

Kỹ thuật PWM mới triệt tiêu điện áp common-mode cho nghịch lưu một pha 3 bậc T-NPC

Võ Quốc Thái¹, Nguyễn Văn Nhờ^{2,*}



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

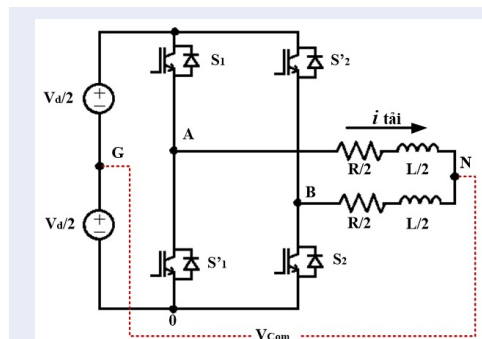
TÓM TẮT

Bài báo trình bày một kỹ thuật điều chế độ rộng xung (PWM) mới triệt tiêu điện áp common mode cho bộ nghịch lưu một pha cầu H 3 bậc T-NPC. Bộ nghịch lưu 3 bậc NPC thường được ứng dụng phổ biến trong các ứng dụng kết nối lưới hoặc làm nguồn dự phòng UPS trong công nghiệp. Ngoài các khả năng như chịu điện áp cao, đặt điện áp ngõ ra và dòng điện có độ méo dạng sóng hài thấp, bộ nghịch lưu 3 bậc NPC còn có ưu điểm vượt trội là có thể giảm hoặc triệt tiêu điện áp và dòng điện common mode. Kỹ thuật PWM đề xuất mới dựa trên đặc điểm bảng trạng thái đóng ngắt của bộ nghịch lưu cầu H 3 bậc T-NPC chứa nhiều trạng thái đóng ngắt có điện áp common mode bằng không. Hơn thế nữa, cấu hình nghịch lưu 1 pha 3 bậc T-NPC còn giúp thực hiện điều khiển PWM giảm stress điện áp ngõ ra, và giảm độ méo dạng áp ra so với kỹ thuật điều khiển PWM lưỡng cực (bipolar) của bộ nghịch lưu cầu H 2 bậc. Trong bài báo, phương pháp PWM sóng mang dạng sin được phân tích, mô hình hóa và thiết kế dựa trên bảng trạng thái đóng ngắt bộ nghịch lưu 3 bậc T-NPC. Kết quả phân tích sẽ được đánh giá bằng mô phỏng dùng MATLAB/SIMULINK. Kết quả mô phỏng của kỹ thuật PWM cho nghịch lưu 3 bậc T-NPC sẽ được so sánh với các phương pháp không triệt tiêu áp common mode; đồng thời chất lượng của bộ nghịch lưu 3 bậc T-NPC cũng được so sánh với bộ nghịch lưu 2 bậc truyền thống. Nội dung tổn hao của bộ biến đổi công suất cũng được đánh giá bằng phần mềm PLECS. Các kết quả thu được khẳng định các lợi thế của phương pháp triệt tiêu điện áp common mode trong cấu hình nghịch lưu 3 bậc T-NPC.

Từ khoá: Nghịch lưu nguồn áp 1 pha, cấu hình T-3L, triệt tiêu điện áp common-mode, kỹ thuật điều chế sóng mang

GIỚI THIỆU

Do sự phát triển mạnh mẽ của các ứng dụng sử dụng năng lượng điện, việc nghiên cứu các bộ biến đổi công suất ngày càng trở nên quan trọng. Bộ nghịch lưu áp một pha cầu H 2 bậc (H-2L) như Hình 1 là một trong số các cấu hình bộ biến đổi 1 pha được nghiên cứu và ứng dụng phổ biến cho các ứng dụng công suất vừa và nhỏ với các ưu điểm như: cấu trúc đơn giản và dễ điều khiển¹⁻⁴.



Hình 1: Bộ nghịch lưu một pha cầu H-2L

Tuy nhiên, cấu hình này vẫn có một số hạn chế như: chất lượng sóng hài điện áp ngõ ra còn thấp và stress điện áp trên linh kiện cao khi sử dụng điện áp lớn. Để giảm độ méo dạng THD điện áp và dòng điện ngõ ra, giảm stress điện áp trên linh kiện, cấu hình nghịch lưu đa bậc thường được xem xét⁵⁻⁸. Trong bộ nghịch lưu áp, dòng điện rò có thể phát sinh do tác dụng của các trạng thái đóng ngắt gây ra áp CMV khác 0. Đối với động cơ điện, dòng rò gây ra bởi bộ nghịch lưu là một trong các nguyên nhân làm hỏng ổ bi trục rotor. Trong các ứng dụng có bộ nghịch lưu kết nối lưới, dòng rò dẫn qua các trở kháng nối giữa các điểm trung tính tải AC và nguồn DC có thể gây nguy hiểm cho người. Ngoài ra, chuỗi xung tần số cao gây ra dòng rò cũng góp phần gây nhiễu điện từ EMI cho môi trường xung quanh. Trong ứng dụng truyền động điện một pha có nguồn điện áp thấp, ảnh hưởng áp CMV đến động cơ điện thường nhỏ, nên ít được xem xét đến. Tuy nhiên, ảnh hưởng áp CMV trong cấu hình bộ nghịch lưu một pha nối lưới trực tiếp thường không thể bỏ qua. Dòng điện rò gây nguy hiểm cần giảm đến giá trị dưới ngưỡng quy định. Một trong các biện pháp giảm dòng rò đơn giản nhưng khá tốn kém và

¹Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Vinh Long, Việt Nam

²Trường Đại học Bách khoa – Đại học Quốc gia TP.HCM, Việt Nam

Liên hệ

Nguyễn Văn Nhờ, Trường Đại học Bách khoa – Đại học Quốc gia TP.HCM, Việt Nam

Email: nvnho@hcmut.edu.vn

Lịch sử

- Ngày nhận: 02-10-2021
- Ngày chấp nhận: 06-01-2022
- Ngày đăng: 14-01-2022

DOI : 10.32508/stdjet.v4i4.925



Bản quyền

© ĐHQG TP.HCM. Đây là bài báo công bố mở được phát hành theo các điều khoản của the Creative Commons Attribution 4.0 International license.



Trích dẫn bài báo này: Thái V Q, Nhờ N V. Kỹ thuật PWM mới triệt tiêu điện áp common-mode cho nghịch lưu một pha 3 bậc T-NPC. *Sci. Tech. Dev. J. - Eng. Tech.*; 4(4):1264-1276.

gây giảm hiệu suất thiết bị là sử dụng máy biến áp cách ly. Một số biện pháp khác hạn chế dòng rò như dùng thêm ngắt kiểm soát trong sơ đồ H5 để khóa dòng rò đi qua nguồn DC hoặc cấu hình HERIC nối tắt dòng điện ở phía tải^{3,9-11}. Các cấu hình vừa nêu vẫn tồn tại nhược điểm do duy trì stress điện áp trên linh kiện lớn. Ngoài yêu cầu giới hạn dòng điện rò, dòng điện phía tải cũng cần có độ méo dạng sóng hài dòng điện thấp để hạn chế việc gây ra méo dạng điện áp lưới¹.

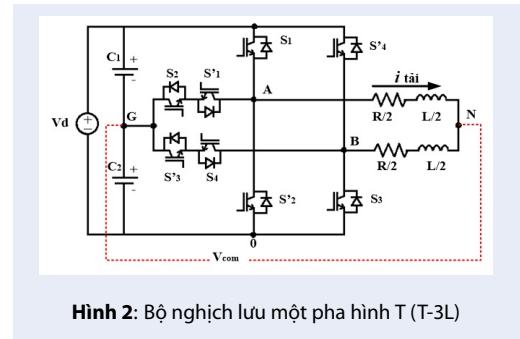
Để giảm ảnh hưởng dòng rò trong các nghịch lưu nối lưới trực tiếp thì các cấu hình nghịch lưu đa bậc được phát triển, ví dụ như: cấu hình nghịch lưu diode kẹp (NPC), nghịch lưu ghép tầng (CHB) và nghịch lưu tụ kẹp (FC)^{4,7,12,13}. Đặc điểm của các bộ nghịch lưu đa bậc là có chứa một số trạng thái đóng ngắt có điện áp CMV thấp hoặc bằng zero. Do đó, sử dụng các trạng thái này để thực hiện kỹ thuật điều khiển PWM, bộ nghịch lưu có thể cung cấp điện áp ngõ ra theo yêu cầu với áp CMV thấp hoặc bằng zero.

