



## KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ NHẪM GIẢM DÒNG ĐIỆN RÒ CHO BỘ NGHỊCH LƯU ĐA BẬC NỔI TẦNG KHÔNG BIẾN ÁP TRONG HỆ THỐNG NĂNG LƯỢNG MẶT TRỜI NỔI LƯỚI

**Đỗ Thành Hiếu, Chu Thị Thanh Thơ, Nguyễn Việt Ngr**  
*Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Hưng Yên*

Ngày tòa soạn nhận được bài báo: 16/01/2018

Ngày phân biên đánh giá và sửa chữa: 27/02/2018

Ngày bài báo được chấp nhận đăng: 05/03/2018

### Tóm tắt:

*Nghịch lưu cầu H đa bậc nổi tầng không dùng biến áp có ưu điểm là chi phí thấp và hiệu quả cao nên đã được phổ biến áp dụng trong hệ thống năng lượng mặt trời. Tuy nhiên, trong cấu hình này xuất hiện một thành phần dòng điện rò chảy qua tụ ký sinh được hình thành giữa mô-đun quang điện (PV) và đất. Trên cơ sở đó, đầu tiên bài báo tiến hành thiết lập mô hình tương đương common-mode của bộ nghịch lưu có tụ ký sinh, và sau đó phân tích đặc tính của dòng điện rò trong mạch điện đối xứng và bất đối xứng. Các phân tích chỉ ra rằng dòng điện rò này trong mạch đối xứng có thể được loại bỏ thông qua tối ưu các phương pháp điều chế, còn trong mạch bất đối xứng thì không thể. Trong bài báo, chúng tôi đề xuất một phương pháp điều chế độ rộng xung với sóng mang bố trí cùng pha cải tiến (Modified Phase Disposition Pulse Width Modulation - MPDPWM), có thể giảm thiểu dòng điện rò với việc thực hiện đơn giản. Cuối cùng, kết quả mô phỏng được báo cáo cùng với sự đánh giá và so sánh với phương pháp điều chế theo sóng mang bố trí cùng pha (Phase Disposition Pulse Width Modulation - PDPWM) và điều chế sóng mang hỗn hợp (Hybrid multicarrier pulse width modulation – H-MCPWM).*

**Từ khóa:** Hệ thống năng lượng mặt trời nổi lưới, dòng điện rò, nghịch lưu đa bậc nổi tầng.

### 1. Đặt vấn đề

Nguồn năng lượng điện mặt trời (NLMT) là một trong những nguồn năng lượng tái tạo sạch và vô tận, có thể trong tương lai gần sẽ trở thành nguồn năng lượng chủ đạo trên toàn thế giới. Tuy nhiên, do vốn đầu tư ban đầu tương đối lớn cùng với lợi nhuận thấp nên mức độ khai thác và sử dụng nguồn năng lượng này vẫn chiếm một tỉ lệ tương đối nhỏ. Vì vậy, làm thế nào giảm chi phí lắp đặt ban đầu và nâng cao hiệu suất chuyển đổi của hệ thống năng lượng mặt trời đã và đang trở thành vấn đề then chốt. Từ đó, một số tác giả đã đề xuất ứng dụng bộ nghịch lưu không dùng biến áp trong chuyển đổi năng lượng của hệ thống NLMT [1]. Không sử dụng biến áp trong bộ nghịch lưu, đây được coi là một bước tiến mới trong việc nâng cao hiệu suất chuyển đổi, giảm kích cỡ, trọng lượng và giá thành. Tuy nhiên, không có biến áp trong hệ thống dẫn đến không có cách ly về điện giữa nguồn lưới điện và nguồn điện từ tấm quang điện (PV). Điều này đòi hỏi sự phát triển của các tiêu chuẩn an toàn khác nhau như VDE 0126-1-1, IEEE 1547, ... Bởi sự có mặt của chất điện môi giữa mô-đun PV và đất, nên giữa chúng tồn tại một tụ điện ký sinh. Khi có sự chuyển tiếp điện áp tần số cao đi qua tụ điện ký sinh thì sẽ có một dòng điện rò chảy qua nó. Dòng điện rò này không chỉ làm tăng độ méo sóng hài dòng điện và tổn hao của hệ thống mà còn ảnh hưởng đến thiết bị và gây nguy hiểm tới tính mạng của người

vận hành. Do đó, việc đưa ra các biện pháp ngăn chặn dòng điện rò này là cần thiết.

