiên liệu cung cấp, công suất ngõ ra và quá trình nạp pin. [6], [10] trình bày cấu hình bộ nghịch lưu kép kết hợp tăng áp nguồn Z sử dụng phương pháp điều chế độ rộng xung (PWM), mà hai bộ nghịch lưu này có thể dùng chung nguồn hay nguồn riêng và có thể sử dụng cho tải động cơ ba dây hoặc bốn dây. Tuy nhiên, cấu hình này cần phải có hai cuộn dây, hai tụ điện nên làm tăng kích thước và giá thành sản phẩm, vì vậy nó chỉ phù hợp cho các ứng dụng có công suất lớn. Đối với các ứng dụng công suất nhỏ thì nhiều cấu hình tăng áp khác đã được đề xuất: [7] trình bày cấu hình SBI (Switched Boost Inverter - bộ nghịch lưu tăng áp) chỉ sử dụng một cuộn dây, một tụ điện, hai diode và một khóa ngắn mạch, ứng dụng cho hệ thống lưới điện thông minh cực nhỏ sử dụng nguồn năng lượng mặt trời, điện áp ngõ ra được điều chỉnh lớn hơn hay nhỏ hơn điện áp vào tùy theo yêu cầu của tải với một giai đoạn chuyển đổi; [8] cải tiến cấu hình SBI thành qSBI (quasi-SBI) với ưu điểm là giảm điện áp trên tụ, tăng hệ số ngắn mạch và cải thiện dòng điện ngõ vào; [9] trình bày cấu hình SBI cải tiến, khi so sánh với SBI truyền thống thì hệ số tăng áp giảm nhưng có giá thành và điện áp đặt trên tụ giảm. Ngoài ra còn có các cấu hình khác với những ưu, nhược điểm khác nhau và được ứng dụng vào từng trường hợp cụ thể. Dựa

vào kết quả phân tích, so sánh trong [11], thì cấu hình qSBI có nhiều ưu điểm như: dòng điện qua các khóa bán dẫn và qua diode nhỏ hơn, điện áp chịu được trên tụ C lớn hơn, hiệu suất cao hơn và hệ số tăng áp lớn hơn. Do đó, bài báo này trình bày cấu hình bộ nghịch lưu kép tăng áp (Hình 2) có đặc điểm là tăng được điện áp ngõ ra, giảm được số lần chuyển mạch của các khóa bán dẫn, cho phép hoạt động ở chế độ ngắn mạch.



Hình 1. Bộ nghịch lưu kép truyền thống

Bài báo này phân tích hoạt động, trình bày kết quả mô phỏng bằng phần mềm PSIM và thực nghiệm.

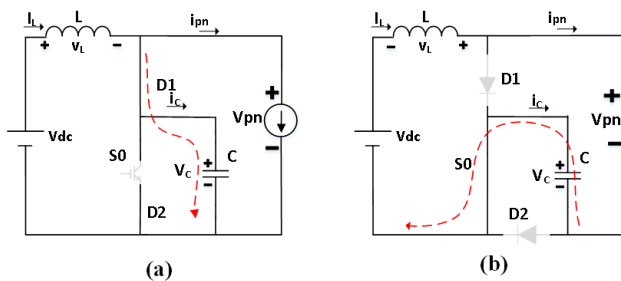


Hình 2. Nghịch lưu kép tăng áp đề xuất

2. Cấu hình bộ nghịch lưu đề xuất

2.1. Cấu hình bộ nghịch lưu kép đề xuất

Hình 2 minh họa mạch nghịch lưu kép tăng áp ba pha cấp cho động cơ ba pha sáu đầu dây đề xuất, gồm một mạng có hai diode, một tụ điện, một cuộn dây và một khóa công suất được nối vào giữa nguồn và bộ nghịch lưu kép chung nguồn.



Hình 3. (a) Trạng thái không ngắn mạch, (b) Trạng thái ngắn mạch (đã đổi dấu +/- trên cuộn dây L ở hình 3(b))

Để đơn giản cho quá trình phân tích mạch theo phương pháp PWM đối với cấu hình đề xuất thì ta chia toàn bộ hoạt động của mạch thành hai trạng thái: trạng thái không ngắn mạch và trạng thái ngắn mạch như Hình 3.