Phương pháp điều khiển PWM cơ bản áp dụng cho các bộ nghịch lưu một pha H-2L là phương pháp điều chế sóng mang (CBPWM). Theo đó, sóng điều khiển dạng sin so sánh với sóng mang để tạo ra xung kích cho các linh kiện. Trong thực tế, hai phương pháp cơ bản thường được áp dụng là phương pháp điều khiển PWM lưỡng cực (Bipolar PWM) và PWM đơn cực (Unipolar PWM)⁸. Phương pháp Unipolar PWM đạt chất lượng sóng hài tốt hơn, nhưng điện áp CMV lại đạt chục đại. Ngược lại, phương pháp Bipolar PWM làm triệt tiêu điện áp CMV nhưng gây stress áp ngõ ra (dV/dt) lớn gấp đôi và có độ méo dạng sóng hài cao. Yêu cầu của các bộ nghịch lưu một pha kết nối lưới trực tiếp không qua máy biến áp đòi hỏi giảm độ méo dạng áp ra bộ nghịch lưu, đồng thời hạn chế dòng rò do điện áp CMV gây ra. Rõ ràng, điều này không phù hợp với bộ nghịch lưu cầu H một pha hai bậc ở Hình 1. Bộ nghịch lưu một pha đa bậc có thể là một giải pháp hiệu quả cho các ứng dụng một pha công suất lớn, áp cao có yêu cầu về độ méo dạng sóng hài thấp và loại bỏ dòng rò³.

Bài báo này nghiên cứu ứng dụng bộ nghịch lưu T-3 bậc NPC (T-3L) và đề xuất kỹ thuật PWM mới triệt tiêu điện áp CMV. Kết quả phân tích so sánh được kiểm chứng và đánh giá bằng kết quả mô phỏng, đồng thời so sánh với đặc tính bộ nghịch lưu H-2L để thấy được ưu điểm nổi trội của bộ nghịch lưu T-3L.

Nội dung tiếp theo của bài báo gồm các phần chính:

- a) phân tích điện áp và mô hình hoá bộ nghịch lưu, b) kỹ thuật PWM cho bộ nghịch lưu áp một pha, trong đó có kỹ thuật mới triệt tiêu áp CMV cho bộ nghịch lưu T-3 bậc NPC, c) kết quả mô phỏng và thảo luận d) tính toán tổn hao và thảo luận e) kết luận. Để thấy được điểm nổi bật của kỹ thuật PWM đề xuất, kết quả



Hình 2: Bộ nghịch lưu một pha hình T (T-3L)

đánh giá cấu hình T-3 bậc NPC sẽ được so sánh với kết quả mô phỏng của cấu hình H một pha truyền thống.

PHÂN TÍCH ĐIỆN ÁP VÀ MÔ HÌNH HÓA BỘ NGHỊCH LƯU ÁP

Bộ nghịch lưu cầu H truyền thống

Từ sơ đồ bộ nghịch lưu cầu H truyền thống 2 bậc ở Hình 1, ta có thể suy ra:

$$\begin{cases} v_{A0} = S_1 V_d \\ v_{B0} = (1 - S_2) V_d \end{cases} \quad (1)$$

Với V_d , là điện áp nguồn DC, S_1, S_2 lần lượt trạng thái của khóa bán dẫn S_1, S_2 . Các khóa IGBT ở cấu hình H-2L hoạt động theo phương thức đóng ngắt đối nghịch như sau:

$$S_x = -S'_x \quad (2)$$

Trong đó $x = 1, 2$.

Điện áp tải được xác định bởi biểu thức:

$$v_t = v_{AB} = v_{A0} - v_{B0} \quad (3)$$

$$v_t = (S_1 + S_2) V_d - V_d \quad (4)$$

Điện áp CMV được xác định giữa điểm trung tính N của tải AC và trung tính G của áp nguồn DC như được ký hiệu trên Hình 1.

Giá trị CMV tức thời ký hiệu v_{com} được xác định bởi biểu thức:

$$v_{com} = (v_{A0} + v_{B0}) - \frac{V_d}{2} \quad (5)$$

Thay (1) vào (5) ta được kết quả như sau:

$$v_{com} = \frac{1}{2} (S_1 - S_2) V_d \quad (6)$$

Các phương trình (4), (6) mô tả quan hệ giữa điện áp ra và điện áp CMV theo trạng thái đóng ngắt của các linh kiện được liệt kê đầy đủ ở Bảng 1. Bộ nghịch lưu có 4 trạng thái 1, 2, 3, 4, trong đó 2 trạng thái 1, 4 tạo nên 2 mức điện áp ($-V_d, +V_d$) với điện áp CMV bằng 0.

Bảng 1: Trạng thái đóng ngắt các khóa IGBT trên cấu hình bộ nghịch lưu cầu H-2L

Trạng thái	S ₁	S ₂	v _t	v _{com}
1	1	1	V _d	0
2	1	0	0	V _d /2
3	0	1	0	-V _d /2
4	0	0	-V _d	0

Bộ nghịch lưu T-3L

Do nhánh T-NPC chứa 2 cặp khóa S₁, S₂ nên nó có thể tối đa 4 trạng thái làm việc. Ngoại trừ trạng thái S₁S₂=10 gây ra ngắn mạch nguồn DC nên không được phép sử dụng, các trạng thái còn lại của cặp khóa S₁ S₂ gồm 11,01 và 00 được mô tả trên Hình 3.

Gọi U_{S1}, U_{S2}, U_{S'1}, U_{S'2} là các điện áp trên các khóa tương ứng S₁, S₂, S'1, S'2'.

Trạng thái (11): S₁ = S₂ = 1, biểu diễn ở Hình 3a. Điện áp giữa A và G bằng V_d/2. Do S₂ được kích nên xem như điện trở nhỏ không đáng kể và điện áp trên nhánh AG tập trung lên S'1'. Ta có:

$$\begin{cases} U_{S1} = 0, U_{S'1} = \frac{v_d}{2} \\ U_{S2} = 0, U_{S'2} = v_d \end{cases} \quad (7)$$

$$v_{A0} = v_d$$

Trạng thái (01): S₁ = 0, S₂ = 1, biểu diễn ở Hình 3b. Ta có:

$$\begin{cases} U_{S1} = \frac{v_d}{2}, U_{S'1} = 0 \\ U_{S2} = 0, U_{S'2} = \frac{v_d}{2} \end{cases} \quad (8)$$

$$v_{A0} = \frac{V_d}{2}$$

Trạng thái (00): S₁ = 0, S₂ = 0, biểu diễn ở Hình 3c, ta có:

$$\begin{cases} U_{S1} = v_d, U_{S'1} = 0 \\ U_{S2} = \frac{v_d}{2}, U_{S'2} = 0 \end{cases} \quad (9)$$

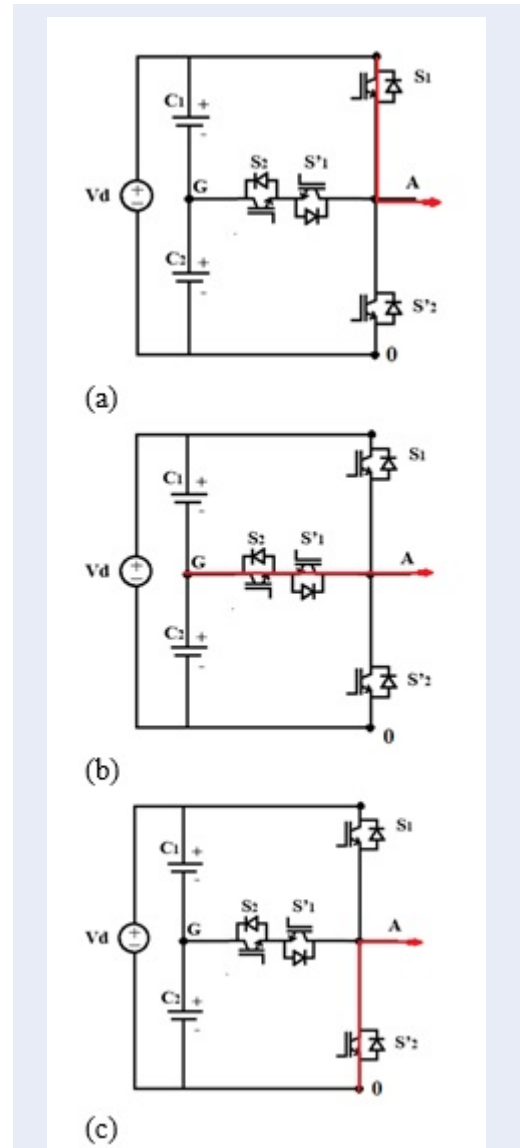
$$v_{A0} = 0$$

Từ kết quả phân tích, ta thấy các linh kiện (S₁, S'2) nối đến các đầu nguồn DC chịu áp cực đại bằng v_d, các linh kiện (S₂, S'1) nối đến điểm trung tính nguồn DC chịu áp cực đại bằng $\frac{v_d}{2}$