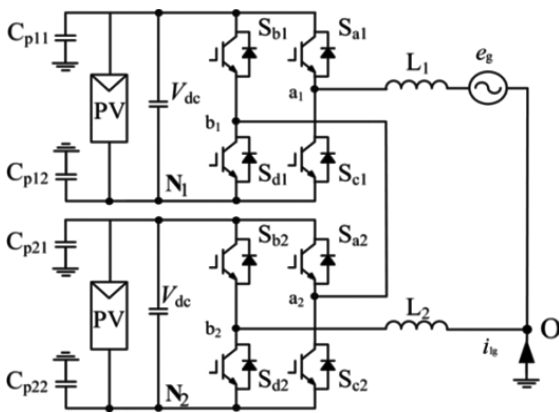
Hiện nay, để giảm thiểu dòng điện rò này có ba phương án: 1) Cải tiến sơ đồ cấu trúc của bộ nghịch lưu [2-4], 2) Sử dụng bộ lọc đầu ra [5] và 3) Tối ưu hóa kỹ thuật điều chế [6]. Gần đây, một số sơ đồ cấu trúc mới như H5, H6 ... được cải tiến từ sơ đồ nghịch lưu cầu H đã được đưa ra [7]. Tuy nhiên, các cấu hình này đòi hỏi thêm mạch phụ ở phía trước hoặc sau mạch cầu H; từ đó làm tăng sự phức tạp, chi phí và đồng thời làm giảm hiệu suất biến đổi của bộ nghịch lưu. Ở tài liệu tham khảo [6], phương pháp điều chế hỗn hợp đã được đề xuất, thông qua giảm biên độ của điện áp common-mode trong quá trình đóng cắt van bán dẫn. Phương pháp điều chế này có hiệu quả trong việc giảm thiểu dòng điện rò ở mô-đun cầu H đơn lẻ, tuy nhiên hạn chế của nó là không thể giảm thiểu dòng điện rò của hệ thống và cách thức thực hiện là phức tạp. Như vậy, việc nghiên cứu cải tiến và tối ưu hóa phương pháp điều chế nhằm giảm thiểu dòng điện rò cho bộ nghịch lưu đa bậc nổi tầng không biến áp trong hệ thống năng lượng mặt trời nổi lưới là rất cần thiết và còn nhiều thách thức.

Bài báo này đề xuất một phương pháp điều chế độ rộng xung với sóng mang bố trí cùng pha cải tiến. Cấu trúc bài báo được trình bày như sau: Trong phần 2, chúng tôi sẽ xây dựng mô hình tương đương của bộ nghịch lưu cầu H nổi tầng, đồng thời

phân tích đặc điểm của dòng điện rò và các yếu tố ảnh hưởng tới nó trong mạch điện có bộ lọc cuộn cảm đơn và đối xứng. Phần 3 sẽ trình bày nguyên lý hoạt động và giải thuật của phương pháp điều chế độ rộng xung với sóng mang bố trí cùng pha cải tiến cho bộ nghịch lưu đa bậc nối tầng có bộ lọc đầu ra đối xứng. Kết quả mô phỏng và so sánh với các giải pháp điều chế khác như PDPWM và H-MPDPWM sẽ được đưa ra ở phần 4. Phần cuối là những kết luận của bài báo.

**2. Giảm thiểu dòng điện rò cho bộ nghịch lưu NLMT cầu H nối tầng**

**2.1. Phân tích dòng điện rò trong bộ nghịch lưu cầu H nối tầng**



Hình 1. Sơ đồ nguyên lý bộ nghịch lưu NLMT cầu H một pha 5 bậc nối tầng

Hình 1 là sơ đồ cấu trúc của bộ nghịch lưu cầu H một pha nối tầng ứng dụng trong hệ thống biến đổi NLMT, ở đó tụ điện ký sinh được thêm vào để nghiên cứu sự xuất hiện của dòng điện rò. Trong Hình 1,  $C_{pi}$  tượng trưng cho sự tồn tại một tụ điện ký sinh giữa các tấm pin mặt trời và đất, giá trị của nó phụ thuộc vào vật liệu và kích cỡ của tấm pin, độ ẩm không khí, cách lắp đặt pin, ... [8];  $L_1$  và  $L_2$  là cuộn cảm lọc đầu ra bộ nghịch lưu;  $V_{dc}$  là điện áp đầu vào bộ nghịch lưu lấy từ các tấm pin;  $e_g$  là điện áp của lưới. Bộ nghịch lưu bao gồm hai mô-đun cầu H có đầu ra mắc nối tiếp với nhau và nối lưới thông qua hai cuộn cảm lọc. Dòng điện rò  $i_g$  chảy trong lưới điện gây ra những thiệt hại nghiêm trọng cho hệ thống NLMT, và giá trị cho phép đã được đưa ra trong tiêu chuẩn VDE-0126-1-1 của Đức. Từ đó, bài báo tập trung vào phân tích và ngăn chặn dòng điện rò trong lưới  $i_g$ .