Trạng thái không ngắn mạch được tạo ra khi sóng tam giác nhỏ hơn đường thẳng Vsh trong khoảng thời gian là T-T0 (T là chu kỳ xung, T0 thời gian ngắn mạch). Ở trạng

thái này thì các khóa hai INV đóng ngắt theo phương pháp PWM thông thường, S0 không dẫn, D1, D2 dẫn, tụ C nạp điện và cuộn dây L xả điện, Hình 3(a).

Ta có điện áp trên cuộn dây L và dòng điện qua tụ C trong khoảng thời gian này là:

$$\begin{cases} V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} - V_C \\ i_C = C \frac{dV_C}{dt} = I_L - i_{pn} \end{cases} \quad (1)$$

Trạng thái ngắn mạch được tạo ra khi sóng tam giác lớn hơn đường thẳng Vsh trong khoảng thời gian là T0, ở trạng thái này thì tất cả các khóa của hai INV cùng đóng, S0 đóng, D1, D2 không dẫn, tụ C xả điện và cuộn dây L tích điện, Hình 3(b).

Ta có điện áp trên cuộn dây L và dòng điện qua tụ C trong khoảng thời gian này là:

$$\begin{cases} V_L = L \frac{di_L}{dt} = V_{dc} + V_C \\ i_C = C \frac{dV_C}{dt} = -I_L \end{cases} \quad (2)$$

Áp dụng nguyên lý cân bằng điện áp cho L và C trong trạng thái cân bằng, từ (1) và (2) ta có:

$$\begin{cases} V_C = \frac{1}{1-2D} V_{dc} \\ i_{pn} = \frac{1-2D}{1-D} I_L \\ B = \frac{V_{pn}}{V_{dc}} = \frac{1}{1-2D} \end{cases} \quad (3)$$

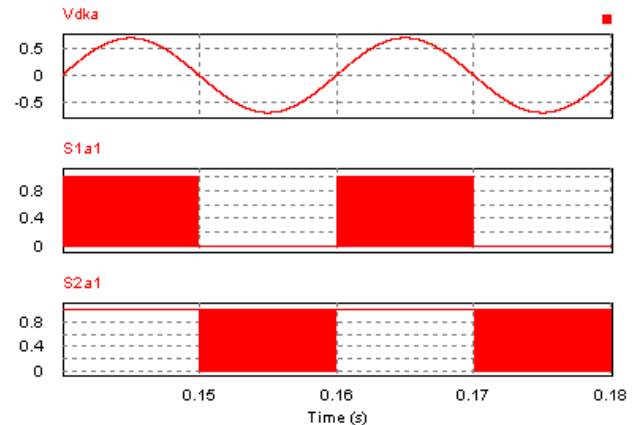
Điện áp đỉnh qua bộ nghịch lưu bằng điện áp qua tụ C trong khoảng thời gian không ngắn mạch.

$$V_{pn} = V_C \quad (4)$$

Trong đó: $D = T_0/T$: hệ số ngắn mạch trong mỗi chu kỳ.

B: hệ số tăng áp.

2.2. Phương pháp PWM cho cấu hình đề xuất



Hình 4. Phương pháp PWM cho cấu hình đề xuất của pha a

Hình 4 mô tả phương pháp PWM cho cấu hình đề xuất của pha a khi chưa có xung ngắn mạch. Trong nửa chu kỳ đầu của xung điều khiển thì S1a1 đóng ngắt liên tục theo quy tắc so sánh giữa sóng điều khiển và sóng tam giác, S2a1 luôn đóng, khi đó điện áp ngõ ra trên tải có hai mức

điện áp là 0V (khi S1a1 ngắt và S2a1 đóng) và V_{pn} (khi S1a1 đóng và S2a1 đóng). Trong nửa chu kỳ sau của xung điều khiển thì S1a1 luôn đóng ngắt liên tục theo quy tắc so sánh giữa sóng điều khiển và sóng tam giác, S2a1 luôn đóng, khi đó điện áp ngõ ra trên tải có hai mức điện áp là 0V (khi S1a1 ngắt và S2a1 đóng) và $-V_{pn}$ (khi S1a1 ngắt và S2a1 đóng). Các khóa trên cùng nhánh của S1a1 và S2a1 thì đóng ngắt theo quy tắc đối nghịch.