Phân tích điện áp ngõ ra bộ nghịch lưu 1 pha 3 bậc T-NPC trên Hình 2, ta có:

$$\begin{cases} v_{A0} = (S_1 + S_2) \frac{V_d}{2} \\ v_{B0} = [(1 - S_3) + (1 - S_4)] \frac{V_d}{2} \end{cases} \quad (10)$$

Với V_d, là điện áp nguồn DC và S₁, S₂, S₃, S₄ lần lượt là các trạng thái đóng ngắt các khoá IGBT S₁, S₂, S₃,



Hình 3: Trạng thái hoạt động mạch nhánh T-NPC

S₄. Tương tự như ở bộ nghịch lưu H-2L, các khoá IGBT ở bộ nghịch lưu T-3L hoạt động theo phương thức đóng ngắt đối nghịch như sau:

$$S_x = -S'_x \quad (11)$$

Điều kiện $0 \leq S_1 \leq S_2 \leq 1$ và $0 \leq S_3 \leq S_4 \leq 1$

Điện áp tải:

$$v_t = (S_1 + S_2 + S_3 + S_4) \frac{V_d}{2} - V_d \quad (12)$$

Điện áp v_{com} của bộ nghịch lưu T-3L được xác định bởi biểu thức:

$$v_{com} = \frac{1}{2}(v_{A0} + v_{B0}) - \frac{V_d}{2} \quad (13)$$

Thay (1) vào (10) ta được kết quả như sau:

$$v_{com} = (S_1 + S_2 - S_3 - S_4) \frac{V_d}{4} \quad (14)$$

Quan hệ giữa điện áp ngõ ra, điện áp CMV theo các trạng thái đóng ngắt các khoá bán dẫn S₁, S₂, S₃, S₄ được liệt kê đầy đủ trên Bảng 2. Bộ nghịch lưu T-3L có 9 trạng thái đóng ngắt, có thể đạt 5 mức điện áp tải khác nhau (-V_d, -V_d/2, 0, +V_d/2, +V_d). Trong đó, có 3 trạng thái 1, 5, 9 đạt giá trị điện áp CMV = 0.

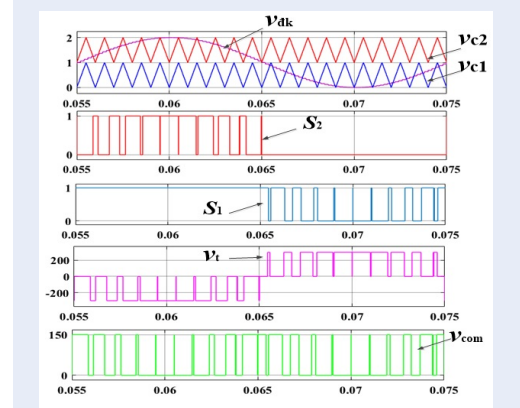
PHƯƠNG PHÁP PWM TRIỆT TIÊU ÁP COMMON MODE ĐỂ XUẤT

Kỹ thuật điều chế độ rộng xung (PWM) cho bộ nghịch lưu H-2L

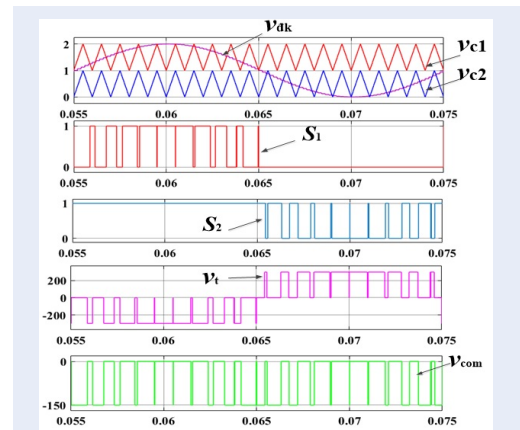
Phương pháp điều chế đơn cực (LS-2L)

Phương pháp điều chế đơn cực có thể thực hiện với kỹ thuật dịch mức LS-2L (Level Shift). Điện áp tải có một cực tính trong chu kỳ sóng mang, tức là thay đổi giữa (0, +V_d) khi áp tải yêu cầu dương và (-V_d, 0) khi áp tải yêu cầu âm. Trong kỹ thuật này, ta có thể chọn, ví dụ 3 trạng thái 1, 2, 4 ở Bảng 2. Áp điều khiển so sánh với sóng mang V_{c2}, V_{c1} để tạo xung kích được trình bày ở Hình 4. Điện áp v_t đạt 3 mức điện áp (-V_d, 0, +V_d), trong khi áp CMV đạt cực đại bằng v_{com} = +V_d/2.

Trường hợp khác của kỹ thuật PWM LS-2L xảy ra khi ta chọn 3 trạng thái 1, 3, 4 ở Bảng 1 để thực hiện. Quá trình các đại lượng điều khiển và các điện áp ngõ ra được mô tả trên Hình 5. Điện áp tải v_t thay đổi giữa 3 mức điện áp (-V_d, 0, +V_d), và áp CMV đạt giá trị cực đại bằng v_{com} = -V_d/2. Ở hai kỹ thuật PWM sóng mang vừa mô tả trên Hình 4 và Hình 5, vai trò của S₁ và S₂ như nhau, và việc hoán đổi vai trò của chúng không làm thay đổi chất lượng áp tải cũng như biên độ điện áp CMV. Điểm khác biệt là các điện áp v_{com} của 2 phương án sẽ khác dấu.



Hình 4: Giải đồ xung kích theo kỹ thuật LS-2L



Hình 5: Giải đồ xung kích theo kỹ thuật LS-2L

Các kết quả khảo sát dựa vào kỹ thuật điều chế xung sin với phương trình áp điều là:

$$v_{dk} = 1 + \frac{V_m \sin \theta}{V_d} \quad (15)$$

$$v_{dk} = 1 + m \sin \theta \quad (16)$$

Với: m là chỉ số điều chế được định nghĩa bằng phương trình (14)

$$m = \frac{V_m}{V_d} \quad (17)$$

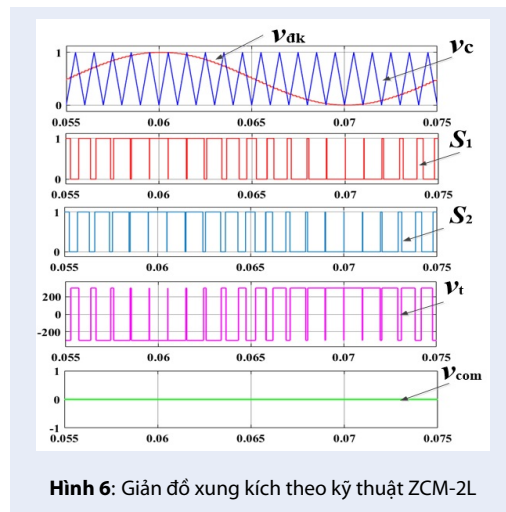
V_m là biên độ áp tải yêu cầu.

Phương pháp điều chế triệt tiêu áp common mode (ZCM-2L)

Phương pháp ZCM-2L thường gọi là phương pháp điều chế lưỡng cực (bipolar PWM). Từ Bảng 1, trạng thái 1 và 4 có giá trị CMV bằng 0 sẽ được chọn để thực hiện kỹ thuật triệt tiêu áp CMV. Các khóa S1 và

Bảng 2: Trạng thái đóng ngắt các khoá IGBT trên cấu hình bộ nghịch lưu T-3L

Trạng thái	S1	S2	S3	S4	v_t	v_{com}
1	1	1	1	1	V_d	0
2	0	1	1	1	$V_d/2$	$-V_d/4$
3	1	1	0	1	$V_d/2$	$V_d/4$
4	0	0	1	1	0	$-V_d/2$
5	0	1	0	1	0	0
6	1	1	0	0	0	$V_d/2$
7	0	0	0	1	$-V_d/2$	$-V_d/4$
8	0	1	0	0	$-V_d/2$	$V_d/4$
9	0	0	0	0	$-V_d$	0



Hình 6: Giản đồ xung kích theo kỹ thuật ZCM-2L

S2 có cùng trạng thái nên có thể tạo ra xung kích cho chúng bằng mạch so sánh sóng điều khiển với 1 sóng mang. Điện áp tải thay đổi giữa các mức $+U_d$ và $-U_d$ trong chu kỳ sóng mang. Đồ thị các quá trình được mô tả ở Hình 6. Ưu điểm của kỹ thuật này là điện áp CMV luôn bằng 0. Tuy nhiên, áp tải thay đổi với độ dốc lớn, dV bằng $2V_d$, gấp đôi so với kỹ thuật điều chế đơn cực. Vì thế, độ méo dạng sóng hài điện áp và dòng tải tăng lên rõ rệt.