Trong Hình 1, giả sử cực âm “ $N_1$ ” của tấm pin là điểm tham chiếu, thì hai điểm giữa của nhánh cầu “ $a_1$ ” và “ $b_1$ ” là đầu ra của bộ nghịch lưu. Mỗi quan hệ điện áp giữa pha - mass của nguồn DC từ

PV  $v_{cmi}$  và điện áp dây  $v_{dmi}$  với  $v_{ani}$  và  $v_{bni}$  được định nghĩa như sau:

$$v_{cmi} = \frac{v_{ani} + v_{bni}}{2} \tag{1}$$

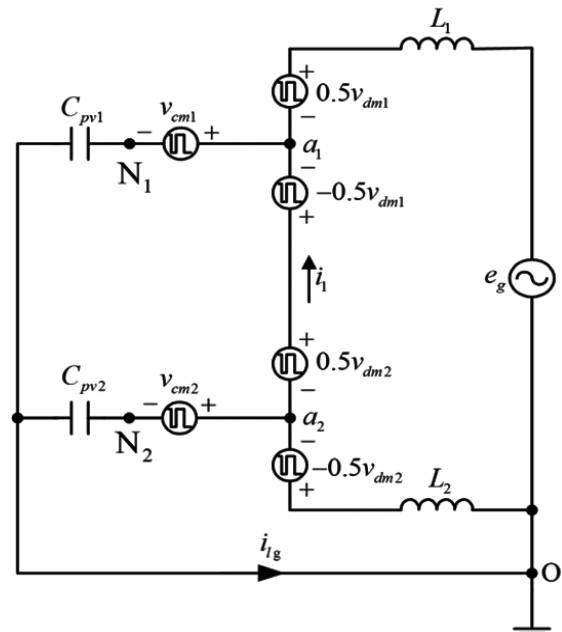
$$v_{dmi} = v_{ani} - v_{bni} \tag{2}$$

Từ đó,  $v_{ani}$  và  $v_{bni}$  được xác định như sau:

$$v_{ani} = v_{cmi} + \frac{v_{dmi}}{2} \tag{3}$$

$$v_{bni} = v_{cmi} - \frac{v_{dmi}}{2} \tag{4}$$

Dựa theo (3) và (4), mạch điện tương đương của sơ đồ cấu trúc bộ nghịch lưu Hình 1 được thể hiện như Hình 2. Trong đó,  $C_{pvi}$  là tụ điện ký sinh tương đương của mô-đun PV thứ  $i$ , và  $C_{pvi} = 2C_{pi}$ . Thông thường, đầu ra của bộ nghịch lưu được kết nối trực tiếp với lưới điện thông qua các bộ lọc cuộn cảm đơn hoặc cuộn cảm đối xứng. Do đó, sau đây chúng ta sẽ đi phân tích và tính toán giá trị dòng điện rò trong bộ nghịch lưu trong hai trường hợp đó.



Hình 2. Sơ đồ mạch điện tương đương trong hệ thống NLMT sử dụng bộ nghịch lưu cầu H một pha 5 bậc nối tầng

**a. Bộ nghịch lưu với bộ lọc cuộn cảm đơn**

Giả sử  $L_1 \neq 0$ ,  $L_2 = 0$ , dựa trên Hình 2, điện áp rơi trên tụ điện ký sinh của mỗi mô-đun có thể được tính toán như sau:

$$v_{N_1O} = 0.5v_{dm1} + v_{dm2} - v_{cm1} \tag{5}$$

$$v_{N_2O} = 0.5v_{dm2} - v_{cm2} \tag{6}$$

Coi  $C_{pv} = C_{pv1} = C_{pv2}$ , dòng điện lưới rò được biểu diễn bằng:

$$i_g = C_{pv1} \frac{dv_{N_1O}}{dt} + C_{pv2} \frac{dv_{N_2O}}{dt} = C_{pv} \frac{dv_{N_T O}}{dt} \tag{7}$$

Trong đó,  $v_{N_{T,O}}$  là tổng điện áp trên tụ điện ký sinh của hai mô-đun và có biểu thức tính như sau:

$$v_{N_{T,O}} = 0.5v_{dm1} + 1.5v_{dm2} - v_{cm} \quad (8)$$

Với  $v_{cm} = v_{cm1} + v_{cm2}$

Từ biểu thức (8) có thể thấy, điện áp tổng trên các tụ điện ký sinh  $v_{N_{T,O}}$  không phải là giá trị cố định, nên hệ thống chắc chắn tồn tại một dòng điện rò. Hơn nữa, xuất phát từ (8) thấy ở nghịch lưu có bộ lọc cuộn cảm đơn đầu ra thì giá trị điện áp tổng trên các tụ điện ký sinh phụ thuộc vào điện áp chênh lệch giữa các pha với tâm nguồn và điện áp chênh lệch giữa các pha với nhau. Rõ ràng, điện áp chênh lệch giữa các pha với nhau sẽ làm gia tăng sự khó khăn trong việc ngăn chặn dòng điện rò trong hệ thống.