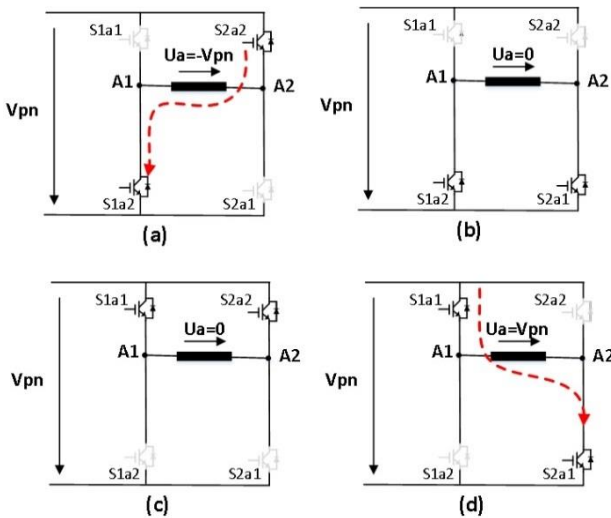
Ta có bốn trường hợp đóng ngắt của S1x1 và S2x1 tương ứng với điện áp ngõ ra trên tải như được mô tả trong Bảng 1 và được minh họa trong Hình 5.

Trong đó: x = pha a,b,c.

Bảng 1. Điện áp ngõ ra trên tải (0=khóa ngắt, 1=khóa đóng)

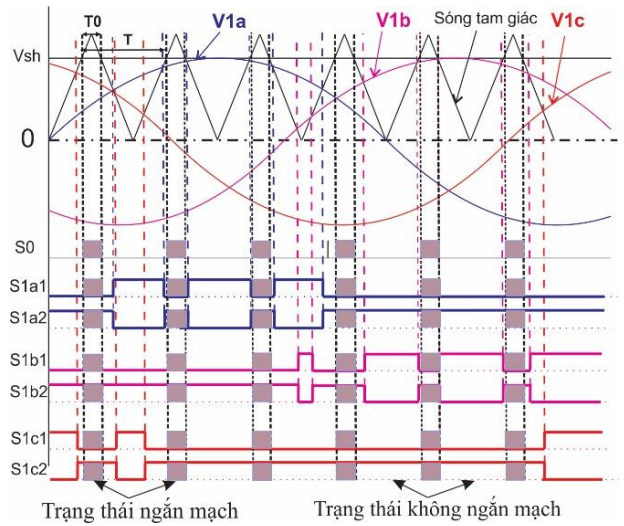
S1x1	S2x1	U _x
0	0	$-V_{pn}$
0	1	0
1	0	0
1	1	V_{pn}

Xung ngắt mạch được tạo ra khi so sánh V_{sh} với sóng tam giác có tần số bằng với tần số của sóng tam giác. Xung ngắt mạch này dùng điều khiển S0 và phối hợp với 12 xung sau khi so sánh với sóng điều khiển để tạo xung điều khiển 12 khóa bán dẫn công suất của hai INV, đồng thời tạo ra trạng thái ngắt mạch của bộ nghịch lưu.



Hình 5. Điện áp trên pha a khi (a) S1a1=0, S2a1=0, (b) S1a1=0, S2a1=1, (c) S1a1=1, S2a1=0, (d) S1a1=1, S2a1=1

Hình 6 minh họa phương pháp điều chế độ rộng xung (PWM) cho INV1 của cấu hình đề xuất kết hợp với xung ngắt mạch. Ba sóng điều khiển hình sin V_{1a} , V_{1b} , V_{1c} có tần số bằng với tần số điện áp ngõ ra, sóng tam giác có tần số cao (5 KHz – 20 KHz), so sánh các sóng điều khiển với sóng tam giác ta được các xung điều khiển, các xung này kết hợp với xung ngắt mạch (qua cổng logic OR) ta được các xung điều khiển đóng ngắt trên các khóa bán dẫn của INV1. Tương tự cho INV2, ba sóng điều khiển hình sin V_{2a} , V_{2b} , V_{2c} lệch pha 180° so với V_{1a} , V_{1b} , V_{1c} tương ứng, so sánh với sóng tam giác và kết hợp với xung ngắt mạch ta được các xung điều khiển đóng ngắt các khóa bán dẫn của INV2.