Kỹ thuật điều chế độ rộng xung PWM để xuất cho bộ nghịch lưu T-3L

Kỹ thuật song mang dịch biên LS-3L

Để có thể đánh giá kỹ thuật PWM để xuất, kỹ thuật điều chế PWM dịch biên độ LS-3L cho nghịch lưu cấu T-NPC 3 bậc cũng được khảo sát. Do nghịch lưu cấu H T-NPC tạo nên 5 mức điện áp khác nhau, có thể sử dụng kỹ thuật dịch biên của 5 sóng mang tam giác để

thực hiện. Ví dụ, nếu kỹ thuật LS-3L sử dụng 5 trạng thái 1, 3, 6, 8, 9 ở Bảng 3 thì tổ hợp 4 sóng mang đồng pha sẽ được chọn theo điều kiện:

$$4 \geq v_{c1} \geq 3 \geq v_{c2} \geq 2 \geq v_{c3} \geq 1 \geq v_{c4} \geq 0$$

Phương trình áp điều khiển của kỹ thuật sin PWM có thể thiết lập theo chỉ số điều chế m (17) như sau:

$$v_{dk} = 2 + \frac{V_m \sin \theta}{V_d/2} = 2 \left(1 + \frac{V_m}{V_d} \sin \theta \right) \quad (18)$$

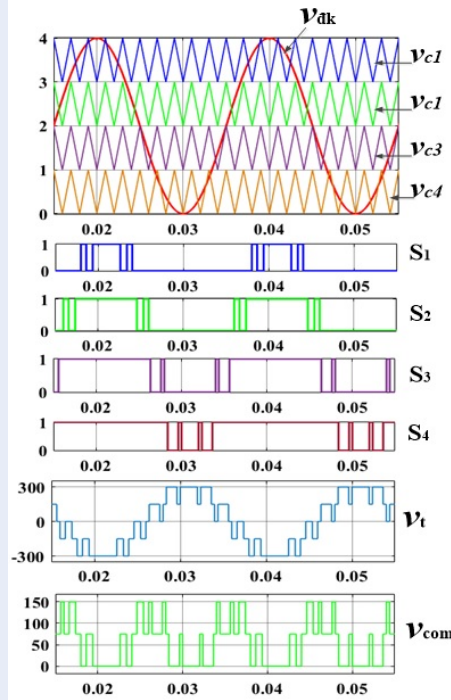
$$v_{dk} = 2(1 + m \sin \theta) \quad (19)$$

Các kết quả mô tả trên Hình 7 cho thấy, kỹ thuật LS-3L có áp tải thay đổi giữa 2 mức áp có chênh lệch dV bằng $V_d/4$, tức một nửa giá trị so với trường hợp LS-2L của nghịch lưu cấu H-2L. Do đó, độ méo dạng áp có thể giảm một nửa. Tuy nhiên, sự tồn tại v_{com} khác 0, và có thể đạt cực đại $V_d/2$ là nhược điểm của LS-3L.

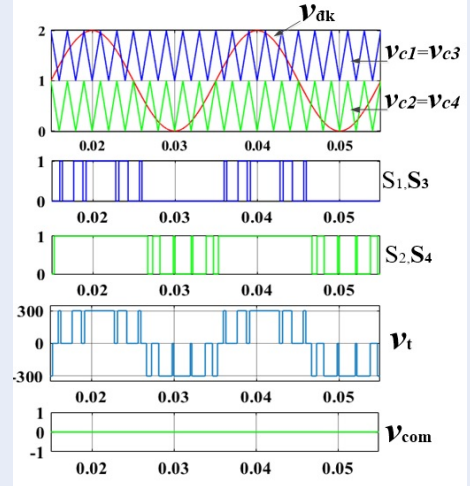
Kỹ thuật triệt tiêu áp common mode ZCM-3L để xuất

Vì vậy kỹ thuật triệt tiêu điện áp CMV ZCM-3L cho bộ nghịch lưu một pha 3 bậc cấu hình T (T-3L) được đề xuất sẽ sử dụng các trạng thái triệt tiêu CMV tức là điện áp tức thời $v_{com} = 0$. Trong Bảng 2 và 3 trạng thái 1, 5, 9 sẽ được sử dụng.

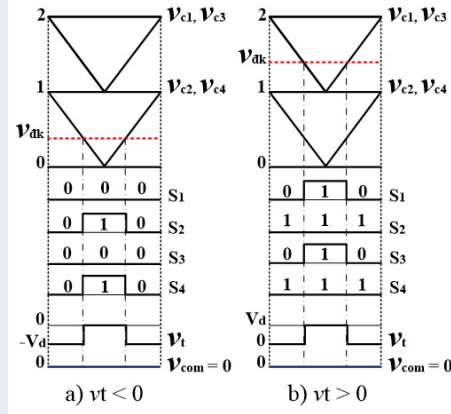
Nguyên lý kỹ thuật ZCM-3L trong một chu kỳ sóng mang được mô tả trên Hình 8. Hình 8a mô tả quá trình tạo xung kích S_1, S_2, S_3, S_4 bằng kỹ thuật sóng mang khi áp tải âm $v_t < 0$ với chuỗi trạng thái S_1, S_2, S_3, S_4 là 0000 – 0101 – 0000. Hai khoá S_2 và S_4 chuyển mạch đồng thời điện áp v_{com} luôn triệt tiêu. Tương tự, Hình 8b mô tả giản đồ xung kích S_1, S_2, S_3, S_4 khi áp tải dương $v_t > 0$, với chuỗi trạng thái là 0101-1111-0101. Hai khoá S_1 và S_3 chuyển mạch



Hình 7: Giải đồ xung kích theo kỹ thuật LS-3L



Hình 9: Xung kích kỹ thuật ZCM-3L



Hình 8: Nguyên lý kỹ thuật ZCM-3L

đồng thời. Hiện tượng chuyển mạch đôi này (double switching) kéo theo sự gia tăng tổn hao, và tăng độ dốc áp tải (dV/dt) của phương pháp ZCM-3L so với phương pháp LS-3L. Điện áp v_{com} trong chu kỳ sóng mang luôn triệt tiêu.

Kỹ thuật ZCM-3L để xuất có thể thực hiện bằng cách thiết kế 2 sóng mang dịch mức dùng chung cho 4 khóa S1, S2, S3, S4 trên Hình 9 như sau:

Áp điều khiển được thiết lập theo chỉ số điều chế theo phương trình (16).

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG VÀ THẢO LUẬN

Độ méo dạng sóng hài

Độ méo dạng sóng hài điện áp (THDU)

$$THDU = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1} \quad (20)$$

Độ méo dạng hài dòng điện (THDI)

$$THDI = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (21)$$

Với U_n, I_n là trị hiệu dụng điện áp và dòng điện sóng hài bậc n.

U_1, I_1 là trị hiệu dụng điện áp và dòng điện bài cơ bản

Kết quả mô phỏng bộ nghịch lưu một pha cầu H-2L

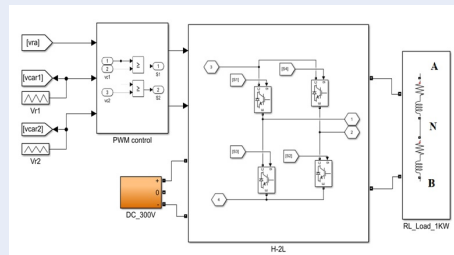
Mô hình mô phỏng bộ nghịch lưu H-2L với tải RL bằng bằng phần mềm Matlab/simulink vẽ trên Hình 10. Các thông số mô phỏng được liệt kê trong Bảng 3. Để dễ so sánh đánh giá, các kỹ thuật PWM sẽ được thực hiện với cùng tần số sóng mang 2 (kHz). + Kỹ thuật PWM LS-2L

Trong Hình 11, từ trên xuống lần lượt là điện áp tải v_t , dòng điện tải i_t và điện áp v_{com} . Hai chỉ số tiêu biểu được chọn ở $m=0.2$ và $m=0.9$.