**b. Bộ nghịch lưu với bộ lọc đối xứng**

Giả sử  $L_1 = L_2 \neq 0$ , theo định luật Kirchoff 1 và 2 áp dụng cho các vòng trong Hình 2, ta có :

$$\begin{cases} \frac{v_{A_1O} - v_{cm1}}{Z_{pV1}} + \frac{v_{A_1O} + 0.5v_{dm1} - e_g}{Z_{L1}} - i_1 = 0 \\ \frac{v_{A_2O} - v_{cm2}}{Z_{pVn}} + \frac{v_{A_2O} - 0.5v_{dm2}}{Z_{L2}} + i_1 = 0 \\ v_{A_1O} - v_{A_2O} = 0.5(v_{dm1} + v_{dm2}) \\ v_{nio} = v_{A_1O} - v_{cmi} \end{cases} \quad (9)$$

Để đơn giản cho việc phân tích, đặt  $Z_{pv} = Z_{pv1} = Z_{pv2}$ ,  $Z_L = Z_{L1} = Z_{L2}$ . Trong biểu thức (9) thì  $Z_L = sL_1 = sL_2$ ,  $Z_{pvi} = 1/sC_{pvi}$ ;  $v_{nio}$  là điện áp giữa 2 đầu của tụ điện ký sinh;  $i_1$  là dòng điện chảy giữa 2 mô-đun.

Từ biểu thức (9) có thể rút ra điện áp trên tụ điện ký sinh ở mỗi mô-đun là:

$$v_{nio} = \frac{Z_L v_{Hi} + Z_{pV} v_{Li}}{2Z_L + 2Z_{pV}} - v_{cmi} \quad (10)$$

Trong đó, biểu thức tính  $v_{Hi}$ ,  $v_{Li}$  như sau:

$$v_{Hi} = (-1)^{i-1} v_{dm}/2 + v_{cm} \quad (11)$$

$$v_{Li} = (-1)^{i-1} v_{dm(3-i)} + e_g \quad (12)$$

Với  $v_{dm} = v_{dm1} + v_{dm2}$ ;  $i=1,2$ .

Trong thực tế, điện dung của tụ điện ký sinh giữa tấm quang điện và đất thường lấy giá trị tương đối nhỏ khoảng 100 nF/kW [9]. Coi  $Z_{pV} \gg Z_L$  thì biểu thức (10) có thể đơn giản hóa thành :

$$v_{nio} = (-1)^{i-1} v_{dm(3-i)}/2 + 0.5e_g - v_{cmi} \quad (13)$$

Khi đó, điện áp tổng trên các tụ điện ký sinh là:

$$v_{N_{T,O}} = -0.5v_{dm1} + 0.5v_{dm2} + e_g - v_{cmi} \quad (14)$$

So với biểu thức (8), trong trường hợp này thì điện áp tổng trên các tụ điện ký sinh vẫn còn phụ thuộc vào điện áp lưới, nhưng xét đến điện áp lưới chỉ bao gồm tần số cơ bản và các thành phần sóng hài tần số thấp, do đó ảnh hưởng của thành phần này tới dòng điện rò của hệ thống có thể bỏ qua.

Đồng thời, hệ số của thành phần điện áp chênh lệch giữa các pha của 2 mô-đun trong biểu thức (14) là ngược dấu nhau, do đó nếu chúng có thể triệt tiêu lẫn nhau thì sẽ có thể giảm thiểu được dòng điện rò trong hệ thống.

**c. Phân tích dòng điện rò trong hệ thống**

Điện áp chênh lệch giữa các pha với tâm nguồn và điện áp chênh lệch giữa các pha có chứa một lượng lớn thành phần sóng hài bậc cao. Nếu không loại bỏ các thành phần này thì điện áp tổng trên các tụ điện ký sinh chắc chắn ảnh hưởng rất lớn đến dòng điện rò trong hệ thống. Hai điện áp này do trạng thái đóng cắt các van trong các mô-đun cầu H quyết định. Để dễ dàng phân tích, trạng thái đóng cắt của các van được thể hiện bằng hàm số đóng cắt  $S_{ji}$  và  $S_{\bar{j}i}$  được định nghĩa như sau:

$$S_{ji} = \begin{cases} 1 & S_{ji} \text{ ON} \\ 0 & S_{ji} \text{ OFF} \end{cases} \quad (j = a, b, c, d; i = 1, 2) \quad (15)$$

Giả sử điện áp bên phía một chiều của mỗi mô-đun là  $V_{dc}$  thì điện áp đầu ra của mô-đun thứ i có thể biểu đạt:

$$v_{ani} = V_{dc} S_{ai} \quad (16)$$

$$v_{bni} = V_{dc} S_{bi} \quad (17)$$

Kết hợp (1), (2), (8), (16) và (17), suy ra trạng thái chuyển mạch của bộ nghịch lưu cầu H nối tầng được thể hiện trong Bảng 1.

Bảng 1. Trạng thái chuyển mạch của bộ nghịch lưu cầu H nối tầng

Mức điện áp đầu ra	$S_{a1} \setminus S_{b1} \setminus S_{a2} \setminus S_{b2}$	$V_{N_{T,O}}$ Bộ lọc cuộn cảm đơn	$V_{N_{T,O}}$ Bộ lọc đối xứng
$+2V_{dc}$	<b>1010</b>	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
	<b>0010</b>	$V_{dc}$	0
	<b>1110</b>	0	$-V_{dc}$
	<b>1000</b>	0	$-V_{dc}$
$V_{dc}$	<b>1011</b>	$-V_{dc}$	$-2V_{dc}$
	<b>0011</b>	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
	<b>1100</b>	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
	<b>1001</b>	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$
0	<b>0110</b>	0	0
	<b>1111</b>	$-2V_{dc}$	$-2V_{dc}$
	<b>0000</b>	0	0
	<b>0100</b>	$-V_{dc}$	0
$-V_{dc}$	<b>0111</b>	$-2V_{dc}$	$-V_{dc}$
	<b>0001</b>	$-2V_{dc}$	$-V_{dc}$
	<b>1101</b>	$-3V_{dc}$	$-2V_{dc}$
$-2V_{dc}$	<b>0101</b>	$-3V_{dc}$	$-V_{dc}$