Hình 6. Phương pháp PWM điều khiển INV1 của cấu hình đề xuất

Khi đó ta tính được các biên độ điện áp ba pha ngõ ra và độ lợi điện áp khi chuyển đổi từ DC sang AC.

$$\begin{cases} V_m = M.V_{pn} = M.B.V_{dc} \\ G = \frac{V_m}{V_{dc}} = M.B = \frac{M}{2M-1} \end{cases} \quad (5)$$

Trong đó:

M : chỉ số điều chế;

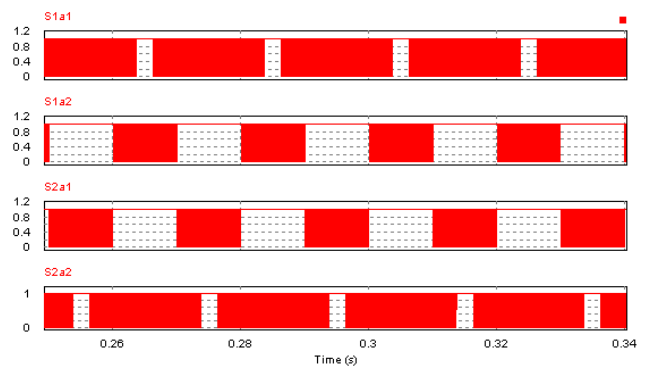
V_m : biên độ điện áp xoay chiều ngõ ra;

G : độ lợi điện áp DC – AC.

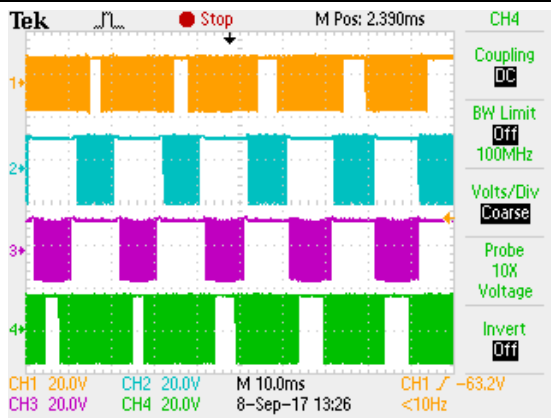
2.3. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

Các thông số được sử dụng trong mô phỏng và thực nghiệm là: $L=1$ mH; $C1=470$ μ F; $V_{dc}=24$ V; tần số sóng tam giác là 20 kHz; chỉ số điều chế $M=0,7$; tỷ số ngắt mạch $D=0,3$. Thế vào (4) và (5), ta có: $V_{pn}=60$ V; $G=1,75$; $V_m=42$ V; giá trị điện áp hiệu dụng ngõ ra bằng 29,7 V.

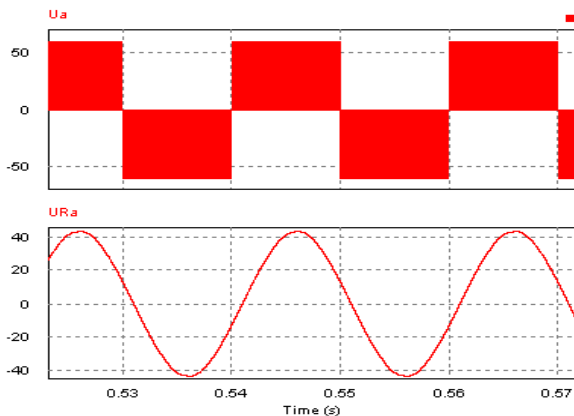
Hình 7 trình bày kết quả mô phỏng dạng xung điều khiển bốn khóa pha a sau khi kết hợp xung ngắt mạch. Như vậy, sau khi kết hợp với xung ngắt mạch thì tần số đóng ngắt của hai khóa S1a2 và S2a1 giảm một nửa, đúng với kết quả thực nghiệm ở Hình 8.