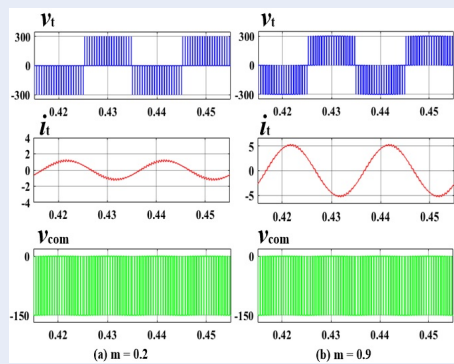
Kết quả, ở chỉ số $m = 0.2$ thì $THDI = 7.72\%$ và chế cao $m = 0.9$ thì $THDI$ giảm nhiều và đạt $= 2.65\%$. Điện áp CMV đạt cực đại bằng 150V.

Bảng 3: Thông số mô phỏng

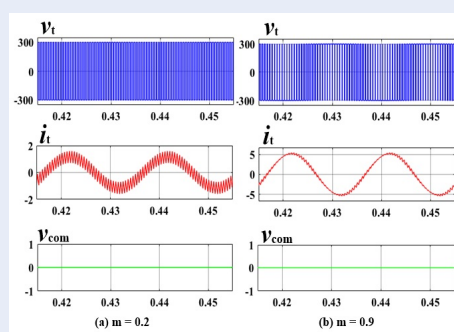
Ký hiệu	Tên đại lượng	Giá trị
V_d	Điện áp nguồn DC	300 V
R	Điện trở tải	45 Ω
L	Điện cảm tải	80 mH
f_c	Tần số sóng mang	2 kHz



Hình 10: Bộ nghịch lưu cầu H-2L mô phỏng trên phần mềm Matlab/Simulink

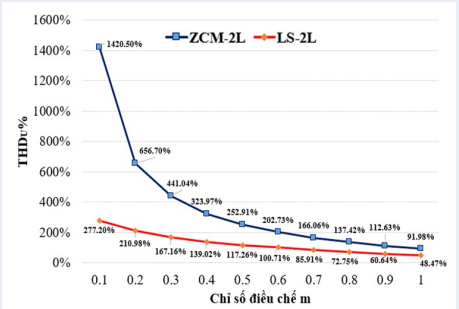


Hình 11: Kết quả mô phỏng kỹ thuật LS-2L với: a) chỉ số $m = 0.2$, b) chỉ số $m = 0.9$

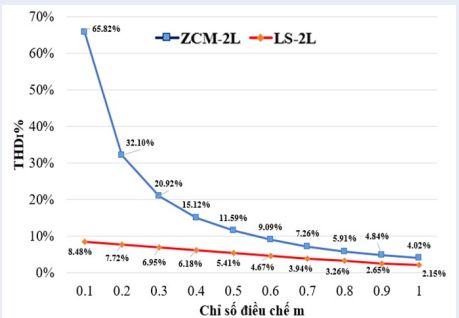


Hình 12: Kết quả mô phỏng kỹ thuật ZCM-2L với: a) chỉ số $m = 0.2$, b) chỉ số $m = 0.9$

+ Kỹ thuật triệt tiêu áp CMV (ZCM-2L)
 Kết quả mô tả trên Hình 12 cho thấy $THD_I = 32.1\%$ khi $m=0.2$ và THD_I giảm xuống thấp và đạt giá trị 4.48% khi $m=0.9$. Điện áp CMV luôn bằng zero. Các đồ thị trên Hình 13 so sánh độ méo dạng điện áp THD_U của 2 phương pháp LS-2L và ZCM-2L. Kết quả mô phỏng cho thấy, kỹ thuật LS-2L có THD_U thấp hơn kỹ thuật ZCM-2L trong phạm vi chỉ số điều chế (0,1). Ở chỉ số điều chế thấp $m = 0.2$ thì kỹ thuật ZCM-2L có $THD_U = 656.7\%$, trong khi đó kỹ thuật LS-2L có $THD_U = 210.98\%$ thấp hơn gấp 3 lần. Ở chỉ số điều chế lớn $m = 1$ thì kỹ thuật ZCM-2L có $THD_U = 91.98\%$, kỹ thuật LS-2L có $THD_U = 48.47\%$ thấp hơn khoảng 2 lần so với kỹ thuật ZCM-2L.



Hình 13: Đường đặt tuyến THD_U trên H-2L

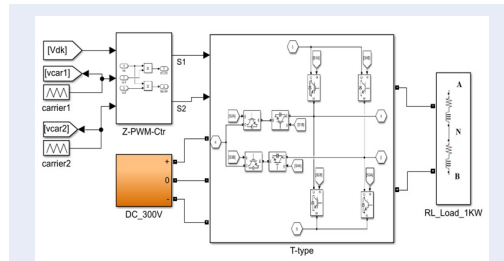


Hình 14: Đường đặt tuyến THD_I trên H-2L

Hình 14 so sánh đặc tuyến THD dòng điện theo chỉ số điều chế m của 2 kỹ thuật LS-2L và ZCM-2L cho kết quả tương tự. Ví dụ, khi $m = 0.2$ thì kỹ thuật ZCM-2L có $THD_I = 32.1\%$, kỹ thuật LS-2L có $THD_I = 7.72\%$ thấp hơn gấp 4 lần; khi $m=1$ thì kỹ thuật ZCM-2L có $THD_I = 4.02\%$, kỹ thuật LS-2L có $THD_I = 2.15\%$ thấp hơn khoảng 2 lần.

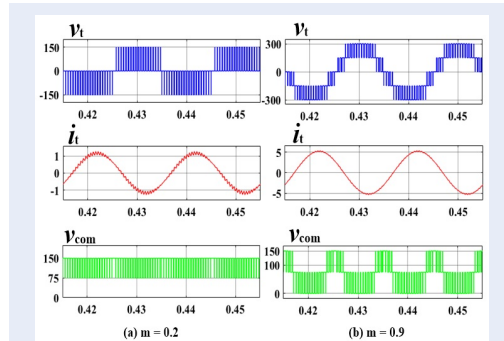
Kết quả mô phỏng bộ nghịch lưu T-3L

Sơ đồ mô phỏng bộ nghịch lưu một pha 3 bậc T-NPC được vẽ trên Hình 15. Kết quả mô phỏng Hình 16,



Hình 15: Bộ nghịch lưu T-3L mô phỏng trên phần mềm Matlab/simulink

17, 18 và 19 khảo sát các quá trình và đặc tính của bộ nghịch lưu 3 bậc T-NPC tương ứng các kỹ thuật điều chế sóng mang CBPWM khác nhau.
+ Kỹ thuật LS-3L

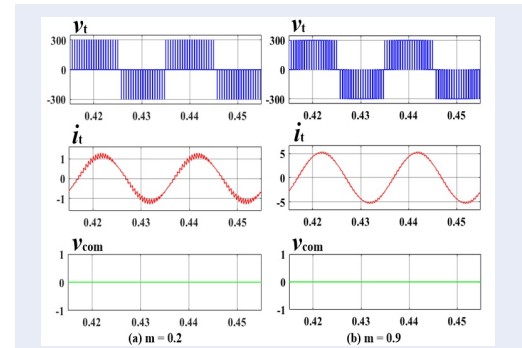


Hình 16: Kết quả mô phỏng kỹ thuật LS-3L với: a) chỉ số $m = 0.2$, b) chỉ số $m = 0.9$

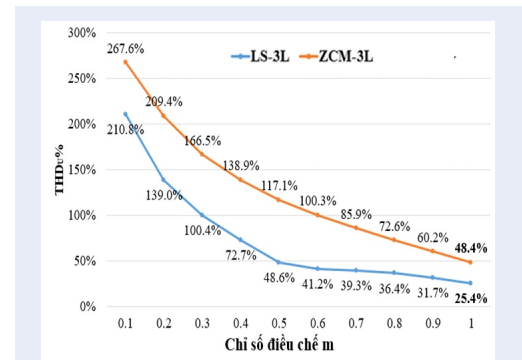
Trong Hình 16 mô tả kết quả mô phỏng kỹ thuật LS-3L. Đồ thị từ trên xuống lần lượt là điện áp tải v_t , dòng điện tải i_t , điện áp v_{com} . Kết quả phân tích cho thấy, khi $m=0.2$ thì kỹ thuật LS-3L có $THD_U = 139\%$, $THD_I = 6.2\%$ và khi $m=0.9$ thì kỹ thuật LS-3L có $THD_U = 31.7\%$, $THD_I = 1.4\%$. Điện áp v_{com} có giá trị cực đại = 150V với các chỉ số điều chế khác nhau. Hình 17 mô tả đồ thị điện áp tải, dòng tải và điện áp CMV của kỹ thuật triệt tiêu điện áp CMV ZCM-3L. Điện áp v_{com} luôn đạt giá trị zero.