Như kết quả trong Bảng 1, đối với bộ lọc cuộn cảm đơn, nếu đầu ra bộ nghịch lưu có 5 bậc khác nhau thì điện áp tổng trên các tụ điện ký sinh tương ứng với từng mức đầu ra là khác nhau, do đó chắc chắn tồn tại dòng điện rò trong hệ thống. Ngược lại, đối với bộ lọc đối xứng, có một nhóm các chuyển mạch cho phép đầu ra bộ nghịch lưu có 5 mức và có cùng điện áp tổng trên các tụ điện ký sinh. Do đó, bằng cách tối ưu hóa các giải pháp điều chế, thì có thể loại bỏ dòng điện rò trong hệ thống bộ lọc đầu ra đối xứng.

**2.2. Giải pháp điều chế sóng mang bố trí cùng pha cải tiến**

Do giải pháp điều chế sóng mang bố trí cùng pha PDPWM có ưu điểm là phương thức thực hiện đơn giản, ý nghĩa vật lý rõ ràng và điều khiển tự do theo mức ... nên ngày càng được quan tâm. Tuy nhiên, qua phân tích trong mục trên có thể thấy khả năng giảm thiểu của giải pháp điều chế PDPWM truyền thống đối với dòng điện rò là không khả thi [10]. Từ đó, trong nghiên cứu này tác giả đề xuất giải pháp điều chế sóng mang bố trí cùng pha cải tiến MPDPWM, phương pháp điều chế này có hiệu quả trong việc giữ cố định điện áp tổng trên các tụ điện ký sinh, đồng thời có hiệu quả trong việc giảm thiểu dòng điện rò của hệ thống. Hơn nữa, giải pháp điều chế này chỉ sử dụng hai sóng mang so sánh với sóng điều chế để tạo ra tín hiệu PWM, phương thức thực hiện đơn giản và khối lượng tính toán ít. Nguyên lý làm việc cụ thể của phương pháp điều chế đề xuất được trình bày trong Hình 3.

Trong Hình 3,  $v_{c1}$  và  $v_{c2}$  là sóng mang tam giác có pha tương đồng và  $0 \leq v_{c1} \leq 0.5 \leq v_{c2} \leq 1$ . Giả sử sóng điều chế ban đầu  $v_{ref}$ , để so sánh giữa sóng điều chế và 2 sóng mang, trong nửa chu kỳ dương giữ sóng điều chế ban đầu không đổi, nhưng trong nửa chu kỳ âm, sóng điều chế ban đầu được cộng thêm giá trị 1 và sóng điều chế khi đó là  $v_r$  như Hình 3.

Luật đóng cắt của các nhánh cầu có thể thu được bằng cách tiến hành so sánh giữa sóng điều chế  $v_r$  với sóng mang  $v_{c1}$  và  $v_{c2}$ . Phương thức thực hiện cụ thể như sau: Ở nửa chu kỳ đầu của sóng điều chế thì  $S_{a1} = 1, S_{b2} = 0$ ; ngược lại ở nửa chu kỳ sau thì  $S_{a1} = 0, S_{b1} = 1$ ; trạng thái chuyển mạch của  $S_{b1}$  và  $S_{a2}$  là kết quả so sánh giữa sóng điều chế  $v_r$  với hai sóng mang, và có hai cách so sánh như sau:

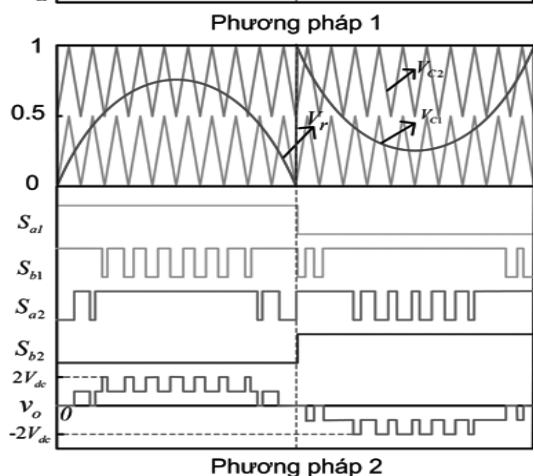
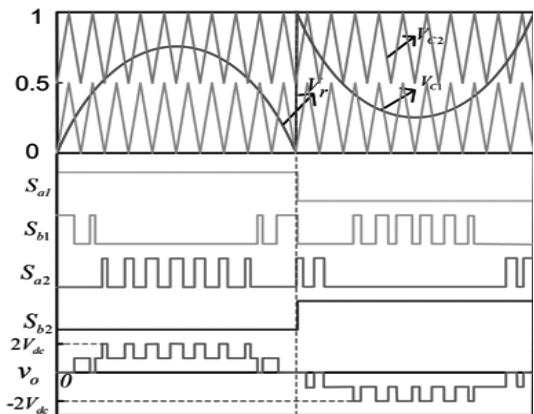
- Cách 1: Khi  $v_r$  lớn hơn  $v_{c1}$  thì  $S_{b1} = 0$  ngược lại  $S_{b1} = 1$ ; và nếu  $v_r$  lớn hơn  $v_{c2}$  thì  $S_{a2} = 1$  ngược lại  $S_{a2} = 0$ .
- Cách 2: Khi  $v_r$  lớn hơn  $v_{c2}$  thì  $S_{b1} = 0$  ngược lại  $S_{b1} = 1$ ; và nếu  $v_r$  lớn hơn  $v_{c1}$  thì  $S_{a2} = 1$  ngược lại  $S_{a2} = 0$ .