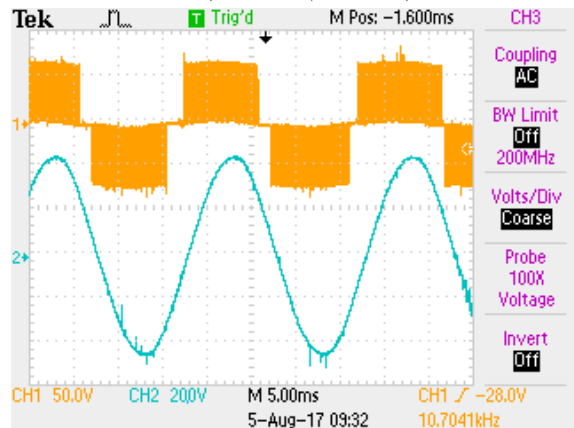
Hình 7. Dạng xung mô phỏng điều khiển bốn khóa pha a tính từ trên xuống: S1a1, S1a2, S2a1, S2a2



Hình 8. Dạng xung thực nghiệm điều khiển bốn khóa pha a tính từ trên xuống: S1a1, S1a2, S2a1, S2a2



Hình 9. Dạng sóng mô phỏng điện pha a đo trên tải RL (hình trên) và tải R (hình dưới)



Hình 10. Dạng sóng thực nghiệm điện áp pha a đo trên tải RL (hình trên) và tải R (hình dưới)

Hình 9 trình bày kết quả mô phỏng dạng sóng điện áp pha a đo trên tải RL với biên độ đỉnh là 60 V, tải R với biên

độ đỉnh là 42 V, đây chính là điện áp V_{pn} được tính theo lý thuyết từ công thức (3) và (4) khi $V_{dc} = 24$ V. Và với kết quả thực nghiệm ở Hình 10 có biên độ là 58 V và 41 V tương ứng khi đo trên tải RL và trên R.

3. Kết luận

Các kết quả mô phỏng và thực nghiệm phù hợp với kết quả lý thuyết đã phân tích. Như vậy, bộ nghịch lưu kép tăng áp đề xuất đã khắc phục được những hạn chế của bộ nghịch lưu kép truyền thống, đó là khả năng giảm số lần chuyển mạch của các khóa bán dẫn, giảm số lượng linh kiện ở mạch tăng áp, tăng được điện áp ngõ ra và cho phép hoạt động ở chế độ ngắn mạch được ứng dụng cho các nguồn năng lượng mới và năng lượng tái tạo.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] F. Z. Peng, M. Shen and K. Holland, "Application of Z-Source Inverter for Traction Drive of Fuel Cell—Battery Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 3, May 2007, pp. 1054-1061.
- [2] F. Z. Peng, "Z-source inverter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, No. 2, March/April 2003, pp. 504-510.
- [3] F. Gao, P. C. Loh, F. Blaabjerg and D. M. Vilathgamuwa, "Dual Z-Source Inverter With Three-Level Reduced Common-Mode Switching", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 6, Nov.-Dec. 2007, pp. 1597-1608.
- [4] M. Alam, J. Jana and H. Saha, *Switched boost inverter applicable for solar photovoltaic system based micro-grid*, 2016 2nd International Conference on Control, Instrumentation, Energy & Communication (CIEC), Kolkata, 2016, pp. 422-426.
- [5] M. K. Nguyen, T. V. Le, S. J. Park, Y. C. Lim, "A Class of Quasi-Switched Boost Inverters", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 3, March 2015, pp. 1526-1536.
- [6] M. K. Nguyen; Y. O. Choi, "PWM Control Scheme for Quasi-Switched-Boost Inverter to Improve Modulation Index", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. P P, No. 99, 2017, pp. 1-1.
- [7] N. Minh-Khai, "Cascaded five-level embedded-type switched boost inverter", *J. of Advanced Engineering and Technology*, Vol. 7, No. 9, 2014, pp. 107-112.
- [8] A. Somani, R. K. Gupta, K. K. Mohapatra and N. Mohan, *Circulating currents in open-end winding PWM ac drives*, IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Glendale, AZ, 2010, pp. 798-804.
- [9] Y. Jia, S. Zhang, L. Liu, S. Wang and C. Qie, *Improved switching boost inverter*, 2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Hefei, 2016, pp. 2468-2471.
- [10] R. U. Haque, A. Kowal, J. Ewanchuk, A. Knight and J. Salmon, *PWM control of a dual inverter drive using an open-ended winding induction motor*, 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2013, pp. 150-156.
- [11] M. K. Nguyen, Y. C. Lim and S. J. Park, "A Comparison Between Single-Phase Quasi- Z-Source and Quasi-Switched Boost Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 62, No. 10, Oct. 2015, pp. 6336-6344.

(BBT nhận bài: 18/09/2017, hoàn tất thủ tục phản biện: 07/12/2017)