Hình 18 so sánh các đồ thị độ méo dạng điện áp THD_U theo chỉ số điều chế của 2 phương pháp LS-3L và ZCM-3L. Kỹ thuật LS-3L rõ ràng có THD_U thấp hơn kỹ thuật ZCM-3L. Khi $m = 0.2$, kỹ thuật ZCM-3L có $THD_U = 209.4\%$ và kỹ thuật LS-3L có $THD_U = 139\%$. Khi $m = 1$, kỹ thuật ZCM-3L có $THD_U = 48.4\%$, kỹ thuật LS-3L có $THD_U = 25.4\%$ thấp hơn gần 2 lần so với kỹ thuật ZCM-3L.

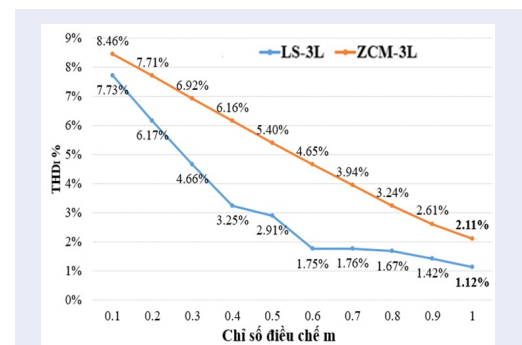
Tương tự, việc so sánh THD dòng điện ngõ ra của bộ nghịch lưu T-3L theo các phương pháp PWM cũng được trình bày trên Hình 19.



Hình 17: Kết quả mô phỏng kỹ thuật ZCM-3L: a) chỉ số $m = 0.2$, b) chỉ số $m = 0.9$

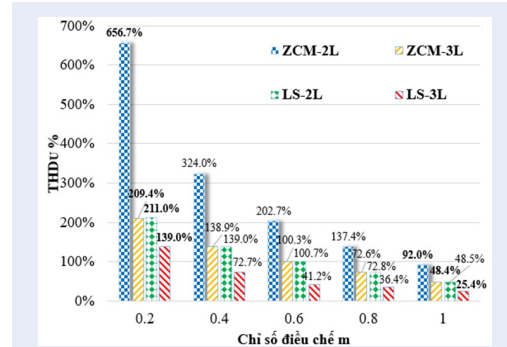


Hình 18: So sánh độ méo dạng áp của 2 kỹ thuật LS-3L và ZCM-3L cho nghịch lưu T-NPC



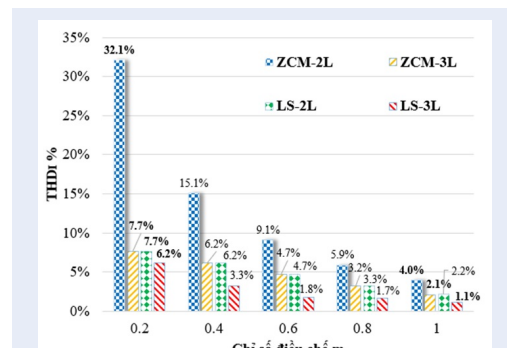
Hình 19: So sánh độ méo dạng dòng điện của 2 kỹ thuật LS-3L và ZCM-3L cho nghịch lưu T-3L

Kết quả cho thấy, khi $m = 0.2$, kỹ thuật ZCM-3L có $THD_I = 7.7\%$, kỹ thuật LS-3L có $THD_I = 6.2\%$ thấp hơn không nhiều so với kỹ thuật ZCM-3L. Khi $m = 1$, kỹ thuật ZCM-3L có $THD_I = 2.1\%$, kỹ thuật LS-3L có $THD_I = 1.1\%$ thấp hơn gần 2 lần so với kỹ thuật ZCM-3L.



Hình 20: So sánh THD_U giữa hai cấu hình nghịch lưu H-2L và T-3L

Để so sánh chất lượng về sóng hài điện áp và dòng điện ngõ ra của bộ nghịch lưu H-2L và nghịch lưu T-NPC-3L, các đồ thị được tổng hợp và biểu diễn dạng cột trên các Hình 20 cho THD_U và Hình 21 cho THD_I . Để nhận thấy ở cấu hình H-2L có THD_U cao hơn nhiều so với cấu hình T-3L. Cụ thể, khi $m = 0.2$, kỹ thuật ZCM-3L đạt $THD_U = 209.4\%$, kỹ thuật ZCM-2L đạt $THD_U = 656.7\%$ cao hơn 3 lần. Khi $m=1$, kỹ thuật ZCM-3L đạt $THD_U = 48.4\%$, kỹ thuật ZCM-2L đạt $THD_U = 92\%$ cao hơn 1.9 lần. Tương tự, trên Hình 21, khi $m = 0.2$, kỹ thuật ZCM-3L có $THD_I = 7.7\%$, kỹ thuật ZCM-2L có $THD_I = 32.1\%$ cao hơn 3 lần. Khi $m = 1$, kỹ thuật ZCM-3L có $THD_I = 2.1\%$, kỹ thuật ZCM-2L có $THD_I = 4\%$ cao hơn 2 lần.



Hình 21: So sánh THD_I giữa hai cấu hình nghịch lưu H-2L và T-3L

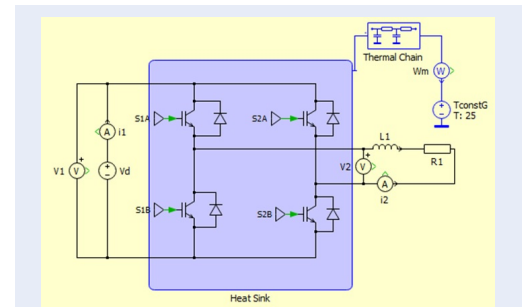
Qua phân tích các kỹ thuật điều chế sóng mang với cùng tần số sóng mang, kỹ thuật triệt tiêu CMV ZCM-

3L cấu hình T-3L để xuất cho chất lượng sóng hài của điện áp và dòng điện ngõ ra tốt hơn kỹ thuật ZCM-2L của cấu hình H-2L rất nhiều. Để ý kết quả so sánh ở Hình 20 và Hình 21, kỹ thuật PWM triệt tiêu điện áp CMV của bộ nghịch lưu T-3L đạt chất lượng sóng hài của điện áp và dòng điện ngõ ra tương đương kỹ thuật LS-2L của bộ nghịch lưu cấu H-2L.

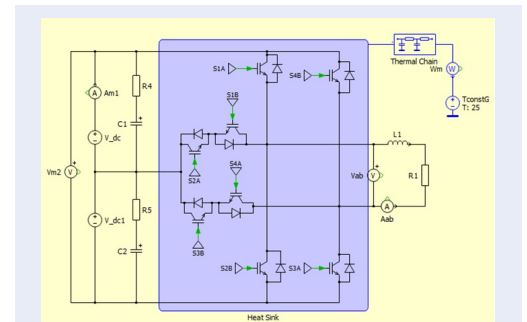
TÍNH TOÁN TỔN HAO VÀ THẢO LUẬN

Phân tích tổn hao bằng PLECS

Tổn hao chuyển mạch và tổn hao dẫn điện trên linh kiện được phân tích bằng phần mềm PLECS. Sơ đồ mô phỏng bằng PLECS cho cấu hình cầu H ở Hình 22 và cấu hình T-3L ở Hình 23.



Hình 22: Mô hình nghịch lưu cầu H-2L dùng PLECS



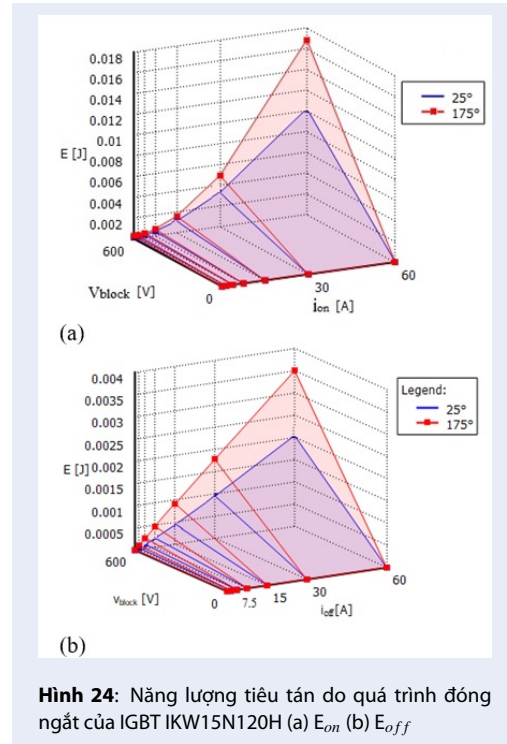
Hình 23: Mô hình nghịch lưu một pha 3 bậc T-3L dùng PLECS

Tổn hao trên linh kiện chủ yếu là do hai yếu tố tổn hao chuyển mạch và tổn hao dẫn điện gây ra. Tổn hao chuyển mạch có thể tính bằng công thức (22):

$$P_{sw} = f_{sw} \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (E_{on} + E_{off}) dt \quad (22)$$

Trong đó E_{on} , E_{off} là năng lượng tiêu tán trong thời gian chuyển mạch của linh kiện bán dẫn, f_{sw} là tần

số chuyển mạch. Các đặc tính công suất tổn hao của linh kiện được lưu trong các tiện ích của phần mềm PLECS. Ví dụ, đặc tính tổn hao qua các thông số Eon và Eoff của IGBT 1KW15N120H được minh họa trên Hình 24a,b.