Hình 3 thể hiện sơ đồ nguyên lý làm việc, tín hiệu chuyển mạch các van và dạng sóng điện áp đầu ra của giải pháp điều chế MPDPWM.  $S_{a1}, S_{b1}, S_{a2}$

và  $S_{b2}$  trên hình là tín hiệu chuyển mạch 4 van, nó là kết quả của việc so sánh giữa sóng điều chế với sóng mang.  $v_o$  là điện áp đầu ra bộ nghịch lưu, từ đó có thể nhìn thấy,  $v_o$  là điện áp có 5 bậc. Điện áp đầu ra bộ nghịch lưu ở mỗi nửa chu kỳ hoàn toàn không đối xứng, điều này là do sự dịch chuyển ở sóng điều chế ban đầu ở mỗi nửa chu kỳ. Khi tần số của sóng điều chế đủ lớn thì ảnh hưởng của dạng sóng không đối xứng tới chất lượng điện áp đầu ra có thể bỏ qua. Ngoài ra, chọn dùng sóng điều chế ngược pha ở mỗi nửa chu kỳ thì bộ nghịch lưu vẫn hoạt động bình thường. Ngoài ra, từ Hình 3 có thể suy ra trạng thái chuyển mạch của van ở 2 phương thức so sánh tại bất kỳ thời điểm nào như trong Bảng 2.

Bảng 2. Trạng thái chuyển mạch các van của giải pháp điều chế MPDPWM

	State 1	State 2	State 3	State 4	State 5	State 6
<b>Phương thức 1</b>	1010	1000	1100	0011	0001	0101
<b>Phương thức 2</b>	1010	1110	1100	0011	0111	0101
<b>Điện áp đầu ra</b>	+2V <sub>dc</sub>	+V <sub>dc</sub>	0	0	-V <sub>dc</sub>	-2V <sub>dc</sub>
<b>v<sub>NrO</sub></b>	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>



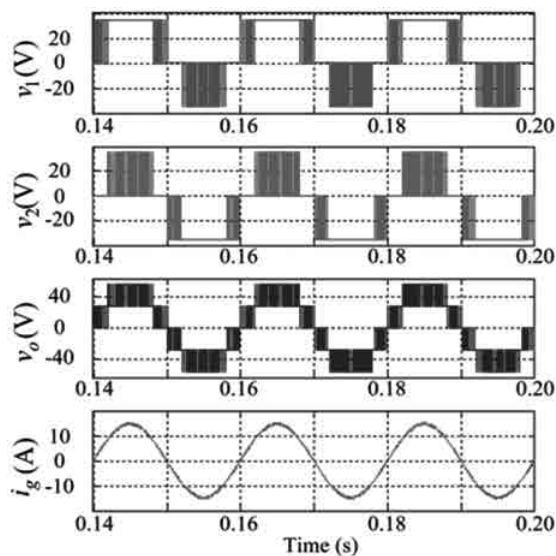
Hình 3. Sơ đồ nguyên lý của giải pháp điều chế MPDPWM

Từ Bảng 2 ta thấy, hai phương thức so sánh trên đều có 6 trạng thái chuyển mạch, đồng thời có thể cho ra 5 bậc điện áp, trong đó bậc 0 có hai trạng thái và phân biệt ở mỗi nửa chu kỳ. Hai phương thức này khác biệt chủ yếu ở trạng thái 2 và 5, tuy nhiên ở tất cả trạng thái chuyển mạch của van thì  $v_{NTO}$  đều bằng nhau. Vì vậy, hai phương thức so sánh này là tương đương nhau, đều có hiệu quả ngăn chặn dòng điện rò của hệ thống.