Hình 24: Năng lượng tiêu tán do quá trình đóng ngắt của IGBT 1KW15N120H (a) E_{on} (b) E_{off}

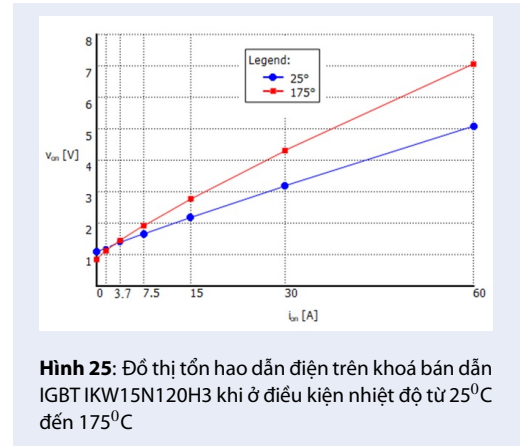
Công suất tổn hao dẫn điện có thể tính bằng công thức (23):

$$P_{con} = V_T I_{tb} + R_{on} I_{hd}^2 \quad (23)$$

Trong đó I_{tb} và I_{hd} là giá trị dòng điện trung bình và giá trị dòng điện hiệu dụng qua linh kiện. V_T là ngưỡng điện áp và R_{on} là điện trở. Đặc tính V-A để tính tổn hao dẫn điện của linh kiện IGBT 1KW15N120H3 của thư viện PLECS cho trên Hình 25.

Trong sơ đồ mô phỏng cầu H-2L Hình 22, các khóa bán dẫn IGBT 1KW15N120H3¹⁴ được sử dụng. Trong sơ đồ cầu H 3L T-NPC, các khóa nối đến 2 đầu nguồn DC sử dụng IGBT 1KW15N120H3. Do các khóa nối đến điểm trung tính có điện áp định mức phân nửa so với các khóa nối đến các đầu nguồn DC, nên trong mô phỏng sẽ sử dụng linh kiện áp thấp hơn- IGBT IKP20N60H3¹⁵. Các thông số liên quan cho ở Bảng 4 và Bảng 5.

Trong chương trình mô phỏng ở Hình 22 và 23, các tham số nguồn DC tổng, tải RL cho ở Bảng 6, nhiệt độ cài đặt ban đầu của linh kiện là 25°C.



Hình 25: Đồ thị tổn hao dẫn điện trên khoá bán dẫn IGBT 1KW15N120H3 khi ở điều kiện nhiệt độ từ 25°C đến 175°C

Bảng 4: Thông số IGBT 1KW15N120H3

Thông số	Tên đại lượng	Giá trị
Điện áp tối đa	V_{ce-max}	1200v
Dòng điện tối đa ở 25°C	I_{c-max}	30A
Dòng điện tối đa ở 100°C	I_{c-max}	15A
Nhiệt độ mối nối tối đa	T_{j-max}	175°C
Thời gian đóng ở 25°C	td(on)	21 ns
Thời gian ngắt ở 25°C	td(off)	260 ns

Bảng 5: Thông số IGBT IKP20N60H3

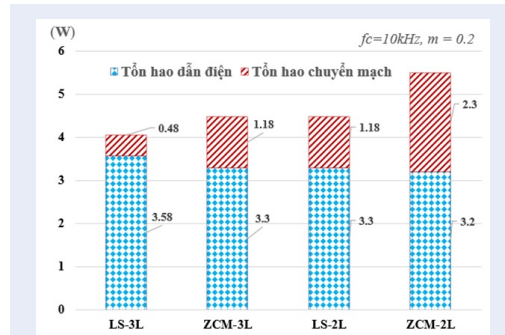
Thông số	Tên đại lượng	Giá trị
Điện áp tối đa	V_{ce-max}	600v
Dòng điện tối đa ở 25°C	I_{c-max}	40A
Dòng điện tối đa ở 100°C	I_{c-max}	20A
Nhiệt độ mối nối tối đa	T_{j-max}	175°C
Thời gian đóng ở 25°C	td(on)	16 ns
Thời gian ngắt ở 25°C	td(off)	294 ns

Bảng 6: Thông số mô phỏng plects

Ký hiệu	Tên đại lượng	Giá trị
V_d	Điện áp nguồn DC	300 V
R	Điện trở tải	10 Ω
L	Điện cảm tải	80 mH
f_c	Tần số sóng mang	10 kHz

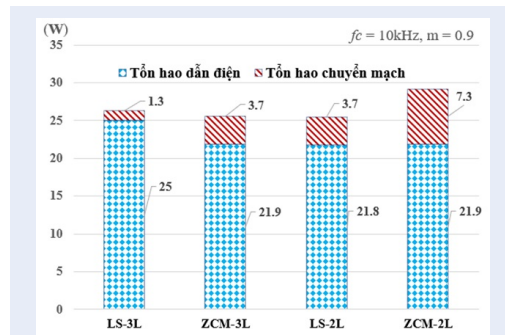
Kết quả phân tích

Tổn hao thu được là tổn hao trên tất cả các khoá bán dẫn, bao gồm là tổng tổn hao dẫn điện và tổng tổn hao chuyển mạch.



Hình 26: So sánh biểu đồ tổn hao ở cấu hình cầu H và T-3L ở chỉ số điều chế thấp m = 0.2

Hình 26 mô tả và so sánh tổn hao ở cấu hình cầu H-2L và T-3L ở chỉ số m=0.2. Tổng tổn hao thấp nhất là LS-3L = 4.06 (W), kỹ thuật ZCM-3L có tổn hao bằng LS-2L khoảng 4.38 (W), kỹ thuật triệt tiêu CMV ZCM-2L có tổn hao cao nhất là 5.5 (W). Tuy kỹ thuật LS-3L có tổng tổn hao thấp nhất nhưng xét riêng về tổn hao dẫn điện thì LS-3L cao hơn kỹ thuật còn lại.



Hình 27: Biểu đồ tổn hao ở cấu hình cầu H và T-3L ở chỉ số điều chế cao m = 0.9

Hình 27 mô tả và so sánh tổn hao ở các cấu hình cầu H và T-3L khi m = 0.9. Kỹ thuật ZCM-3L có tổng tổn hao bằng với kỹ thuật LS-2L = 25.5 (W), Kỹ thuật LS-3L = 26.3 (W). Tổn hao kỹ thuật ZCM-2L có giá trị lớn nhất. Xét riêng tổn hao chuyển mạch, kỹ thuật LS-3L có tổn hao thấp nhất bằng 1.3 (W) nhỏ hơn 3 lần so với kỹ thuật ZCM-3L và LS-2L. Kỹ thuật ZCM-2L có tổn hao chuyển mạch lớn bằng 7.3 (W) gấp 5 lần kỹ thuật LS-3L. Nhìn chung, các kỹ thuật triệt tiêu CMV có tổn hao chuyển mạch khác biệt nhiều so với

kỹ thuật còn lại. Trong đó, bộ nghịch lưu 2 bậc có tổn hao chuyển mạch lớn nhất. Điều này, càng cho thấy ưu điểm của kỹ thuật triệt tiêu CMV khi áp dụng cho nghịch lưu cầu H T-NPC so với cầu H thông thường.

KẾT LUẬN

Bài báo này đã trình bày kỹ thuật mới ZCM-3L điều khiển triệt tiêu điện áp CMV cho nghịch lưu T-3L. Nguyên lý hoạt động, lý thuyết kỹ thuật PWM sóng mang triệt tiêu CMV đã được trình bày. Bộ nghịch lưu áp T-3L giảm một nửa stress điện áp dv/dt trên linh kiện, và stress áp ngõ ra. Chất lượng ngõ ra của kỹ thuật PWM để xuất được đánh giá qua chỉ số méo dạng sóng hài áp và dòng điện ngõ ra theo chỉ số điều chế. Về điện áp CMV, kết quả cấu hình T-3L với kỹ thuật ZCM-3L đã triệt tiêu 100% điện áp CMV so với áp CMV bằng Vd/2 của kỹ thuật LS-3L thông thường. Tuy nhiên, độ méo dạng sóng hài THD áp và dòng điện của ZCM-3L bị tăng lên so với phương pháp LS-PWM-3L. So sánh với cấu hình cầu H-2L với cùng yêu cầu triệt tiêu điện áp CMV, thì độ méo dạng THD áp và dòng điện của cấu hình T-3L giảm đáng kể. Phân tích chi tiết cho thấy, chất lượng sóng hài áp và dòng điện tải của kỹ thuật PWM triệt tiêu CMV của 3 bậc T-NPC sẽ tương đương với kỹ thuật điều chế đơn cực LS-2L của bộ nghịch lưu cấu hình H-2L, tức là đạt độ méo dạng THD tối ưu của kỹ thuật điều chế SIN cho nghịch lưu 2 bậc thông thường.

Các kết quả mô phỏng dùng MATLAB SIMULINK đã chứng minh các ưu điểm của kỹ thuật để xuất triệt tiêu áp CMV cho nghịch lưu một pha 3 bậc T-NPC. Các kết quả tính toán tổn hao dùng phần mềm PLECS cũng cho thấy rằng tổn hao tổng của kỹ thuật triệt tiêu áp CMV của bộ nghịch lưu cầu H T-NPC thấp hơn so với kỹ thuật triệt tiêu áp CMV của cầu H-2L ở tải danh định, do đó giải pháp để xuất cho cấu hình T-NPC đạt hiệu suất cao hơn. Việc nghiên cứu sẽ được phát triển áp dụng vào thực tiễn với hệ thống điều khiển vòng kín, và kết hợp các phương pháp điều khiển hệ thống hiện đại. Mô hình thực nghiệm cũng đang được xây dựng để đánh giá các kết quả.

LỜI CẢM ƠN

Chúng tôi xin cảm ơn Trường Đại học Bách Khoa, ĐHQG-HCM đã hỗ trợ thời gian và phương tiện vật chất cho nghiên cứu này.

DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT

- PWM: Điều chế độ rộng xung – pulse width modulation
- THD: Độ méo dạng sóng hài tổng-Total harmonic distortion

CMV: Điện áp common-mode - Common-mode voltage

ZCM-PWM: Điều chế độ rộng xung triệt tiêu áp common mode

Unipolar-PWM: điều chế độ rộng xung đơn cực

Bipolar-PWM: điều chế độ rộng xung lưỡng cực.

NPC: Neutral Point Clamped: nối trung tính nguồn, hoặc transistor kiểu NPC

T-NPC: loại nghịch lưu nối trung tính kiểu chữ T hoặc transistor kiểu T-NPC

XUNG ĐỘT LỢI ÍCH

Nhóm tác giả xin cam đoan rằng không có bất kỳ xung đột lợi ích nào trong công bố bài báo.

ĐÓNG GÓP CỦA CÁC TÁC GIẢ

Võ Quốc Thái thực hiện phân tích lý thuyết, xây dựng mô hình mô phỏng, thu thập và phân tích số liệu, tham gia viết bản thảo ban đầu.

Nguyễn Văn Nhờ đưa ra ý tưởng nghiên cứu, phân tích mạch, hướng dẫn nội dung thực hiện, đánh giá kết quả và sửa và hiệu đính bài báo.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Li W, et al. Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression, IEEE Trans. Ind. Electron. 2015;62(7):4537–4551. Available from: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2399278>.
2. Ri R, et al. Comparative analysis of different transformer-less inverter topologies for Grid-tied Photovoltaic, Int. Conf. Adv. Electr. Eng. (ICAEE). 2019;5.
3. Kamran Z et al. A Review on Recent Advances and Future Trends of Transformerless Inverter Structures for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems, Energies. 1968;2018(11). Available from: <https://doi.org/10.3390/en11081968>.
4. Freddy TKS, et al. Comparison and Analysis of Single-Phase Transformerless Grid-Connected PV Inverters, IEEE Transactions On Power Electronics. 2014;29(10). Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2294953>.
5. González R, et al. Transformerless Single-Phase Multilevel-Based Photovoltaic Inverter, 2694 IEEE Transactions On Industrial Electronics. 2008;55(7). Available from: <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.924015>.
6. Buccella C, et al. Seven-level cascaded inverters for Uninterruptible Power Supply (UPS) applications, IECON Proc. (Industrial Electron. Conf. 2019;2019:1549–1554. Available from: <https://doi.org/10.1109/IECON.2019.8927243>.
7. Rojas CA, et al. Five-level H-bridge NPC central photovoltaic inverter with open-end winding grid connection, IECON Proc. (Industrial Electron. Conf. 2014;p. 4622–4627. Available from: <https://doi.org/10.1109/IECON.2014.7049199>.
8. Ahmad M, et al. Simulation and performance analysis of a grid connected multilevel inverter considering either battery or solar PV as DC input sources, 3rd IEEE Int. Conf. 2017;1:1–8. Available from: <https://doi.org/10.1109/CIACCT.2017.7977336>.
9. Kumar KS, et al. Bi-Directional Clamping Based H5, HERIC and H6-Type Transformerless Inverter Topologies with Improved Modulation Technique, 2020 IEEE Int. Conf. Power Electron. Smart Grid Renew. Energy, PESGRE. 2020;p. 5–10. Available from: <https://doi.org/10.1109/PESGRE45664.2020.9070590>.
10. Ji B, et al. High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV H6 Inverter with Hybrid Modulation Method, IEEE Trans. Ind. Electron. 2013;60(5):2104–2115. Available from: <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2225391>.
11. Gonzalez R, et al. Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems, IEEE Trans. Power Electron. 2007;22(2):693–697. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.892120>.
12. Faramarz F et al. Single-stage single-phase three-level neutral-point-clamped transformerless grid-connected photovoltaic inverters: Topology review, Renewable and Sustainable Energy Reviews. 2017;80:197–214. Available from: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.181>.
13. Aly M, et al. Thermal stresses relief carrier-based PWM strategy for single-phase multilevel inverters, IEEE Trans. Power Electron. 2017;32(12):9376–9388. Available from: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2654490>.
14. Infineon. 2021;Available from: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-discretes/ikw15n120h3>.
15. Infineon. 2021;Available from: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-discretes/ikp20n60h3>.

A novel PWM technique to eliminate common-mode voltage for single-phase three-level T-NPC inverter

Thai-Quoc Vo¹, Nho-Van Nguyen^{2,*}



Use your smartphone to scan this QR code and download this article

ABSTRACT

This paper presents a new pulse width modulation (PWM) technique in order to eliminate common mode voltage for a single-phase full H-bridge T-NPC inverter. Three-level NPC inverters are commonly used in grid connected applications or as UPS backup power for industry. In addition to abilities such as to withstand high voltage, and reach output voltage and current with low harmonic distortion, three-level NPC inverter is advantageous for mitigating common mode voltage and leakage current. The new proposed PWM technique is based on the switching state table of the three-level H-bridge T-NPC inverter that containing many switching states with zero common mode voltage. Furthermore, implementation of PWM control for single-phase three-level T-NPC inverter configuration can decrease voltage stress on the output and reduce output voltage distortion compared with bipolar PWM control technique for two-level H-bridge inverter. In this paper, the sine wave carrier PWM technique is analyzed, designed and modelled based on the switching table. The analytical analysis will be evaluated using MATLAB/SIMULINK. Simulation results of the proposed PWM technique for three-level T-NPC inverter are compared with conventional techniques without common mode voltage elimination; the quality of the three-level T-NPC inverter is also compared to that of traditional two-level inverter. The power loss content is evaluated using PLECS software. The obtained results confirm the advantages of the eliminated common mode voltage PWM technique in the three-level T-NPC inverter configuration.

Key words: Single phase Voltage source inverter, T-3L inverter, eliminated common-mode voltage, carrier based PWM

¹Vinh Long University of Technology Education, Vietnam

²Ho Chi Minh City University of Technology, VNUHCM, Vietnam

Correspondence

Nho-Van Nguyen, Ho Chi Minh City University of Technology, VNUHCM, Vietnam

Email: nvnho@hcmut.edu.vn

History

- Received: 02-10-2021
- Accepted: 06-01-2022
- Published: 14-01-2022

DOI : 10.32508/stdjet.v4i4.925



Copyright

© VNUHCM Press. This is an open-access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution 4.0 International license.



Cite this article : Vo T, Nguyen N. A novel PWM technique to eliminate common-mode voltage for single-phase three-level T-NPC inverter. *Sci. Tech. Dev. J. – Engineering and Technology*; 4(4):1264-1276.