### 3. Kết quả mô phỏng

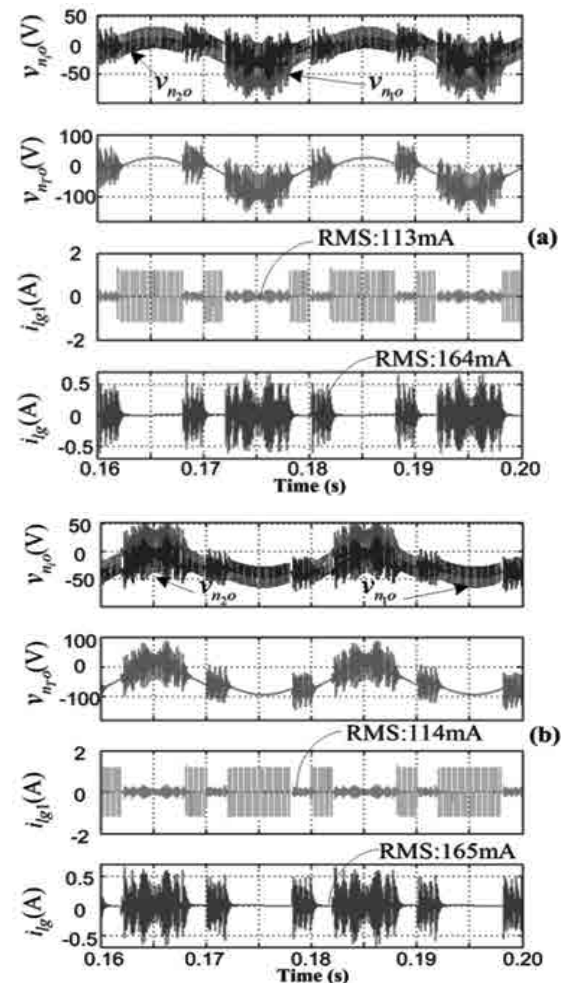
Để kiểm chứng sự hiệu quả của giải pháp điều chế đề xuất, nghiên cứu mô phỏng được thực hiện trên phần mềm Matlab/Simulink và kết quả được so sánh với giải pháp PDPWM và H-MCPWM [6]. Các thông số được sử dụng trong mô phỏng là: điện áp đầu ra của mỗi mô-đun cầu H là 35V, điện dung của tụ điện ký sinh là 100 nF, điện áp lưới là 60V/50Hz, điện cảm bộ lọc là 1mH và điện trở đất là 10Ω [9].

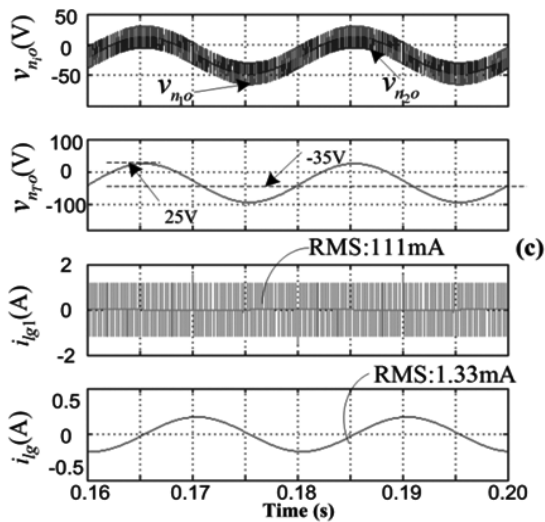
Hình 4 thể hiện dạng sóng mô phỏng  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_o$  và  $i_g$  tương ứng là điện áp đầu ra của mô-đun 1, mô-đun 2, điện áp đầu ra của hệ thống và dòng điện hòa lưới của bộ nghịch lưu của giải pháp điều chế đề xuất. Kết quả mô phỏng chỉ ra rằng điện áp đầu ra có chất lượng cao với 5 mức điện áp và dòng điện hòa lưới là sin. Điện áp đầu ra của mô-đun cầu H thứ nhất và thứ hai là dạng sóng 3 bậc và đối xứng với nhau trong một nửa chu kỳ, do đó các mô-đun này sẽ có cùng công suất đầu ra và cùng tổn hao trong quá trình đóng cắt. Từ đó có thể nhận xét giải pháp điều chế MPDPM điều khiển hiệu quả cho bộ nghịch lưu cầu H nối tầng.



Hình 4. Kết quả mô phỏng với giải pháp điều chế MPDPM

Dạng sóng điện áp trên tụ điện ký sinh ở mô-đun 1, mô-đun 2, cả hệ thống, dòng điện rò của mô-đun 1 (dòng điện rò của mô-đun 2 tương tự như mô-đun 1) và dòng điện rò của hệ thống tương ứng với kỹ thuật điều chế PDPWM, H-MCPWM và MPDPM là được thể hiện trên Hình 5. Hình 5a và 5b cho thấy điện áp trên tụ điện ký sinh của mỗi mô-đun chứa rất nhiều thành phần sóng hài bậc cao và điện áp trên tụ điện ký sinh tương đương của toàn bộ hệ thống cũng bị ảnh hưởng bởi thành phần này. Giá trị hiệu dụng dòng điện rò của lưới tương ứng là 164 mA và 165 mA, vượt quá giới hạn cho phép trong tiêu chuẩn VDE-0126-1-1. Kết quả mô phỏng với phương pháp MPDPM đề xuất được thể hiện trong Hình 5c. Điện áp trên tụ điện ký sinh của mỗi mô-đun cũng dao động, nhưng điện áp trên tụ điện ký sinh tương đương của toàn bộ hệ thống có dạng hình sin với biên độ là 35 V và gần giống như điện áp lưới. Hơn nữa, dòng điện rò của hệ thống gần như được ngăn chặn hoàn toàn và giá trị hiệu dụng chỉ là 1.33 mA nhỏ hơn rất nhiều lần so với giá trị 300 mA mà tiêu chuẩn VDE-0126-1-1 đưa ra.





Hình 5. Kết quả mô phỏng với giải pháp điều chế PDPWM, H-MCPWM và MPDPWM

#### 4. Kết luận

Nhằm mục đích giải quyết vấn đề giảm thiểu dòng điện rò của bộ nghịch lưu cầu H nối tầng không biến áp trong hệ thống NLMT, bài báo đã tiến hành thiết lập mô hình tương đương của bộ nghịch lưu đa bậc nối tầng, sau đó phân tích đặc điểm và các yếu tố ảnh hưởng tới dòng điện rò trong mạch nghịch lưu cuộn cảm đơn và cuộn cảm đối xứng. Kết quả phân tích chỉ ra rằng dòng điện rò trong mạch cuộn cảm đối xứng có thể được loại bỏ thông qua tối ưu các phương pháp điều chế, còn trong mạch cuộn cảm đơn thì không thể. Từ đó, bài báo này đề xuất giải pháp điều chế theo sóng mang bố trí cùng pha cải tiến. Kết quả mô phỏng của phương pháp điều chế đề xuất so sánh với các giải pháp điều chế khác cho thấy, giải pháp điều chế đề xuất có dòng điện rò (khoảng 1.33 mA) nhỏ hơn rất nhiều lần so với các giải pháp PDPWM và H-MCPWM và phương thức thực hiện đơn giản.

#### Tài liệu tham khảo

- [1]. Malinowski, M. K., Gopakumar, Rodriguez J., and Perez, M. A., A Survey on Cascaded Multilevel Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, **57**, pp. 2197-2206.
- [2]. Gonzalez, R., Lopez, J., Sanchis P., and Marroyo, L., Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, **22**, pp. 693-697.
- [3]. Heribert, S., Christoph S., and Jurgen, K., Inverter for transforming a DC voltage into an AC current or an AC voltage. *Europe Patent 1*, 2003.
- [4]. Li, W., Gu, Y., Luo, H., Cui, W., He, X. and Xia, C., Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, **62**, pp. 4537-4551.
- [5]. Zhou, Y. and Li, H., Analysis and Suppression of Leakage Current in Cascaded-Multilevel-Inverter-Based PV Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, **29**, pp. 5265-5277.
- [6]. Selvamuthukumar, R., Garg, A. and Gupta R., Hybrid Multicarrier Modulation to Reduce Leakage Current in a Transformerless Cascaded Multilevel Inverter for Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, **30**, pp. 1779-1783.
- [7]. Rizzoli, G., Mengoni, M., Zarri, L., Tani, A., Serra, G. and Casadei, D., Comparison of single-phase H4, H5, H6 inverters for transformerless photovoltaic applications. *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 3038-3045.
- [8]. Xiao H. and Xie S., Leakage Current Analytical Model and Application in Single-Phase Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, **52**, pp. 902-913.
- [9]. Kerekes, T., Teodorescu, Liserre, R. M., Klumpner C. and Sumner, M., Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, **24**, pp. 2202-2211.
- [10]. Holmes D. G. and Lipo T., Pulse Width Modulation for Power Converters: *Principles and Practice*. Piscataway, 2003.

**MODULATION STRATEGY TO REDUCE LEAKAGE CURRENT  
IN TRANSFORMERLESS CASCADED MULTILEVEL INVERTER  
FOR GRID-CONNECTED SOLAR SYSTEM**

**Abstract:**

*The transformerless cascade multilevel H-bridge inverters have been popularized in the application of solar system due to the advantages of low cost and high efficiency. However, the topology makes a path for leakage current to flow through parasitic capacitance formed between the PV module and the ground. Hence, this paper first establishes the common-mode equivalent model of the inverter with the parasitic capacitance, and analyzes the characteristics of leakage current in the symmetrical and asymmetrical inductance circuit respectively. The analysis shows that the leakage current can be eliminated through optimizing the modulation methods for symmetric circuits, while with asymmetric circuits it is impossible. In this paper, we propose a modified phase disposition pulse width modulation strategy (MPDPWM) for the symmetrical circuit which can eliminate the leakage current effectively with simple implementation. Finally, simulation results are reported along with evaluation and comparison results against a Phase Disposition Pulse Width Modulation (PDPWM) and Hybrid Multicarrier Pulse Width Modulation (H-MCPWM).*

**Keywords:** Grid-connected solar system, leakage current, cascaded multilevel inverter.